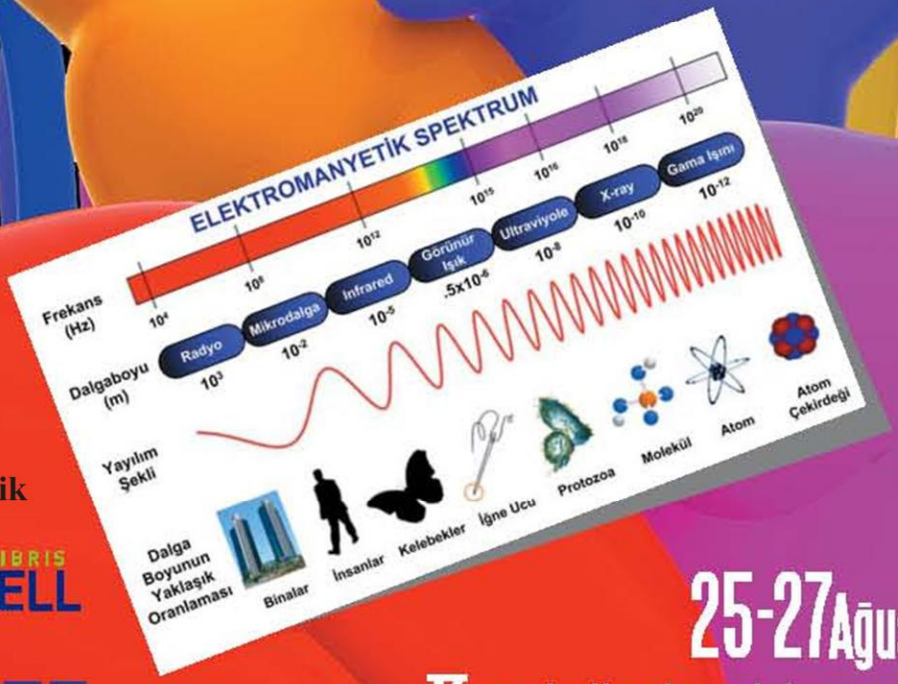
TÜRKİYE ULUSAL KOMİTESİ

URSI

International Union of Radio Science

(Uluslararası Radyo Bilimcileri Birliği)

Kuzey Kıbrıs Kampusu ODTÜ KKK



aktif neser Elektronik ve Makina Ltd. Şti.

CST

Savronik

KUZEY KIBRIS TURKCELL

IEEE TÜRKİYE ŞUBESİ

İstanbul Üniversitesi 1453

Doğuş Üniversitesi İstanbul 1997

25-27 Ağustos 2010

V URSİ-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ

www.ursi.ncc.metu.edu.tr

Resim: http://thegoldguys.blogspot.com

TÜRKİYE ULUSAL KOMİTESİ

URSI (INTERNATIONAL UNION of RADIO SCIENCE)
TÜRKİYE ULUSAL KOMİTESİ

V. URSI-TÜRKİYE'2010 BİLİMSEL KONGRESİ

ULUSAL GENEL KURUL TOPLANTISI

25 - 27 Ağustos 2010

Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Kuzey Kıbrıs Kampusu (ODTÜ-KKK)
Güzelyurt, KKTC

ÖNSÖZ

Uluslararası bir Üst Bilimsel kuruluş olan ve Türkiye'de TÜBİTAK tarafından temsil edilen URSI (UNION RADIO-SCIENTIFIQUE INTERNATIONALE), 5. URSI Ulusal Bilimsel Kongresini düzenleme görevini Orta Doğu Teknik Üniversitesi – Kuzey Kıbrıs Kampusu (ODTÜ-KKK)'ne vermiştir. ODTÜ-KKK Yerel Düzenleme Kurulu olarak, değerli bilim insanlarını biraraya getiren ve ortak çalışma gruplarının oluşturulabilmesi için zemin hazırlayan URSI Ulusal Bilimsel Kongresini düzenlemekten büyük mutluluk duymaktayız.

Kongre, aynı zamanda Uluslararası URSI'nin komisyon isimleri olan aşağıdaki temel dalları ve bunlara yakın diğer konuları kapsamaktadır:

(A) Elektromanyetik Metroloji (Electromagnetic Metrology)
(B) Alanlar ve Dalgalar (Fields and Waves)
(C) Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri (Signals and Systems)
(D) Elektronik ve Fotonik (Electronics and Photonics)
(E) Elektromanyetik Gürültü ve Girişim (EM Noise and Interference)
(F) Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama (Wave Propagation and Remote Sensing)
(G) İyonosferik Radyo Yayılımı (Ionospheric Radio Propagation)
(H) Dalgalar ve Plazma (Waves and Plasmas)
(J) Radyo Astronomi (Radio Astronomy)
(K) Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (EM in Biology and Medicine)

Kongrenin programı,16 farklı başlık altında 138 sözlü bildiriden oluşmaktadır. Bunlardan 8 tanesi yurtdışından/yurtiçinden gelen aşağıdaki davetli konuşmacılarca sunulmaktadır:

Prof. Dr. Raj Mittra, Penn State University, USA
Prof. Dr. Erdem Yazgan, Hacettepe Ünversitesi
Prof. Dr. Gönül Turhan Sayan, Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İrşadi Aksun, Koç Üniversitesi
Prof. Dr. Levent Sevgi, Doğuş Üniversitesi
Prof. Dr. Mustafa Kuzuoğlu, Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Nesrin Seyhan, Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Yurdanur Tulunay, Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Ayrıca, radyo bilimi konusunda ülkemizde önemli hizmetlerde bulunan, değerli araştırma ve eğitim katkıları olan hocalarımızdan Prof. Dr. Merih Büyükdura ve Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı için de iki özel oturum düzenlenmiştir. Oturumların düzenlenmesinde emeği geçen herkese teşekkür ederiz.

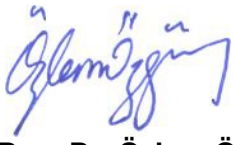
5. URSI-Türkiye'2010 Kongresi kapsamında, yüksek lisans ve doktora öğrencilerine açık bir bildiri yarışması düzenlenmektedir. Bu yarışmayı destekleyen IEEE Türkiye Şubesi (AP / MTT / ED / EMC teknik kolu) ve URSI'ye teşekkür ederiz.

Kongrenin gerçekleşmesi için emek harcayan ve desteklerini esirgemeyen başta ODTÜ-KKK Rektörü Sayın Prof. Dr. Turgut Tümer olmak üzere tüm ODTÜ-KKK yönetimine ve personeline; URSI Türkiye Yönetim Kurulu başkanı Sayın Prof. Dr. Hamit Serbest'e ve yönetim kurulu üyelerine; bildiri değerlendirme sürecindeki katkıları nedeniyle danışma kurulu üyelerine; maddi/manevi destekleri için Sayın Prof. Dr. Sıddık Yarman ve Sayın Prof. Dr. Levent Sevgi'ye, İstanbul ve Doğuş Üniversitelerine, ve kongre kitabının hazırlanmasında verdikleri teknik destek için Işık Üniversitesi Bilgi İşlem Müdürlüğü personeline şükranlarımızı sunuyoruz.

Ayrıca, kongreye sağladıkları maddi destekler için IEEE Türkiye Şubesi'ne, Kuzey Kıbrıs Turkcell, Savronik ve Aktif Neser/CST firmalarına teşekkür ederiz.

Bilginin yanında dostlukların da paylaşıldığını düşündüğümüz, katılımınız ve katkılarınız ile zenginleştiğini düşündüğümüz 5. URSI-Türkiye 2010 Bilimsel Kongresinin başarılı geçmesini diliyor ve saygılarımızı sunuyoruz.

5. URSI-Türkiye 2010 Yerel Düzenleme Kurulu



Yrd. Doç. Dr. Özlem Özgün





Yrd. Doç. Dr. Tayfun Nesimoğlu



Kısa adı URSI olan Uluslararası Radyo Bilimcileri Birliği, elektromanyetik alan ve dalgalar hakkında çalışmaları yapan, radyo bilimi insanlarını biraraya getiren ve kar amacı gütmeyen bir sivil toplum kuruluşudur.

URSI'nin misyonu, tüm dünyada radyo biliminde çalışma, araştırma ve uygulamaları teşvik etmek ve koordine etmek olarak özetlenebilir. Uluslararası düzeyde radyo biliminin insanlık yararına geliştirilmesini ve teşvik edilmesini amaçlayan URSI'nin, radyo biliminin topluma, özel ve kamu kuruluşlarına tanıtımı en önemli görevidir.

Bu nedenle kongre ve konferanslar URSI'nin en önemli faaliyetlerindendir. URSI Türkiye Ulusal Komitesi olarak, bu misyonla uyumlu bir şekilde 2002 yılından beri iki yılda bir URSI Ulusal Kongresi düzenlemekteyiz. Her seferinde daha çok ilgi ve katılımcı ile gerçekleşen bu kongrenin 2010 yılında ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampusu'nde gerçekleşmiş olmasından ayrıca mutluyuz. Güzel Kıbrıs'ın bu güzel kurumunda biraraya gelmek radyo bilimcilerine mutluluk ve heyecan vermektedir.

Kongre düzenlemenin aldığı vakit ve gayret gözönüne alındığında kurumlarımızın ve hocalarımızın ne kadar büyük bir fedakarlık yaptıklarını anlayabiliriz. Bu bağlamda hem ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampusu yönetimine hem de organizasyonda yer alan tüm personele teşekkür eder, radyo bilimcileri adına saygılarımızı sunarız.

URSI Türkiye Ulusal Komitesi

V. URSI-TÜRKİYE'2010 BİLİMSEL KONGRESİ DÜZENLEME KURULU

Prof. Dr. Ayhan Altıntaş
Bilkent Üniversitesi (Başkan)

Prof. Dr. Birsen Saka
Hacettepe Üniversitesi

Prof. Dr. Erol Kocaoğlan
ODTÜ-KKK Rektör Yardımcısı (Onursal Başkan)

Prof. Dr. Levent Sevgi
Doğuş Üniversitesi

Doç. Dr. Özlem Aydın Çivi
ODTÜ

Yrd. Doç. Dr. Özlem Özgün
ODTÜ-KKK (Yerel Düzenleme Kurulu Başkanı)

Prof. Dr. Sedef Kent
İTÜ

Prof. Dr. Sıddık Yarman
İstanbul Üniversitesi

Doç. Dr. Şimşek Demir
ODTÜ

Yrd. Doç. Dr. Tayfun Nesimoğlu
ODTÜ-KKK

URSI-TÜRKİYE YÖNETİM KURULU

Prof. Dr. Hamit Serbest
(Çukurova Üniversitesi) (Başkan)

Prof. Dr. Ayhan Altıntaş
Bilkent Üniversitesi (Başkan Yrd.)

Prof. Dr. Birsen Saka
Hacettepe Üniversitesi (Sekreter)

Doç. Dr. Özlem Aydın Çivi
ODTÜ (Üye)

Prof. Dr. Sedef Kent
İTÜ (Üye)

URSI-TÜRKİYE KOMİSYON BAŞKANLARI

Prof. Dr. Erdem Yazgan (Komisyon A)
Prof. Dr. Ayhan Altıntaş (Komisyon B)
Prof. Dr. Erdal Panayırcı (Komisyon C)
Doç. Dr. Şimşek Demir (Komisyon D)
Prof. Dr. Levent Gürel (Komisyon E)
Prof. Dr. Orhan Arıkan (Komisyon F)
Prof. Dr. Yurdanur Tulunay (Komisyon G)
Prof. Dr. Yahya Baykal (Komisyon H)
Doç. Dr. İbrahim Küçük (Komisyon J)
Prof. Dr. Y. Ziya İder (Komisyon K)

V. URSI-TÜRKİYE'2010 BİLİMSEL KONGRESİ
DANIŞMA KURULU

A. Egemen Yılmaz (Ankara)	Kerim Güney (Erciyes)
Abdullah Öztoprak (DAÜ)	Levent Sevgi (Doğuş)
Adnan Köksal (Hacettepe)	M. Ertuğrul Çelebi (İTÜ)
Ali Kara (Atılım)	M. İrşadi Aksun (Koç)
Ali Muhtaroğlu (ODTÜ-KKK)	Mithat İdemen (Yeditepe)
Alinur Büyükaksoy (GYTE)	Muhammet Köksal (Fatih)
Atila Yılmaz (Hacettepe)	Murat Efe (Ankara)
Bülent Örencik (Tübitak-MAM)	Murat Eyüboğlu (ODTÜ)
Burak Alaçam (ODTÜ-KKK)	Mustafa Alçi (Erciyes)
Burak Polat (Uludağ)	Mustafa Kuzuoğlu (ODTÜ)
Cüneyt Güzeliş (9 Eylül)	Necmi Taşpınar (Erciyes)
Erkan Afacan (Gazi)	Nesrin Seyhan (Gazi)
Ekmel Özbay (Bilkent)	Nevzat Gençer (ODTÜ)
Erhan İnce (DAÜ)	Selim Şeker (Boğaziçi)
Feza Arıkan (Hacettepe)	Semih Bilgen (ODTÜ)
Filiz Güneş (YTÜ)	Sevinç Aydınlık Bechteler (IYTE)
Gökhan Apaydın (Zirve)	Şener Uysal (DAÜ)
Gönül Turhan Sayan (ODTÜ)	Şükrü Özen (Akdeniz)
Gülbin Dural (ODTÜ)	Tayfun Akgül (İTÜ)
Güven Önbilgin (19 Mayıs)	Tayfun Günel (İTÜ)
Haluk Külah (ODTÜ)	Tuncay Birand (ODTÜ)
Hasan Amca (DAÜ)	Tuncay Ege (Gaziantep)
Hasan Efeoğlu (Atatürk)	Yeşim Yüksel Zoral (9 Eylül)
Hüseyin Bilgekul (DAÜ)	Zafer Ünver (ODTÜ)
İbrahim Akduman (İTÜ)	

Kongre Programı

1. GÜN
ÇARŞAMBA, 25 Ağustos 2010

8:00 - 16:00	KAYIT			
8:30 - 9:00	AÇILIŞ BÜYÜK AMFI			
9:00 - 10:00	AMFI 3 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Levent Sevgi	AMFI 2 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Yurdanur Tulunay		SALON 3 Mikrodalga Antenlerin Benzetimi Özel Oturumu (1) MA1, MA2, MA3
10:00 - 10:30	Çay / Kahve Arası			
10:30 - 12:30	AMFI 3 Prof. Dr. Merih Büyükdura Özel Oturumu MB1, MB2, MB3, MB4, MB5	AMFI 2 Mikrodalga / RF Sistemleri (1) MR1, MR2, MR3, MR4, MR5	SALON 2 İyonosferik Radyo Yayılımı / Radyo Astronomi IA1, IA2, IA3, IA4, IA5	SALON 3 Mikrodalga Antenlerin Benzetimi Özel Oturumu (2) MA4, MA5, MA6, MA7, MA8, MA9
12:30 - 14:00	Yemek Arası			
14:00 - 15:00	AMFI 3 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Gönül Turhan Sayan	AMFI 2 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Erdem Yazgan		SALON 3 Radar Antenleri Özel Oturumu (1) RA1, RA2, RA3
15:00 - 15:30	Çay / Kahve Arası			
15:30 - 17:50	AMFI 3 Alanlar ve Dalgalar (1) AD1, AD2, AD3, AD4, AD5, AD6, AD7	AMFI 2 Mikrodalga / RF Sistemleri (2) MR7, MR8, MR9, MR10, MR11, MR12, MR13	SALON 2 Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri (1) SH1, SH2, SH3, SH4, SH5, SH6, SH7	SALON 3 Radar Antenleri Özel Oturumu (2) RA4, RA5, RA6, RA7, RA8, RA9
19:30 - 22:00	Açılış Kokteyli (Havuzbaşı)			

2. GÜN
PERŞEMBE, 26 Ağustos 2010

8:00 - 16:00	KAYIT				
9:00 - 10:00	BÜYÜK AMFI Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Raj Mittra				
10:00 - 10:30	Çay / Kahve Arası				
10:30 - 12:30	AMFI 3 Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Özel Oturumu TC1, TC2, TC3, TC4	AMFI 2 Anten Sistemleri (1) AS1, AS2, AS3, AS4, AS5, AS6	SALON 2 Alanlar ve Dalgalar (2) AD8, AD9, AD10, AD11, AD12, AD13	SALON 3 Mikrodalga / RF Sistemleri (3) MR14, MR15, MR16, MR17, MR18, MR19	
12:30 - 14:00	Yemek Arası				
14:00 - 15:00	AMFI 3 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Mustafa Kuzuoğlu	AMFI 2 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Nesrin Seyhan		SALON 3 Mikrodalga / RF Sistemleri (4) MR20, MR21, MR22	
15:00 - 15:30	Çay / Kahve Arası				
15:30 - 17:50	AMFI 3 Alanlar ve Dalgalar (3) / Metamalzemeler AD14, AD15, AD16, MM1, MM2, MM3, MM4	AMFI 2 Anten Sistemleri (2) AS7, AS8, AS9, AS10, AS11, AS12, AS13	SALON 2 Haberleşme Teknolojileri Özel Oturumu HT1, HT2, HT3, HT4, HT5, HT6, MR6	SALON 3 Elektromanyetik Metroloji EM1, EM2, EM3, EM4, EM5, EM6	SALON 4 Aktif Neser CST Workshop
18:00 - 22:00	Akşam Yemeği (Girne)				

3. GÜN
CUMA, 27 Ağustos 2010

8:00 - 10:00	KAYIT			
9:00 - 10:00	AMFI 3 Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. İrşadi Aksun		SALON 2 Optik Haberleşme Özel Oturumu OH1, OH2, OH3	SALON 3 Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (1) BT1, BT2, BT3
10:00 - 10:30	Çay / Kahve Arası			
10:30 - 12:10	AMFI 3 Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama DA1, DA2, DA3, DA4	AMFI 2 Doğadan İlham Alan Yöntemler Özel Oturumu DI1, DI2, DI3, DI4	SALON 2 Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri (2) SH8, SH9, SH10, SH11, SH12	SALON 3 Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (2) BT4, BT5, BT6, BT7, BT8
12:10 - 12:30	Öğrenci Bildirileri Yarışması Ödül Töreni (AMFI 3)			
12:30 - 14:00	Yemek Arası			
14:00 - 22:00	Lefkoşa-Girne Gezisi (isteğe bağlı, ücretli)			

AD	Alanlar ve Dalgalar
AS	Anten Sistemleri
BT	Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik
DA	Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama
DI	Doğadan İlham Alan Yöntemlerin Elektromanyetik ve Mikrodalga Problemlerindeki Uygulamaları Özel Oturumu
EM	Elektromanyetik Metroloji
HT	Yeni Nesil Haberleşme Teknolojileri Uygulamaları Özel Oturumu
IA	İyonosferik Radyo Yayılımı / Radyo Astronomi
MA	Mikrodalga Antenlerin Benzetim Programlarıyla Analizi Özel Oturumu
MB	Prof. Dr. Merih Büyükdura Özel Oturumu
MM	MetaMalzemeler
MR	Mikrodalga / RF Sistemleri
OH	Optik Haberleşme Özel Oturumu
RA	Radar Antenleri Analiz Tasarım ve Ölçüm Özel Oturumu
SH	Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri
TC	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Özel Oturumu

1. GÜN	ÇARŞAMBA, 25 Ağustos 2010 (SABAH)			
8:00 - 16:00	KAYIT			
8:30 - 9:00	AÇILIŞ			Büyük Amfi
9:00 - 10:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Levent Sevgi, *Doğuş Üniversitesi* Bilim ve Toplum: Bilim Okuryazarlığı ve Rakamlarla Konuşmak Oturum Başkanı: Gonca Çakır			AMFİ 3
9:00 - 10:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Yurdanur Tulunay, *ODTÜ* Yere Yakın Uzay Durumu Farkındalığı (SSA): Uzay Havası ve Radyo Bilimi Oturum Başkanı: Eti Mizrahi			AMFİ 2
9:00 - 10:00	Mikrodalga Antenlerin Benzetim Programlarıyla Analizi Özel Oturumu (1) Oturum Başkanı: Ş. Taha İmeci			SALON 3
	9:00 - 9:20	MA1	6.22 GHz'de Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Doğan Önal, Taha İmeci*	
	9:20 - 9:40	MA2	Kuyruklu Düzlemsel Mikroşerit Yama Anten *Ş. Taha İmeci, Eyüp Aslan, Onur Yıldırım*	
	9:40 - 10:00	MA3	Yüksek Kazançlı Alttan Beslemeli Mikroşerit Yama Anten *Ahmet Aksoy, Pelin Akman, Ş.Taha İmeci*	
10:00 - 10:30	Çay / Kahve Arası			
10:30 - 12:10	Prof. Dr. Merih Büyükdura Özel Oturumu Oturum Başkanları: Ayhan Altıntaş, Özlem Aydın Çivi			AMFİ 3
	10:30 - 10:50	MB1	Merih Büyükdura'nın Kırınım Teorisine Katkılarından Örnekler *Ayhan Altıntaş*	
	10:50 - 11:10	MB2	Skalar Dalgaların İki Saçıcıdan Zaman Uzamı Saçılımı *S. Alp Azizoglu, S. Sencer Koç, O. Merih Büyükdura*	
	11:10 - 11:30	MB3	Yakınında Saçıcı Bulunan Büyük Sonlu Dizi Antenlerden Saçınımın Etkin Analizi İçin Melez Kırınım Teorisi - Ayrık Fourier Dönüşümü Momentler Yöntemi *Ramazan Cetin, Ozlem Aydın Civi, Paolo Nepa*	
	11:30 - 11:50	MB4	Kısa Atımlı Lazer Işınlarının Doğrusal Olmayan Optik Ortamlarda Yayılımı: Öz odaklanım ve Plazma Oluşumu *Burak Yedierler*	
	11:50 - 12:10	MB5	Yapay Sinir Ağları Kullanarak Hedef Yön Kestirimi *Selcuk Caylar, Gülbin Dural, Kemal Leblebicioglu*	
10:30 - 12:30	Mikrodalga / RF Sistemleri (1) Oturum Başkanı: Filiz Güneş			AMFİ 2
	10:30 - 10:50	MR1	2-14 GHz Ultra Geniş Bantlı SiGe Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici *Osman Palamutçuoğlu, Murat Kınalı*	
	10:50 - 11:10	MR2	Üç Boyutlu Helis TWT Modellemesi *Erdal Korkmaz, Isa Araz, Halil Dalgıç*	
	11:10 - 11:30	MR3	Üç Boyutlu Oyuk-Yarık Kovuklu Magnetron Modellemesi *Halil Dalgıç, İsa Araz, Erdal Korkmaz*	
	11:30 - 11:50	MR4	Enkaz Altında Canlı Kalanların Tespiti İçin Yeni Bir RF Arama Kurtarma Sistemi *Demet S. Armağan Şahinkaya, Levent Hakkı Şenyürek*	
	11:50 - 12:10	MR5	Sonoboy Uygulamaları İçin Çok Kanallı VHF Verici Tasarımı *Demet S. Armağan Şahinkaya, Engin Kurt, Gökhan Bölük*	

1. GÜN	ÇARŞAMBA, 25 Ağustos 2010 (SABAH)			
10:30 - 12:10	İyonosferik Radyo Yayılımı / Radyo Astronomi Oturum Başkanı: Yurdanur Tulunay			SALON 2
	10:30 - 10:50	IA1	Homojen Olmayan İyonosferik Plazmada Bir Boyutlu WKB Yaklaşımı *Ali Yeşil, İbrahim Ünal, Zehra Ekici*	
	10:50 - 11:10	IA2	Elektron Sıcaklığının İyonosferik Plazmada İlerleyen Kutuplanmış Dalganın Sönümüne Etkisi *İbrahim Ünal, Ali Yeşil*	
	11:10 - 11:30	IA3	Muş Üzerindeki Alt İyonkürenin Güçlü HF Radyo Dalgaları Vasıtasıyla Isıtılması *Ramazan Atıcı, Esat Güzel, Selçuk Sağır*	
	11:30 - 11:50	IA4	İonosferik Kritik Frekans foF2 Kestiriminde ARMA Modelleri ve Geri Besleme Tekniğinin Karşılaştırılması *Eti Mizrahi, A.H.Bilge, Yurdanur Tulunay, B. Güler*	
	11:50 - 12:10	IA5	Radyo Astronomide Veri Depolanması ve Bu Konuda Kullanılabilecek Yapılar *Mustafa Kürşad Yıldız, Ferhat Fikri Özeren*	
10:30 - 12:30	Mikrodalga Antenlerin Benzetim Programlarıyla Analizi Özel Oturumu (2) Oturum Başkanı: Ş. Taha İmeci			SALON 3
	10:30 - 10:50	MA4	Oyuklu Mikroşerit Yama Anten *Fikriye Öztürk, Ş.Taha İmeci*	
	10:50 - 11:10	MA5	Işıma Genişliği Artırılmış Mikroşerit Anten *Sedat Şentürk, Zafer Doğan, Taha İmeci*	
	11:10 - 11:30	MA6	3.42 GHz'de Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Özay Çolak, Ş. Taha İmeci*	
	11:30 - 11:50	MA7	Ek uzunluklu Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Çiğdem Bostancı , Kadir Sercan Bayram, Taha İmeci*	
	11:50 - 12:10	MA8	Üç Boyutlu Cisimlerin Radar Kesit Alanının Fizik Optik Tekniğiyle Analizi *E.Deniz Saydur, A.Yasin Erdoğan, A.Oktay Ertay, Aktül Kavas*	
	12:10 - 12:30	MA9	2.4 GHz de RFID Okuyucu Sistemi İçin Yama Anten Tasarımı *Onur Yıldırım, Ersin Erce, Aktül Kavas*	
12:30 - 14:00	Yemek Arası			

1. GÜN	ÇARŞAMBA, 25 Ağustos 2010 (ÖĞLEDEN SONRA)			
14:00 - 15:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Gönül Turhan Sayan, *ODTÜ* Rezonans Frekans Bölgesinde Ölçülen Geniş Bantlı Elektromanyetik Saçınım Verilerinden Hedef Tanıma Yöntemleri Oturum Başkanı: Eren Sayan			AMFİ 3
14:00 - 15:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Erdem Yazgan, *Hacettepe Üniversitesi* Farklı Kesit Geometrilerine Sahip İletim Hatları ve Uygulamaları Oturum Başkanı: Volkan Akan			AMFİ 2
14:00 - 15:00	Radar Antenleri Analiz Tasarım ve Ölçüm Özel Oturumu (1) Oturum Başkanı: Bahattin Türetken			SALON 3
	14:00 - 14:20	RA1	Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri Tasarım ve Analiz Yöntemleri *Bahattin Türetken, Koray Sürmeli*	
	14:20 - 14:40	RA2	Yansıtıcı Antenler için Tasarım ve Ölçüm Teknikleri *Bahattin Türetken, Erkul Başaran, Eyyup Gürcan, Eren Akkaya*	
	14:40 - 15:00	RA3	Radar Anten Ölçümleri TÜBİTAK UEKAE Anten Test Ve Araştırma Merkezi Kabiliyetleri *Bahattin Türetken*	
15:00 - 15:30	Çay / Kahve Arası			
15:30 - 17:50	Alanlar ve Dalgalar (1) Oturum Başkanı: Gönül Turhan Sayan			AMFİ 3
	15:30 - 15:50	AD1	Kompleks Hedeflerin Seken Işın Yöntemi ile Radar Kesit Alanı Analizi *Nilgün Altın, Erdem Yazgan*	
	15:50 - 16:10	AD2	Dilim Şeklinde Kayıplı Dielektrik Malzeme ile Yüklenmiş Mikrodalga Fırının Mod Denkleştirme Yöntemiyle Analizi ve Yük Yeri Optimizasyonu *Okan Süle, Sedef Kent, E. Fuad Kent*	
	16:10 - 16:30	AD3	Anten Yerleştirme Probleminin Tümel Optimizasyon Yöntemleri ile Çözümlenmesi *Mustafa Ural, Mustafa Kuzuoğlu*	
	16:30 - 16:50	AD4	Düzlemsel Dielektrik Levha Üzerine Yerleştirilmiş İkizkenar Üçgen Şeklindeki İletken Elemanların Analizi *Ayşegül Pekmezci, Tuncay Ege*	
	16:50 - 17:10	AD5	Çok Ölçekli Elektromanyetik Problemlerin Etkin Çözümü İçin Geliştirilen Sonlu Elemanlar / Dipol Moment Yöntemi *Özlem Özgün, Mustafa Kuzuoğlu, Raj Mittra*	
	17:10 - 17:30	AD6	Yüksek Frekans Radar Hedefleri için Radar Saçılma Yüzeyi (RSY) Kestirimleri *Fatih Öncül, Levent Sevgi*	
	17:30 - 17:50	AD7	Altı Yüzlü Eleman Kalite Ölçütleri Üzerine Bir İnceleme ve Karşılaştırma *Engin Yalçın, A. Egemen Yılmaz, Mustafa Kuzuoğlu*	

1. GÜN	ÇARŞAMBA, 25 Ağustos 2010 (ÖĞLEDEN SONRA)		
15:30 - 17:50	**Mikrodalga/RF Sistemleri (2)** Oturum Başkanı: Şimşek Demir		AMFI 2
	15:30 - 15:50	MR7	RF MEMS Teknolojisi Tabanlı 12 GHZ ve 26 GHZ Çalışma Frekanslarında Tek Giriş Çift Çıkış Anahtar Yapıları *İlker Comart, Şimşek Demir, Tayfun Akın*
	15:50 - 16:10	MR8	Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerine Genel Bir Bakış Bölüm 1 : Bütünsel Yaklaşım *Orkun Ağıroğlu, A. Egemen Yılmaz*
	16:10 - 16:30	MR9	Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerine Genel Bir Bakış Bölüm 2 : Mevcut Durum ve Gelecek Öngörüleri *Orkun Ağıroğlu, A. Egemen Yılmaz*
	16:30 - 16:50	MR10	Ön Kuvvetlendiricili UHF Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı ve Gerçeklenimi *E. Pınar Kesik, H. Hilye Canbey, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*
	16:50 - 17:10	MR11	Manyetik Rezonans Esaslı Kablosuz Enerji İletimi *Eren Diril, Ali Özen, İsmail Kaya*
	17:10 - 17:30	MR12	Tek ve Çift Kipli Mikroşerit Rezonatör Süzgeç Tasarımı *Ahmet Özdemir, Metehan Bulut, Birsen Saka*
	17:30 - 17:50	MR13	Bir Mikrodalga Transistorunun İşaret Parametrelerinin Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı ile Modellenmesi *Yavuz Cengiz, Filiz Güneş*
15:30 - 17:50	**Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri (1)** Oturum Başkanı: Mehmet Şafak		SALON 2
	15:30 - 15:50	SH1	3G ve 4G Mobil İletişim Teknolojileri *Alper Çelik (Kuzey Kıbrıs Turkcell Radyo Şebeke Bölüm Müdürü) (Davetli Konuşmacı)*
	15:50 - 16:10	SH2	NSNR Tabanlı Fırsatçı Hüzme Biçimlendirme Planı ile Kablosuz Algılayıcı Ağlarda Enerji Verimliliğinin Artırılması *Hakkı Soy, Özgür Özdemir, Mehmet Bayrak*
	16:10 - 16:30	SH3	3. Nesil Şebekelerde Aynı Hücrede İki Farklı Taşıyıcı Frekans Kullanılması *Sami Çelik, Yunus Emre Yörük, Murat Bitirgan, Bahadır Başyiğit, Selçuk Helhel*
	16:30 - 16:50	SH4	Ağ Geçidinde Oluşturulan Tekrarlı Yer Belirleme Yöntemi *Kubilay Demir, Arif Dolma, Mehmet Yakut*
	16:50 - 17:10	SH5	Artakalan Enerji Ve Trafik Yoğunluğu Dengelemeli Yönlendirme Algoritması *Kubilay Demir, Arif Dolma, Mehmet Yakut*
	17:10 - 17:30	SH6	Web tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemi Eğitim Sistemi Geliştirilmesi *Cihangir Erdem, Mehmet Efe Özbek, Ali Kara, Nergiz Çağıltay, Elif Aydın*
	17:30 - 17:50	SH7	WLAN Kablosuz Yerel Alan Ağlarına Genel Bir Bakış *Özlem Coşkun*

1. GÜN	ÇARŞAMBA, 25 Ağustos 2010 (ÖĞLEDEN SONRA)		
15:30 - 17:30	Radar Antenleri Analiz Tasarım ve Ölçüm Özel Oturumu (2) Oturum Başkanı: Bahattin Türetken		SALON 3
	15:30 - 15:50	RA4	Aktif Faz Dizili Anten Tasarımına Sayısal Modelleme Tekniğiyle Yeniden Bakış *Bahattin Türetken, Koray Sürmeli*
	15:50 - 16:10	RA5	Dar Kenar Eğimsiz Yarıklı Dalga Kılavuzu Anten Dizisi *Doğanay Doğan, Özlem Aydın Çivi*
	16:10 - 16:30	RA6	Hacim Tarama Radarları İçin Bir Yüksek Kazançlı Dizi Anten Tasarımı *Fikret Tokan, Filiz Güneş, Bahattin Türetken, Koray Sürmeli*
	16:30 - 16:50	RA7	Fazlı Anten Dizilerinde Sadece Faz ile Sentezleme Problemine Yeni Bir Bakış *Erdinç Erçil*
	16:50 - 17:10	RA8	Dost Düşman Tanıma (IFF) Sistemleri İçin Yüzey Uyumlu Dairesel Dizi Anten Tasarımı *Koray Sürmeli, Umut Buluş, Bahattin Türetken*
	17:10 - 17:30	RA9	Mekanik Titreşimlerin Anten Işıma Örüntüsü Üzerine Etkilerinin İncelenmesi *Cantürk Karadeniz, Bahattin Türetken*
19:30 - 22:00	Açılış Kokteyli (Havuzbaşı)		

2. GÜN	PERŞEMBE, 26 Ağustos 2010 (SABAH)			
8:00 - 16:00	KAYIT			
9:00 - 10:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Raj Mittra, *Penn State University* Some Non-Traditional Approaches to Computational Electromagnetics for Solving a Class of Real-World Antenna and Scattering Problems Oturum Başkanı: Mustafa Kuzuoğlu			Büyük Amfi
10:00 - 10:30	Çay / Kahve Arası			
10:30 - 11:50	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Özel Oturumu Oturum Başkanı: Erdem Yazgan			AMFİ 3
	10:30 - 10:50	TC1	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Slayt gösterisi	
	10:50 - 11:10	TC2	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Hocamızın EMO Çalışmaları *EMO Ankara Şube Bşk. Ramazan Pektaş*	
	11:10 - 11:30	TC3	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Hocamızın Akademik Çalışmaları *Erdem Yazgan*	
	11:30 - 11:50	TC4	Ameliyat Sonrası Hastaları için Biyoelektrik İşaretlerin İletiminde Radyo Frekans Modülasyon Tekniklerinin Karşılaştırılması *Levent Özparlak, Tuncay Bayrak, Onur Koçak, Arif Koçoğlu*	
10:30 - 12:30	Anten Sistemleri (1) Oturum Başkanı: Gülbin Dural			AMFİ 2
	10:30 - 10:50	AS1	WiFi/WiMax Uygulamaları İçin Çift-bant Yarık-Halka Boşluk Monopole Anten Tasarımı *S. Cumhur Başaran*	
	10:50 - 11:10	AS2	İnsansız Hava Araçları için Telemetri Anten Sistemi *Mustafa Doğan, Fatih Üstüner*	
	11:10 - 11:30	AS3	Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Yama Antenlerin MATLAB ile Optimizasyonu *Mustafa Doğan, Güllü Kızıltaş Şendur*	
	11:30 - 11:50	AS4	Halka-Yüklemeli Mikroşerit Dipol Anten Tasarımı *Adnan Sondaş, Mustafa H.B. Uçar, Yunus E. Erdemli*	
	11:50 - 12:10	AS5	Çevrimiçi RF Veri Toplama Sistemi için UHF-RFID Okuyucu Anten Tasarımı *Mustafa H.B. Uçar, Adnan Sondaş, Yunus E. Erdemli*	
	12:10 - 12:30	AS6	Hava Gözetleme Radarları İçin Kosekant-Kare Işıma Desenli Parabolik Yansıtıcı Anten Tasarımı *Okan Yurduseven, Ozan Yurduseven, Ahmet Serdar Türk*	

2. GÜN	PERŞEMBE, 26 Ağustos 2010 (SABAH)		
10:30 - 12:30	**Alanlar ve Dalgalar (2)** Oturum Başkanı: Levent Sevgi		SALON 2
	10:30 - 10:50	AD8	2B E-Kutuplu Dalgaların Mükemmel Elektriksel İletken Bir Yüzey Kümesinden Kırınımının Analitik Regülerleştirme Yöntemi ile İncelenmesi *Hüseyin Yiğit, Fatih Dikmen*
	10:50 - 11:10	AD9	Farklı Boyutlu Dikdörtgen Yama HIGP Yapıların Yüzey Dalga Akımları ve Düşük Profilli Bow Tie Antenle Etkileşimi *Enver Özdemir, Emin Ünal*
	11:10 - 11:30	AD10	Sinüzoidal Kırışıklı Paralel Plakalı Empedans Yüklü Dalga Kılavuzdan TE Modunda Elektromanyetik Dalgaların Işınımı *Ekin Aslan, Yakup Hameş*
	11:30 - 11:50	AD11	Yeraltına Gömülü Dielektrik Cisimlere İlişkin Ters Saçılma Problemlerinin Analizi *Ulaş Adıyan, Ali Yapar*
	11:50 - 12:10	AD12	N-Katmanlı, Kayıplı, Dispersif Düzlemsel Tabakaların Elektriksel Özelliklerinin ve Kalınlıklarının Elektromagnetik Yöntemle Kestirilmesi *İlhami Ünal, Cahit Canbay*
	12:10 - 12:30	AD13	Elektromanyetik Dalgaların Mükemmel İletken Bir Düzlemle Sınırlı Yarı Uzaya Yerleştirilmiş Dielektrik Cisimlerden Saçılması *M. Gökhan Şanal, Ali Yapar*
10:30 - 12:30	**Mikrodalga / RF Sistemleri (3)** Oturum Başkanı: Özlem Aydın Çivi		SALON 3
	10:30 - 10:50	MR14	IEEE 802.11 b ve IEEE 802.15.4 ile Uyumlu Çok Çipli Entegre Bir Alıcı Verici Sistem için Adaptif LNA Tasarımı *Mehmet Ali Belen, Adnan Kaya*
	10:50 - 11:10	MR15	Üretim Ve Montaj Teknikleri İle Malzemelerin Tolerans Değerlerinin Tekrarlanabilirlik Üzerindeki Etkileri *Eser Erkek, Şimşek Demir*
	11:10 - 11:30	MR16	UHF Bandındaki Sinyallerin Geniş Bantlı Sistem ile Gücünün ve Yönünün Belirlenmesi *Volkan Turgul, Meltem Dirim, Sukru B. Bilgin, Halil I. Gok, Tayfun Nesimoglu*
	11:30 - 11:50	MR17	Yüksek Verimlilik ve Dogrusallık Saglayan Frekansı Ayarlanabilir YükselteçTasarımları *Tayfun Nesimoglu*
	11:50 - 12:10	MR18	Lange Bağlaç ve Radyal Saplama Kullanımı İle Geniş Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı *Gökhan Boyacıoğlu, Şimşek Demir*
	12:10 - 12:30	MR19	Ka-Frekans Bandı için RF MEMS Paralel, Sığal-Değeçli Anahtar *Çağrı Çetintepe, Ozan Doğan Gürbüz, Kağan Topallı, Mehmet Ünlü, Şimşek Demir, Tayfun Akın*
12:30 - 14:00	Yemek Arası		

2. GÜN	PERŞEMBE, 26 Ağustos 2010 (ÖĞLEDEN SONRA)			
14:00 - 15:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Mustafa Kuzuoğlu, *ODTÜ* Koordinat Dönüşümü Altında Maxwell Denklemlerinin Şekil Değişmezliği ve Yeni Metamalzeme Tasarımları Oturum Başkanı: Özlem Özgün			AMFİ 3
14:00 - 15:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. Nesrin Seyhan, *Gazi Üniversitesi* Gazi Biyofizik Elektromanyetik Alan Araştırmaları ve GNRK Ölçüm ve Danışmanlık Çalışmaları Oturum Başkanı: Cahit Canbay			AMFİ 2
14:00 - 15:00	Mikrodalga/RF Sistemleri (4) Oturum Başkanı: Birsen Saka			SALON 3
	14:00 - 14:20	MR20	İkiz-Toroid Yapıdaki Ferit Faz Kaydırıcılarda Yüksek Dereceli Modların Bastırılması *Hakkı İlhan Altan, Özlem Aydın Çivi, Şimşek Demir*	
	14:20 - 14:40	MR21	VHF - UHF İşaret Birleştirici Tasarımı ve Gerçeklenmesi *Ramiz Erdem Aykaç, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*	
	14:40 - 15:00	MR22	Gysel Eşit Güç Bölümlü Üç Yollu FM Bandı Güç Bölücü Tasarımı *Bilgin Kızıltaş, H.Hilye Canbey, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*	
15:00 - 15:30	Çay / Kahve Arası			
15:30 - 17:50	Alanlar ve Dalgalar (3) / Metamalzemeler Oturum Başkanı: Mustafa Kuzuoğlu			AMFİ 3
	15:30 - 15:50	AD14	Radar Soğurucu Malzeme Tasarımı *Doğanay Doğan, M. Erim İnal*	
	15:50 - 16:10	AD15	Soğurucu Malzeme ile Radar Kesit Alanı Azaltım Yönteminin Kanonik Geometri Üzerinde Doğrulanması *Doğanay Doğan, M. Erim İnal, Alp Manyas, Levent Gürel*	
	16:10 - 16:30	AD16	Rüzgar Türbinlerinin Zamana Bağlı Radar Kesit Alanı Değişimi ve Zaman-Frekans Analizi *Uğur Saynak, Deniz Bölükbaş, Alper Çolak, İ. Hakkı Tayyar, Caner Özdemir*	
	16:30 - 16:50	MM1	Düşük Kırılma Indisine Sahip Metamalzemeler ve Uygulama Alanları *Cumali Sabah*	
	16:50 - 17:10	MM2	Metamalzeme Kaplı İletken Silindirden Saçılan Alanı En Aza İndiren Parametrik Değerlerin Sayısal Bir Yöntem İle Hesaplanması *Eda Konakyeri, Ali Yapar*	
	17:10 - 17:30	MM3	Metamateryal-Dolgulu Dalga Kılavuzları İle Mod-Dönüştürücü Tasarımı *Sibel Çimen, Gonca Çakır, Levent Sevgi*	
	17:30 - 17:50	MM4	Düzlemsel Çok-Katmanlı Metameryal Tabakaları İle Radar Yutucu Tabaka Tasarımı *Sibel Çimen, Gonca Çakır, Levent Sevgi*	

2. GÜN	PERŞEMBE, 26 Ağustos 2010 (ÖĞLEDEN SONRA)		
15:30 - 17:50	**Anten Sistemleri (2)** Oturum Başkanı: Lale Alatan		AMFİ 2
	15:30 - 15:50	AS7	Kablosuz Yerel Ağ Uygulamaları İçin Çift Bantlı Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Okan Mert Yücedağ, D. S. Armağan Şahinkaya, Orhan Baykan*
	15:50 - 16:10	AS8	İnsansız Hava Araçları için 2.4 GHz Karesel Yarık Mikroşerit Anten Dizisi ve Anten İzleyici Tasarımı *Tuğrul Açıkgöz, Farabi A. Tarhan, Onur Yılmaz, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*
	16:10 - 16:30	AS9	Yapay Sinir Ağları Kullanarak UHF Bandında Çalışan C Şekilli Kompakt Mikroşerit Antenlerin Rezonans Frekansının Belirlenmesi *Ahmet Kayabaşı, Ali Akdağlı, Mustafa Berkan Biçer, Abdurrahim Toktaş*
	16:30 - 16:50	AS10	Dairesel Polarizasyonlu Frekansı Değiştirilebilir Konik Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten Tasarım ve Analizi *Volkan Akan, Erdem Yazgan*
	16:50 - 17:10	AS11	Çift Frekansta Çalışan Yeniden Yapılandırılabilir Ayrık Halka Yansıtıcı Dizi Anten Birim Eleman Tasarımı *Caner Güçlü, Özlem Aydın Çivi, Julien Perruissau-Carrier*
	17:10 - 17:30	AS12	RF MEMS Anahtarlı Ayarlanabilir Yansıtıcı Dizi Anteni *Ömer Bayraktar, Özlem Aydın Çivi, Tayfun Akın*
	17:30 - 17:50	AS13	Mikroşerit Hat ile Seri Beslenmiş Yarık Anten Dizilerinin Analizi ve Tasarımı *Mustafa İncebacak, Lale Alatan*
15:30 - 17:30	**Yeni Nesil Haberleşme Teknolojileri Uygulamaları Özel Oturumu** Oturum Başkanı: Aktül Kavas		SALON 2
	15:30 - 15:50	HT1	WiMAX Hücre Planlama *Kasım Gökbel, Aktül Kavas*
	15:50 - 16:10	HT2	IPTV Haberleşmesinde VOIP Uygulaması *İsmail Şişman, Neşem Keskin, Zeliha Apaydın Ve Taha İmeci*
	16:10 - 16:30	HT3	DVB-T'de OFDM Performans Analizi *K.Sercan Bayram, M. Ayyüce Kızrak, A.Zafer Zeytinoğlu, Taha İmeci*
	16:30 - 16:50	HT4	Sanal Stüdyo Tasarımı ve İzleme Seti Kalibrasyon Hesaplamaları *Zeliha Merve Şencan, Derya Arıcan, Taha İmeci*
	16:50 - 17:10	HT5	WLAN Ağ Yapısının OPNET Programıyla Performans Analizi *Zafer Doğan, Aktül Kavas*
	17:10 - 17:30	HT6	Yeni Nesil Haberleşme Sistemlerinde Uyarlamalı Modülasyon Tekniklerinin Performans Analizi *İsmail Şişman, Aktül Kavas*
	17:30 - 17:50	MR6	Frekans Atlamalı Uydu Modem *Önder Tatar, Hüseyin Erkut*

2. GÜN	PERŞEMBE, 26 Ağustos 2010 (ÖĞLEDEN SONRA)		
15:30 - 17:30	**Elektromanyetik Metroloji** Oturum Başkanı: Osman Palamutçuoğlu		SALON 3
	15:30 - 15:50	EM1	MIL-STD-461E Standardı CE102 Gereksinimine Uyumlu Elektromanyetik Girisim Süzgeci Tasarımı *Erkan Önal, Birsen Saka, Isık Çadırcı*
	15:50 - 16:10	EM2	EMC Problemlerinde Ekranlama Etkinliğinin Hibrit MoM/FEM Metodu İle İncelenmesi *Sibel Yenikaya, Ali Oktay*
	16:10 - 16:30	EM3	Radyo Kanalı Yayınım Verilerindeki Bant İçi Girişimin Ayrık Dalgacık Dönüşümü Kullanılarak Bastırılması *Seda Üstün Ercan, Gaye Yeşim Taflan, Hülya Gökalp*
	16:30 - 16:50	EM4	Bifilar Tip Hesaplanabilir AC Direncin Modellenmesi ve Geliştirilmesi *Mehmet Çınar, Arif Dolma, Yakup Gülmez*
	16:50 - 17:10	EM5	Geniş-Bantlı Mikroşerit Balun Tasarımı *Mustafa H.B. Uçar, Adnan Sondaş, Yunus E. Erdemli*
	17:10 - 17:30	EM6	Düşük Maliyetli Bir Düzlemsel Yakın Alan Anten Ölçüm SisteminTasarlanması ve Gerçeklenmesi *Yavuz Öztürk, Fatih Üstüner*
15:30 - 17:30	**Aktif Neser** **CST Workshop**		SALON 4
18:00 - 22:00	Akşam Yemeği (Girne)		

3. GÜN	CUMA, 27 Ağustos 2010 (SABAH)			
8:00 - 10:00	KAYIT			
9:00 - 10:00	Davetli Konuşmacı: Prof. Dr. İrşadi Aksun, *Koç Üniversitesi* Kesikli Karmaşık İmajlar Yöntemi ve Green Fonksiyonlari - Güncel Gelişmeler Oturum Başkanı: Lale Alatan			AMFİ 3
9:00 - 10:00	Optik Haberleşme Özel Oturumu Oturum Başkanı: N. Özlem Ünverdi			SALON 2
	9:00 - 9:20	OH1	SUO/RF Sistemlerin Uygulanabilirliği *Arif Dolma, Kutlu Karayahşi*	
	9:20 - 9:40	OH2	Optik Kuvvetlendiricilerin Karşılaştırmalı Performans Analizi *Mehmet Ünal, Yusuf Hacısalihoğlu, N. Özlem Ünverdi*	
	9:40 - 10:00	OH3	Optik Haberleşme Sistemlerinin Modellenmesi *N. Özlem Ünverdi, N. Aydın Ünverdi*	
9:00 - 10:00	Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (1) Oturum Başkanı: Atila Yılmaz			SALON 3
	9:00 - 9:20	BT1	Flash Kart Bellekli Holter Cihazı Tasarımı ve Ön Tarama Amaçlı Uyku Apne Algılama Analizi *Tolga Dündar, Atila Yılmaz*	
	9:20 - 9:40	BT2	Multiple Sclerosis (MS) hastalığının asıl nedeni *Cahit Canbay*	
	9:40 - 10:00	BT3	Dokunmasız Elektriksel Iletkenlik Görüntülemesi için Gerçekçi Kafa Modeli ile Duyarlılık Matrisi Analizi *Reyhan Zengin, Nevzat G. Gençer*	
10:00 - 10:30	Çay / Kahve Arası			
10:30 - 11:50	Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama Oturum Başkanı: Sedef Kent			AMFİ 3
	10:30 - 10:50	DA1	Binalar Arasında Dalga Yayılımının İki Yönlü Sonlu Elemanlar Parabolik Denklem Yöntemiyle Modellenmesi *Gökhan Apaydin, Özlem Özgün, Mustafa Kuzuoğlu, Levent Sevgi*	
	10:50 - 11:10	DA2	Yer Dalga Yayılımının Parabolik Denklem Yöntemiyle Modellenmesi ve Karma Yol Problemleri *Gökhan Apaydin, Özlem Özgün, Mustafa Kuzuoğlu, Levent Sevgi*	
	11:10 - 11:30	DA3	Genelleştirilmiş Ters Yapay Açıklık Radarı (ISAR) İle Hareketli Bir Geminin Görüntülenmesi *Murat Ünal, Sedef Kent, Mesut Kartal*	
	11:30 - 11:50	DA4	ΔE (Enerji Dengeleme) ve Kalman Filtresi Kullanarak Doppler Merkez Frekansının Kestirimi *Osman Karabayır, Sedef Kent, Mesut Kartal*	

3. GÜN	CUMA, 27 Ağustos 2010 (SABAH)		
10:30 - 11:50	**Doğadan İlham Alan Yöntemlerin Elektromanyetik ve Mikrodalga Problemlerindeki Uygulamaları Özel Oturumu** Oturum Başkanları: Adnan Köksal, Asım Egemen Yılmaz		AMFİ 2
	10:30 - 10:50	DI1	Genetik Algoritma ile Doğrusal Anten Dizisi Tasarımında Çekicilik Fonksiyonu Kullanımının İncelenmesi *Fatih Yaman, Asım Egemen Yılmaz, Gerhard-Willhelm Weber*
	10:50 - 11:10	DI2	Dikdörtgen Mikro Şerit Yama Antenlerde Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonunun Karşılaştırılması *O. Tolga Altınöz, A. Egemen Yılmaz*
	11:10 - 11:30	DI3	Mikrodalga FET Küçük - İşaret Modelinin Optimum Saçılma Parametreleri için Parçacık Sürü Optimizasyonu Yöntemi ile Elde Edilmesi *Ufuk Özkaya, Filiz Güneş*
	11:30 - 11:50	DI4	Bir Mikrodalga Transistörün İşaret - Gürültü Parçacık Sürü Optimizasyon Temelli Yapay Sinir Ağı Modeli *Saliha Satikbuğa, Ufuk Özkaya, Filiz Güneş*
10:30 - 12:10	**Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri (2)** Oturum Başkanı: Mehmet Şafak		SALON 2
	10:30 - 10:50	SH8	Parazit MIMO Sisteminin Başarım Analizi *Ömer Haliloğlu, Mehmet Şafak*
	10:50 - 11:10	SH9	IEEE 802.15.4 Tabanlı Lokal Sensör Ağlarının TCP/IP Tabanlı Ağlara Adapte Edilmesi İçin Kullanılan Tekniklerin Performans Analizi *Ahmet Özek, A.Çağdaş Seçkin, Ceyhun Karpuz*
	11:10 - 11:30	SH10	WAN Sistemlerinde ZigBee-XMPP Etkileşimi ve SCADA Uygulaması *Ahmet Özek, A.Çağdaş Seçkin, Ceyhun Karpuz*
	11:30 - 11:50	SH11	VoIP Teknolojisinde Trafik Mühendisliği Uygulamaları *Hasret Aslı Şeker, N. Özlem Ünverdi*
	11:50 - 12:10	SH12	MPLS Teknolojisinde Performans Analizi *Basri Tatar, N. Özlem Ünverdi*
10:30 - 12:10	**Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (2)** Oturum Başkanı: Nesrin Seyhan		SALON 3
	10:30 - 10:50	BT4	Biometrik Veri Aktarımı İçin Genel Sistem Tasarımı *Bahattin Türetken, Fatma Zengin*
	10:50 - 11:10	BT5	Acil Müdahaleden Taburcu Edilinceye Kadar Hasta Takibinde RFID Teknolojisinin Kullanılması *Mustafa Alçı, Ali Eren*
	11:10 - 11:30	BT6	Mediasten Bölgesine Uygulanan Radyoterapinin Otonom Sinir Sistemi Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi *Metin Yıldız, Ayşe Bekmezcioğlu, Gökhan Özyiğit*
	11:30 - 11:50	BT7	Teletıp Sistemlerinin Teknolojik Gelişimi *Özlem Coşkun*
	11:50 - 12:10	BT8	Çamur Miktarının Azaltılmasında Yeni Bir Teknoloji: Darbeli Elektrik Alan Uygulaması *Gönül Tuğrul İçemer, Emine Can, Şükrü Özen*
12:10 - 12:30	Öğrenci Bildirileri Yarışması Ödül Töreni (AMFI 3)		
12:30 - 14:00	Yemek Arası		
14:00 - 22:00	Lefkoşa-Girne Gezisi (isteğe bağlı, ücretli)		

URSI & MMS 2010 SOSYAL PROGRAMI

24 Ağustos 2010 Salı

10.00-17.00 Lefkoşa Gezisi

- Selimiye Cami
- Büyük Han'da Öğle Yemeği
- Bandabulya
- Arasta Pazarı

19.00-23.00 Hoşgeldin Sosyal Programı

19.00-20.30 Kafetaryada Akşam Yemeği

20.30-21.00 Kampus Turu (Başlangıç: Kafetarya)

21.00-23.00 Açık Amfi Tiyatro'da "Happy Hour"

- Slayt gösterisi
- Piyano şöleni

25 Ağustos 2010 Çarşamba

19.00-23.00 Açılış Kokteyli (Havuzbaşı)

26 Ağustos 2010 Perşembe

19.00-23.00 Konferans Yemeği (Dome Otel, Girne)

- Canlı halk müziği
- Kıbrıs halk dansları grubu
- Dans/eğlence müziği

27 Ağustos 2010 Cuma

14.00 - 19.00 Gezi turları

- Tarihi yerlere gezi turu
- Kumsal/deniz partisi

Bilgi için kayıt masası (ASTERYA) ile iletişime geçiniz.

Sponsorlar





TÜRKİYE ULUSAL KOMİTESİ



TÜRKİYE ŞUBESİ





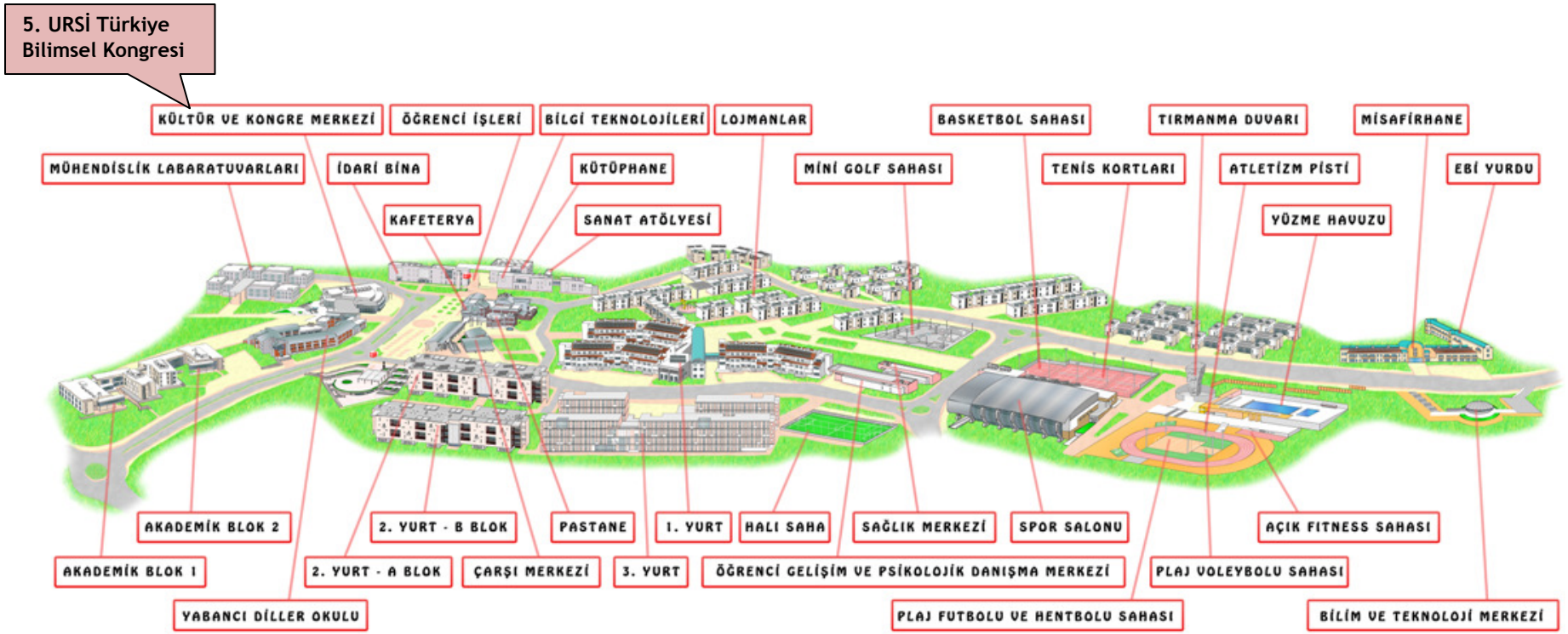








ODTÜ-KKK Haritası



BİLDİRİ LİSTESİ

	Davetli Konuşmacılar	Sayfa
1	*Prof. Dr. Raj Mittra, Penn State University* Some Non-Traditional Approaches to Computational Electromagnetics for Solving a Class of Real-World Antenna and Scattering Problems	1
2	*Prof. Dr. Erdem Yazgan, Hacettepe Ünversitesi* Farklı Kesit Geometrilerine Sahip İletim Hatları ve Uygulamaları	
3	*Prof. Dr. Gönül Turhan Sayan, Orta Doğu Teknik Üniversitesi* Rezonans Frekans Bölgesinde Ölçülen Geniş Bantlı Elektromanyetik Saçınım Verilerinden Hedef Tanıma Yöntemleri	3
4	*Prof. Dr. İrşadi Aksun (E. Pınar Karabulut, Alper T. Erdoğan), Koç Üniversitesi* Kesikli Karmaşık İmajlar Yöntemi ve Green Fonksiyonlari - Güncel Gelişmeler	7
5	*Prof. Dr. Levent Sevgi, Doğuş Üniversitesi* Bilim ve Toplum: Bilim Okuryazarlığı ve Rakamlarla Konuşmak	8
6	*Prof. Dr. Mustafa Kuzuoğlu, Orta Doğu Teknik Üniversitesi* Koordinat Dönüşümü Altında Maxwell Denklemlerinin Şekil Değişmezliği ve Yeni Metamalzeme Tasarımları	12
7	*Prof. Dr. Nesrin Seyhan, Gazi Üniversitesi* Gazi Biyofizik Elektromanyetik Alan Araştırmaları ve GNRK Ölçüm ve Danışmanlık Çalışmaları	14
8	*Prof. Dr. Yurdanur Tulunay, Orta Doğu Teknik Üniversitesi* Yere Yakın Uzay Durumu Farkındalığı (SSA): Uzay Havası ve Radyo Bilimi	15

AD	Alanlar ve Dalgalar	Sayfa
1	Kompleks Hedeflerin Seken Işın Yöntemi ile Radar Kesit Alanı Analizi *Nilgün Altın, Erdem Yazgan*	16
2	Dilim Şeklinde Kayıplı Dielektrik Malzeme ile Yüklenmiş Mikrodalga Fırının Mod Denkleştirme Yöntemiyle Analizi ve Yük Yeri Optimizasyonu *Okan Süle, Sedef Kent, E. Fuad Kent*	20
3	Anten Yerleştirme Probleminin Tümel Optimizasyon Yöntemleri ile Çözümlenmesi *Mustafa Ural, Mustafa Kuzuoğlu*	24
4	Düzlemsel Dielektrik Levha Üzerine Yerleştirilmiş İkizkenar Üçgen Şeklindeki İletken Elemanların Analizi *Ayşegül Pekmezci, Tuncay Ege*	34
5	Çok Ölçekli Elektromanyetik Problemlerin Etkin Çözümü İçin Geliştirilen Sonlu Elemanlar / Dipol Moment Yöntemi *Özlem Özgün, Mustafa Kuzuoğlu, Raj Mittra*	38
6	Yüksek Frekans Radar Hedefleri için Radar Saçılma Yüzeyi (RSY) Kestirimleri *Fatih Öncül, Levent Sevgi*	42
7	Altı Yüzlü Eleman Kalite Ölçütleri Üzerine Bir İnceleme ve Karşılaştırma *Engin Yalçın, A. Egemen Yılmaz, Mustafa Kuzuoğlu*	46
8	2B E-Kutuplu Dalgaların Mükemmel Elektriksel İletken Bir Yüzey Kümesinden Kırınımının Analitik Regülerleştirme Yöntemi ile İncelenmesi *Hüseyin Yiğit, Fatih Dikmen*	50

AD	Alanlar ve Dalgalar	Sayfa
9	Farklı Boyutlu Dikdörtgen Yama HIGP Yapıların Yüzey Dalga Akımları ve Düşük Profilli Bow Tie Antenle Etkileşimi *Enver Özdemir, Emin Ünal*	54
10	Sinüzoidal Kırışıklı Paralel Plakalı Empedans Yüklü Dalga Kılavuzdan TE Modunda Elektromanyetik Dalgaların Işınımı *Ekin Aslan, Yakup Hameş*	58
11	Yeraltına Gömülü Dielektrik Cisimlere İlişkin Ters Saçılma Problemlerinin Analizi *Ulaş Adıyan, Ali Yapar*	62
12	N-Katmanlı, Kayıplı, Dispersif Düzlemsel Tabakaların Elektriksel Özelliklerinin ve Kalınlıklarının Elektromagnetik Yöntemle Kestirilmesi *İlhami Ünal, Cahit Canbay*	66
13	Elektromanyetik Dalgaların Mükemmel İletken Bir Düzlemle Sınırlı Yarı Uzaya Yerleştirilmiş Dielektrik Cisimlerden Saçılması *M. Gökhan Şanal, Ali Yapar*	70
14	Radar Soğurucu Malzeme Tasarımı *Doğanay Doğan, M. Erim İnal*	74
15	Soğurucu Malzeme ile Radar Kesit Alanı Azaltım Yönteminin Kanonik Geometri Üzerinde Doğrulanması *Doğanay Doğan, M. Erim İnal, Alp Manyas, Levent Gürel*	78
16	Rüzgar Türbinlerinin Zamana Bağlı Radar Kesit Alanı Değişimi ve Zaman-Frekans Analizi *Uğur Saynak, Deniz Bölükbaş, Alper Çolak, İ. Hakkı Tayyar, Caner Özdemir*	82

AS	Anten Sistemleri	Sayfa
1	WiFi/WiMax Uygulamaları İçin Çift-bant Yarık-Halka Boşluk Monopole Anten Tasarımı *S. Cumhur Başaran*	86
2	İnsansız Hava Araçları için Telemetri Anten Sistemi *Mustafa Doğan, Fatih Üstüner*	90
3	Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Yama Antenlerin MATLAB ile Optimizasyonu *Mustafa Doğan, Güllü Kızıltaş Şendur*	94
4	Halka-Yüklemeli Mikroşerit Dipol Anten Tasarımı *Adnan Sondaş, Mustafa H.B. Uçar, Yunus E. Erdemli*	101
5	Çevrimiçi RF Veri Toplama Sistemi için UHF-RFID Okuyucu Anten Tasarımı *Mustafa H.B. Uçar, Adnan Sondaş, Yunus E. Erdemli*	105
6	Hava Gözetleme Radarları İçin Kosekant-Kare Işıma Desenli Parabolik Yansıtıcı Anten Tasarımı *Okan Yurduseven, Ozan Yurduseven, Ahmet Serdar Türk*	109
7	Kablosuz Yerel Ağ Uygulamaları İçin Çift Bantlı Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Okan Mert Yücedağ, D. S. Armağan Şahinkaya, Orhan Baykan*	113
8	İnsansız Hava Araçları için 2.4 GHz Karesel Yarık Mikroşerit Anten Dizisi ve Anten İzleyici Tasarımı *Tuğrul Açıkgöz, Farabi A. Tarhan, Onur Yılmaz, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*	116
9	Yapay Sinir Ağları Kullanarak UHF Bandında Çalışan C Şekilli Kompakt Mikroşerit Antenlerin Rezonans Frekansının Belirlenmesi *Ahmet Kayabaşı, Ali Akdağlı, Mustafa Berkan Biçer, Abdurrahim Toktaş*	120

AS	Anten Sistemleri	Sayfa
10	Dairesel Polarizasyonlu Frekansı Değiştirilebilir Konik Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten Tasarım ve Analizi *Volkan Akan, Erdem Yazgan*	124
11	Çift Frekansta Çalışan Yeniden Yapılandırılabilir Ayrık Halka Yansıtıcı Dizi Anten Birim Eleman Tasarımı *Caner Güçlü, Özlem Aydın Çivi, Julien Perruissau-Carrier*	128
12	RF MEMS Anahtarlı Ayarlanabilir Yansıtıcı Dizi Anteni *Ömer Bayraktar, Özlem Aydın Çivi, Tayfun Akın*	132
13	Mikroşerit Hat ile Seri Beslenmiş Yarık Anten Dizilerinin Analizi ve Tasarımı *Mustafa İncebacak, Lale Alatan*	136

BT	Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik	Sayfa
1	Flash Kart Bellekli Holter Cihazı Tasarımı ve Ön Tarama Amaçlı Uyku Apne Algılama Analizi *Tolga Dündar, Atila Yılmaz*	140
2	Multiple Sclerosis (MS) hastalığının asıl nedeni *Cahit Canbay*	144
3	Dokunmasız Elektriksel Iletkenlik Görüntülemesi için Gerçekçi Kafa Modeli ile Duyarlılık Matrisi Analizi *Reyhan Zengin, Nevzat G. Gençer*	148
4	Biometrik Veri Aktarımı İçin Genel Sistem Tasarımı *Bahattin Türetken, Fatma Zengin*	152
5	Acil Müdahaleden Taburcu Edilinceye Kadar Hasta Takibinde RFID Teknolojisinin Kullanılması *Mustafa Alçı, Ali Eren*	155
6	Mediasten Bölgesine Uygulanan Radyoterapinin Otonom Sinir Sistemi Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi *Metin Yıldız, Ayşe Bekmezcioğlu, Gökhan Özyiğit*	159
7	Teletıp Sistemlerinin Teknolojik Gelişimi *Özlem Coşkun*	163
8	Çamur Miktarının Azaltılmasında Yeni Bir Teknoloji: Darbeli Elektrik Alan Uygulaması *Gönül Tuğrul İçemer, Emine Can, Şükrü Özen*	167

DA	Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama	Sayfa
1	Binalar Arasında Dalga Yayılımının İki Yönlü Sonlu Elemanlar Parabolik Denklem Yöntemiyle Modellenmesi *Gökhan Apaydin, Özlem Özgün, Mustafa Kuzuoğlu, Levent Sevgi*	171
2	Yer Dalga Yayılımının Parabolik Denklem Yöntemiyle Modellenmesi ve Karma Yol Problemleri *Gökhan Apaydin, Özlem Özgün, Mustafa Kuzuoğlu, Levent Sevgi*	175
3	Genelleştirilmiş Ters Yapay Açıklık Radarı (ISAR) İle Hareketli Bir Geminin Görüntülenmesi *Murat Ünal, Sedef Kent, Mesut Kartal*	179
4	ΔE (Enerji Dengeleme) ve Kalman Filtresi Kullanarak Doppler Merkez Frekansının Kestirimi *Osman Karabayır, Sedef Kent, Mesut Kartal*	183

DI	Doğadan İlham Alan Yöntemlerin Elektromanyetik ve Mikrodalga Problemlerindeki Uygulamaları Özel Oturumu	Sayfa
1	Genetik Algoritma ile Doğrusal Anten Dizisi Tasarımında Çekicilik Fonksiyonu Kullanımının İncelenmesi *Fatih Yaman, Asım Egemen Yılmaz, Gerhard-Willhelm Weber*	187
2	Dikdörtgen Mikro Şerit Yama Antenlerde Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonunun Karşılaştırılması *O. Tolga Altınöz, A. Egemen Yılmaz*	191
3	Mikrodalga FET Küçük – İşaret Modelinin Optimum Saçılma Parametreleri için Parçacık Sürü Optimizasyonu Yöntemi ile Elde Edilmesi *Ufuk Özkaya, Filiz Güneş*	195
4	Bir Mikrodalga Transistörün İşaret – Gürültü Parçacık Sürü Optimizasyon Temelli Yapay Sinir Ağı Modeli *Saliha Satikbuğa, Ufuk Özkaya, Filiz Güneş*	199

EM	Elektromanyetik Metroloji	Sayfa
1	MIL-STD-461E Standardı CE102 Gereksinimine Uyumlu Elektromanyetik Girisim Süzgeci Tasarımı *Erkan Önal, Birsen Saka, Isık Çadırcı*	203
2	EMC Problemlerinde Ekranlama Etkinliğinin Hibrit MoM/FEM Metodu İle İncelenmesi *Sibel Yenikaya, Ali Oktay*	207
3	Radyo Kanalı Yayınım Verilerindeki Bant İçi Girişimin Ayrık Dalgacık Dönüşümü Kullanılarak Bastırılması *Seda Üstün Ercan, Gaye Yeşim Taflan, Hülya Gökalp*	211
4	Bifilar Tip Hesaplanabilir AC Direncin Modellenmesi ve Geliştirilmesi *Mehmet Çınar, Arif Dolma, Yakup Gülmez*	215
5	Geniş-Bantlı Mikroşerit Balun Tasarımı *Mustafa H.B. Uçar, Adnan Sondaş, Yunus E. Erdemli*	219
6	Düşük Maliyetli Bir Düzlemsel Yakın Alan Anten Ölçüm SisteminiTasarlanması ve Gerçeklenmesi *Yavuz Öztürk, Fatih Üstüner*	223

HT	Yeni Nesil Haberleşme Teknolojileri Uygulamaları Özel Oturumu	Sayfa
1	WiMAX Hücre Planlama *Kasım Gökbel, Aktül Kavas*	227
2	IPTV Haberleşmesinde VOIP Uygulaması *İsmail Şişman, Neşem Keskin, Zeliha Apaydın Ve Taha İmeci*	231
3	DVB-T'de OFDM Performans Analizi *K.Sercan Bayram, M. Ayyüce Kızrak, A.Zafer Zeytinoğlu, Taha İmeci*	235
4	Sanal Stüdyo Tasarımı ve İzleme Seti Kalibrasyon Hesaplamaları *Zeliha Merve Şencan, Derya Arıcan, Taha İmeci*	239
5	WLAN Ağ Yapısının OPNET Programıyla Performans Analizi *Zafer Doğan, Aktül Kavas*	243
6	Yeni Nesil Haberleşme Sistemlerinde Uyarlamalı Modülasyon Tekniklerinin Performans Analizi *İsmail Şişman, Aktül Kavas*	247

IA	İyonosferik Radyo Yayılımı / Radyo Astronomi	Sayfa
1	Homojen Olmayan İyonosferik Plazmada Bir Boyutlu WKB Yaklaşımı *Ali Yeşil, İbrahim Ünal, Zehra Ekici*	251
2	Elektron Sıcaklığının İyonosferik Plazmada İlerleyen Kutuplanmış Dalganın Sönümüne Etkisi *İbrahim Ünal, Ali Yeşil*	255
3	Muş Üzerindeki Alt İyonkürenin Güçlü HF Radyo Dalgaları Vasıtasıyla Isıtılması *Ramazan Atıcı, Esat Güzel, Selçuk Sağır*	259
4	İonosferik Kritik Frekans foF2 Kestiriminde ARMA Modelleri ve Geri Besleme Tekniğinin Karşılaştırılması *Eti Mizrahi, A.H.Bilge, Yurdanur Tulunay, B. Güler*	263
5	Radyo Astronomide Veri Depolanması ve Bu Konuda Kullanılabilecek Yapılar *Mustafa Kürşad Yıldız, Ferhat Fikri Özeren*	267

MA	Mikrodalga Antenlerin Benzetim Programlarıyla Analizi Özel Oturumu	Sayfa
1	6.22 GHz'de Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Doğan Önal, Taha İmeci*	271
2	Kuyruklu Düzlemsel Mikroşerit Yama Anten Ş. Taha İmeci, Eyüp Aslan, Onur Yıldırım	275
3	Yüksek Kazançlı Alttan Beslemeli Mikroşerit Yama Anten *Ahmet Aksoy, Pelin Akman, Ş.Taha İmeci*	279
4	Oyuklu Mikroşerit Yama Anten *Fikriye Öztürk, Ş.Taha İmeci*	283
5	Işıma Genişliği Artırılmış Mikroşerit Anten *Sedat Şentürk, Zafer Doğan, Taha İmeci*	287
6	3.42 GHz'de Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Özay Çolak, Ş. Taha İmeci*	290
7	Ek uzunluklu Mikroşerit Yama Anten Tasarımı *Çiğdem Bostancı , Kadir Sercan Bayram, Taha İmeci*	294
8	Üç Boyutlu Cisimlerin Radar Kesit Alanının Fizik Optik TekniğiyleAnalizi *E.Deniz Saydur, A.Yasin Erdoğan, A.Oktay Ertay, Aktül Kavas*	297
9	2.4 GHz de RFID Okuyucu Sistemi İçin Yama Anten Tasarımı *Onur Yıldırım, Ersin Erce, Aktül Kavas*	301

MB	Prof. Dr. Merih Büyükdura Özel Oturumu	Sayfa
1	Prof. Dr. Merih Büyükdura'nın Kırınım Teorisine Katkılarından Örnekler *Ayhan Altıntaş*	305
2	Skalar Dalgaların İki Saçıcıdan Zaman Uzamı Saçılımı *S. Alp Azizoglu, S. Sencer Koç, O. Merih Büyükdura*	309
3	Yakınında Saçıcı Bulunan Büyük Sonlu Dizi Antenlerden Saçınımın Etkin Analizi İçin Melez Kırınım Teorisi - Ayrık Fourier Dönüşümü Momentler Yöntemi *Ramazan Cetin, Ozlem Aydın Civi, Paolo Nepa*	313

MB	Prof. Dr. Merih Büyükdura Özel Oturumu	Sayfa
4	Kısa Atımlı Lazer Işınlarının Doğrusal Olmayan Optik Ortamlarda Yayılımı: Öz odaklanım ve Plazma Oluşumu *Burak Yedierler*	317
5	Yapay Sinir Ağları Kullanarak Hedef Yön Kestirimi *Selcuk Çaylar, Gülbin Dural, Kemal Leblebicioglu*	321

MM	MetaMalzemeler	Sayfa
1	Düşük Kırılma Indisine Sahip Metamalzemeler ve Uygulama Alanları *Cumali Sabah*	325
2	Metamalzeme Kaplı İletken Silindirden Saçılan Alanı En Aza İndiren Parametrik Değerlerin Sayısal Bir Yöntem İle Hesaplanması *Eda Konakyeri, Ali Yapar*	328
3	Metamateryal-Dolgulu Dalga Kılavuzları İle Mod-Dönüştürücü Tasarımı *Sibel Çimen, Gonca Çakır, Levent Sevgi*	332
4	Düzlemsel Çok-Katmanlı Metameryal Tabakaları İle Radar Yutucu Tabaka Tasarımı *Sibel Çimen, Gonca Çakır, Levent Sevgi*	336

MR	Mikrodalga / RF Sistemleri	Sayfa
1	2-14 GHz Ultra Geniş Bantlı SiGe Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici *Osman Palamutçuoğlu, Murat Kınalı*	340
2	Üç Boyutlu Helis TWT Modellemesi *Erdal Korkmaz, Isa Araz, Halil Dalgıç*	344
3	Üç Boyutlu Oyuk-Yarık Kovuklu Magnetron Modellemesi *Halil Dalgıç, İsa Araz, Erdal Korkmaz*	348
4	Enkaz Altında Canlı Kalanların Tespiti İçin Yeni Bir RF Arama Kurtarma Sistemi *Demet S. Armağan Şahinkaya, Levent Hakkı Şenyürek*	352
5	Sonoboy Uygulamaları İçin Çok Kanallı VHF Verici Tasarımı *Demet S. Armağan Şahinkaya, Engin Kurt, Gökhan Bölük*	356
6	Frekans Atlamalı Uydu Modem *Önder Tatar, Hüseyin Erkut*	360
7	RF MEMS Teknolojisi Tabanlı 12 GHZ ve 26 GHZ Çalışma Frekanslarında Tek Giriş Çift Çıkış Anahtar Yapıları *İlker Comart, Şimşek Demir, Tayfun Akın*	363
8	Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerine Genel Bir Bakış Bölüm 1 : Bütünsel Yaklaşım *Orkun Ağıroğlu, A. Egemen Yılmaz*	367
9	Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerine Genel Bir Bakış Bölüm 2 : Mevcut Durum ve Gelecek Öngörüleri *Orkun Ağıroğlu, A. Egemen Yılmaz*	371
10	Ön Kuvvetlendiricili UHF Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı ve Gerçeklenimi *E. Pınar Kesik, H. Hilye Canbey, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*	375
11	Manyetik Rezonans Esaslı Kablosuz Enerji İletimi *Eren Diril, Ali Özen, İsmail Kaya*	379
12	Tek ve Çift Kipli Mikroşerit Rezonatör Süzgeç Tasarımı *Ahmet Özdemir, Metehan Bulut, Birsen Saka*	383

MR	Mikrodalga / RF Sistemleri	Sayfa
13	Bir Mikrodalga Transistorunun İşaret Parametrelerinin Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı ile Modellenmesi *Yavuz Cengiz, Filiz Güneş*	387
14	IEEE 802.11 b ve IEEE 802.15.4 ile Uyumlu Çok Çipli Entegre Bir Alıcı Verici Sistem için Adaptif LNA Tasarımı *Mehmet Ali Belen, Adnan Kaya*	391
15	Üretim Ve Montaj Teknikleri İle Malzemelerin Tolerans Değerlerinin Tekrarlanabilirlik Üzerindeki Etkileri *Eser Erkek, Şimşek Demir*	397
16	UHF Bandındaki Sinyallerin Geniş Bantlı Sistem ile Gücünün ve Yönünün Belirlenmesi *Volkan Turgul, Meltem Dirim, Sukru B. Bilgin, Halil I. Gok, Tayfun Nesimoglu*	400
17	Yüksek Verimlilik ve Dogrusallık Saglayan Frekansı Ayarlanabilir YükselteçTasarımları *Tayfun Nesimoglu*	404
18	Lange Bağlaç ve Radyal Saplama Kullanımı İle Geniş Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı *Gökhan Boyacıoğlu, Şimşek Demir*	408
19	Ka-Frekans Bandı için RF MEMS Paralel, Sığal-Değeçli Anahtar *Çağrı Çetintepe, Ozan Doğan Gürbüz, Kağan Topallı, Mehmet Ünlü, Şimşek Demir, Tayfun Akın*	412
20	İkiz-Toroid Yapıdaki Ferit Faz Kaydırıcılarda Yüksek Dereceli Modların Bastırılması *Hakkı İlhan Altan, Özlem Aydın Çivi, Şimşek Demir*	416
21	VHF – UHF İşaret Birleştirici Tasarımı ve Gerçeklenmesi *Ramiz Erdem Aykaç, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*	420
22	Gysel Eşit Güç Bölümlü Üç Yollu FM Bandı Güç Bölücü Tasarımı *Bilgin Kızıltaş, H.Hilye Canbey, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı*	424

OH	Optik Haberleşme Özel Oturumu	Sayfa
1	SUO/RF Sistemlerin Uygulanabilirliği *Arif Dolma, Kutlu Karayahşi*	428
2	Optik Kuvvetlendiricilerin Karşılaştırmalı Performans Analizi *Mehmet Ünal, Yusuf Hacısalihoğlu, N. Özlem Ünverdi*	432
3	Optik Haberleşme Sistemlerinin Modellenmesi *N. Özlem Ünverdi, N. Aydın Ünverdi*	436

RA	Radar Antenleri Analiz Tasarım ve Ölçüm Özel Oturumu	Sayfa
1	Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri Tasarım ve Analiz Yöntemleri *Bahattin Türetken, Koray Sürmeli*	440
2	Yansıtıcı Antenler için Tasarım ve Ölçüm Teknikleri *Bahattin Türetken, Erkul Başaran, Eyyup Gürcan, Eren Akkaya*	444
3	Radar Anten Ölçümleri TÜBİTAK UEKAE Anten Test Ve Araştırma Merkezi Kabiliyetleri *Bahattin Türetken*	448
4	Aktif Faz Dizili Anten Tasarımına Sayısal Modelleme Tekniğiyle Yeniden Bakış *Bahattin Türetken, Koray Sürmeli*	452

RA	Radar Antenleri Analiz Tasarım ve Ölçüm Özel Oturumu	Sayfa
5	Dar Kenar Eğimsiz Yarıklı Dalga Kılavuzu Anten Dizisi *Doğanay Doğan, Özlem Aydın Çivi*	456
6	Hacim Tarama Radarları İçin Bir Yüksek Kazançlı Dizi Anten Tasarımı *Fikret Tokan, Filiz Güneş, Bahattin Türetken, Koray Sürmeli*	460
7	Fazlı Anten Dizilerinde Sadece Faz ile Sentezleme Problemine Yeni Bir Bakış *Erdinç Erçil*	464
8	Dost Düşman Tanıma (IFF) Sistemleri İçin Yüzey Uyumlu Dairesel Dizi Anten Tasarımı *Koray Sürmeli, Umut Buluş, Bahattin Türetken*	469
9	Mekanik Titreşimlerin Anten Işıma Örüntüsü Üzerine Etkilerinin İncelenmesi *Cantürk Karadeniz, Bahattin Türetken*	473

SH	Sinyaller ve Haberleşme Sistemleri	Sayfa
1	3G ve 4G Mobil İletişim Teknolojileri *Alper Çelik (Kuzey Kıbrıs Turkcell Radyo Şebeke Bölüm Müdürü) (Davetli Konuşmacı)*	
2	NSNR Tabanlı Fırsatçı Hüzme Biçimlendirme Planı ile Kablosuz Algılayıcı Ağlarda Enerji Verimliliğinin Artırılması *Hakkı Soy, Özgür Özdemir, Mehmet Bayrak*	478
3	3. Nesil Şebekelerde Aynı Hücrede İki Farklı Taşıyıcı Frekans Kullanılması *Sami Çelik, Yunus Emre Yörük, Murat Bitirgan, Bahadır Başyiğit, Selçuk Helhel*	482
4	Ağ Geçidinde Oluşturulan Tekrarlı Yer Belirleme Yöntemi *Kubilay Demir, Arif Dolma, Mehmet Yakut*	486
5	Artakalan Enerji Ve Trafik Yoğunluğu Dengelemeli Yönlendirme Algoritması *Kubilay Demir, Arif Dolma, Mehmet Yakut*	490
6	Web Tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemi Eğitim Sistemi Geliştirilmesi *Cihangir Erdem, Mehmet Efe Özbek, Ali Kara, Nergiz Çağıltay, Elif Aydın*	494
7	WLAN Kablosuz Yerel Alan Ağlarına Genel Bir Bakış *Özlem Coşkun*	499
8	Parazit MIMO Sisteminin Başarım Analizi *Ömer Haliloğlu, Mehmet Şafak*	503
9	IEEE 802.15.4 Tabanlı Lokal Sensör Ağlarının TCP/IP Tabanlı Ağlara Adapte Edilmesi İçin Kullanılan Tekniklerin Performans Analizi *Ahmet Özek, A.Çağdaş Seçkin, Ceyhun Karpuz*	507
10	WAN Sistemlerinde ZigBee-XMPP Etkileşimi ve SCADA Uygulaması *Ahmet Özek, A.Çağdaş Seçkin, Ceyhun Karpuz*	511
11	VoIP Teknolojisinde Trafik Mühendisliği Uygulamaları *Hasret Aslı Şeker, N. Özlem Ünverdi*	515
12	MPLS Teknolojisinde Performans Analizi *Basri Tatar, N. Özlem Ünverdi*	519

TC	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Özel Oturumu	Sayfa
1	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Slayt Gösterisi	
2	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Hocamızın EMO Çalışmaları *EMO Ankara Şube Bşk. Ramazan Pektaş*	
3	Prof. Dr. Turhan Çiftçibaşı Hocamızın Akademik Çalışmaları *Erdem Yazgan*	
4	Ameliyat Sonrası Hastaları için Biyoelektrik İşaretlerin İletiminde Radyo Frekans Modülasyon Tekniklerinin Karşılaştırılması *Levent Özparlak, Tuncay Bayrak, Onur Koçak, Arif Koçoğlu*	523

SOME NON-TRADITIONAL APPROACHES TO COMPUTATIONAL ELECTROMAGNETICS FOR SOLVING A CLASS OF REAL-WORLD ANTENNA AND SCATTERING PROBLEMS

Raj Mittra, EMC Lab, Penn State University
319 EE East, University Park, PA 16802
rajmittra@ieee.org

Computational Electromagnetics (CEM), though well-established, is an extremely active field, as is evident from the number of recent publications and symposium presentations on this topic. It should be noted, however, that the landscape of CEM applications is continuously evolving, as relatively new areas such as nano-photonics and biological sensors appear in the horizon. A quick survey of the literature reveals that in the recent past the primary focus area in CEM has been the solution of 'Large Problems,' typically involving millions if not billions of unknowns. However, it has also been realized that many of the algorithms developed for solving large problems—such as the Fast Multipole Method (FMM)—are restricted in their application primarily to perfectly conducting (PEC) bodies, since these algorithms are so-called "kernel-dependent." Furthermore, a majority of these algorithms utilize iterative methods to solve large problems, because the memory required to store large matrices is well beyond the capability of most available computing platforms, which, in turn, rules out the possibility of using direct solvers to tackle them. While the iterative solvers work fine, and are numerically efficient for well-conditioned problems, they run into difficulties when handling a matrix who condition number is high, unless a suitable preconditioner can be found, which is not an easy task, especially when we are dealing with resonant structures, or when we encounter the ill-conditioning problem that inevitably arises at low frequencies. Even if the frequency is not low, the geometry of the problem may have multiscale features, and this may have serious repercussions, insofar as the convergence behavior of the iteration scheme is concerned. The presence of finite losses may further exacerbate the problem, and unfortunately, no quick-fix is available to alleviate it.

The objective of this paper is to introduce several non-traditional MoM-type formulations designed to alleviate the problems we often encounter in the conventional MoM approach, when solving the new generation of CEM problems involving nano- or multi-scale or geometries, and those involving arbitrary media such as plasmonics. The non-traditional formulations include: (i) bypassing the use of conventional Green's functions for scattering and radiation problems, and utilizing the newly developed Dipole Moment (DM) technique instead; (ii) tackling the low frequency instability problem without using the loop-star basis functions; (iii) employing an alternate formulation for the layered medium that does not utilize the traditional Sommefeld integral approach; (iv) utilizing macro basis functions, also referred to as the Characteristic Basis Functions (CBFs) that help reduce the size of large matrices to the point where one can use direct methods to solve them, and handle multiple right hand sides in an efficient way; (v) hybridizing the DM approach with traditional CEM formulations to solve multiscale problems efficiently; and, (vi) introducing a new CEM formulation in the frequency domain which is both matrix- as well as iteration-free, but which generates the solution by using a recursive update algorithm instead, just as is done in the FDTD leapfrog scheme.

The paper will demonstrate that, when combined with the Characteristic Basis Function Method (CBFM), the proposed algorithms open up new vistas in computational electromagnetics, and enlarge the scope, as well as the range of application of the CEM solvers, to a wide variety of practical and real-world problems.

Acknowledgement: The author is pleased to acknowledge his colleagues at the EMC Lab of Penn State, the EM group at METU, as well as at the Universities of Pisa, Alcala, Ovieda, and Eindhoven, who have been very helpful in the development of the DM- and CBF-based methods mentioned herein.

BIOGRAPHY

Raj Mittra is Professor in the Electrical Engineering department of the Pennsylvania State University. He is also the Director of the Electromagnetic Communication Laboratory, which is affiliated with the Communication and Space Sciences Laboratory of the EE Department. Prior to joining Penn State he was a Professor in Electrical and Computer Engineering at the University of Illinois in Urbana Champaign. He is a Life Fellow of the IEEE, a Past-President of AP-S, and he has served as the Editor of the Transactions of the Antennas and Propagation Society. He won the Guggenheim Fellowship Award in 1965, the IEEE Centennial Medal in 1984, the IEEE Millennium medal in 2000, the IEEE/AP-S Distinguished Achievement Award in 2002, the AP-S Chen-To Tai Distinguished Educator Award in 2004 and the IEEE Electromagnetics Award in 2006. He has been a Visiting Professor at Oxford University, Oxford, England and at the Technical University of Denmark, Lyngby, Denmark. He has also served as the North American editor of the journal AEÜ.

His professional interests include the areas of Communication Antenna Design, RF circuits, computational electromagnetics, electromagnetic modeling and simulation of electronic packages, EMC analysis, radar scattering, frequency selective surfaces, microwave and millimeter wave integrated circuits, and satellite antennas.

He has published about 1000 journal and symposium papers and more than 40 books or book chapters on various topics related to electromagnetics, antennas, microwaves and electronic packaging. He also has three patents on communication antennas to his credit. He has supervised over 100 Ph.D. theses, about 90 M.S. theses, and has mentored more than 50 postdocs and Visiting scholars. He has directed, as well as lectured in, numerous short courses on Computational Electromagnetics, Electronic Packaging, Wireless antennas and Metamaterials, both nationally and internationally.

Rezonans Frekans Bölgesinde Ölçülen Geniş Bantlı Elektromanyetik Saçınım Verilerinden Hedef Tanıma Yöntemleri

Gönül Turhan-Sayan
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
gtsayan@metu.edu.tr

Özet: *Bu bildiride, rezonans bölgesinde elde edilmiş, geniş bantlı işlenmemiş elektromanyetik saçınım verilerinden hedefe ait belirleyici özniteliklerin çıkartılmasında kullanılan güncel yöntemler özetlenecektir. Wigner, Gabor, Page dağılımları ve STFT (Short-Time Fourier Transform) gibi Zaman-Frekans Dönüşüm (ZFD) teknikleri ve PCA (Principal Components Analysis) işaret işleme yöntemi gibi farklı yaklaşımların elektromanyetik hedef tanıma problemlerinin çözümündeki katkıları sunulacaktır.*

1. Giriş

Elektromanyetik saçınım verilerinden hedef tespit ve tanıma probleminin modellenmesinde ve çözümünde kullanılan yöntemler, verilerin toplandığı frekans bölgesine göre temel farklılıklar gösterir. Örneğin, X bantta çalışan dar bantlı bir "doppler radar"ın ölçtüğü geri saçınım sinyalleri algılanan uçağın boyutlarından çok daha küçük dalga boylarına karşılık gelen frekanslarda ve çok dar bir bant üzerinde elde edilirler. Ölçülebilen veriler görüş açısındaki bir-iki derecelik değişimlere bile çok hassastır. Bu tür bir uygulamada, elektromanyetik dalga/cisim etkileşimine dayanan fizik tabanlı modellerin hedef tanıma problemlerinde kullanılması yararlı sonuçlar vermemekte, bunun yerine hedefin hız ve pozisyon bilgilerinin önem kazandığı dinamik modeller kullanılarak radarla hedef tespit ve takip problemleri çözülebilmektedir. Öte yandan, çok geniş bantlı bir radar algılanması planlanan cisimlerin boyutları ile kıyaslanabilir büyüklükteki dalga boylarına karşılık gelen rezonans frekans bölgesinde ölçüm yapıyorsa, ölçtüğü veriler hedef tanıma amacıyla kullanılabilir. Bu tür sinyallerin geç zaman bölgesindeki kısımları algılanan hedefin karmaşık kutup frekanslarında titreşen çok sayıda sönümlü sinüs dalgasının doğrusal bileşiminden oluşurlar. Görüş açısına hassasiyeti göreceli olarak daha az olan bu tür elektromanyetik sinyaller doğrusal sistem modellemesi çerçevesinde incelenip çeşitli işaret işleme teknikleriyle işlenebilir ve elde edilen hedef öznitelikleri hedef tanıyıcı tasarımında kullanılabilir. Elde edilen hedef özniteliklerinin yararlı olabilmesi için, öznitelik bilgilerinin görüş açısı ve polarizasyon gibi uyarım/algılama parametrelerine ve ayrıca gürültüye olan hassasiyetlerinin mümkün olabildiğince azaltılması gerekir. Özniteliklerin cinsi ve elde edilme yöntemlerinin seçiminde bu şart göz önünde bulundurulmalıdır.

Elektromanyetik dalgaların sonlu boyutlardaki cisimlerle etkileşiminin doğrusal ve zamandaki ötelemelerden bağımsız (LTI:Linear Time Invariant) sistem modelleri yardımı ile açıklanabileceği 1960'ların ortalarında başlayan ve 1970'lerde olgunlaşan, aralarında Baum tarafından önerilen SEM (Singularity Expansion Method) yönteminin de olduğu, çalışmalarla gösterilmiştir [1]-[2]. Bu yaklaşımda, verilen bir cismin zaman uzayında tanımlı dürtü tepkesi, buna karşılık gelen karmaşık frekans uzayında tanımlı sistem fonksiyonu ve bu fonksiyonun değerini sonsuza götüren karmaşık frekans değerleri (yani sistem kutupları) tanımlanabilir. Bir hedefe ait sistem kutupları, o hedefin büyüklüğü, şekli ve temel elektriksel malzeme parametreleri (iletkenlik, elektriksel ve manyetik geçirgenlik) ile doğrudan bağıntılıdır. Dürtü tepkesi ve sistem fonksiyonu, görüş açısı ve polarizasyon parametreleri ile önemli ölçüde değişirken, sistem kutupları bu tür parametrelerden tamamen bağımsızdır. Özet olarak, bir hedefe ait sistem kutuplarının (diğer adıyla karmaşık doğal rezonans frekanslarının) bütününün oluşturduğu küme benzersizdir ve, açı/polarizasyon şartlarından etkilenmeksizin, o hedefi birebir tarifler. Gerçek uygulamalarda, veriler ancak sonlu bir frekans bandı üzerinde toplanabilirler. Bu nedenle, hedef sistem kutuplarının sadece sonlu bir alt kümesi kullanılabilir. Sonuç olarak, kullanılabilen frekans bant genişliği azaldıkça, farklı hedeflere ait sonlu kutup kümelerinin o hedefleri kesin olarak birbirinden ayırabilme gücü de azalır. Hem bir hedefi benzerlerinden ayırabilme kapasitesine sahip olmaları hem de açı/polarizasyon şartlarından bağımsız olmaları nedeniyle, sistem kutupları mükemmel hedef öznitelikleri olarak düşünülebilir. Bu fikir 70'li, 80'li yıllarda çeşitli hedef tanıma problemlerinde kullanılmış ancak, saçınım verilerindeki sinyalin gürültüye oranı arttıkça, bu verilerden hesaplanan kutup değerlerindeki hataların da hızla arttığı görülmüştür. Bu

nedenle, sonraki yıllarda önerilen elektromanyetik hedef tanıma yöntemlerinin çoğu, hedef sistem kutuplarını öznitelik olarak doğrudan kullanmak yerine hedeflerin doğal dürtü tepkelerinden elde edilen ve kutup bilgileriyle dolaylı olarak bağlantılı olan öznitelik bilgilerini kullanmaya yönelmiştir[3]-[6]. K-darbe ve E-darbe hedef sınıflandırma yöntemleri bu alandaki ilk örneklerdir ve ağırlıklı olarak optimizasyon yöntemlerinin kullanılmasını gerektirirler [3]-[4]. Bu bildiride, hedef öznitelik bilgilerinin çıkarılmasında, zaman-frekans dönüşüm teknikleri (TFR: Time-Frequency Representation techniques) ve esas bileşenler analizi (PCA: Principal Component Analysis) tekniklerinin kullanımı özetlenecek; ve bu yöntemlerin hedef tanıma problemlerinin çözümünde sağladığı faydalar bir hedef sınıflandırıcı tasarım örneği üzerinde gösterilecektir.

2. Zaman-Frekans Dönüşüm Tekniklerinin ve PCA Kaynaştırma Yönteminin Hedef Tanıma Problemlerinde Kullanılması

SEM teorisinde önerildiği gibi [2], bir hedefin dürtü tepkesinin geç zaman bölgesinde gözlenen doğal kısmı hedefin kutup frekanslarında titreşen sönümlü sinus dalgalarının doğrusal bileşimi olarak modellenebilir:

$$h_{late}(t) \cong \sum_{n=1}^{N} b_n(\phi) e^{\alpha_n t} \cos(\omega_n t + \theta_n) \tag{1}$$

Bu denklemde $s_n = \alpha_n + j\omega_n$ hedefin karmaşık değerli doğal rezons frekanslarını (kutup değerleri), $b_n(\phi)$ değerleri görüş açısına bağımlı genlik katsayılarını ve N değeri ise verilerin toplandığı frekans bandında etkili olan toplam hedef kutup sayısının yarısını gösterir. Bu yapıda bir sinyalden çeşitli zaman-frekans dönüşüm (ZFD) teknikleri [7] kullanarak hedef öznitelik bilgileri çıkarmak için aşağıdaki ana işlem basamakları takip edilmektedir.

Basamak 1: Verilen bir $x(t) = h_{late}(t)$ sinyaline seçilen bir ZFD uygulanır:

i. Aşağıda verilen *Oto-Wigner dağılımının* (WD) matematiksel tanımından anlaşılacağı gibi, WD ikinci dereceden (*quadratic*) bir ZFD olup, orijinal sinyalin zaman (*t*) ve frekans (*f*) uzaylarındaki kaymalarını korur.

$$W_x(t,f) = \int_\tau x(t+\frac{\tau}{2})\, x^*(t-\frac{\tau}{2})\, e^{-j2\pi f\tau}\, d\tau \tag{2}$$

ii. *Page dağılımı* (PD) da ikinci dereceden, zaman-frekans kaymalarını koruyan bir başka ZFD'dir ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$PD_x(t,f) = \frac{d}{dt}\left|\int_{-\infty}^{t} x(t')\, e^{-j2\pi f t'}\, dt'\right|^2 \tag{3}$$

iii. Verilen *x(t)* sinyalinin *Gabor açılımı* (GA) doğrusal (*linear*) bir ZFD olup, zaman-frekans düzleminde kaydırılmış Gaussian tipi baz fonksiyonları *g(t)* cinsinden ifade edilir:

$$x(t) = \sum_n \sum_m G_x(n,m)\, g(t-n\Delta T)\, e^{j2\pi(m\Delta F)t} \tag{4}$$

Gabor katsayılarının mutlak değerlerinin kareleri, $\left|G_x(n,m)\right|^2$, ZFD çıktı matrisini oluştururlar.

iv. Son olarak incelenecek ZFD, çok bilinen doğrusal bir dönüşüm olan *pencerelenmiş* (*STFT: Short Time Fourier Transform*) dönüşümüdür ve şöyle tanımlanır:

$$STFT_x^{(\gamma)}(t,f) = \int_{t'} x(t')\, \gamma^*(t'-t)\, e^{-j2\pi f t'}\, dt' \tag{5}$$

Bu denklemde, $\gamma^*(t'-t)$ seçilen analiz penceresinin $t'=t$ anında merkezlenmiş karmaşık eşleniğidir. Bir sinyalin STFT'si, o sinyalin $t'=t$ civarındaki bölgesel Fourier dönüşümü olarak tanımlanabilir. $\left|STFT_X^{\gamma}(t,f)\right|^2$ dağılımı Spektrogram (*spectrogram*) (SP) olarak adlandırılır.

Bu dört ZFD içerisinde, WD ve PD marjinal özellikleri sağlar ve ait oldukları sinyalin toplam enerjisinin iki boyutlu zaman-frekans uzayındaki dağılım fonksiyonunu (yaklaşık biçimde) verirler.

Basamak 2: Yukarıda tanımlanan ZFD'lerden herhangi birinin, verilen T_0 saniye uzunluğundaki zamanda sınırlı bir $x(t)$ sinyaline uygulanmasıyla elde edilen dönüşüm sonucuna $T_X(t,f)$ diyelim. T_0 zaman aralığını Q tane eşit uzunluktaki (her biri $\Delta_0 = T_0/Q$ uzunluğunda) alt zaman dilimlerine bölelim. Sonra, her bir alt zaman aralığında, birbirinden $\Delta f = 1/T_0$ kadar uzaklıktaki her bir örnekleme frekansında ($f_m = (m-1)/T_0$) toplam sinyal enerjisine yapılan katkıları aşağıda tanımlanan şekilde hesaplayalım [5]:

$$E_q(f_m) = \int_{(q-1)\Delta_0}^{q\Delta_0} T_x(t, f_m)\, dt \qquad \text{for} \quad q = 1,2,\cdots,Q \tag{6}$$

Basamak 3: Sinyal enerjisinin q indeksli zaman aralığındaki spektral dağılımı aşağıdaki vektörle ifade edilebilir, bu ifadede M zamandaki toplam örnek sayısıdır.

$$\overline{E}_q = \left[E_q(f_1), E_q(f_2), \ldots\ldots, E_q(f_{\frac{M}{2}})\right] \tag{7}$$

Son olarak, hedef tepkesinin erken zaman bölgesinden ve ayrıca SNR gürültü parametresinin fazla düşük olduğu çok geç zaman bölgesinden uzak kalacak şekilde seçilen (q^* ve q^*+1 indekslerine sahip) iki ardışık optimal alt zaman aralığının belirlenmesiyle, verilen saçınım sinyalinden M uzunluğundaki $\overline{e} = \left[\overline{E}_{q^*}\ \overline{E}_{q^*+1}\right]$ öznitelik vektörünün elde edilmesi tamamlanır. Yapılan araştırmalar, yukarıda tanımları verilen dört değişik ZFD içerisinde WD yönteminin açı/polarizasyon bağımsızlığını azaltma konusunda en etkili seçenek olduğunu göstermiştir.

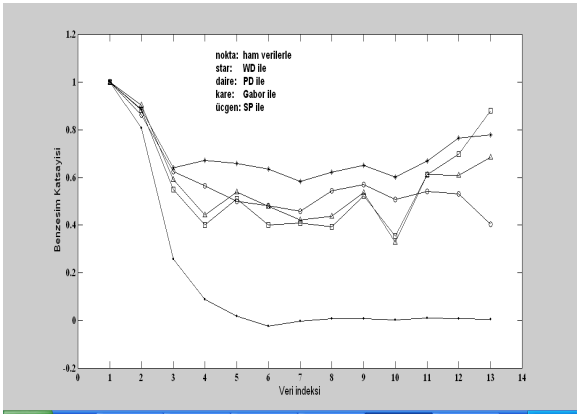
Basamak 4: Hedef sınıflandırıcı, tanınması istenen P tane aday hedefin her biri için K tane farklı görüş açısında toplanmış saçınım sinyali kullanılarak tasarlanıyorsa, yukarıda özetlenen işlemlerin tekrarıyla PxK tane farklı öznitelik vektörü elde edilecektir. Her bir hedef için çıkarılan K öznitelik vektörünün uygun bir yöntemle kaynaştırılması, her hedef için tek bir kaynaştırılmış (fused) öznitelik vektörü elde edilmesini mümkün kılar. Böylece, hem hedeflere ait gereksiz yere tekrarlanan öznitelik bilgileri en aza indirilip, sınıflandırıcı veri tabanının boyutu küçültülecek, böylece sınıflandırma hızı arttırılacaktır. Hem de, sınıflandırıcının açı, polarizasyon ve gürültü hassasiyetleri azaltılabilecektir. Bunların sonucunda, sınıflandırıcının ulaşacağı doğruluk oranı da doğal olarak artacaktır. Esas bileşenler analizi (PCA) yönteminin bu amaçla çok etkili bir şekilde kullanılabileceği gösterilmiştir [6].

Basamak 5: Her bir hedef için WD ve PCA yöntemiyle elde edilen M uzunluğundaki öznitelik vektörlerinin bulunması ile sınıflandırıcı tasarımı tamamlanmış olur. Gerçek zamanlı test aşamasında ise, ölçülen saçınım sinyalinden WD yardımıyla elde edilen öznitelik vektörü, sınıflandırıcı veritabanında kayıtlı olan her bir hedefe ait kaynaştırılmış öznitelik vektörü ile karşılaştırılır. Hesaplanan en büyük benzeşim katsayısı test edilmekte olan hedefin kimliğinin belirlenmesini sağlar. Kimliği bilinmeyen referans sinyallerinden, bilinmeyen sayıdaki hedef için sınıflandırıcı tasarlanmasını gerektiren problemlerde ise, yukarıdaki ilk üç basamakta anlatılan yöntemle birlikte öz örgütlemeli harita (SOM: Self-Organizing Map) algoritmasının kullanılması örgütlemesiz hedef kümeleri yaratarak hedef sınıflandırmada başarılı sonuçlar vermektedir,

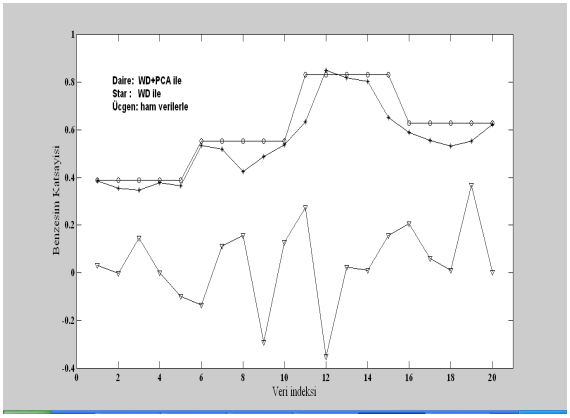
3. Uygulama ve Sonuç: WD ve PCA Yöntemleri ile Yalıtkan Kürelerin Sınıflandırılması

Bu uygulamada, hepsi 10 cm yarıçapında, $\varepsilon_r = 3{,}4{,}5\ ve\ 6$ değerlerine sahip dört adet (sırasıyla S1, S2, S3 ve S4 hedefleri) yalıtkan küre kullanılmıştır. Bu hedeflerin zamanda 1024 noktada örneklenmiş, uzak alan saçınım dürtü tepkeleri $\phi = \pi/2$ düzleminde, 13 farklı bi-statik açı için (θ = 179, 165, 150, 135, 120, 105, 90, 75, 60, 45,

30, 15 and 5 derecelerde), [37.3 MHz-19.1 GHz] frekans bandı kullanılarak ve T_0=26.8 ns zaman aralığı üzerinde hesaplanmıştır. Q=16 ve $q^* = 11$ seçilerek, hedef öznitelikleri [16.75, 20.10] ns optimal zaman aralığında elde edilmiştir. Sınıflandırıcı tasarımı için sadece 179, 135, 90, 45 ve 5 derecelerde, yani 4 hedef x 5 açı = 20 referans sinyali kullanılmış, geriye kalan 4 hedef x 8 açı = 32 sinyal tasarlanan sınıflandırıcının doğruluk testleri için ayrılmıştır. Örnek olarak, S3 hedefinin θ= 179 derecede hesaplanan öznitelik vektörünün, aynı hedef için 13 ayrı açıda WD, PD, GA ve SP yöntemleri kullanılarak hesaplanmış öznitelik vektörleri ile benzeşim katsayıları Şekil 1'de çizilmiş, WD yönteminin en iyi sonucu verdiği gösterilmiştir. Aynı şekilde, öznitelik çıkarmadan doğrudan saçınım sinyalleri kullanıldığında elde edilen benzeşim katsayıları ise bu verilerdeki görüş açısı hassasiyetinden dolayı çok düşük çıkmıştır. Aynı S3 hedefinin θ= 105 derecede hesaplanan saçınım sinyali ve öznitelik vektörünün, dört hedefin hepsine ait olan 20 referans sinyaline, bunlardan WD yardımı ile çıkarılan özniteliklere ve kaynaştırılmış özniteliklere göre hesaplanan benzeşim katsayıları da Şekil 2'de verilmiştir. Referans olarak kaynaştırılmış öznitelikler kullanıldığında, sınıflandırma başarısının en iyi düzeye çıktığı görülmüştür. Sonuç olarak, bütün veritabanı kullanılarak, gürültüsüz ham saçınım verilerine göre yapılan sınıflandırmada 0 % ve WD kullanarak elde edilen öznitelikle yapılan sınıflandırmada 69 % doğruluk oranı elde edilirken, WD ve PCA birlikte kullanıldığında doğru sınıflandırma oranı 100 % bulunmuştur [5]-[6].



Şekil 1. S3 hedefinin $\theta = 179^0$ saçınım sinyali ve öznitelik vektörünün, aynı hedefin diğer açılarındaki sinyal ve öznitelik vektörlerine göre hesaplanmış benzeşim katsayıları.



Şekil 2. S3 hedefinin $\theta = 105^0$ saçınım sinyali ve öznitelik vektörünün, bütün hedeflerin referans açılarındaki saçınım sinyallerine, öznitelik vektörlerine ve kaynaştırılmış öznitelik vektörlerine göre hesaplanmış benzeşim katsayıları.

Kaynaklar

[1]. Kennaugh E.M. ve and Moffatt D.L., "Transient and impulse response approximations," Proc. IEEE, 53(8), s. 893–901, 1965.
[2]. Baum C.E., "Toward an engineering theory of electromagnetic scattering: The singularity and eigenmode expansion methods" in Uslenghi, P.L.E. (Ed.), Transient Electromagnetic Fields. Academic Press, 1978.
[3]. Kennaugh E.M., "The K-pulse concept," IEEE Trans. Antennas Propagat., 29(2), s. 327–331, 1981.
[4]. Turhan-Sayan G. ve Kuzuoglu M., "Pole estimation for arbitrarily shaped dielectric targets by a genetic algorithm-based resonance annihilation technique," IEE Electron. Lett., 37(6), s. 380–381, 2001.
[5]. Turhan-Sayan G., "Natural resonance-based feature extraction with reduced aspect sensitivity for electromagnetic target classification," Pattern Recognition, 36(7), s. 1449–1466, 2003.
[6]. Turhan-Sayan G., "Real time electromagnetic target classification using a novel feature extraction technique with PCA-based fusion', IEEE Trans. Antennas Propag., 53(2), s. 766–776, 2005.
[7]. Hlawatsch F. ve Boudreaux-Bartels G.F., "Linear and quadratic time-frequency signal representations," IEEE Signal Processing Mag., 9(2), s. 21-67, 1992.

Kesikli Karmaşık İmajlar Yöntemi ve Green Fonksiyonları - Güncel Gelişmeler

E. Pınar Karabulut, Alper T. Erdoğan, M. I. Aksun
Koç Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
34450 Sarıyer, İstanbul

Kesikli karmaşık İmajlar Yöntemi (KKİY) için, ilk önerildiğinden bu zamana kadar, bir çok konuda iyileştirmeler önerilmiş ve geliştirilmiş olup bunlardan son iki tanesi şunlardır: 1) her türlü yapı için hem yakın alan bölgesinde hem de uzak alan bölgesinde doğru Green fonksiyonlar üreten bir algoritma geliştirildi; 2) yöntemin çıktısı olarak elde edilen sonuçlardaki hata miktarının verimli bir şekilde saptanmasını sağlayan bir yöntem geliştirildi. KKİY konusunda son yıllardaki en büyük eleştiri bazı düzlemsel ve çok katmanlı yapılarda 2-basamaklı yaklaşım modelinin, yüzey dalgaları ayrıca hesaplanmasına karşın, uzak alan bölgelerinde doğru sonuçlar vermediği konusunda yapılmaktaydı. Bu sorun uzak alan bölgesinde Konik (Lateral) dalgaların baskın olduğu durumlarda görüldüğünden, çözümü de bu tip dalgaların spektral uzayda karşılığı olan branch noktalarının etkilerinin örneklemede dikkate alınması ile giderildi. Yani 2-basamaklı yaklaşım modelini 3-basamaklı olarak değiştirerek, örneklemenin yapıldığı doğru parçalarını branch noktalarının yakınından geçirmek, bu problemin çözümünü sağladı ve böylece 3-basamaklı yöntem her türlü düzlemsel yapı ve her türlü uzaklık için verimli olarak çalışır hale gelmiş oldu. Ancak bu yöntem elektromanyetik benzetim yazılımı geliştirenler için sonuçları konusunda bir ön bilgiye veya kuramsal bir hata sınırına sahip olunmadığı için güvenilmez olarak düşünülmeye devam etmekteydi. Bu problemi zor kılan unsur, yakınlaşım probleminin spektral uzayda çözülmesi, ama gerçel uzaydaki hatanın kullanım açısından önemli olmasıdır. Bu problemin çözümü, gerçel uzayda elde edilen Green fonksiyonun hata payını ağırlıklı p-norm ile tanımlayarak bunun spektral uzaydaki karşılığının bulunması ile elde edildi. Bu sunumda bu iki iyileştirmenin detayları tartışılacak, ve KKİY'nin gelmiş olduğu konum belirlenecektir.

Bilim ve Toplum: Bilim Okuryazarlığı ve Rakamlarla Konuşmak

Levent Sevgi

Doğuş Üniversitesi
Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Zeamet Sokak No 21, Acıbadem – Kadıköy / İstanbul
lsevgi@dogus.edu.tr

Özet: *Milli Eğitim Bakanlığının verdiği güncel rakamlara göre Türkiye'de 5 Milyon kişi okur/yazar değil; bunun yüzde sekseni ise kadın. Hoş, okur/yazar sayılan nüfusun ne kadarı adını/soyadını yazmanın ötesine geçebilmiş; bu ciddi bir tartışma/araştırma konusu ancak bu yazının konusu değil. Bilim okur/yazarlığı nedir, okur/yazarlığı oldukça düşük bir toplumda bilim okur/yazarlığı konusu nasıl ele alınabilir; bu da ayrı bir konu. Bilim okur/yazarlığı ne demek? Bilimde okur/yazarlık nasıl alınabilir/verilebilir? Bir toplumun bilim okur/yazarlığı düşük ise bu ne anlama gelir, sıkıntıları neler olur? Bu yazıda bilim okur/yazarlığı konusu ele alınmış ve bu ve benzeri soruların yanıtları verilmeye çalışılmıştır. Yazı daha önce Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA) Dergisi Günce'de yayımlanan bir yazının [1] genişletilmişidir.*

1. Giriş

Hemen her gün "bugün yağmur olasılığı düşük", "İstanbul'da deprem olasılığı yüksek" benzeri tümceler kurarız. Risk, olasılık ve ileriye doğru öngörülerde *az/çok*, *düşük/yüksek* gibi bulanık sözcükler kullanmak konuşma dilinde olağan. Ancak, rakam verildiğinde durum farklıdır. Örneğin, "otuz yıl içerisinde İstanbul'da 7 ve daha şiddetli deprem riski % 60" dendiğinde ne anlamalı? Risk % 55 ya da % 65 olsaydı ne anlama gelecekti? Ne değişecekti? Bu rakama nasıl ulaşıldı? Belli ki bir hesap yapılmış; nedir bu hesap? Kaçımız telaffuz ettiğimiz rakamların ne anlama geldiğini biliyoruz? Ne demek rakam vermek, rakamlarla konuşmak? Rakamlarla konuşmak hesap yapmayı, hesap yapma (*matematiksel ya da değil*) belli bir modeli, belli bir model ise kabulleri, varsayımları, ihmalleri, gözlemleri, deneyleri, yasaları gerektirir. Tüm bunların toplumda algılanmasının temelinde ise bilimde okur/yazar olma yatar [1-6].

2. Neden Bilimsel Alt Yapı Eğitimi

Çünkü gündelik yaşantıda hemen her türlü konuşma, haber, açıklama ve yorum belli oranda bilimsel ve teknolojik içeriğe sahip ve doğru algılanabilmesi ve değerlendirilebilmesi için bir birikim gerektirmekte. Bu ise *ancak ve ancak* temel bilimsel altyapı eğitimi ile olası. Bunun sağlanabilmesi için ise *bireyin* (yurttaşın) temel eğitimi süresince sağlık ve çevre (fizik, kimya ve biyoloji) ekseninde *enerji kaynakları ve dönüşümü, elektromanyetik ışıma* ile yapılabilenler (radyo, TV, radar, uydu, vb.), *radyoaktivite, güneş sistemi ve evren* konusunda mutlaka belli bir alt yapı ile donatılması zorunlu [1,2].

Çelişkiler ülkesi Türkiye'de bir yandan yedi tepeli İstanbul'un gökdelenleri 250 m yüksekliği zorlarken bir yandan otobanlarında sellerden onlarca kişi yaşamını yitirebiliyor. Kadın milletvekili sayısında % 9.1 oran ile 42 Avrupa ülkesi arasında sondan dördüncü sırada yer alabiliyor. Yolsuzluk endeksi sıralamasında 58., BM İnsani Gelişim endeksi sıralamasında 79. sırada! Avrupa Birliği'nde okunan kitap kişi başına 6 iken bizde 6 yılda 1 kitap; oran 1/36! İstanbul gece hayatında bir gecede çöpe giden yiyecek orta öğrenim öğrencilerinin bir haftalık yiyeceğine eşit! Nüfusun en zengin yüzde 10'u gelirin % 35'ini, en fakir %10'u ise %2'sini aldı. En zengin/yoksul gelir farkı 17 kat! Orta öğrenim öğrencilerimiz AB'de sonunculuktan kurtulamıyor! Bütün bunların bilim okur/yazarlığı ile ilgisi var mıdır [3]?

Algılama ve değerlendirebilme için bireyin *veri toplama, ilişkilendirme, neden ve sonuç bağı kurabilme, yöntem, model, epidemiyoloji, risk (göreceli risk, risk yönetimi ve iletişimi), gerek/yeter koşullar, bilgiye dayalı karar mekanizması ve en önemlisi bilimin sınırları* gibi konular hakkında yeterli birikimle donatılması gerekli. Bir olayın bir diğeriyle ilişkili olması onun nedeni ya da sonucu olacağı anlamına gelmeyeceği neden – sonuç bağı kurabilme yeteneğiyle ilişkili.

Örneğin, bilimde okur/yazar olma alt yapısı olmadan, yurttaş, Birleşmiş Milletler Gelişim Programı çerçevesinde her yıl sunduğu *İnsani Gelişim Endeksi* sıralamasında neden Türkiye'nin Azerbaycan'dan, Bulgaristan'dan geri olduğunu anlamada zorluk çekecektir. Gelişimin sadece ve öncelikle günlük ekonomik verilerle, gökdelenlerle, borsadaki sıçramalarla ilgili olmadığını, yaşam süresinden, doğumdaki yaşam beklentisine, okullaşma oranından kız çocuklarının okullaşma oranına, bilgiye erişim olanaklarından kişi başına düşen ulusal gelire dek çok sayıda parametre cinsinden oluşturulan bir modele göre belirlendiğini fark edemeyecektir [3].

Yine bu altyapı olmadan, yurttaşın, örneğin, Dünya Sağlık Örgütü'nün kanserojen sınıflamalarının neye göre yapıldığını, olası (*possible*) kanserojen ile muhtemel (*probable*) kanserojen tanımları arasındaki farkı anlayamayacağı açıktır. Böyle olduğu içindir ki, Örgüt'ün eldeki araştırma verilerine dayanıp *kafein ve ELF manyetik alanları* aynı (olası) kanserojen sınıfında göstermesinden yola çıkarak sadece Türkiye'de değil, Avrupa ve ABD'de de medya "*Dünya Sağlık Örgütü sağlığımız açısından cep telefonu kullanmayı kahve içmekle eş tutuyor*" diyebilmektedir.

Yine örneğin, bu alt yapı olmadan, yurttaş (politikacısından, askerine, akademisyeninden sanatçısına, tüccarından kasabına kadar herkes) TV'lerde, radyolarda belli bir konuda ileriye dönük öngörülerde bulunan bir kişinin gerçek bir bilim insanı mı yoksa medya şarlatanı mı olduğunu fark edemeyecektir. Sezgilerden yola çıkmayla, adeta vahiy gelmiş gibi konuşmayla, *kişinin sadece kendisinin yapabileceği* öngörüleri, belli yöntemleri uygulayıp, aynı verileri elde ederek *herkesin yapabileceği benzer bilimsel öngörüden* ayırt edemeyecektir.

3. Bilim, Bilimsel Yaklaşım, Bilimsel Yöntem

Bilim önemli; bunu her yerde kullanılmasından anlamak zor değil! Bir şeyin başına *bilimsel* ön ekinin gelmesi bilimden kredi, itibar kazanmaya yönelik. Nükleer, biyolojik, kimyasal silahlara, atom bombasına, teknolojik kirlenmeye rağmen bilim insanlarda, toplumlarda çok olumlu çağrışımlara neden olmakta. Bilime inanmak, bilime güvenmek, eğitimi, üretimi, sağlığı bilimsel yöntemlerle ele almak hep bilim sözcüğünün itibarından kaynaklanmakta. Nedir bilimi bu kadar ayrıcalıklı kılan? Nedir bilim? Birisi çıkıp "*bu sonuç doğrudur*" ya da "*elde ettiğin sonuç yanlıştır*" derse anlıyoruz. Ancak, "*bu sonuç bilimseldir ya da değildir*" dendiğinde ne anlıyoruz? Ne anlaşılmalı [3-5]?

AnaBritanica bilimi "*nesnel dünyaya ve bu dünyada var olan olgulara ilişkin tarafsız gözlem ve sistematik deneye dayalı zihinsel etkinliklerin ortak adı*" olarak tanımlamakta "b*ütün bilimlerin amacı genel doğruların ya da temel yasaların bilgisine ulaşmaktır*" diye açıklamakta. Bu ve benzeri tanımların neyin bilimsel olduğunu / olmadığını açıklamada ne denli doyurucu olduğu tartışma götürür. Bilim ve onunla anılan teknoloji sözcüklerini biraz açalım. Gerçekte *bilim* bir eylem değildir, bir eylem olan *araştırmanın bir ürünüdür*; bir diğer insan etkinliği olan *gelişmenin bir ürünü olan teknoloji* gibi. Bu yüzden bilim ve teknoloji ile araştırma ve geliştirme (ARGE) sözcükleri birlikte anılmakta. Bazen sözcükler yer değiştirmekte. Bilim, bilgi birikimi (knowledge) olarak da kullanılabilmekte, bazen de insan etkinliği olan araştırma ile eşdeğer tutulmakta. Geliştirme ise doğrudan mühendisliği ve teknolojiyi çağrıştırmakta ve *problem çözme* olarak algılanmakta. Araştırma sözcüğü son zamanlarda teorik, uygulamalı, yönlendirilmiş, askeri/sivil, hükümet/özel sektör destekli, gibi ön ekler almakta.

Aldığı ön ekler ne olursa olsun ARGE kavramlarının ve etkinliklerinin bir çok ortak yönü bulunmakta; her ikisi de bir yeniliği, ilk defa yapılan bir şeyi, bir konunun ilk defa anlaşılmasını çağrıştırmakta, *gözlem* ve *deneylere* dayalı *yasaları*, ve bu yasalara dayalı ileriye doğru *öngörüler* ve *kestirimler* içermekte. ARGE kavramlarının önemli bir yönü de her zaman beklenen sonucu/ürünü vermeyebileceği; bu nedenle *risk* ve *belirsizlik* içermekte. Üstelik, bilim sanıldığı gibi *kuşkusuz* ve *kesin* olmayıp gerçekleri olasılıklarla verebilmekte.

4. Bilimsel Süreç, Bilimsel Süzgeç

Nesnel dünya ve bu dünyada var olan olgularla ilgili olan *bilim*, problemlerle başlayıp yasa hükmünde genel çözümlere ulaşmayı ve oluşturulacak modellerle öngörü ve kestirim yapabilecek duruma gelmeyi hedefler [4,5]. Tarihsel gelişim içerisinde probleme genelde üç yaklaşım söz konusu; dinsel, felsefi ve bilimsel. M.Ö. III. Yüzyılda Platon ile başlayıp, öğrencisi Aristoteles ile süren dönemlerde bilimi felsefe ve din ile birleştirme çabaları meyvelerini verdi ve bilim sayesinde dini inançlar zenginleşirken din de bilimin şanını yüceltti. Bilimsel devrim ya da aydınlanma dönemi olarak adlandırılan XVII ve XVII. yüzyıllara dek din ve felsefe kalıbında

tutulan bilim, Galileo'lar, Newton'lar, Bernoulli'ler, Faraday'lar, Clasius'larla başlayan ve yakın dönemde Einstein'lar ve Feynman'larla süren dönemlerde din ve felsefeden ayrı, bağımsız ve özgün bir sürece dönüştü.

Bilimsel çalışma ya da bilimsel süreç *problemin tanı*mı ile başlar. Problem, birikimlerden, bilgiden, rastlantılardan, meraktan, gözleyerek, hayal ederek, uçuk/aykırı düşünceler öne sürerek tanımlanabilir. Çıkış noktası ne olursa olsun ancak iyi tanımlanabilen problemlerde (bilimsel) çözüme ulaşmak olası. Bilimsel süreç genelde, yoğun gözlem, algılama, hüküm verme, ayrıntılı deney ve testlerden ve bunlar arasındaki gel/gitlerden ve yanılsamalardan sonra genel çözüme ulaşır, yani yasalaşır. Bu süreçte önce saçmalıklar, bariz hatalar olmak üzere, yanıltmalar ayıklanır, engeller saptanır ve uygulandıkça yetersizlikler ortaya konur. Bu sürecin toplumsallaşması önce araştırma yazıları, toplantılar ve panellerle başlayıp, bilimsel kongrelere bildiri sunma, ardından uluslararası saygın dergilerde makale yayımlama ve sonuçta kitap basmaya dek giden aşamalarla olur. Böylece, iyi tanımlanmış bir problemin çözüm *yöntemi* (modeli), *yöntemin doğruluğu, duyarlılığı ve geçerlilik sınırları* ortaya çıkarılır. Zamanla, yasaların açıklayamadığı yeni problemlerle karşılaşıldığında (yasaların yanılsaması durumunda) bilimde devrim niteliğinde alt/üst oluşlar (krizler) yaşanır; bu ise problemin yeniden tanımına dek her şeyin sil baştan ele alınmasına yol açabilir.

5. Model, Simülasyon ve Modele Dayalı Öngörü

Yasa ve yasalarla oluşturulan modeller benzer problemlere, diğer alanlara uygulanabilir. Modeller, koşullar değiştikçe problemin çözümünde ne gibi değişiklikler olabileceğinin öngörülmesinde ve ileriye dönük kestirimler yapılabilmesinde kullanılır. Modelin sağlamlığı ve dolayısıyla kestirimlerin doğruluğu ve güvenirliği bilim dallarında çok farklıdır. Bazı bilim dalları sağlam modeller oluşturmada çok ilerlemişken (örneğin, fizik, kimya) diğerleri -problemlerin zorluklarından ötürü- henüz emekleme aşamasında olabilmekte. Newton yasalarıyla insanoğluna aya gitme şansı elde etti. Maxwell tarafından 19. yüzyılda sağlam temellere oturtulan *elektromanyetik model* ile bugün bırakın dünya üzerinde iki nokta arasındaki haberleşmeyi gezegenler arası haberleşme yapılabilmesi noktasına gelindi. Sadece üzerinizde taşıdığınız elektronik cihazları bir düşünün. Artık kimse elektronik gözetlemeyi, kumandayı, güdümlü silahları, vb. sorgulamıyor (çünkü yaşantımızın parçası olmuş durumdalar). Ancak, örneğin, *jeofizikte* ya da *ekonomide* durum farklı. Milyonlarca yıllık geçmişi olan Yerküre'nin - son birkaç yüzyıllık kayıtlara bakarak - depremsellik ile ilgili yapılan öngörüleri ne denli sağlam temelli olabilir ki? Yarıçapı 6800 km olan ve bunun büyük bir kısmı oynak mağma olan Yerküre'nin zeminden ancak 10-20 km derinliklere kadar yapılan (akustik, elektromanyetik, sismik benzeri) dinlemelerle bir model oluşturmak ne derece olası ve gerçekçidir? Bu yüzden değil mi uzmanların kendi aralarında bile hem fikir olamayıp tartışmaları? *Tıbbı* ele alalım; çok karmaşık ve zamanla değişen yapısal özellikleri olan canlı dokuların matematiksel modelini oluşturma çabalarının zorluğu (neredeyse olanaksızlığı) değil midir bir hastalıkla ilgili en sağlıklı sonuçlar elde edilebilmesinde epidemiyolojiyi (geniş hasta gruplarıyla yapılan istatistiksel gözlemi) neredeyse tek çare olarak karşımıza çıkaran?

Günümüzde modelleme ve simülasyon, endüstriyel tasarımdan tıbba, savunmadan eğitime kadar her alanda kullanılan ekonomik ve etkili bir araç. Eldeki hızlı ve yüksek kapasiteli bilgisayarlarla hemen her türlü problemin bilgisayar simülasyonları gerçeklenebilmekte. Üstelik bir sistemin henüz var olmaması, sistemle test ve deneylerin pahalı ya da tehlikeli olması durumlarında da simülasyondan başka çare de yok.

Simülasyon, bir biçimde, bir sistemin fiziksel davranışlarının bilgisayar yazılımları (ve donanımları) yardımıyla oluşturulan basitleştirilmiş, daha kolay kontrol edilebilen modellerle elde edilmesi şeklinde tanımlanmakta. Model ise belli işlevleri gören birimlerin girişi ve çıkışları belirlenmiş sistemler şeklinde ele alınması. Simülasyonun (i) gerçek dünya problemi, (ii) kavramsal model, ve (iii) bilgisayar programı şeklinde üç temel öğesi söz konusu. Bir kavramsal modelin bir gerçek dünya problemini temsil edip etmediği, bilgisayar programının modelden beklenen sonuçları verip vermediği -- *doğruluk, duyarlılık* ve *hassasiyet* ışığında -- model doğrulama ve test etme süreci sonucu anlaşılabilmekte. Modelin doğruluğu, güvenirliği ve geçerlilik sınırlarının bilinmesi yanında ayrıklaştırmanın problemde yarattığı değişimin anlaşılması ve sayısal hata ve yakınsama koşullarının belirlenmesi de zorunlu.

Bilim ve teknolojinin toplumda doğru algılanmasında bilimde okur/yazar olabilmenin rolü büyük. Yeni teknoloji ürünlerinin kullanımının yaygınlaşmasına paralel sağlık kaygıları da artmakta ve yaygınlaşmaktadır. Örneğin, cep telefonları ve baz istasyonları tartışmalarında odaklanan *elektromanyetik kirlilik* olgusu bilimsel çalışmalarda, sonuçların yorumlanması ve açıklanmasında ne kadar duyarlı olunması gerektiğini gözler önüne

sermekte. *Etki* ile *zarar* sözcüklerinin gelişigüzel kullanılması ya da *bir etki gözlenememesinden zararı yoktur* sonucunun çıkarılması büyük toplumsal kargaşaya ve yanlışlara yol açabilmekte.

6. Kritik Tepki Becerileri

Uzmanından sokaktaki yurttaşa kadar bilimde okur/yazar olmanın temel göstergesi ne olacak? Birey duyduklarından, gördüklerinden, kendisine aktarılanlardan ne anlam çıkaracak? Söylenenleri nasıl yargılayabilecek? Doğruyu yanlıştan, gerçeği hurafeden nasıl ayırt edebilecek? İşte bu soruların yanıtları kritik tepki becerisi kazandırabilmekte yatmakta.

Anlatım, bir konuda bir insanın karşısındakini fikirleri ve savları ile değişik yöntemler kullanarak adeta bombardımana tutmasıdır. *Eğitimin* amacı insanları böyle fikir ve savları kritik bir tarzda dinlemeye, okumaya hazırlamak, muhakeme ve ayırt etmeyi öğretmektir. İşte kritik tepki becerisi kazanabilmenin temel ilkeleri [2]:

- Bilgi sahibi olmadan fikir sahibi olmayın; savınızı dayanağı olan varsayımları açıkça belirterek ortaya atın.
- Gerçek ile fikri birbirine karıştırmayın; fikri gerçek gibi göstermeyin.
- Şöhrete prim vermeyin, otorite saymayın (örneğin, *tanınmış bir TV yıldızının bir diyetin iyi olduğunu söylemesine kulak asmayın, uzmanı dinleyin*).
- "*Ünlü doktorlar diyor ki*", "*bilim gösteriyor ki*" benzeri bulanık sözler kullanmayın.
- Kendi ürettiğiniz fikirlerin ve bilginin şuuraltınızda çarpıtılmalarına karşı önlem alın.
- Deneyden kaynaklanan bir delilde "*deneysel grup*" yanında "*kontrol grubunu*" da tartışın.
- Fikrinizi açıklarken acayip ölçek birimli, ölçeksiz veya ölçeğin bir kısmı çıkarılmış grafikler sunmayın.
- Ortalama sonuçlar verirken, ortalama değer etrafındaki değişimlerden (sapmalardan) da söz edin ve irdeleyin. Mutlak ve oransal verileri birbirine karıştırmayın (örneğin, "*İstanbul'da 2009'a göre hırsızlık artışı % 20, oysa bu artış Ankara'da toplam 187 olay*" demeyin).
- *Çözünürlük, doğruluk, duyarlılık* gibi kavramlara önem verin, sonuçları insanı yanıltacak hassasiyetle vermekten kaçının (örneğin, 550 parlamenterden 213'ünü % 38.72 olarak ifade etmeyin, ya da virgülden sonra iki hanenin anlamlı olduğu bir hesap sonucunu virgülden sonra sekiz hane olarak vermeyin).
- İstatistiksel bir "*yüzde*" veya "*kesir*" verirken *toplam örneklemin büyüklüğü*nden mutlaka söz edin.

7. Sonuçlar

Sorunlarla dolu eğitim sistemimizin *yarı-eğitimli* yurttaş ve bilimden uzak ulus yetiştirdiğini artık kimse yadsımıyor (yarı-eğitimli yurttaş eğitimsiz yurttaştan daha tehlikelidir). Yurttaşın bilim açısından cahil oluşunun neden önemli olduğunun açıklanması yaşamsal, zira bu yurttaş yönetici ya da politikada öncü olabilmekte, kamu yönetiminde, medyada, camilerde ve kiliselerde, çoğu kez endüstride ve hatta eğitim sisteminde bile yer alabilmekte. Örneğin, bir gazetede bir uzmanla yapılan bir söyleşide uzmanın açıklamalarından çok söyleşi için gönderilen muhabirin bilimsel okur/yazarlık düzeyinin ve algılamasının belirleyici olması ürkütücü değil mi? Söylenenlerin kamuoyuna bu muhabirin penceresinden aktarılacağının yaratacağı karmaşa hemen her gün yaşanmıyor mu? Problemin çözümü eğitim aracılığı ile halkın bilimden haberdar edilmesinde, bilimsel devrimden yararlanabilmenin ön şartı halkın matematikte, bilimde ve teknolojide okur/yazar olmasında -- herkes için bilimsel eğitimde -- düğümlenmekte. Önemli olan, *kendine sunulan, bilim alanı da dahil, fikir ve savları şüphe ile karşılayan, sorgulayan ve akıl yoluyla yargılayabilen ve, en önemlisi, yaratıcı düşüncelerle problem çözebilen nesillerin yetiştirilebileceği yeni bir eğitim sisteminin* tartışılması.

Kaynaklar

[1]. Sevgi, L., "Rakamlarla konuşmak: Bilimde okur/yazarlık ve toplumsal algılama," Türkiye bilimler Akademisi (TÜBA) Dergisi, GÜNCE, Ekim 2004.
[2]. Sevgi, L., İnce, N., "Bilimde Okur Yazarlık: Bilim, Teknoloji, Toplumsal Algılama ve Etik," Cumhuriyet Bilim Teknik Dergisi, CBT 897, 29 Mayıs 2004.
[3]. Sevgi, L., İnce, N., "Türkiye'de Bilim ve Teknoloji Etkinlikleri ile Yayın Sayısı ve İnsani Gelişim Düzeyi Arasındaki İlişkiler," Cumhuriyet Bilim Teknik Dergisi, Sayı 879, 24 Ocak 2004.
[4]. Sevgi, L., "Bilimsel Yöntem, bilimsel süzgeç üzerine...," Cumhuriyet Bilim Teknik Dergisi, 20 Nisan 2002.
[5]. Sevgi, L., "On the science, scientific method and scientific filter...," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Nisan 2002.
[6]. Sevgi, L. "Bilim bilim dedikleri, matematik, fizik ve diğerleri," Cumhuriyet Bilim Teknik Dergisi, 17 Şubat 2001.

Koordinat Dönüşümü Altında Maxwell Denklemlerinin Şekil Değişmezliği ve Yeni Metamalzeme Tasarımları

Mustafa Kuzuoğlu
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
ODTÜ, 06531 Ankara
kuzuoglu@metu.edu.tr

Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümleri altında değişmezliği ilk kez H. Bateman tarafından 1910 yılında gösterilmiştir [1]. Bu kavrama göre, bir koordinat dönüşümü uygulandığı zaman Maxwell denklemleri "aynı" kalmaktadır; ancak bu dönüşümün etkisi ortam parametrelerinin uygun şekilde yeniden tanımlanmasıyla gösterilmektedir. Kuramsal açıdan önemli bir sonuç olmasına rağmen, "Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümleri altında değişmezliği" kavramı yüz yıla yakın bir süre pratik uygulamalarda yer almamıştır.

Bateman'ın 1910 yılında kanıtladığı sonuç, ilk kez 1994 yılında J. P. Berenger tarafından geliştirilen TEK (Tamamen Eşlenmiş Katman) yaklaşımında yeniden ortaya çıkmıştır [2]. TEK, düzlemsel dalgaları yansıtmasız olarak soğuran "yapay" bir ortamdır. TEK yaklaşımı Zamanda-Sonlu-Farklar ve Sonlu Elemanlar yöntemleri gibi sayısal yaklaşımlarda çözüm bölgesini sonlandırmak amacıyla kullanılmıştır. Daha sonra TEK ortamının uygun tanımlanmış elektrik ve manyetik geçirgenlik tensörleriyle gösterilebileceği sonucuna varılmıştır [3]. TEK kuramı açısından Bateman yaklaşımına en yakın sonuç, TEK ortamlarının karmaşık değerli koordinat dönüşümleriyle tanımlanabileceğine yönelik çalışmadır [4]. Bu çalışmada, elde edilen TEK tasarımının "Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümleri altında değişmezliği" kavramının bir sonucu olduğunun farkına varılmamış, kullanılan yöntem "analitik uzanım" kavramının elektromanyetik alan fonksiyonlarına uygulanması şeklinde yorumlanmıştır.

Bateman'ın sonucunun 2000'li yıllarda farklı bir alanda uygulanmasına yol açan diğer bir gelişme, 1968 yılında Veselago tarafından önerilen (ve günümüzde "Veselago ortamı" olarak adlandırılan) negatif elektrik ve manyetik geçirgenlik değerlerine sahip olan izotropik ortamdır [5]. Veselago ortamında dalga vektörü $\vec{k}$ ve Poynting vektörü $\vec{P}$ anti-paralel olmakta ve negatif kırılma olayı gerçekleşmektedir. Veselago ortamı, çift negatif (ÇNG) ortam olarak da adlandırılmaktadır [6]. ÇNG ortamların koordinat dönüşümleriyle elde edilebileceği ve buna bağlı olarak Veselago ortamlarının anizotropik genellemelerinin mümkün olduğu gösterilmiştir [7]. $\varepsilon = -\varepsilon_0$ and $\mu = -\mu_0$ önemli bir özel durumdur; zira bu parametrelere sahip bir ortam "mükemmel mercek" olarak kullanılabilir [8].

"Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümleri altında değişmezliği" kavramının en ilginç uygulamalarından biri "görünmezlik pelerini" olarak adlandırılan ve çevresine uygulandığı zaman bir cismi "görünmez" kılabilme yeteneğine sahip anizotropik elektrik ve manyetik parametrelerle tanımlanan yapay ortamlardır [9]. Bu türden ortamlarla kaplanan bir cismi görünmez kılmanın yanısıra, "farklı" bir cisim olarak "yeniden şekillendirme" uygulamaları da geliştirilmiştir [10].

Kaynaklar

[1] H. Bateman, "The transformation of the electrodynamical equations," Proc. London Math. Soc. 8, pp. 223-264.

[2] J.P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," J. Comput. Physics, vol. 114, pp. 185-200, 1994.

[3] Z. S. Sacks, D. M. Kingsland, R. Lee, and J.-F. Lee, "A perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, pp.1460-1463, 1995.

[4] W. C. Chew, J. M. Jin, and E. Michielssen, "Complex coordinate stretching as a generalized absorbing boundary condition," Microwave Opt. Tech. Lett., vol. 15, pp. 363-369, 1997.

[5] V. G. Veselago, ''Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ,'' Sov. Phys. Uspekhi, vol. 10, pp 509-514, Jan-Feb. 1968.

[6] R. W. Ziolkowski, and E. Heyman, ''Wave propagation in media having negative permittivity and permeability,'' Phys. Rev. E, vol. 64, Art. No. 056625, Nov. 2001.

[7] M. Kuzuoglu, "Analysis of perfectly matched double negative layers via complex coordinate transformations," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 54, no 12, pp 3695-3699, 2006.

[8] J. B. Pendry, ''Negative refraction makes a perfect lens,'' Phys. Rev. Lett., vol. 85, pp. 3966-3969, Oct. 2000.

[9] J. B. Pendry, D. Schurig and D. R. Smith, "Controlling electromagnetic fields," Science vol. 312, pp.1780-1782, 2006.

[10] O. Ozgun, and M. Kuzuoglu, "Electromagnetic metamorphosis: Reshaping scatterers via conformal anisotropic metamaterial coatings," Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 49, no. 10, pp. 2386-2392, 2007.

Gazi Biyofizik Elektromanyetik Alan Araştırmaları ve GNRK Ölçüm ve Danışmanlık Çalışmaları

Nesrin SEYHAN

Gazi Üniversitesi Tıp Fakültesi Biyofizik Anabilim Dalı Başkanı
Gazi Non-İyonizan Radyasyondan Korunma Merkezi -GNRK- Müdürü
Ankara, TÜRKİYE
Tel + 90 312 202 69 54 ; Faks + 90 312 212 90 23
nesrin@gazi.edu.tr
www.gnrk.gazi.edu.tr - www.med.gazi.edu.tr

1989 yılında kurulan Gazi Üniversitesi Tıp Fakültesi Biyofizik Anabilim Dalı Statik ve ELF (Oldukça Düşük Frekanslı – Extremely Low Frequency) elektrik (E) ve manyetik (B) alanlar ile RF (Radyo Frekans – Radio Frequency) radyasyonun biyolojik etkilerini araştırmaktadır. Gazi Biyofizik, Dünya Sağlık Örgütü Elektromanyetik Alanlar Uluslararası Danışma Komitesi üyeliği (WHO EMF IAC – World Health Organization Electromagnetic Fields Project International Advisory Committee), Uluslararası Elektromanyetik Güvenlik Komisyonu Bilimsel Sekreterya üyeliği (ICEMS – International Commission for Electromagnetic Safety), NATO RTO Tıp Paneli Akademi temsilciliği, NATO Öldürücü Olmayan Silahlar Çalışma Grubu üyeliği ve NATO Elektromanyetik Alanlar Standardizasyonu çalışma grubu üyeliği görevleri ile 10 yıldır EM alan araştırmalarını uluslararası platformlarda sürdürmektedir..

Gazi Biyofizikte in vivo çalışmalarla statik ve **ELF alanların**; beyin, akciğer, karaciğer, böbrek, dalak, testis ve deri dokularında oksidan seviyeleri ve antioksidan enzim aktiviteleri üzerine etkileri incelenmiştir. Statik ve ELF E alanların etkisiyle doku oksidan seviyelerinde artış, antioksidan enzim aktivitelerinde azalma tespit edilmiştir. Elektrik alanların organ fonksiyonları üzerindeki etkilerini incelemek amacıyla kan lipidleri, kan proteinleri ve enzim aktiviteleri ile serum biyokimyasal parametreleri analiz edilmiş, kemik dokusunda histopatalojik yapı ve mekanik özellikler üzerine etkili bulunmuştur.50Hz frekanslı Manyetik alanların dalak hücrelerinde NK (Natural Killer) sitotoksik aktivitesinde azalmaya, kanda plazma elektrolit konsantrasyonlarında değişimlere; beyin elektrolit seviyelerinde artışa neden olduğu, epileptik ataklara etkili olmadığı, alan şiddeti ve uygulama süresine bağlı olarak deride kollajen sentezine etkili olduğu saptanmıştır., **RF alanların** kan beyin bariyeri geçirgenliğini etkilediği, Cep telefonu düzeyindeki RF alanların yetişkin, hamile ve yeni doğan beyin ve karaciğer dokularında DNA baz modifikasyonuna, göz ve beyin dokusunda apoptosize etkisi olduğu saptanmıştır. RF alanların karaciğer dokusunda oksidatif stres parametrelerini değiştirdiği ve apoptosize etkisi ; tiroit bezinde ise hipotiroidi ve apoptosize etkisi olduğu saptanmıştır. Karaciğer, testis, akciğer ve kalp dokularında, RF alanların oksijen ve nitrojen serbest radikal üretimini arttırıp, antioksidan düzeyini azalttığı ve oksidatif hasara neden olduğu bulgulanmıştır. Cep telefonu konuşma modunda ve sadece baz istasyonu bağlantısındayken radyasyon ölçümleri, Radyo ve TV vericilerinde RF alan hesaplama ve ölçüm çalışmaları da yapılmıştır. Cep telefonu maruziyetinden kaynaklı kafa fantomunda oluşan SAR değerlerinin değişimi, Finite Difference Time Domain - FDTD metodu ile tespit edilmiştir. RF maruziyet sistemlerine yönelik modelleme çalışmaları sürdürülmektedir.

Biyofizik Anabilim Dalı bünyesinde 22 Temmuz 2005 tarihinde kurulan **Gazi Non-iyonizan Radyasyondan Korunma Merkezi'nde (GNRK)** ise ELF ve RF bandında ve (0-60) GHz frekans aralığında evlerde ve işyerlerinde, hastanelerde, havaalanlarında, radarlar, trafolar, yüksek gerilim hatları yakınlarında, baz istasyonları ve cep telefonları bulunan ortamlarda Elektromanyetik Alan ölçümleri yapılmakta, ölçümler ulusal ve uluslararası standartlarla karşılaştırılarak ve sonuçlar sağlık etkileri açısından değerlendirilerek talep eden kişi ve kurumlara kapsamlı rapor verilmektedir. GNRK elektromanyetik radyasyon ile ilgili kişisel ve kurumsal danışmanlık, elektromanyetik alanların insan sağlığı ve çevreye etkilerinin araştırılması, elektromanyetik radyasyonun sağlık etkileri ve ölçümü konusunda sertifikalı eğitim verilmesi, halkı ve çalışanları elektromanyetik radyasyondan korumaya yönelik danışmanlık hizmeti vermekte,. Ulaştırma, Enerji, Çevre, Sağlık ve Çalışma Bakanlıklarıyla non-iyonizan radyasyondan korunmaya ilişkin gerekli protokolleri oluşturmak için çalışmalar yapmaktadır.

Gazi Biyofizik ve GNRK Merkezinin araştırma, ölçüm ve danışmanlık yoğunluğu, elektromanyetik kirlilik bilincinin ülkemizde ve tüm dünyada artması ile her geçen gün hızla artmaktadır. Yeni teknolojik ürünlerin sayılarının hızla artması**, Gazi Biyofizik ve GNRK Merkezine** elektromanyetik alanlardan korunmak, etkilerini azaltmak ve duyarlılık oluşturmak konusunda yeni sorumluluklar getirmiştir.

Yere Yakın Uzay Durumu Farkındalığı (SSA): Uzay Havası ve Radyo Bilimi

Enhancing the Space Situational Awarness (SSA) of the Interaction of Space Weather and Radio Science

Yurdanur Kabasakal Tulunay
ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü 06531 Ankara

Tel: 312 210 4286 Fax: 312 210 4250 ytulunay@ae.metu.edu.tr

Avrupa uzay dizgelerini, özellikle İşletim hizmetlerini, Uzay Çöpü ve Uzay Havasına karşı korumak için, Yere Yakın Uzay Farkındalığı (SSA) Programı, Avrupa Uzay Ajansı (ESA) tarafından başlatılmıştır.

"Uzay Havası, doğal uzay çevrelerinin fiziksel ve görüngüsel (phenomenological) durumudur. Buna ilişkin dalın amaçları, gözlemleme, izleme, çözümleme ve benzekleme (modeling) yoluyla, güneşin, gezegenlerarası ve gezegen ortamlarının durumlarının ve bu ortamları etkileyen güneş ve güneş dışı etkilerle sürülen bozucuların anlaşılmaları ve kestirilmeleri; ayrıca, uzay havasnın, biyoloji ve teknoloji dizgeleri üzerindeki etkilerinin ileriye ve o ana dönük kestirimlerinin yapılmasıdır." [1]

Günümüz teknolojileri ve bu arada radyo teknolojileri, Yere Yakın Uzay (YYU) etkilerine karşı çok duyarlıdır. Örneğin, Uzay Havasının etkisini gösteren ve kayda geçmiş ilk radyo olaylarından biri de telsiz haberleşmelerindeki kesintilerdir.

Marconi'nin 1901'de gerçekleştirdiği Atlantik aşırı telsiz haberleşmesi deneyinin arkasındaki fiziği açıklamak için yapılan çeşitli çalışmalar sonunda, iyonosfer 1920'lerin başında keçfedildi ve plazma içinde elektromanyetik dalga yayılımı yasaları kuruldu.

Radyo dalgasına dayalı olan dizgelerde kullanılan frekans bandı sınırlıdır. Bu nedenle bu bandın çok verimli kullanılabilmesi büyük önem taşımaktadır. Son yılların çalışmaları göstermiştir ki, verimli kullanımda göz önüne alınması gereken önemli etkenlerden biri de Uzay Havasıdır.

Bu konuşma, radyo görüngesinin özetlenmesi ile başlayacak ve daha sonra, radyo bilimi ve uzaktan haberleşme konularına değinilecektir. URSİ Bilimsel Etkinlikleri, özellikle, G Komisyonu kapsamında özetlenip ulusal ve uluslararası bir bölüm çalışmamız özetle sunulacaktır.

Güncel olan "Yere Yakın Uzay Farkındalığı – Uzay Havası ve Uzay Çöpü" boyutlarında, Avrupa Uzay Politikasının gelecek on yılı özetlenecektir.

[1] COST 724 final report: Developing the scientific basis for monitoring, modeling and predicting Space Weather, edits: J. Lilensten, A. Belehaki, M. Messerotti, R. Vainio, J. Watermann, S. Poedts, COST Office, 2008 printed in Luxembourg. (İngilizce'den çeviri)

Kompleks Hedeflerin Seken Işın Yöntemi ile Radar Kesit Alanı Analizi

Nilgün Altın, Erdem Yazgan*
TUSAŞ-Türk Havacılık ve Uzay Sanayi A.Ş.
Aviyonik Sistemler Bölümü
Ankara
naltin@tai.com.tr

*Hacettepe Üniversitesi
Elektrik&Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
yazgan@hacettepe.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, Seken Işın Yöntemi (SIY) ile standart (kare plaka, silindir) ve karmaşık hedeflerin monostatik Radar Kesit Alanı (RKA) analiz edilmiştir. Hedefler grafik programları yardımıyla herhangi bir büyüklükteki üçgen plakalar halinde modellenmiştir. Çalışılan frekansa göre hedefi kapsayan bir ışın penceresi ile hedef aydınlatılmıştır ve hedeflerle etkileşimi hesaplamakta ve son olarak her ışının saçılan alana katkısı hesaplanmaktadır. SIY ile elde edilen sonuçlar Fiziksel Optik (FO) yöntemle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.*

1. Giriş

Elektromanyetik saçılma problemleri savunma uygulamalarında çok önemlidir. Radar Kesit Alanı analizinde bugüne kadar yapılan literatür çalışmalarının büyük çoğunluğu uzak alan koşulları göz önüne alınarak yapılmıştır. Hedefe uzak alandan düzlemsel dalga geldiği farz edilir ve hedeften saçılan alan hesaplanır ve hedefin RKA değeri belirlenir. Büyük hedeflerin RKA'larını hesaplayabilmek için yüksek frekans yöntemlerinin kullanılması gereklidir. RKA hesaplama da kullanılan yüksek frekans yöntemlerinden biri de Seken Işın Yöntemi (SIY)'dir [1,2]. Çoklu yansımalar önemli olduğunda SIY çok doğru sonuçlar vermektedir.

SIY Geometrik Optik tabanlı bir yöntemdir. SIY'da karmaşık şekilli hedefler grafik programı yardımıyla üçgen plakalar halinde modellenmektedir. Hedefin üçgen plakalardan oluşması SIY ile RKA analizinin hızlandırılmasına yardım etmektedir.

Bu yöntem ile analiz üç aşamada gerçekleştirilmektedir. İlk aşamada, aydınlatma kaynağının niteliklerine ve saçıcı cismin büyüklüğüne göre hesaplama sırasında kullanılacak ışınlar belirlenir. Burada aydınlatma kaynağının düzlemsel mi yoksa noktasal bir kaynak mı olduğu, gelen dalganın hangi yönde ilerlediği, polarizasyon durumunun ne olduğu, frekans değeri gibi parametreler belirleyici rol alırlar. İkinci aşamada, her bir ışının takibi yapılır ve cisim ile etkileşimi hesaplanır. Bu aşamanın fiziksel temelleri, Snell kanunlarının uygulanmasına ve Fresnel yansıma katsayılarının hesaplanmasına dayanır. SIY'da en çok hesaplama gücü gerektiren kısım bu aşamadır. Fakat RKA yazılımı içinde verimliliğinin çok yüksek olduğu bilinen bir ışın-üçgen kesişim algoritması kullanılarak ikinci aşamanın işlem yükü büyük oranda azaltılabilir. Üçüncü aşamada ise her ışının saçılan alana (ve dolayısıyla RKA değerine) katkısı hesaplanmaktadır. Bu aşamada da yine özgün olarak geliştirilmiş ve hata analizleri hem teorik hem de pratik olarak yapılmış olan bir fiziksel optik integral yöntemi RKA yazılımında kullanılmaktadır [2].

Bu çalışmada Bilgisayar Destekli Tasarım modellerinden elde edilen Stereolithography (STL) formatı kullanılmıştır. Saçılan alanı hesaplamak için ışın-tüpü integrasyon yönteminde Huygen's prensipleri kullanılmıştır. Hesaplamalar da uygulama olarak kare plaka ve F16'nın üçgensel ağ modeli üzerinde yapılmıştır.

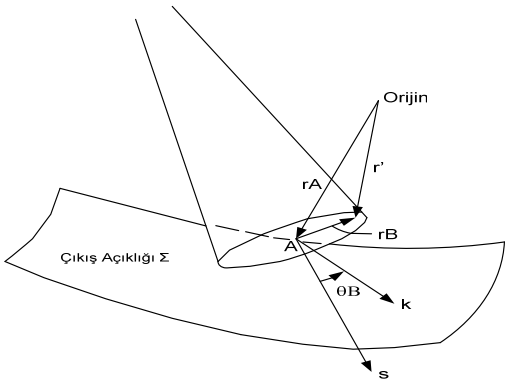
2. Işın Tüpü Integrasyon Yöntemi

Seken Işın Yöntemi denen yüksek frekans metodu Ling, Chou ve Lee [1] tarafından incelenmiştir ve bu yöntem elektromanyetik saçılma ve anten ışıma problemlerine uygulanmıştır. Seken Işın Yöntemi'nde anahtar adım

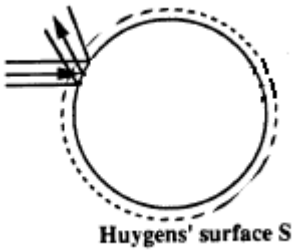
toplam açıklık üzerinde verilen alandan (E_{ap}, H_{ap}) saçılan ya da ışınan alanı hesaplamaktır. Toplam açıklık üzerinden doğrudan doğruya nümerik integral almak uygun değildir çünkü açıklık yüzeyindeki alanlar sadece kesikli ve dağınık noktalarda bilinmektedir ve yüksek salınımlara neden olurlar. Bu yüzden SIY'da ışın tüpü integrasyonuna dayanan yöntem kullanılmaktadır.

Çözümlenmesi gereken problem her bir ışın tüpünde bilinen alandan saçılan uzak alanı hesaplamaktır. Bu konuda çözüm aşağıdaki gibi sağlanmaktadır [2].

Saçılan alan çıkış açıklığını kesen bütün ışın tüplerinin herbirinden katkıların toplamıdır. Şekil 1'de görüldüğü gibi A noktasını kesen tipik bir ışın tüpü alınır. Uzak alan gözlemci noktasındaki (r, θ, ϕ) katkısı Eş.1'deki gibi ifade edilmektedir.



Şekil 1 Çıkış yüzeyini kesen ışın tüpü.



Şekil 2 Huygens' yüzeyi

Şekil 2'de gösterildiği gibi RKA'sı hesaplanacak hedefin Huygen's yüzeyiyle kaplandığı varsayılır. Gelen düzlemsel dalgayı gösteren geometrik optik ışınların yoğun olduğu ızgara hedefe doğru çarpar. Yüzeye çarpan ışınlar Huygens' yüzeyiyle kesişir kesişmez saçılan alanlara ışınların katkısı ışın tüpü integrasyonuyla hesaplanır. Huygens yüzeyinden yansıyan (kırınan) ışınların teğet vektörü, genliği, polarizasyonu ve eğrilik yarıçapı Snell's yasasına, yansıma katsayısı Fresnel's formulasyonları kullanılarak gelen ışından hesaplanmaktadır [5].

Huygens' yüzeyinde ışın tüpü izdüşümü üzerinden integral alınmaktadır. Uzak alanda 3-boyutlu alan aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\vec{E}(r,\theta,\phi) \approx \frac{e^{-jkr}}{r}\left(\hat{\theta}A_\theta + \hat{\phi}A_\phi\right) \qquad kr \to \infty \tag{1}$$

Açıklık üzerindeki saçılan alanı hesaplamak için Huygens' prensibinden yararlanılır. Huygens' prensibine göre gelen ışın yüzey üzerinde çoklu yansıdıktan sonra yüzeyden en son ayrılma noktasında saçılan alan hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \left(\frac{jk}{2\pi}\right)\iint_{tube} e^{jk\cdot r'}\left\{\begin{bmatrix} -\hat{\phi} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} \times E_{ap}(r')f_e + Z_0\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} \times H_{ap}(r')f_h\right\}\cdot\hat{n}\,dx'dy' \tag{2}$$

Eş.2'deki integral aşağıdaki gibi yaklaşık olarak ifade edilmektedir [5].

$$\begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_\theta \\ B_\phi \end{bmatrix}\left(\frac{jk}{2\pi}\right)(\Delta A)_{exit}\, e^{j\vec{k}\cdot\vec{r}_A} S(\theta,\phi) \tag{3}$$

Çıkan ışın tüpü kesit bölgesi elektriksel olarak çok küçüktür.

$$(\Delta A)_{exit} \to 0 \tag{4}$$

Burada

$$B_\theta = f_e\left[-s_1\cos\phi E_3 - s_2\sin\phi E_3 + s_3(\cos\phi E_1 + \sin\theta E_2)\right] + f_h\begin{bmatrix} s_1(\cos\theta\sin\phi H_3 + \sin\theta H_2) + s_2(-\sin\theta H_1 - \cos\theta\cos\phi H_3) + \\ s_3(\cos\theta\cos\phi H_2 - \cos\theta\sin\phi H_1)\end{bmatrix} \tag{5}$$

$$B_\phi = f_e\begin{bmatrix} s_1(\cos\theta\sin\phi E_3 + \sin\theta E_2) + s_2(-\sin\theta E_1 - \cos\theta\cos\phi E_3) + \\ s_3(\cos\theta\cos\phi E_2 - \cos\theta\sin\phi E_1)\end{bmatrix} + f_h\left[s_1\cos\phi H_3 + s_2\sin\phi H_3 + s_3(-\cos\phi H_1 - \sin\phi H_2)\right] \tag{6}$$

$S(\theta,\phi)$ şekil fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$S(\theta,\phi) = \frac{1}{(\Delta A)_{exit}} \iint_{wavefront} e^{jk\cdot r_B}\, dx_B dy_B \tag{7}$$

Çıkan ışın tüpü dairesel simetriye sahip olduğu yaklaşımıyla şekil fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir.

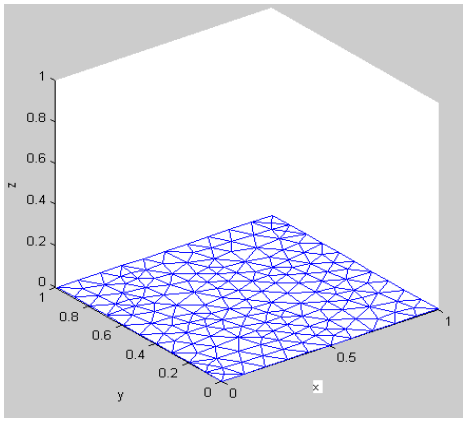
$$S(\theta,\phi) = \frac{2J_1(u)}{u} \tag{8}$$

Burada $u = ka\sin\theta_B$ ve $(\Delta A)_{exit} = \pi a^2$'dir. Bu fonksiyonun genellikle bir olacağı varsayılır.

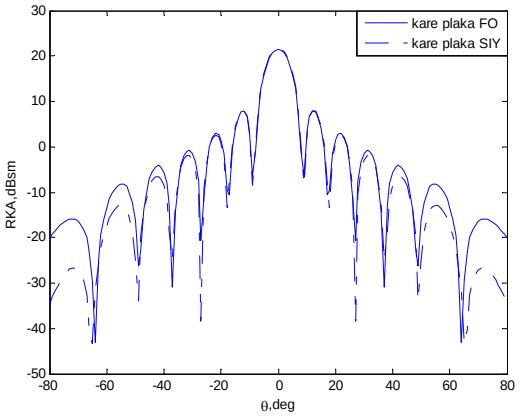
Yukarıda verilen formülasyonlar kullanılarak kompleks hedeften saçılan alan hesaplanabilmektedir.

3. Nümerik Sonuçlar

1m × 1m kare plaka Şekil 3'de gösterildiği gibi 322 adet üçgensel bölgeden oluşmaktadır. 1 GHz frekans değerinde kare plaka 4356 adet ışınla aydınlatılmaktadır.

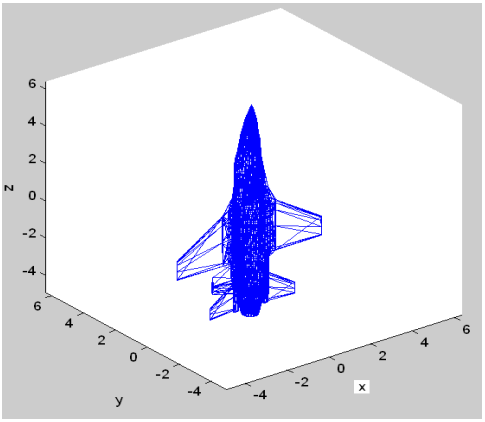


Şekil 3 Kare plakanın üçgenlenmiş modeli.

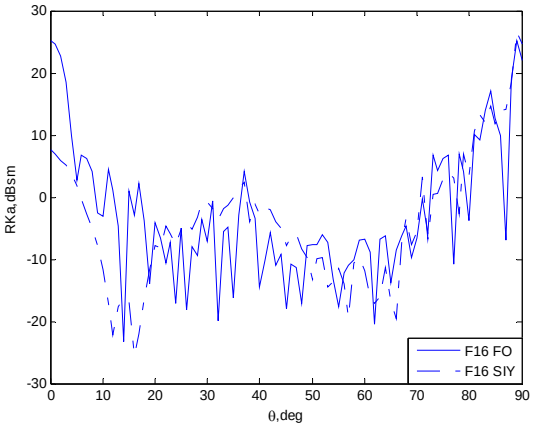


Şekil 4 1 GHz frekansında dikey polarizasyonda kare plakanın RKA değişimi

Şekil 4 1 GHz frekansında farklı θ açısına karşı monostatik RKA değerini tanımlar. Şekilden de görüldüğü gibi RKA değeri dB metre kare (dBsm) cinsinden verilmektedir. RKA değeri SIY ile hesaplanmıştır ve FO yöntemle karşılaştırılmıştır. Şekil 4'te 1 GHz frekasında dikey polarizasyon için RKA sonuçları görülmektedir.



Şekil 4 F16'ın üçgenlenmiş modeli



Şekil 5 2 GHz frekansında dikey polarizasyonda F16'nın RKA değişimi

Şekil 5'de F16'ın üçgenlenmiş modeli görülmektedir ve F16 4092 adet üçgensel bölgeden oluşmaktadır. 2 GHz frekans değerinde ışın penceresi λ/10 aralıklarla oluşturulmuştur ve F16 141778 adet ışınla aydınlatılmaktadır. Şekil 6'da θ açısı (0°- 90°) arasında 2 GHz değerinde dikey polarizasyonda monostatik RKA değerini tanımlar. F16 RKA analizi SIY ve FO yöntemle hesaplanmıştır. Şekil 6'dan da görüldüğü gibi θ açısı 0° ve 90°'de maksimum RKA değeri elde edildiği görülmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, kompleks hedeflerin RKA analizi Seken Işın Yöntemi (SIY) ile gerçekleştirilmiştir ve Fiziksel Optik (FO) yöntemle karşılaştırılmıştır. FO yöntemde göz önüne alınmayan gölgeleme ve çoklu yansıma etkileri SIY'da ele alınmıştır. Yüksek frekanslarda ve dalgaboyuna göre büyük hedeflerde SIY çok doğru sonuçlar vermektedir.

Kaynaklar

[1]. Ling H., Chou R. ve Lee S.W., "Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity", IEEE Trans. on Antennas and Propagat., vol.AP-37, No.2, s.194-205, 1989.
[2]. Lee S.W., Ling H. ve Chou R., "Ray-Tube Integration in Shooting and Bouncing Ray Method", Microwave and Optical Technology Letters, vol.1, No.8, October, s.286-289, 1988.
[3]. Ling H., Lee S.W. ve Chou R.C., "High Frequency RCS of Open Cavities with Rectangular and Circular Cross Section", IEEE Trans. AP-S, s.648-654, 1989.
[5]. Ling H. ve Bhalla R., Image-Domain Ray-Tube Integration Formula for the Shooting and Bouncing Ray Technique, Air Force Wright Laboratory through NASA Grant NCC 3-273, July, 1993.
[6]. Marzougui A.M. ve Franke S.J., "Scattering from Rough Surfaces Using the "Shooting and Bouncing Ray" Technique and Comparison with the Method of Moments Solutions", IEEE, s.1540-1543, 1990.
[7]. Yu L.C. ve Lee S.W., "Radar Cross Section Computation and Visualization by Shooting and Bouncing Ray Technique", IEEE, s.1323-1326, 1992.
[8]. Altın N. ve Yazgan E., "Radar Cross Section of a Cavity in a Finite Elliptic Cylinder", PIERS 2010 Xi'An Sempozyum, 2010.
[9]. Altın N. ve Yazgan E., "Hava Aracı Kokpit Kısmının Radar Kesit Alanı Analizi", Ulusal Havacılık ve Uzay Konferansı 2008 İTÜ, İstanbul, 2008.

Dilim Şeklinde Kayıplı Dielektrik Malzeme ile Yüklenmiş Mikrodalga Fırının Mod Denkleştirme Yöntemiyle Analizi ve Yük Yeri Optimizasyonu

Okan Süle[(1)], Sedef Kent[(2)], E. Fuad Kent[(3)]
[(1)] Uludağ Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü, Görükle, Bursa, Türkiye
osule@uludag.edu.tr

[(2)] İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü, Maslak, İstanbul, Türkiye
kents@itu.edu.tr

[(3)] İstanbul Teknik Üniversitesi, Makine Mühendisliği Bölümü, Maslak, İstanbul, Türkiye
kente@itu.edu.tr

Özet: *Dilim şeklinde kayıplı dielektrikle yüklenmiş, TE_{10} dalgakılavuzu ile beslenen iki farklı boyuttaki mikrodalga fırın için mod denkleştirme yöntemi kullanılarak analiz yapılmıştır. Elde edilen sonuçların doğruluğu HFSS nümerik metodu ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılarak verilmiştir. Malzeme üzerindeki elektrik alanın maksimize edilmesi için yük yeri optimizasyonu yapılmıştır. Yapılan optimizasyonun temeli s_{11} yansıma katsayısının en düşük olduğu malzeme konumlarının bulunmasına dayanmaktadır. İki farklı mikrodalga fırın için besleme kılavuzu rezonatörün tam merkezindeyken yansıma katsayısı genlik değişimi malzemenin fırın içindeki farklı konumlarına göre bulunarak en düşük olduğu konumlar tespit edilmiştir.*

1. Giriş

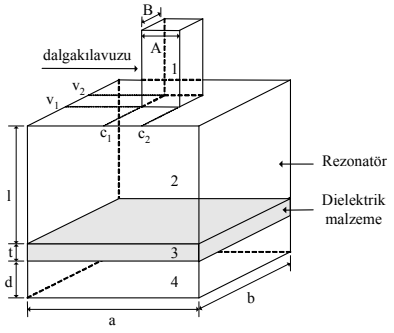
Mod denkleştirme yöntemi elektromanyetikle ilgili pek çok uygulamada yaygın olarak yer almaktadır. Homojen olmayan yüklü bir mikrodalga rezonatöründeki saçılma parametrelerinin bulunmasıyla ilgili pek çok çalışma yapılmıştır. Yapılan çalışmalarda frekansa bağlı olarak yansıma katsayısı genlikleri ele alınan yapılar için elde edilmiştir.

Mikrodalga rezonatörlerinde, yükün dielektrik sabiti, geometrisi, konumu, büyüklüğü besleme kılavuzunun rezonatör üzerindeki konumu, rezonatörün boyutları, çalışma frekansı gibi pek çok parametreye bağlı olarak değişen saçılma parametrelerinin özellikle mikrodalga ısıtma açısından optimizasyonuna ilişkin literatürde yeterli derecede çalışma yapılmamıştır [1]. FDTD, FEM ve mod denkleştirme yöntemi gibi nümerik ve hibrit metotlarla yapılan çalışmalarda incelenen yapılardaki s_{11} saçılma parametrelerinin değişimleri karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur [2,3].

Bu çalışmada farklı olarak dilim şeklindeki kayıplı dielektrik malzeme ile yüklü rezonatörde s_{11} saçılma parametrelerini etkileyen faktörlerden frekans, rezonatör boyutu ve besleme kılavuzunun rezonatör üzerindeki konumu sabit tutularak malzemenin z doğrultusu boyunca konumu değiştirilerek s_{11} saçılma parametreleri elde edilmiştir. Böylelikle rezonatör içindeki elektrik alan değişimi ve dolayısıyla mikrodalga ısıtmayı doğrudan etkileyecek yansıma katsayısının düşük olduğu değerler tespit edilerek bir optimizasyon yapılmıştır.

2. Teori

Rezonatörü temel olarak besleme kılavuzunu 1. bölge (z<0), 0<z<l 2. bölge, l<z<l+t 3. bölge, l+t<z<l+t+d 4. bölge olmak üzere 4 temel kısma ayırabiliriz.



Şekil 1. Dilim şeklinde dielektrik malzeme ile yüklü rezonatör yapısı

Temel eşitlikler göz önüne alınarak açıklık üzerinde 1. ve 2. bölgenin birleşim yerinde teğetsel elektrik alan bileşenlerinin eşitliğinden ve ilgili sınırlarda mod denkleştirme eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki denklem yazılabilir [4].

z=0 düzlemi için $\vec{E}_t^{\,II} = \vec{E}_t^{\,I}$

$$(\delta_{mn,10}\,\vec{e}_{t,mn}^{\,h(I)} + A_{mn}^{h}\,\vec{e}_{t,mn}^{\,h(I)}) = (B_{mn}^{h(+)}\,\vec{e}_{mn}^{\,h(II)} + B_{mn}^{h(-)}e^{-j*k_{mn}^{II}l}\,\vec{e}_{mn}^{\,h(II)}) \tag{1}$$

$$(A_{mn}^{e}\,\vec{e}_{t,mn}^{\,e(I)}) = (-B_{mn}^{e(+)}\,\vec{e}_{mn}^{\,e(II)} + B_{mn}^{e(-)}e^{-j*k_{mn}^{II}l}\,\vec{e}_{mn}^{\,e(II)}) \tag{2}$$

(-) ile gösterilen 2. bölgedeki yansıma katsayılarının bulunmasında 3. ve 4. bölgenin de etkilerini içeren aşağıdaki denklem kullanılabilir:

$$B_{mn}^{-} = B_{mn}^{+}.\Gamma_0 \tag{3}$$

Açıklık üzerinde $z\times\left(\vec{H}_t^{\,II} - \vec{H}_t^{\,I}\right) = 0$ şartını sağlamak üzere (z=0 düzlemi)

$$\sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\left[\begin{array}{l}\left(B_{mn}^{h(+)}\,\vec{e}_{mn}^{\,h(II)}\right)\left(\frac{1}{Z_{mn}^{h(II)}}+\frac{1}{Z_{mn}^{h(I)}}-\Gamma_0.e^{-jk_{mn}^{II}l}\left(\frac{1}{Z_{mn}^{h(II)}}-\frac{1}{Z_{mn}^{h(I)}}\right)\right)- \\ \left(B_{mn}^{e(+)}\,\vec{e}_{mn}^{\,e(II)}\right)\left(\frac{1}{Z_{mn}^{e(II)}}+\frac{1}{Z_{mn}^{e(I)}}-\Gamma_0.e^{-jk_{mn}^{II}l}\left(\frac{1}{Z_{mn}^{e(II)}}-\frac{1}{Z_{mn}^{e(I)}}\right)\right)\end{array}\right] = 2\delta_{10}\,\frac{1}{Z_{10}^{h(I)}}e_{10}^{h(I)} \tag{4}$$

$$\begin{aligned} B_{mn}^{h(+)} + B_{mn}^{h(-)}.e^{-jk_{mn}^{II}l} &= \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\int_{S_a}\left(-a_{mnx}u_{mnx}e_{y,mn}^{h} + a_{mny}u_{mny}e_{x,mn}^{h}\right)ds \\ -B_{mn}^{e(+)} + B_{mn}^{e(-)}.e^{-jk_{mn}^{II}l} &= \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\int_{S_a}\left(-a_{mnx}u_{mnx}e_{y,mn}^{e} + a_{mny}u_{mny}e_{x,mn}^{h}\right)ds \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{bmatrix} B_{mn}^{h(+)} \\ B_{mn}^{e(+)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+\Gamma_0.e^{-i*k_{mn}^{II}*l} & 0 \\ 0 & -1+\Gamma_0.e^{-i*k_{mn}^{II}*l} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\int_{S_a}u_{mnx}e_{y,mn}^{h}ds & \int_{S_a}u_{mny}e_{x,mn}^{h}ds \\ -\int_{S_a}u_{mnx}e_{y,mn}^{e}ds & \int_{S_a}u_{mny}e_{x,mn}^{e}ds \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} a_{mnx} \\ a_{mny} \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{1}{Z_{mn}^{h(II)}}+\frac{1}{Z_{mn}^{h(I)}}-\Gamma_0 e^{-j*k_{mn}^{II}l}\left(\frac{1}{Z_{mn}^{h(II)}}-\frac{1}{Z_{mn}^{h(I)}}\right)\right)\int_{S_a} w_{sx} e_{mn}^{-h(II)}\,ds & -\left(\frac{1}{Z_{mn}^{E(II)}}+\frac{1}{Z_{mn}^{E(I)}}-\Gamma_0 e^{-j*k_{mn}^{II}l}\left(\frac{1}{Z_{mn}^{E(II)}}-\frac{1}{Z_{mn}^{E(I)}}\right)\right)\int_{S_a} w_{sx} e_{mn}^{-e(II)}\,ds \\ \left(\frac{1}{Z_{mn}^{h(II)}}+\frac{1}{Z_{mn}^{h(I)}}-\Gamma_0 e^{-j*k_{mn}^{II}d}\left(\frac{1}{Z_{mn}^{h(II)}}-\frac{1}{Z_{mn}^{h(I)}}\right)\right)\int_{S_a} w_{sy} e_{mn}^{-h(II)}\,ds & -\left(\frac{1}{Z_{mn}^{E(II)}}+\frac{1}{Z_{mn}^{E(I)}}-\Gamma_0 e^{-j*k_{mn}^{II}d}\left(\frac{1}{Z_{mn}^{E(II)}}-\frac{1}{Z_{mn}^{E(I)}}\right)\right)\int_{S_a} w_{sy} e_{mn}^{-e(II)}\,ds \end{bmatrix}$$

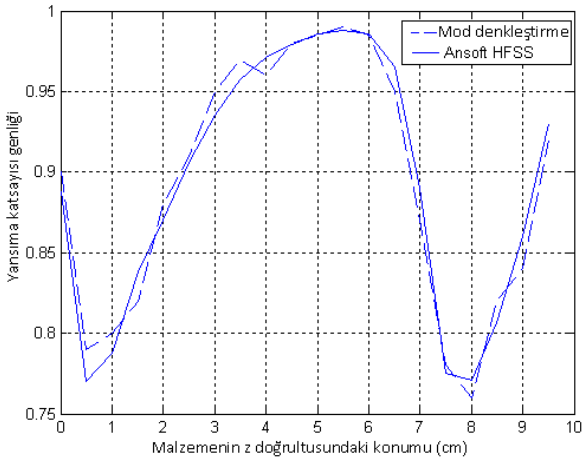
$$\begin{bmatrix} 1+\Gamma_0 e^{-i*k_{mn}^{II}*l} & 0 \\ 0 & -1+\Gamma_0 e^{-i*k_{mn}^{II}*l} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\int_{S_a} u_{mnx} e_{y,mn}^{h}\,ds & \int_{S_a} u_{mny} e_{x,mn}^{h}\,ds \\ -\int_{S_a} u_{mnx} e_{y,mn}^{e}\,ds & \int_{S_a} u_{mny} e_{x,mn}^{e}\,ds \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{mnx} \\ a_{mny} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{Z_{10}^{h(I)}}\int_{S_a} w_{sx} e_{x10}^{-h(I)}\,ds \\ \frac{2}{Z_{10}^{h(I)}}\int_{S_a} w_{sy} e_{y10}^{-h(I)}\,ds \end{bmatrix} \quad (7)$$

Yukarıdaki matris eşitliği çözülerek a_{mnx} ve a_{mny} katsayıları bulunabilir. Dalga kılavuzunun x doğrultusunda c_1-c_2 ve y doğrultusunda v_1-v_2 arasında yer almak üzere baz ve ağırlık fonksiyonları aşağıdaki biçimde verilebilir.

$$u_{mnx} = \sin\left(\frac{p\pi(x-c_1)}{c}\right)\cos\left(\frac{q\pi(y-v_1)}{v}\right),\ w_{sx} = \cos\left(\frac{s\pi(x-c_1)}{c}\right)\sin\left(\frac{t\pi(y-v_1)}{v}\right)$$
$$u_{mny} = \cos\left(\frac{p\pi(x-c_1)}{c}\right)\sin\left(\frac{q\pi(y-v_1)}{v}\right),\ w_{sy} = \sin\left(\frac{s\pi(x-c_1)}{c}\right)\cos\left(\frac{t\pi(y-v_1)}{v}\right) \quad (8)$$

3. Sayısal Sonuçlar

Nümerik sonuçlar küçük ve daha büyük boyutlu iki farklı rezonatör için elde edilmiştir. İlk olarak x, y ve z doğrultularındaki boyutları sırasıyla 125 mm, 93 mm ve 117 mm olan bir rezonatör ve yük olarak 20 mm kalınlığında dielektrik sabiti 2.5-0.1j olan kayıplı bir malzeme kullanılarak yansıma katsayısı değişimleri elde edilmiştir. Çalışma frekansı 2.45 GHz'tir.

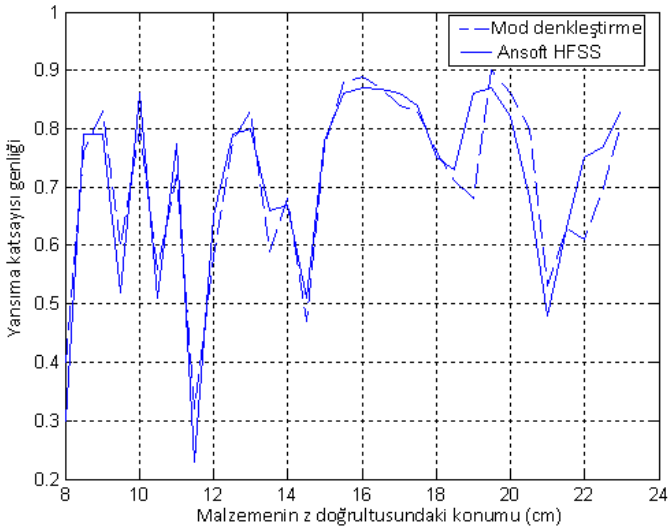


Şekil 2. Yansıma katsayısı genliğinin malzeme konumuyla 2.45 GHz frekansında değişimi (küçük boyutlu rezonatör için)

Yukarıdaki şekil incelendiğinde dilim şeklinde tüm kesiti kaplayan yükün d=5mm ve d=80 mm olduğu konumlarda yansıma katsayısı genliğinin en düşük, d=55 mm değerinde ise en yüksek değerini aldığı görülmektedir.

Boyutları x, y, z yönünde sırasıyla 378 mm, 258 mm ve 352 mm olan ve x boyutu 86 mm ve y boyutu 43 mm olan TE_{10} dalgakılavuzu (kılavuz rezonatörün tam merkezinde olmak üzere) ile 2.45 GHz frekansında uyarılmış Dalga kılavuzu rezonatörün tam merkezinde olmak üzere 2.45 GHz frekansında dielektrik sabiti 2.5-0.1j olan 26

mm kalınlığındaki malzemenin z doğrultusu boyunca 80-230 mm aralığındaki konumu 5er mm aralıklarla tabandan yukarı doğru değiştirildiği durumda yansıma katsayısının genlik değişimi çizdirilmiştir.



Şekil 3. Yansıma katsayısı genliğinin malzeme konumuyla 2.45 GHz frekansında değişimi (büyük boyutlu rezonatör için)

Şekilden görüldüğü üzere d=115 mm yüksekliğinde yansıma katsayısı genliği en düşük değerini almaktadır. Yansıma katsayısı genliğinin en düşük olduğu konum değerleri sırasıyla d=115 mm, d=145 mm ve d=210mm olduğu şekilden görülebilmektedir.
Güç verimliliğini ifade eden aşağıdaki denklemle göz önüne alındığında verimin yansıma katsayısı genliğine olan bağımlılığı daha iyi anlaşılabilir:

$$\eta = 1 - \left| s_{11} \right|^2 \tag{9}$$

Yorumlar: Mod Denkleştirme yöntemiyle elde edilen sonuçlar Ansoft HFSS programı ile elde edilen sonuçlarla uyumludur. Küçük boyutlu fırın için malzeme konumuna bağlı olarak yansıma katsayısı genlik değişimi yarı lineer bir karakteristik gösterirken, büyük boyutlu fırın için yansıma katsayısı genlik değişimi için herhangi bir benzetim söz konusu olmamıştır.
Sabit çalışma frekansı ve besleme kılavuzu konumu için belirli bir rezonatörde bu makalede olduğu gibi yük konumuna göre optimizasyon yapılabileceği gibi, yine besleme kılavuzu konumu sabit alınarak yük kalınlığı, yük konumu sabit alınarak besleme kılavuzu konumu ve benzeri optimizasyonları da yapmak bu makalede verilen yöntemle yapılabilir.

Kaynaklar

[1]. Requena-Perez M. E., Pedreno-Molina J. L., Monzo-Cabrera J., Diaz-Morcillo A., "Multimode cavity efficiency optimizitation by optimum load location-experimental approach", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn., 53, s. 2144-2120, 2005.
[2]. Zhao H. I., Turner I. W., "An analysis of the finite-difference time-domain method for modelling the microwave heating of dielectric materials within a three-dimensional cavity system", Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 31, s. 199-214, 1996.
[3]. Dibben D. C., Metaxas A. C., "Time domain finite element analysis of multimode microwave applicators loaded with low and high loss materials", IEEE Microwave and Guided Letters, 32, s.945-948, 1996.
[4]. Terril N. D., Field Simulation for the Microwave Heating of Thin Ceramic Fibers. Yükseklisans tezi. Virginia Pollytechnique Institute and State University, Blacksburg, Virginia, ABD, 1998.

Anten Yerleştirme Probleminin Tümel Optimizasyon Yöntemleri ile Çözümlenmesi

Mustafa URAL, mustiural@yahoo.com (1) (2)

Mustafa KUZUOĞLU, kuzuoglu@metu.edu.tr (1)

(1)
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
ODTÜ, 06531 Ankara

(2)
ASELSAN MGEO
Çankırı Yolu 7.km, 06750, Akyurt, Ankara

Özet: *Bu çalışmada, uçak platformuna yerleştirilecek iki VHF telsizin antenlerinin birbirleri arasındaki bağlaşımın en az (optimal) olduğu anten yerleşiminin tespit edilmesi amaçlanmıştır. Bu optimal yerleşimin tespitinde, iki önemli tümel optimizasyon (global optimization) yöntemi olan Genetik Algoritma Optimizasyonu ve Parçacık Sürüsü (Particle Swarm) Optimizasyonu kullanılmıştır. Uçak platformu, seçilen platformun gerçek fiziksel özellikleri temel alınarak CST firmasına ait MWS (Microwave Studio) simülasyon aracında modellenmiştir. Platforma ait antenler ise monopol olarak modele eklenmiştir. Bağlaşımın en az olduğu anten yerleşiminde, antenlerin uzak alan ışıma örüntüleri, kapsama ve yönlülük değerleri açısından incelenmiştir. En nihayetinde, farklı optimizasyon yöntemleri kullanılarak elde edilen sonuçlar ve bu iki optimizasyon yönteminin performansları birbirleri ile karşılaştırılmıştır.*

1. Giriş

Günümüz modern hava platformlarında birçok haberleşme ve seyrüsefer sistemi bulunmaktadır. Bu sistemler, RF gönderme/alma özellikleri olan antenli sistemlerdir. RF gönderme/alma yapıları benzer olan bu sistemler aynı anda çalışabilmekte ve sistemlerin çalışma frekans bantları birbiri ile kesişebilmektedir. Bu durumda; aynı platform üzerinde bulunan antenli sistemler arasında, antenler arası bağlaşımdan dolayı elektromanyetik girişim olması muhtemeldir. Antenler arası bağlaşım, bu sistemlerin performanslarının azalmasına ve hatta sistemlerin hasar görmesine neden olabilir. Bu nedenle, uçak platformları tasarlanırken gözetilen faktörlerden biri de; aynı platform üzerinde bulunan, eş zamanlı çalışan ve çalışma frekans bantları çakışan antenli sistemler arasında en az bağlaşım olacak şekilde, en uygun anten yerleşiminin tespit edilmesidir.

Günümüzde, uçak platformlarında antenler arası bağlaşım seviyeleri bilgisayar ortamında, çeşitli elektromanyetik analiz yazılımları kullanılarak kolayca hesaplanabilmektedir. Fakat bu yazılım araçlarının kullanımlarının kazandırdığı hesaplama kolaylığına rağmen, platformların her geçen gün değişen ve karmaşıklaşan geometrik yapıları, anten yerleşiminin önceki tecrübelere göre veya deneme yanılma yolu ile tespit edilmesini güçleştirmektedir. Bu nedenle; antenler arası bağlaşım en az olacak şekilde, en uygun (optimal) anten yerleşiminin tespit edilmesi hususu, bir tümel optimizasyon problemi olarak ele alınabilir ve en uygun anten yerleşimi, bu optimizasyon yöntemleri kullanılarak, etkin bir şekilde tespit edilebilir.

Bu çalışmada:

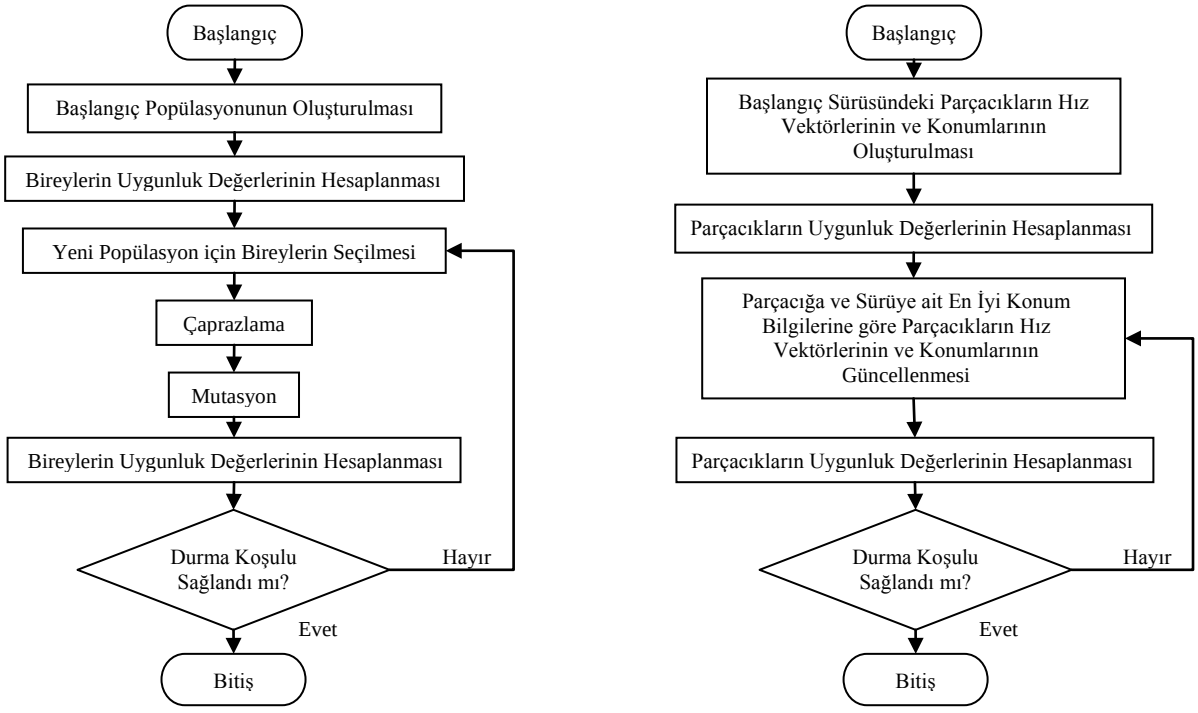
- Uçak platformuna yerleştirilecek iki VHF antenin birbirleri arasındaki bağlaşım seviyesinin, antenlerin çalışma frekans bandı boyunca alınan ortalamasının en az olduğu anten yerleşimi, iki önemli tümel optimizasyon yöntemi olan Genetik Algoritma Optimizasyonu ve Parçacık Sürü Optimizasyonu kullanılarak tespit edilmiş,
- Tespit edilen en uygun anten yerleşiminde, antenlerin uzak alan ışıma örüntülerinin performansları incelenmiş,

- Farklı optimizasyon yöntemleri kullanılarak elde edilen sonuçlar ve bu iki optimizasyon yönteminin performansları birbirleri ile karşılaştırılmıştır.

2. Genetik Algoritma ve Parçacık Sürüsü Optimizasyonu

Genetik Algoritma ve Parçacık Sürüsü Optimizasyon teknikleri, doğadaki optimizasyon yöntemlerini taklit eden tümel optimizasyon teknikleridir. Bu teknikler popülasyon tabanlı rastsal teknikler olup, tümel çözüme ulaşmak için, geleneksel optimizasyon tekniklerinde olduğu gibi arama uzayındaki noktaların türev bilgisine ihtiyaç duymazlar. Bu teknikler optimizasyon işlemine arama uzayında popülasyon üreterek başlarlar. Böylece arama uzayındaki birçok noktayı aynı anda değerlendirmiş olurlar. Daha sonra, popülasyonu oluşturan bireylerin uygunluk değerlerini (fitness value) göz önünde bulundurarak belirli kurallara göre yeni popülasyonlar üretirler. En nihayetinde, yeterli sayıdaki özyineleme (iteration) sonucunda tümel çözüme ulaşmaya çalışırlar.

Genetik Algoritma Optimizasyonu ilk olarak 1975 yılında J. Holland tarafından geliştirilmiştir [1]. Bu optimizasyon tekniği Evrimsel Algoritma'ların bir alt kümesi olup, genetik biliminden ve doğal seleksiyon prensibinden esinlenerek türettiği kurallarla tümel çözüme ulaşmaya çalışır [2]. Genetik Algoritma, optimizasyon işlemine kromozom adı verilen bireylerden oluşan ilk popülasyonu üreterek başlar. Bu bireyler arama uzayındaki birbirinden bağımsız çözüm noktalarını temsil etmektedir. Daha sonra, bireylerin uygunluk değerlerini hesaplanılarak, en iyi sonuç veren bireyler, bir sonraki popülasyonu oluşturmak üzere seçilirler (selection). Seçilen bu bireylerden bazıları, bir sonraki popülasyona hiçbir değişikliğe uğramadan aktarılır. Bu bireylere seçkin (elite) birey denir. Seçilen diğer bireyler ise, çaprazlama (crossover) ve mutasyon gibi genetik işlemlerden geçirilerek yeni bireyler oluşturulur. Holland'a göre seçkin bireylerden ve genetik işlemlerden geçirilerek oluşturulan bireylerden meydana gelen her yeni popülasyon, bir önceki popülasyona göre daha iyi sonuç vermektedir [1]. Yeni popülasyonlar üretme işlemi, istenen tümel çözüme ya da yeterli özyineleme sayısına ulaşılana kadar devam eder. Genetik Algoritma Optimizasyonu tekniğinin akış seması Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Genetik Algoritma Optimizasyonu (solda) ve Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (sağda) akış şemaları

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu ilk olarak 1995 yılında J. Kennedy ve R. C. Eberhart tarafından; doğadaki sürülerin davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiştir [3]. Bu teknik de Genetik Algoritma Optimizasyonu'nda olduğu gibi optimizasyon işlemine, parçacık adı verilen bireylerden oluşan ilk popülasyonu üreterek başlar. Bu parçacıklar, arama uzayında belirli kurallara göre yer değiştirerek hareket ederler. Bu parçacıkların, her özyineleme için tanımlı bir hız ve konum vektörü bulunmaktadır. Hareket halindeki her parçacık, kendisine ait

en yüksek uygunluk değerini elde ettiği konum vektörüne ve popülasyondaki diğer parçacıklardan en yüksek uygunluk değerine sahip olan parçacığın konum vektörüne göre, her özyinelemede, kendi hız vektörünü günceller. Daha sonra bu hız vektörüne göre kendi konum vektörünü günceller. Böylelikle, konum vektörleri her özyinelemede değişen parçacıklar sürü halinde tümel noktaya ulaşmaya çalışırlar. Parçacıkların hız ve konum vektörlerini güncelleme işlemi, istenen tümel çözüme ya da yeterli özyineleme sayısına ulaşılana kadar devam eder. Parçacık Sürüsü Optimizasyonu tekniğine ait akış seması Şekil 1'de gösterilmiştir.

Her iki optimizasyon tekniği de optimal anten tasarımı gibi elektromanyetik problemlerin çözümünde sıkça kullanılmaktadır [4], [5]. Ayrıca, bundan önceki çalışmalarda, Genetik Algoritma Optimizasyonu kullanılarak, Boeing 747-200 uçağında VHF bandında çalışan ve F-4 Phantom uçağında VHF-UHF bandında çalışan antenler arası bağlaşımın en az olduğu anten yerleşimleri tespit edilmiştir [6], [7]. Bunun yanında, Genetik Algoritma Optimizasyonu, 1.5 GHz'de çalışan bir antenin, gemi platformu üzerinde en uygun uzak alan ışıma örüntüsünü verecek şekilde yerleştirilmesi için ve belirli bir alanda kablosuz haberleşme için kullanılan baz istasyonlarının yerleşimi için de kullanılmıştır [8], [9].

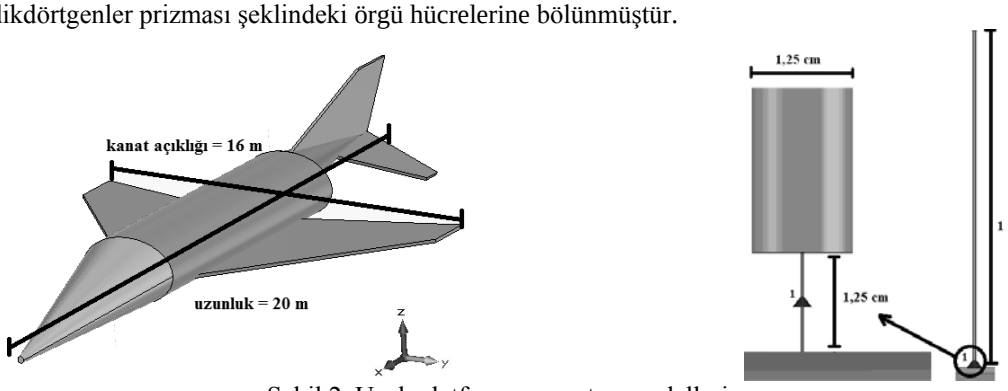
3. Kullanılan Simülasyon Aracı

Anten yerleşiminin optimizasyonunda, "Computer Simulation Technology – CST" firmasının "Microwave Studio – MWS" adlı ürününün Zaman Bölgesi Çözücüsü (Time Domain Solver - Transient Solver) kullanılmıştır. Bu yazılımda, simülasyonu yapılacak platform ve antenler, gerçek ebat ve elektriksel özellikleri ile modellenebilmektedir. Bu yazılım, elektromanyetik problemlerin çözümünde "Finite Integration Technique - FIT" yöntemini kullanmaktadır. Bu tekniğe göre, ele alınacak problem için, problem uzayı dikdörtgenler prizması şeklindeki örgü hücrelerine (meshcells) bölünür [10]. Her hücre üzerinde, zamana ve pozisyona bağlı integral formundaki Maxwell denklemleri oluşturulur. Tüm problem uzayı için matris formunda yazılan denklemler, sınır koşullarına bağlı olarak çözülür. Böylece, denkleme ait bilinmeyen elektriksel ve manyetik parametreler, tüm problem uzayında çözülmüş olur. Bu bilgiler ışığında, antenler arası bağlaşım seviyeleri ve antenlerin uzak alan ışıma örüntüleri hesaplanmaktadır. Bu teknik ile birlikte Zaman Bölgesi Çözücüsü kullanıldığı için, antenler arası bağlaşım sonuçları, tüm çalışma frekans bandı için tek bir simülasyonda elde edilebilmektedir.

4. Uçak ve Antenlerin Modellenmesi

Uçak platformu, platform üzerindeki antenler ve problem uzayı aşağıda anlatıldığı şekilde modellenmiştir:

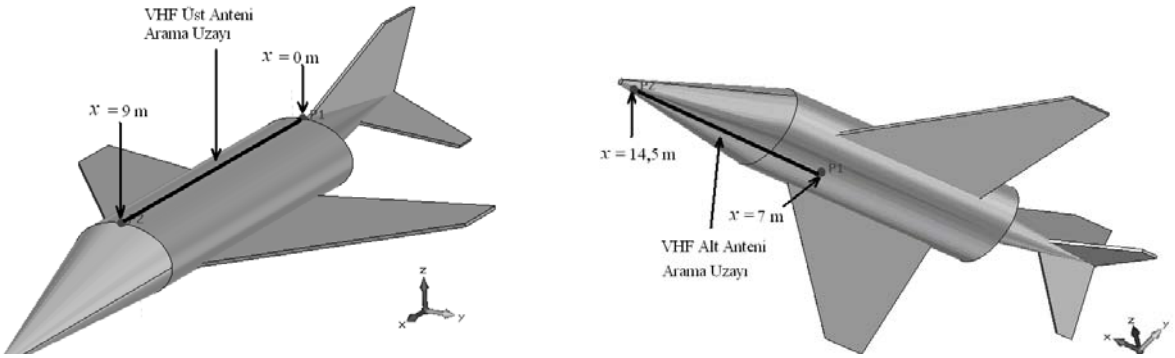
- Uçak platformu, Türk Silahlı Kuvvetleri envanterindeki F-4 uçaklarının ebatları temel alınarak basit geometrik yapılarla modellenmiştir. Uçağın kanat açıklığı 16 m, uzunluğu 20 m'dir (Şekil 2).
- Uçağın yüzeyi ve antenler, Sonsuz Elektriksel İletken (Perfect Electric Conductor – PEC) olarak modellenmiştir.
- Platform üzerinde yerleşimi tespit edilecek iki anten, 30-88 MHz VHF haberleşme bandında çalışan $\lambda/4$ monopol anten olarak tasarlanmıştır.
- Anten boyları 1 metre, yarıçapları ise 0.625 cm'dir. Antenleri besleyen ayrık girişler (discrete port) ise 1,25 cm olup 50 Ω empedansa sahiptir (Şekil 2).
- Problem uzayı, boş uzay (free space) olarak (elektriksel iletkenlik, $\sigma = 0$; bağıl elektrik ve manyetik geçirgenlik, $\varepsilon_r = \mu_r = 1$) tanımlanmış ve kenar uzunlukları en kısa 1,25 ve en uzun 30 cm olan, dikdörtgenler prizması şeklindeki örgü hücrelerine bölünmüştür.



Şekil 2. Uçak platformu ve anten modelleri

4. Arama Uzayı ve Simülasyon Yöntemi

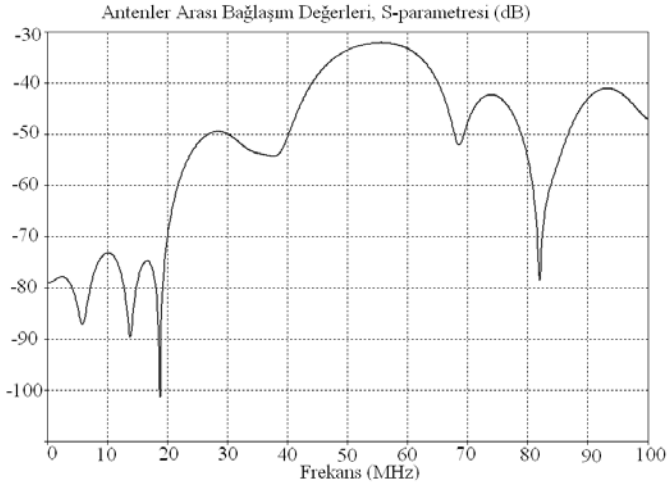
Anten yerleşim analizlerinde kartezyen koordinatları (*x*,*y*,*z*) kullanılmıştır. Buna göre, uçak gövdesi ile arka kanatçıkların birleştiği düzlem $x = 0$ m düzlemi olarak kabul edilmektedir (Şekil 3). VHF antenlerden bir tanesi uçak gövdesinin üstüne, diğeri ise gövdenin altına, *x*-*y* düzlemine dik olacak şekilde, *z* ekseni doğrultusunda yerleştirilmiştir. VHF üst anteni için arama uzayı, üst gövdenin merkez çizgisi boyunca $x = 0$ m noktasından $x = 9$ m noktasına kadar tanımlanmıştır. VHF alt anteni için arama uzayı ise, alt gövde merkez çizgisi boyunca $x = 7$ m noktasından $x = 14{,}5$ m noktasına kadar tanımlanmıştır. Davidson ve Thiele'ye göre [11], uçak gövdesi gibi metalik ve silindirik yapılarda, antenler arası bağlaşım seviyesinin en düşük olduğu durum, her iki anten arasında 180 derecelik açısal ayrım olduğu durumdur. Bu nedenle antenlere ait arama uzayları, antenler arasında 180 derecelik açısal ayrım olacak şekilde, merkez çizgiler üzerinde tanımlanmıştır. Ayrıca bu durum platformun simetri gereksinimi ile de uyumludur. İki anten için tanımlanmış arama uzayları Şekil 3'te gösterilmiştir. Alt gövdede, $x = 0$ m ile $x = 7$ m noktaları arası arama uzayına dahil edilmemiştir. Bunun sebebi, F-4 uçaklarında, bu bölgeye yakıt tankı ve mühimmat yerleştirilmesidir.



Şekil 3. VHF alt ve üst antenlerine ait arama uzayları

Antenlerin, her simülasyondaki yerleşimlerinin koordinatları, kullanılan optimizasyon yöntemleri için bir çözüm olarak değerlendirilir. Yani, bu ikili yerleşim koordinatlarının her biri Genetik Algoritma Optimizasyonu için bir kromozom ve Parçacık Sürüsü Optimizasyonu için bir parçacıktır. Anten yerleşimleri, kullanılan optimizasyon tekniklerinin kurallarına göre, kendileri için tanımlanmış bölgeler dahilinde değiştirilmiş ve antenlerin birbirleri arasındaki bağlaşım seviyeleri, 30-88 MHz bandı aralığında hesaplanmıştır. Daha sonra bu bağlaşımların, her anten yerleşimi için, 30-88 MHz bandında ortalamaları alınmıştır. Bu ortalama değer, o yerleşimin uygunluk değeridir. İki optimizasyon yönteminde de, antenler arasındaki bağlaşımın çalışma bandındaki ortalamasının en düşük olduğu anten yerleşimi bulunmaya çalışılmıştır.

İki VHF anteni arasındaki bağlaşımı, yani frekansa bağlı S-parametresi değişimini gösteren örnek bir grafik Şekil 4'te verilmiştir. Bu örnek bağlaşımın 30-88 MHz bandında hesaplanan ortalama değeri -44,6 dB'dir.

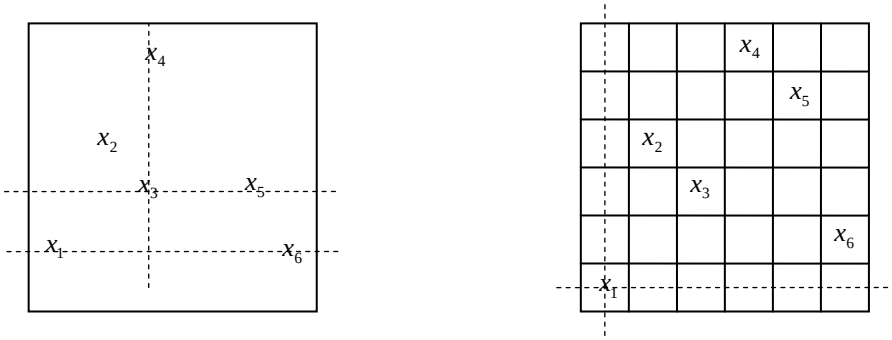


Şekil 4. İki VHF anteni arasındaki bağlaşım (frekansa bağlı S-Parametresi değişimi)

5. Genetik Algoritma Optimizasyonu ile En Uygun Anten Yerleşiminin Tespit Edilmesi

Genetik Algoritma Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimlerinde, optimizasyon parametreleri aşağıda anlatıldığı şekilde belirlenmiştir:

- Antenlerin *x* ekseni üzerindeki konumları değişken olarak tanımlanmıştır. Değişken sayısı 2'dir.
- Popülasyondaki kromozom sayısı 40 olarak belirlenmiştir.
- İlk popülasyon, düzgün rastsal dağılım (uniform random distribution) ve Latin hiperküp dağılım (Latin hypercube distribution) teknikleri kullanılarak iki farklı şekilde üretilmiştir. Düzgün rastsal dağılım tekniğinde, ilk popülasyon arama uzayına rastgele serpilmektedir. Bu teknikte arama uzayındaki her nokta aynı seçilme olasılığına sahiptir. Latin hiperküp tekniğinde ise arama uzayı kübik parçalara ayrılır ve popülasyon bireyleri bulundukları kübiğe ait eksenler üzerinde başka bir birey olmayacak şekilde rastgele yerleştirilirler. Bu teknikte de, arama uzayındaki her kübik aynı seçilme olasılığına sahiptir. İki boyutlu bir arama uzayı için bu iki tekniğin popülasyon seçimindeki farklılıklarını gösteren bir örnek Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. Düzgün rastsal dağılım (solda) ve Latin hiperküp dağılım teknikleri (sağda)

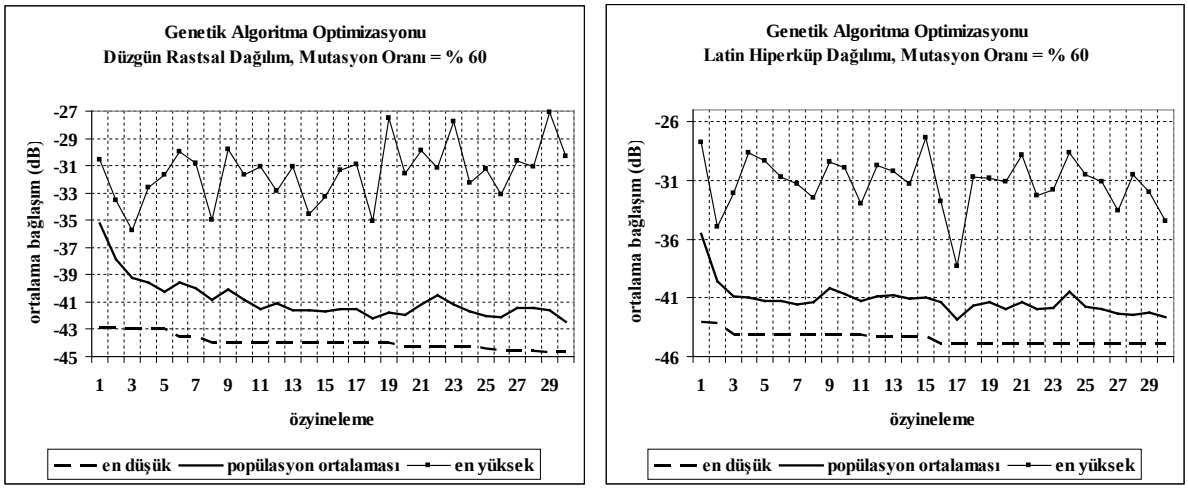
- Azami özyineleme sayısı 30 olarak belirlenmiştir.
- Her özyinelemede, bir önceki popülasyondaki bireylerin yarısı (en iyi uygunluk değerine sahip kısmı) seçkin bireyler olarak kabul edilmiş ve bir sonraki popülasyona hiçbir değişikliğe uğramadan aktarılmıştır. Böylece 40×30 = 1200 simülasyon yerine, $(40/2) \times (30+1)$ = 620 simülasyon koşturulmuştur.
- Çaprazlama oranı, simülasyon aracı tarafından belirlenmektedir.
- İki farklı dağılım tekniği ile oluşturulan her popülasyon için, % 60, % 30 ve % 1 mutasyon oranlarına sahip üç farklı algoritma koşturulmuştur. Böylece değişik optimizasyon parametrelerine sahip altı farklı algoritma koşturulmuştur.

Genetik Algoritma Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimleri ve bu yerleşimlerdeki ortalama bağlaşım seviyeleri (uygunluk değerleri) Tablo 1'de verilmiştir.

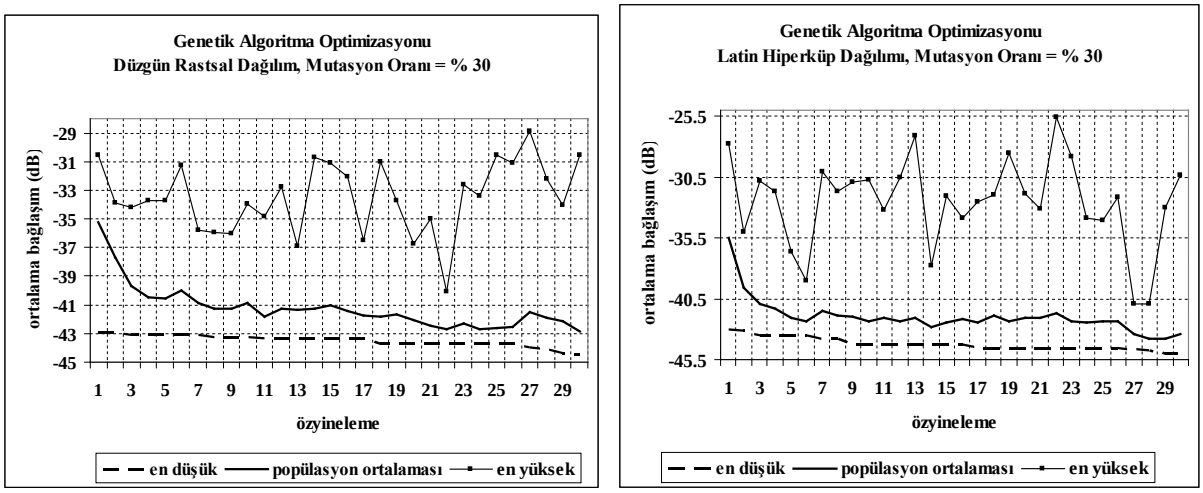
Tablo 1. Genetik Algoritma Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimleri

İlk Popülasyon için Kullanılan Dağılım Tekniği	Mutasyon Oranı	VHF Üst Antenin Konumu	VHF Alt Antenin Konumu	Antenler Arası Ortalama Bağlaşım Seviyeleri
Düzgün Rastsal Dağılım	% 60	x = 0,48 m	x = 8,28 m	-44,6 dB
	% 30	x = 0,86 m	x = 7,93 m	-44,5 dB
	% 1	x = 0,93 m	x = 9.92 m	-44,1 dB
Latin Hiperküp Dağılım	% 60	x = 0,86 m	x = 7,88 m	-45,0 dB
	% 30	x = 0,86 m	x = 7,87 m	-44,9 dB
	% 1	x = 1,07 m	x = 7,68 m	-43,9 dB

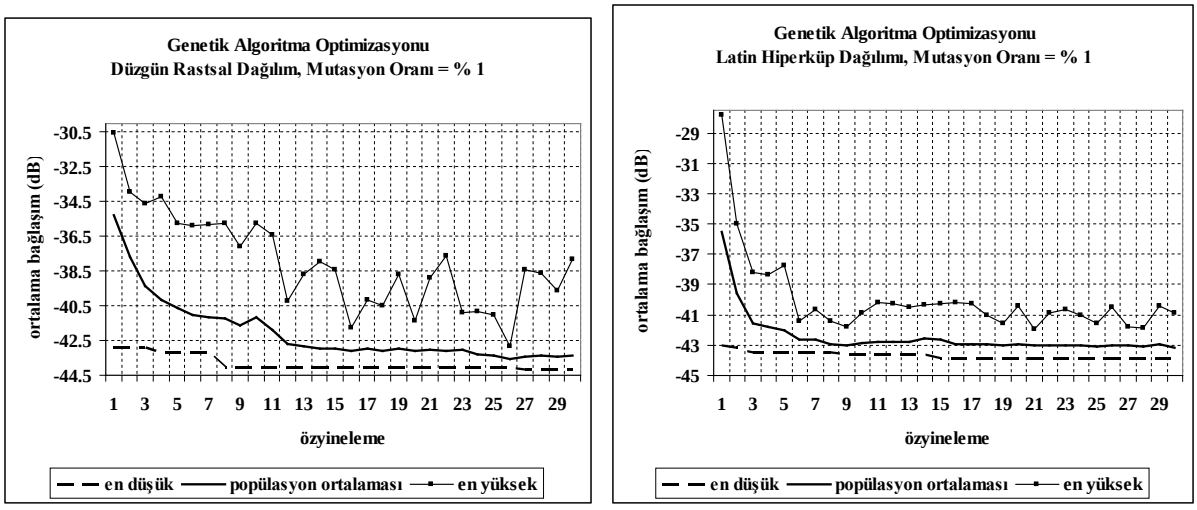
Tablo 1'deki anten yerleşimleri belirlenirken, her özyinelemede oluşturulan popülasyondaki bireylere ait en düşük ve en yüksek ortalama bağlaşım seviyeleri ile popülasyondaki tüm bireylerin ortalama bağlaşım seviyelerinin ortalamaları hesaplanmıştır. Bu hesaplamalara ait grafikler Şekil 6, 7 ve 8'de verilmiştir.



Şekil 6. Düzgün rastsal dağılım (solda) ve Latin hiperküp dağılım (sağda), Mutasyon Oranları = % 60



Şekil 7. Düzgün rastsal dağılım (solda) ve Latin hiperküp dağılım (sağda), Mutasyon Oranları = % 30



Şekil 8. Düzgün rastsal dağılım (solda) ve Latin hiperküp dağılım (sağda), Mutasyon Oranları = % 1

Tablo 1 ve Şekil 6, 7 ve 8'de görüldüğü üzere:

- Belirlenen tüm anten yerleşimlerinde elde edilen ortalama bağlaşım seviyeleri birbirine çok yakın değerlerdir.
- En düşük ortalama bağlaşım seviyesi, ilk popülasyonun Latin hiperküp dağılım yoluyla oluşturulduğu ve % 60 mutasyon oranının kullanıldığı durumda elde edilmiştir.
- Belirlenen anten yerleşimleri arasında en yüksek ortalama bağlaşım seviyesi, ilk popülasyonun Latin hiperküp dağılım yoluyla oluşturulduğu ve % 1 mutasyon oranının kullanıldığı durumda elde edilmiştir.
- Belirlenen tüm anten yerleşimlerinde, antenlerin yerleşimleri birbirine yakın koordinatlara sahiptir.
- En düşük ortalama bağlaşım seviyesinin elde edildiği anten yerleşimi; VHF üst anteninin x = 0,86 m'de ve VHF alt anteninin x = 7,88 m'de bulunduğu yerleşimdir.
- Altı farklı grafikte görüldüğü üzere, her özyinelemede oluşturulan popülasyondaki bireylere ait en düşük ve en yüksek ortalama bağlaşım seviyeleri arasında yüksek fark vardır. Bu fark 20 dB'ye kadar çıkmaktadır.
- Ortalama bağlaşım seviyelerinin popülasyon bazındaki ortalamalarının ve popülasyondaki en düşük ortalama bağlaşım seviyelerinin, özyineleme sayısı artıkça azaldığı görülmektedir. Bu durum her yeni popülasyondaki bireylerin, bir önceki popülasyondaki bireylere göre daha iyi sonuç verdiğini göstermektedir.
- Ortalama bağlaşım seviyelerinin popülasyon bazındaki ortalamalarının ve popülasyondaki en yüksek ortalama bağlaşım seviyelerinin tüm özyinelemeler boyunca dalgalandığı görülmektedir. Yüksek mutasyon oranlarının popülasyonda yarattığı çeşitlilik, bireylerden mutasyona uğrayanların uygunluk değerlerini her özyinelemede çeşitlendirerek bu dalgalanmaya neden olmaktadır. Bu dalgalanma mutasyon oranı azaldıkça azalmaktadır [12].

6. Parçacık Sürüsü Optimizasyonu ile En Uygun Anten Yerleşiminin Tespit Edilmesi

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimlerinde, optimizasyon parametreleri aşağıda anlatıldığı şekilde belirlenmiştir:

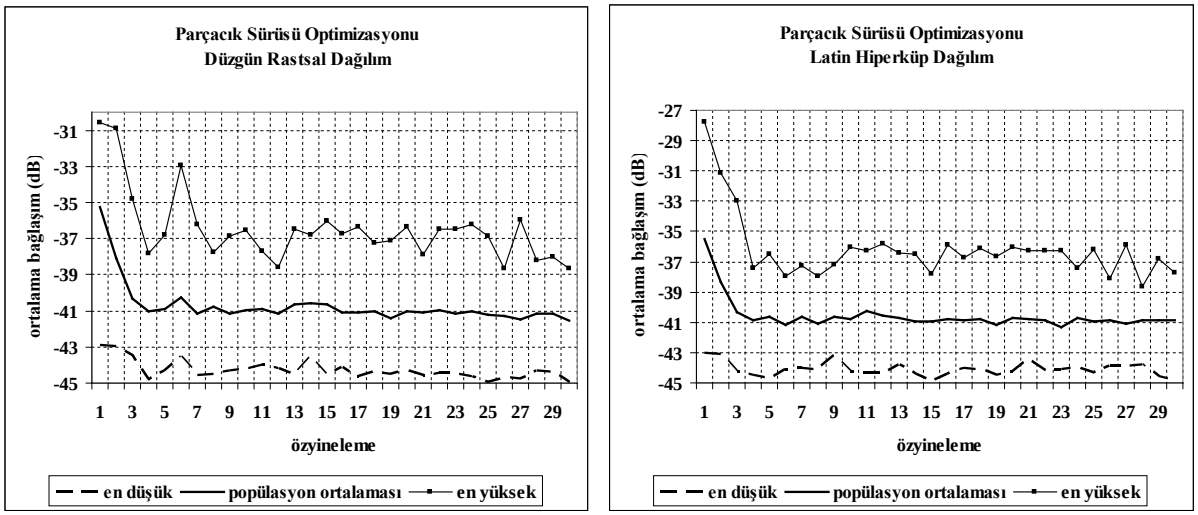
- Antenlerin x ekseni üzerindeki konumları değişken olarak tanımlanmıştır. Değişken sayısı 2'dir.
- Popülasyondaki parçacık sayısı 40 olarak belirlenmiştir.
- İlk popülasyon, düzgün rastsal dağılım ve Latin hiperküp dağılım teknikleri kullanılarak iki farklı şekilde üretilmiştir (Bölüm 5 ve Şekil 5).
- Azami özyineleme sayısı 30 olarak belirlenmiştir.
- $40 \times 30 = 1200$ simülasyon koşturulmuştur.
- Parçacıkların hız ve konum vektörleri düzgün rastsal sayılar (uniform random number) ile ağırlıklandırılmıştır.

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimleri ve bu yerleşimlerdeki ortalama bağlaşım seviyeleri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. Parçacık Sürüsü Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimleri

İlk Popülasyon için Kullanılan Dağılım Tekniği	VHF Üst Antenin Konumu	VHF Alt Antenin Konumu	Antenler Arası Ortalama Bağlaşım Seviyeleri
Düzgün Rastsal Dağılım	x = 0,84 m	x = 7,88 m	-44,9 dB
Latin Hiperküp Dağılım	x = 0,81 m	x = 7,93 m	-44,8 dB

Tablo 2'deki anten yerleşimleri belirlenirken, her özyinelemede oluşturulan popülasyondaki bireylere ait en düşük ve en yüksek ortalama bağlaşım seviyeleri ile popülasyondaki tüm bireylerin ortalama bağlaşım seviyelerinin ortalamaları hesaplanmıştır. Bu hesaplamalara ait grafikler Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 9. Düzgün rastsal dağılım (solda) ve Latin hiperküp dağılım (sağda)

Tablo 2 ve Şekil 9'da görüldüğü üzere:

- Belirlenen iki anten yerleşiminde de elde edilen ortalama bağlaşım seviyeleri birbirine çok yakın değerlerdir.
- En düşük ortalama bağlaşım seviyesi, ilk popülasyonun düzgün rastsal dağılım yoluyla oluşturulduğu durumda elde edilmiştir.
- Belirlenen iki anten yerleşiminde de, antenlerin yerleşimleri birbirine çok yakın koordinatlara sahiptir.
- En düşük ortalama bağlaşım seviyesinin elde edildiği anten yerleşimi; VHF üst anteninin x = 0,84 m'de ve VHF alt anteninin x = 7,88 m'de bulunduğu yerleşimdir. Bu yerleşim, Genetik Algoritma Optimizasyonu kullanılarak belirlenen anten yerleşimi ile oldukça yakındır.
- İki farklı grafikte görüldüğü üzere, her özyinelemede oluşturulan popülasyonlardaki bireylere ait en düşük ve en yüksek ortalama bağlaşım seviyeleri arasında yüksek fark vardır.
- Ortalama bağlaşım seviyelerinin popülasyon bazındaki ortalamalarının ve popülasyondaki en düşük ortalama bağlaşım seviyelerinin, özyineleme sayısı artıkça azaldığı görülmektedir. Bu durum her yeni popülasyondaki bireylerin, bir önceki popülasyondaki bireylere göre daha iyi sonuç verdiğini göstermektedir.
- Parçacık Sürüsü Optimizasyonu tekniğinde, bireyler mutasyona uğramazlar. Bu yüzden bu optimizasyon tekniğinde, popülasyondaki en yüksek ortalama bağlaşım seviyelerinde tüm özyinelemeler boyunca görülen dalgalanma, Genetik Algoritma Optimizasyonu tekniğinde görülen dalgalanmaya göre daha azdır.

7. En Uygun Yerleşimdeki Antenlerin Uzak Alan Işıma Örüntüleri Performanslarının Değerlendirilmesi

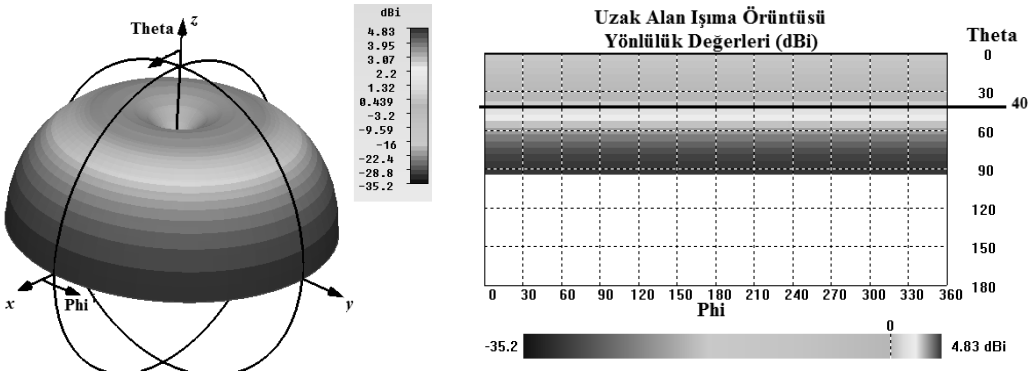
Uçak üzerinde, iki VHF anteni arasındaki en düşük ortalama bağlaşım seviyesinin elde edildiği en uygun anten yerleşimi, Genetik Algoritma Optimizasyonu kullanılarak elde edilmiştir. Bu yerleşim tespit edilirken, ilk popülasyon Latin hiperküp dağılım yoluyla oluşturulmuş ve % 60 mutasyon oranı kullanılmıştır. Bu durumdaki anten yerleşimi; VHF üst anteninin x = 0,86 m'de ve VHF alt anteninin x = 7,88 m'de bulunduğu yerleşimdir. Bu çalışmada en son olarak, iki VHF anteninin bu yerleşimdeki uzak alan ışıma örüntüleri, yönlülük değerleri ve bu yönlülük değerlerine bağlı kapsama alanları bakımından incelenmiştir. Her iki antenin uzak alan ışıma örüntüleri; aynı bantta çalışan ve aynı elektriksel özelliklere sahip olan sonsuz toprak düzlemi üzerindeki bir monopol VHF antenin uzak alan ışıma örüntüsü ile karşılaştırılmıştır.

Sonsuz toprak düzlemi üzerindeki monopol VHF anteninin 30 MHz'deki uzak alan ışıma örüntüsü ve bu örüntüye ait yönlülük değerleri üç boyutlu ve iki boyutlu grafikler halinde Şekil 10'da gösterilmiştir. Bu antene ait uzak alan ışıma örüntüleri, 30 MHz ile 88 MHz arasında, 30 MHz'den başlayarak 10'ar MHz'lik adımlarda incelenmiştir. Bu inceleme sonucunda her frekans için, Phi değerinin 0° ile 360° arasında olduğu ve Theta değerinin 40° ile 90° arasında olduğu durumdaki yönlülük değerlerinin % 100 oranında, 0 dBi değerinin

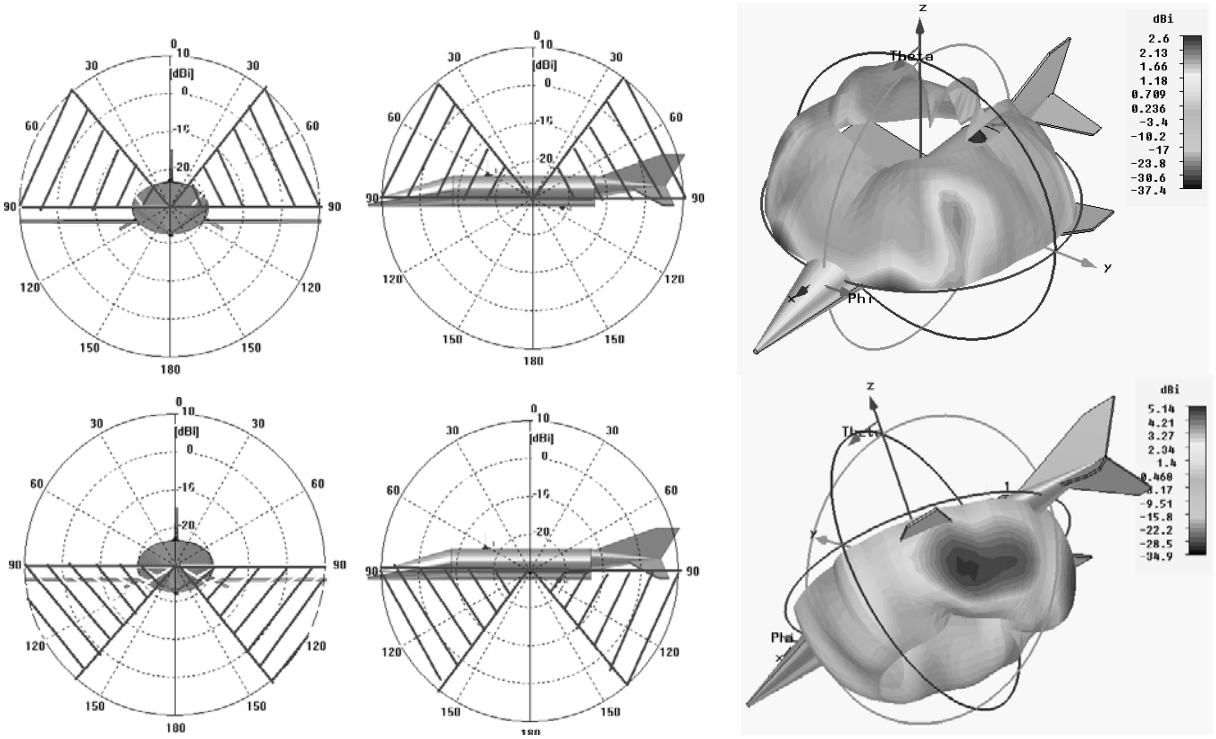
üzerinde olduğu görülmüştür (Şekil 10). Bu alanın dışında kalan kısımlarda yönlülük değeri 0 dBi değerinin altındadır.

Bu nedenle, VHF üst anteninin, Phi değerinin 0° ile 360° arasında olduğu ve Theta değerinin 40° ile 90° arasında olduğu durumdaki uzak alan ışıma örüntüleri ve bu örüntülere ait yönlülük değerleri incelenmiştir. Benzer şekilde, VHF alt anteninin de, Phi değerinin 0° ile 360° arasında olduğu ve Theta değerinin 90° ile 140° arasında olduğu durumdaki uzak alan ışıma örüntüleri ve bu örüntülere ait yönlülük değerleri incelenmiştir.

Yapılan incelemeler sonucunda, belirlenen açılar arasında kalan yönlülük değerlerinin en az % 50'si 0 dBi değerinin üzerinde ise o antene ait uzak alan ışıma örüntüsünün yeterli kapsama alanına sahip olduğu kabul edilmiştir. VHF üst ve alt antenleri için ışıma örüntülerinin incelendiği Theta ve Phi değerleri Şekil 11'de gösterilmiştir. Bu incelemelere ait sonuçlar ise Tablo 3'te verilmiştir.



Şekil 10. Sonsuz toprak düzlemi üzerinde monopol VHF antenin uzak alan ışıma örüntüsü (30 MHz)



Şekil 11. VHF üst ve alt antenleri için ışıma örüntülerinin incelendiği Theta ve Phi değerleri (En sağdaki örnek ışıma örüntüleri 70 MHz'de VHF üst ve alt antenlerine aittir.)

Tablo 3'te görüldüğü üzere, analiz yapılan tüm frekanslarda, yukarıda belirtilen Theta ve Phi değerleri için, her iki antene ait yönlülük değerlerinin % 50'den fazlası 0 dBi değerinin üzerindedir. Bu durum, her iki antenin en uygun yerleşim yerindeki uzak alan ışıma örüntülerinin yeterli kapsama alanına sahip olduğunu göstermektedir.

Tablo 3. VHF alt ve üst antenleri için ilgili Theta ve Phi açılarındaki uzak alan ışıma örüntüleri incelemeleri

Anten Yerleşimleri	Frekans (MHz)	(Yönlülük Değeri ≥ 0 dBi) / (Tüm Yönlülük Değerleri) VHF Üst Anteni için 40° < Theta < 90°, 0° < Phi < 360° VHF Alt Anteni için 90° < Theta < 140°, 0° < Phi < 360°
VHF Üst Anteni @ x = 0,86 m	30	% 66,6
	40	% 72,7
	50	% 72,9
	60	% 78,6
	70	% 78,6
	80	% 84,0
VHF Alt Anteni @ x = 7,88 m	30	% 82,3
	40	% 79,5
	50	% 80,3
	60	% 68,6
	70	% 85,6
	80	% 76,6

7. Sonuçlar

Bu çalışmada aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir:

- Uçak platformuna yerleştirilecek iki VHF antenin birbirleri arasındaki bağlaşım seviyesinin, antenlerin çalışma frekans bandı boyunca alınan ortalamasının en az olduğu anten yerleşimi, iki önemli tümel optimizasyon yöntemi olan Genetik Algoritma Optimizasyonu ve Parçacık Sürü Optimizasyonu kullanılarak tespit edilmiştir.
- Her iki optimizasyon yöntemiyle de tespit edilen en uygun anten yerleşimleri birbirine oldukça yakındır.
- Tespit edilen en uygun anten yerleşiminde, her iki antene ait uzak alan ışıma örüntüleri, yeterli kapsama alanına sahiptir.

8. Referanslar

[1] Holland, J. H. “Adaptation in Natural and Artificial Systems”, University of Michigan Press, 1975

[2] Haupt, R. L. ve Haupt, S. E., “Practical Genetic Algorithms, 2nd edition”, Wiley & Sons, New Jersey, 2004

[3] Kennedy, J. ve Eberhart, R., "Particle Swarm Optimization", Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks IV. s. 1942-1948, 1995

[4] Haupt, R.L., “An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetics”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 37, No. 2, Nisan 1995

[5] Nanbo J. ve Yahya R. S., “Particle Swarm Optimization for Antenna Designs in Engineering Electromagnetics”, Hindawi Publishing Corporation, Journal of Artificial Evolution and Applications, 2008

[6] Koper E. M., Wood W. D. ve Schneider S. W., “Aircraft Antenna Coupling Minimization Using Genetic Algorithms and Approximations”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 40, no. 2, Nisan 2004

[7] Aydemir M. E. ve Günel T., “Uçak antenleri arasındaki kuplajın sürekli parametreli Genetik Algoritma ile optimizasyonu”, İtüdergisi/d, Mühendislik, Cilt:5, Sayı:3, Kısım:1, 85-94, Haziran 2006

[8] Barney M. J., Knapil J. M., and Haupt R L., “Determining an Optimal Antenna Placement using a Genetic Algorithm”

[9] Raisanen L. ve Whitaker R. M., “Comparison and Evaluation of Multiple Objective Genetic Algorithms for the Antenna Placement Problem”, Springer-Netherlands, Mobile Networks and Applications 10, s.79–88, 2005

[10] CST Studio Suite™ 2006, “Advanced Topics Tutorial, Performance Improvements”, 2005

[11] Davidson S. A. ve Thiele G. A., “A Hybrid Method of Moments-GTD Technique for Computing Electromagnetic Coupling Between Two Monopole Antennas on a Large Cylindrical Surface”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Sayı EMC-26, No. 2, Mayıs 1984

[12] “Using the Genetic Algorithm”, Mathworks – MATLAB Help [online], http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/gads/f6010dfi3.html, en son erişim tarihi Temmuz 2010

Düzlemsel Dielektrik Levha Üzerine Yerleştirilmiş İkizkenar Üçgen Şeklindeki İletken Elemanların Analizi

Ayşegül PEKMEZCİ, Tuncay EGE
Gaziantep Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gaziantep
Tel:03423172131
Fax:03423601103
apekmezci@gantep.edu.tr, t_ege@gantep.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada ikizkenar üçgen şeklindeki iletken elemanlardan oluşan Frekans Seçici Yüzeylerin(FSY) TM ve TE dalgaları için saçılma özellikleri incelenmiştir. İkizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerle ilgili geçmişte herhangi bir çalışma bulunmadığından, geliştirilen algoritmanın doğruluğu için üçgenlerin uygun kenarları çıkartılarak şerit ve L-şeklindeki elemanlardan meydana gelen FSY'ler kullanılmıştır. Algoritmamızdan elde ettiğimiz sonuçlar bu yapıların literatürdeki değerleriyle karşılaştırılmış ve sonuçların aynı olduğu görülmüştür. Elde edilen bu sonuçlara göre ikizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin de daha önceden çalışılmış olan diğer FSY'ler gibi bant durdurucu özelliği olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca bu çalışmada kullanılan parametrelerin bazıları değiştirilerek, iletim ve yansıma katsayılarının frekansa göre değişimi üzerindeki etkileri de irdelenmiştir.*

1. Giriş

Dielektrik tabaka üzerine periyodik olarak yerleştirilmiş iletken elemanlardan oluşan yüzeyler Frekans Seçici Yüzeyler (FSY) olarak adlandırılırlar. Bu yapılar belirli frekans aralığında enerjinin tamamını geçirmesi veya yansıtması nedeniyle bant geçirici ya da durdurucu filtre özelliği gösterirler.

Daha önceki çalışmalarda; şerit, kare, halka v.b yapılardan oluşan FSY'ler birçok araştırmacı tarafından incelenmiş olmasına rağmen [1–3], eşkenar üçgen şeklindeki iletken elemanlardan oluşan FSY'ler ilk defa [4]'de incelenmiştir. Bu çalışmada ise ikizkenar üçgenlerden oluşturulan yeni bir FSY incelenmiştir. Yüzey, $\Phi=0°(\theta=0°)$ ve $\Phi=45°(\theta=0°)$'lik açılarla gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları ile aydınlatılarak iletim ve yansıma katsayılarının frekansa göre değişim grafiği elde edilmiş, çıkan sonuçlar eşkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerle de karşılaştırılmıştır.

2. Teori

Üçgen şeklindeki iletken elemanlar sonsuz düzlemsel yüzey üzerine Şekil 1'de gösterildiği gibi periyodik olarak yerleştirilmiş, dielektrik tabaka içinde ve dışında oluşan elektromanyetik alanlar da aşağıdaki denklemde verilen Floquet modlar cinsinden yazılmıştır.

$$\vec{\Psi}_{mpq}(x,y)=\frac{1}{\sqrt{A}}e^{-j\vec{K}_{Tpq}\bullet\vec{\rho}}\vec{u}_{mpq} \qquad (1)$$

burada

$A=d_x d_y$ (dikdörtgen birim hücrenin alanı)

$\vec{\rho}=x\vec{a}_x+y\vec{a}_y$

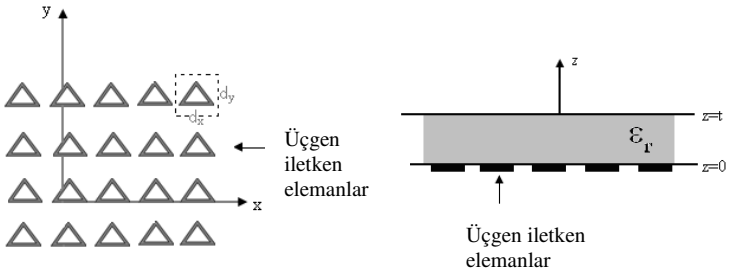
$\vec{K}_{Tpq}=(k_x+\frac{2\pi p}{d_x})\vec{a}_x+(k_y+\frac{2\pi q}{d_y})\vec{a}_y=k_{xpq}\vec{a}_x+k_{ypq}\vec{a}_y$

$\vec{u}_{1pq}=\frac{\vec{K}_{Tpq}}{|\vec{K}_{Tpq}|}$, TM mod için m=1

$\vec{u}_{2pq}=a_z\times\vec{u}_{1pq}$, TE mod için m=2

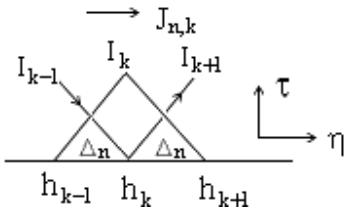
ve

p=q=0,±1,±2,±3,…



(a) **(b)**

Şekil 1. Dielektrik tabaka üzerine periyodik olarak yerleştirilmiş üçgen şeklindeki iletken elemanların a)üstten görünüşü, b)yandan görünüşü



Şekil2. Parçalı temel üçgen akım dağılımı

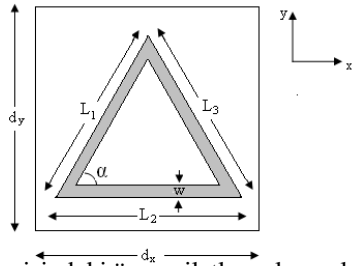
Sınır şartları kullanılarak ve birim hücredeki iletken elemanlar üzerinde gelen, yansıyan ve saçılan elektrik alanlarının teğetsel bileşenleri sıfıra eşitlenerek bilinmeyen akım yoğunluğu cinsinden bir integral denklem elde edilmiştir. Elde edilen bu integral denklem is Moment Metodu(MM) kullanılarak düzlemsel matris denklemine dönüştürülmüştür. Moment Metodu kullanılarak elde edilen matris denkleminin tersi alınıp bilinmeyen akımın katsayıları bulunmuş ve bu katsayılar iletim ve yansıma katsayılarının hesaplanmasında kullanılmıştır[5]. İletken elemanlar üzerinde indüklenen bilinmeyen katsayılı akımlar ise, üst üste çakışan parçalı temel üçgen fonksiyonları şeklinde ifade edilmiştir[6–7]. Bu çalışmada η-ekseni doğrultusunda uzanmış iletken kol üzerinden geçen herhangi bir $J_{n,k}$ akımı Şekil 2'deki gibi gösterilerek kullanılan parçalı temel üçgen fonksiyonları aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$J_{n,k}(\eta,\tau)=\begin{cases}\dfrac{I_k}{\Delta_n}(\eta-h_{k-1}) & h_{k-1}\le\eta\le h_k\\ \dfrac{I_k}{\Delta_n}(h_{k+1}-\eta) & h_k\le\eta\le h_{k+1}\end{cases} \qquad (2)$$

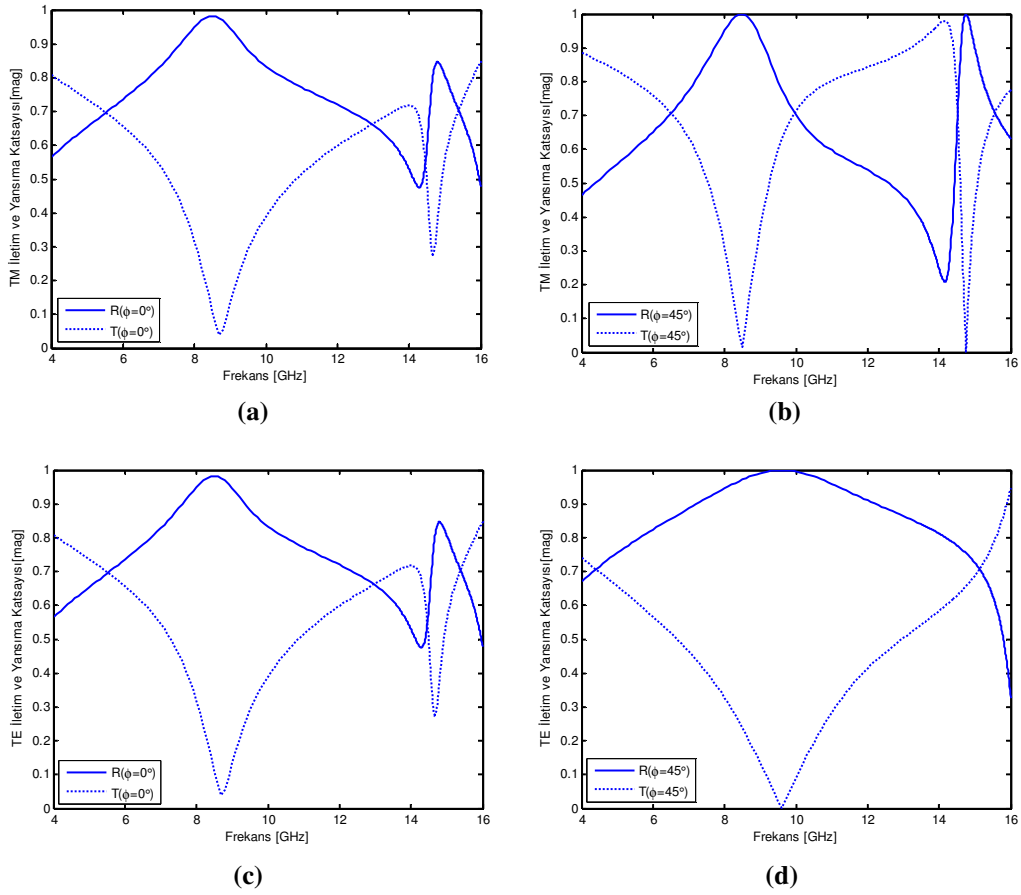
Burada Δ_n iletken kolun ayrıldığı her bir parçanın genişliğini, n (1,2,3) alt indisi üçgenin hangi kolu olduğunu ve k alt indisi de akımın geçtiği kol üstündeki parçanın numarasını göstermektedir.

3. Sayısal Sonuçlar

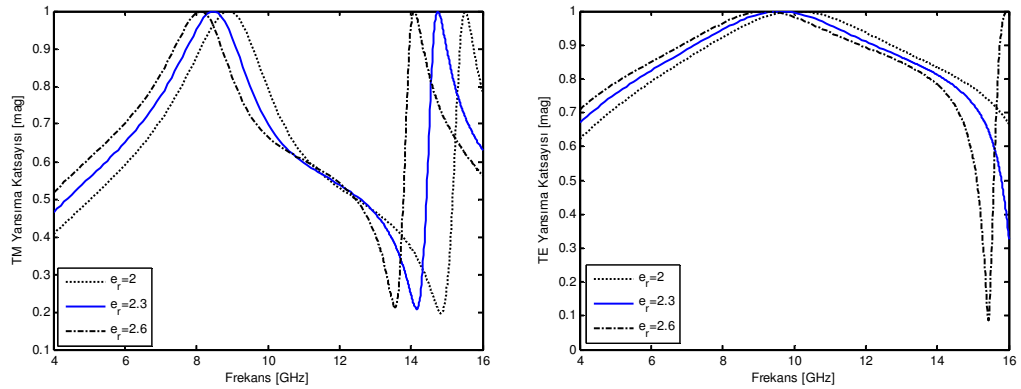
Bu bölümde, farklı açılarla gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları için ikizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin iletim ve yansıma katsayılarının frekansa göre değişim grafikleri incelenmiştir. Ayrıca bu yeni yapının dielektrik sabiti değiştiği zaman gösterdiği frekans tepkisi de gözlemlenmiştir. Tüm sayısal değerlerin hesaplanması sırasında, Şekil 3'te verilen üçgenin kenar uzunlukları ve kalınlığı sırasıyla $L_1=L_2=9.4$mm ve w=0.47mm, kullanılan dielektrik tabakanın kalınlığı t=5mm, dielektrik sabiti $\varepsilon_r=2.3$ ve birim hücre uzunluğu da $d_x=d_y=10$mm olarak alınmıştır.



Şekil 3. Birim hücre içerisindeki üçgen iletken elemanların geometrik yapısı



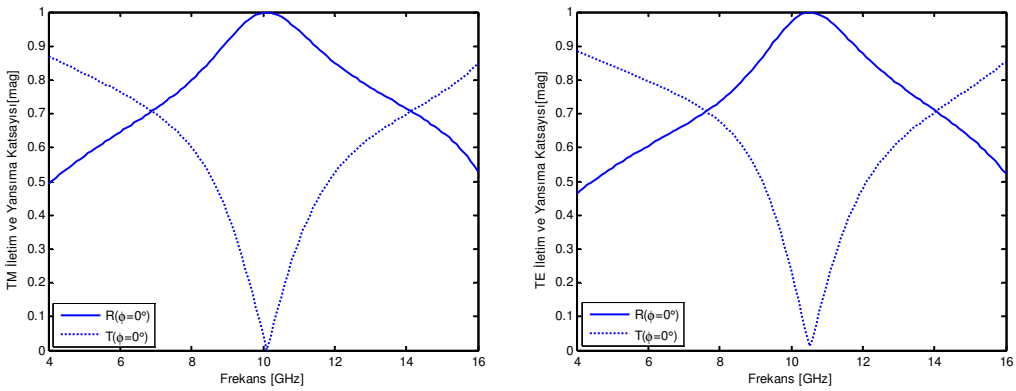
Şekil 4. İkizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin TM ve TE düzlemsel dalgaları için iletim ve yansıma katsayısılarının frekansa göre değişimi



Şekil 5. İkizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin Φ=45°' lik açıyla gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları için yansıma katsayılarının dielektrik sabitine göre değişimi

Şekil 4'te ikizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin 0° ve 45°'lik açıyla gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları ile aydınlatılması sonucu elde edilen iletim ve yansıma katsayılarının frekansa göre değişim grafikleri verilmiştir. Şekil 4a ve 4c'de yüzeyin frekans tepkisinin, 0°'lik açı ile gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları için aynı olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 4b'de yüzey 45°'lik açıyla gelen TM dalgaları ile aydınlatıldığında 4-16GHz'lik frekans aralığında 8.5GHz ve 14.75GHz'te iki ayrı rezonansın oluştuğu, Şekil 4d'de ise 45°'lik açıyla gelen TE dalgalarının, TM düzlemsel dalgalara göre daha geniş bir bant aralığına sahip olduğu ve 9.6GHz'de tek bir rezonansın oluştuğu görülmüştür. Dielektrik sabitinin yansıma katsayısı üzerindeki etkisi ise 45°'lik açıyla gelen

TM ve TE dalgaları için Şekil 5'te incelenmiştir. Buna göre, dielektrik sabitini arttırdığımız zaman her iki dalga için de rezonans frekansının azaldığı, yansıyan dalganın bant aralığının ise arttığı açıkça gözlemlenmiştir. Şekil 6'da eşkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin iletim ve yansıma katsayılarının frekansa göre değişim grafikleri verilmiş ve sonuçlar Şekil 4a-4c'de verilen ikizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin iletim ve yansıma katsayıları ile karşılaştırılmıştır. Eşkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin analizi esnasında kullanılan parametreler ise sırasıyla $L_1=L_2=L_3=9.4$mm, w=0.47mm, t=5mm, $\varepsilon_r=2.3$ ve $d_x=d_y=10$mm olarak alınmıştır. Buna göre, $\Phi=0°$'lik açıyla gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları ile aydınlatılan eşkenar üçgenlerden oluşmuş FSY'lerde 4-16GHz'lik frekans aralığında tek bir rezonansın oluştuğu görülmüştür.



Şekil 6. Eşkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin 0°'lik açıyla gelen TM ve TE düzlemsel dalgaları için yansıma katsayılarının frekansa göre değişimi

4. Sonuç

Bu çalışmada dielektrik sabiti 2.3 olan tabaka üzerine periyodik olarak yerleştirilmiş ikizkenar üçgen şeklindeki iletken elemanlardan oluşan FSY'lerin yansıma ve iletim katsayıları incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar eşkenar üçgenlerden oluşan FSY'ler ile karşılaştırılmış ve ikizkenar üçgenlerden oluşmuş FSY'lerde aynı frekans aralığında birden fazla rezonans meydana geldiği görülmüştür. Ayrıca dielektrik sabitinin yansıma katsayısı üzerindeki etkisi de irdelenmiş ve önceki çalışmalarda da olduğu gibi, dielektrik sabiti arttıkça rezonans frekansının azaldığı, yansıyan dalganın bant aralığının ise arttığı görülmüştür. Tüm bu sonuçlara baktığımızda ikizkenar üçgenlerden oluşan FSY'lerin de daha önceden çalışılmış olan diğer FSY'ler gibi bant durdurucu özellikteki filtreler gibi davrandığı gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Munk B. A., "Frequency Selective Surfaces: Theory and Design", Wiley Interscience, United States of America, 2000.
[2] Ott R.H. , Kouyoumjian R.G. ve Peters J. , "Scattering By a Two Dimensional Periodic Array of Narrow Plates", Radio Sci. , 2, s.1347–1349, 1967.
[3] Blinnikova O.A. , Don N.G. ve Kirilenko A.A. "Frequency Selective Surfaces with L-Shaped Apertures", International conference on antenna theory and techniques, s.149–151,2007.
[4] Pekmezci A., "Analysis of thin triangular conducting elements printed on planar dielectric slabs", Yüksek Lisans tezi, University of Gaziantep, Gaziantep, Türkiye, 2010.
[5] Harrington, R.F., "Matrix Methods for Field Problems", Proc. IEEE,55, 136-149,1967.
[6] Balanis C.A., "Antenna Theory: Analysis And Design", John Wiley & Sons, Inc., United States of America, 1997.
[7] Harrington, R.F., "Field Computation by Moment Methods", IEEE Press, , United States of America, 1993.

Çok Ölçekli Elektromanyetik Problemlerin Etkin Çözümü İçin Geliştirilen Sonlu Elemanlar / Dipol Moment Yöntemi

Özlem Özgün[(1*)], Mustafa Kuzuoğlu[(2)], ve Raj Mittra[(3)]

[(1)] Orta Doğu Teknik Üniversitesi – Kuzey Kıbrıs Kampusu (ODTÜ-KKK),
Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Güzelyurt, Mersin 10
[(2)] Orta Doğu Teknik Üniversitesi (ODTÜ), Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, 06531 Ankara
[(3)] Pennsylvania State Univ., EMC Lab, Electrical Eng. East, University Park, PA 16802

ozozgun@metu.edu.tr, kuzuoglu@metu.edu.tr, mittra@engr.psu.edu

Özet: *Bu bildiride çok ölçekli elektromanyetik problemlerdeki zorlukları aşmak amacıyla geliştirilen ve Sonlu Elemanlar / Dipol Moment (SEDM) yöntemi olarak adlandırılan yeni bir hibrit yaklaşım sunulmuştur. Bu yöntemin temel avantajı, çok ölçekli problemlerin standart sonlu yöntemlerle doğru olarak çözülebilmesi için gerekli bir-biçimli olmayan ağların yerine daha az bilinmeyen içeren ve kolayca yaratılabilen bir-biçimli ağların kullanılabilmesidir. Bu sayede, matris sistemlerindeki ill-conditioning problemi de azaltılabilmektedir. SEDM yönteminin iki farklı gerçeklenme şekli anlatıldıktan sonra, yöntemin performansı üç boyutlu saçılım problemleri kapsamındaki sayısal sonuçlarla gösterilecektir.*

1. Giriş

Çok ölçekli, yani dalga boyuna göre çok ince geometrik özellikleri ve ayrıntıları olan elektromanyetik problemlerin sayısal olarak çözülebilmesi için, etkin ve doğru benzetim tekniklerinin geliştirilmesi gerekmektedir. Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY), bu tip problemleri çözümlemekte kullanılan güçlü bir sayısal yöntemdir. Ancak, çok ölçekli problemlerdeki ince/küçük yapıların yüksek çözünürlükte modellenmesi çok miktarda bilinmeyen içeren matris gerektirdiği için, bilgisayar hafıza ihtiyacını büyük ölçüde arttırmakta ve bu nedenle bu tip problemlerin çözümü günümüzde hala zorluk taşımaktadır. Örneğin, büyük ölçekli cisimlerin de var olduğu homojen olmayan ortam içine yerleştirimiş dalga-boyuna göre çok ince bir tel cismin yarattığı etkinin [örneğin, cep telefonu içindeki ince tel antenin insan beynine etkisinin, büyük platformlar içine yerleştirilen küçük antenlerin yarattığı alanın, veya entegre devrelerdeki ince arabağlantı yapıların etkilerinin] doğru bir şekilde modellenebilmesi için, tel cisim çevresindeki ağın eleman yoğunluğunun, dolayısıyla bilinmeyen sayısının, yüksek olması gerekmektedir. Ayrıca, bu tip bir-biçimli olmayan ağların yaratılması ve matris sistemlerindeki ill-conditioning problemleri de zorluk teşkil etmektedir. Çok ölçekli problemlerin çözümü için geliştirilen farklı yaklaşımlar literatürde mevcuttur [1-8].

Bu bildiride, *Sonlu Elemanlar / Dipol Moment* (SEDM) yöntemi olarak adlandırılan ve çok ölçekli problemlerdeki zorlukları aşmak amacıyla geliştirilmiş yeni bir yaklaşım sunulmaktadır. Bu yaklaşımdaki temel fikir, ince/küçük yapıların etrafındaki bölgenin boşaltılması (bu bölgedeki yoğun ağ elemanlarının yok edilmesi) ve ince tel yapının biribiriyle örtüşen küreler ve bu kürelerin merkezindeki dipollerle ifade edilmesidir. Boşaltılan bölge dışındaki homojen olmayan bölge standart SEY ile çözülmektedir. Tel cismin diğer bölge ile olan bağlaşımı, dipollerin yarattığı alanlar sayesinde sağlanmaktadır. Dipollere ait momentler, problemin bilinmeyenleri olarak ifade edilmektedir. Bilinmeyen dipol momentleri, cismin üzerinde veya içinde sağlanması gereken sınır koşulları sayesinde hesaplanmaktadır. SEDM yöntemi, özyinelemeli veya özyinelemesiz olarak iki farklı yaklaşımla gerçeklenebilmektedir. Yöntemin detayları ve üç boyutlu saçılım problemleri kapsamındaki sayısal sonuçlar aşağıda sunulmaktadır.

2. Sonlu Elemanlar / Dipol Moment (SEDM) Yöntemi

SEDM yöntemi, özyinelemeli veya özyinelemesiz şeklinde iki farklı yaklaşımla gerçeklenebilmektedir. Her iki yaklaşımda da ilk adım, ince/küçük yapıları biribiriyle örtüşen küreler ve bu kürelerin merkezindeki *x*-*y*-*z* yönündeki dipollerle modellemektir (bknz. Şekil 1). Her iki yaklaşımın detayları aşağıda özetlenmiştir.

2.1. Özyinelemeli SEDM

Bu yöntem, her bir iterasyonda (özyinelemede) alan değerlerinin iyileştirilmesi yaklaşımına dayanmaktadır ve bu nedenle özyinelemeli olarak adlandırılmıştır. Yöntemi açıklamak amacıyla, bir hesaplama bölgesi içinde bir "büyük" iletken cisim bir de ince iletken yapı olduğunu farzedelim. İlk iterasyonda standart SEY, ince yapı olmadan çözülmektedir. Bu çözüm sırasında, problemin orijinalinde var olan "gelen düzlem dalga" kullanılarak büyük cisim üzerindeki sınır koşulu sağlanmaktadır (cisim iletken ise, $\overline{E}_{\text{teğet}}^{\text{saçılan}} = -\overline{E}_{\text{teğet}}^{\text{gelen}}$). Eş zamanlı olarak, ince yapının yarattığı saçılan alan değeri dipole momentler kullanılarak büyük cismin yokluğunda hesaplanmaktadır. Bu alanın nasıl

hesaplandığını şu şekilde açıklayalım: N adet küre ve $3N$ adet dipol olduğunu farzedelim. Dipol momentler, bilinmeyenler olarak alınmaktadır. $\hat{p}$ yönündeki n-inci dipolün momentini Il_p^n ile, $\hat{r}$ yönündeki n-inci dipolün m-inci kürenin yüzeyi üzerinde yarattığı saçılan alanın $\hat{p}$ yönündeki bileşenini E_{pr}^{mn} ile, m-inci kürenin yüzeyi üzerindeki düzlem dalganın $\hat{p}$ yönündeki bileşenini E_{pr}^{mn} gösterelim. Cisim üzerindeki sınır koşullarını sağlayacak şekilde $3N\times3N$ boyutunda matris sistemi oluşturulmaktadır. Bu matris sisteminin her bir satırı aşağıda ifade edilmiştir.

$$E_{px}^{m1}\,Il_x^1+\ldots+E_{px}^{mN}\,Il_x^N+E_{py}^{m1}\,Il_y^1+\ldots+E_{py}^{mN}\,Il_y^N+E_{pz}^{m1}\,Il_z^1+\ldots+E_{pz}^{mN}\,Il_z^N=-E_p^{m(gelen)} \tag{1}$$

Matris sistemi, bilinmeyen dipole momentler cinsinden çözüldükten sonra, tüm bölge içindeki saçılan alan değerleri, dipol momentlerin yarattığı alanlar hesaplanarak belirlenir. Daha sonra, ilk iki iterasyondaki alan değerleri toplanır. Bu şekilde, k-inci iterasyonda benzer adımlar izlenir. Ancak tek fark, orijinal düzlem dalga yerine $(k\text{-}1)$-inci iterasyondaki saçılan alan değerleri sınır koşulunu sağlamak amacıyla kullanılır. Her bir iterasyonda, her bir kürenin üzerindeki alan değerleri, boşaltılan bölgenin sınırı üzerindeki alan değerleri enterpole edilerek hesaplanır. Eğer ince yapı dielektrik (ε_r) ise, matris sistemi her bir küre içindeki polarizasyon akımlarını ($\overline{P}=(\varepsilon-\varepsilon_0)\overline{E}$) eşleştirerek aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\varepsilon_0(\varepsilon_r-1)\left[E_p^{m(gelen)}+E_{px}^{m1}\,Il_x^1+..+E_{px}^{mN}\,Il_x^N+E_{py}^{m1}\,Il_y^1+..+E_{py}^{mN}\,Il_y^N+E_{pz}^{m1}\,Il_z^1+..+E_{pz}^{mN}\,Il_z^N\right]=F\,Il_p^m \tag{2}$$

Burada, F düzeltme faktörü olarak adlandırılmıştır ve küçük dielektrik küreden olan analitik saçılan alan değerinin [9] eşleştirme denklemine koyularak hesaplanmasıyla belirlenmektedir: $\varepsilon_0(\varepsilon_r-1)\left(E^{\text{gelen}}+E^{\text{saçılan}}\right)=F(Il)$. Bu şekilde, $F=-3j/\left(4\pi\omega a^3\right)$ olarak hesaplanır. Burada a kürenin yarıçapıdır. Bu yaklaşım özyinelemeli bir yaklaşım olduğu için, saçılan alan değerleri her bir iterasyondaki alan değerleri toplanarak ve bir yakınsama kriteri belirlenerek hesaplanmaktadır.

2.2. Özyinelemesiz SEDM

Bu yaklaşım özyinelemesiz bir yaklaşımdır ve problemi tek bir matris sistemine indirgeyerek çözmektedir. Bu teknikte, ilk önce standart SEY matrisi küçük/ince yapının yokluğunda oluşturulmaktadır. Daha sonra, büyük cisim üzerindeki sınır koşulunu sağlamak için aşağıdaki eşitlik matris sistemine empoze edilir.

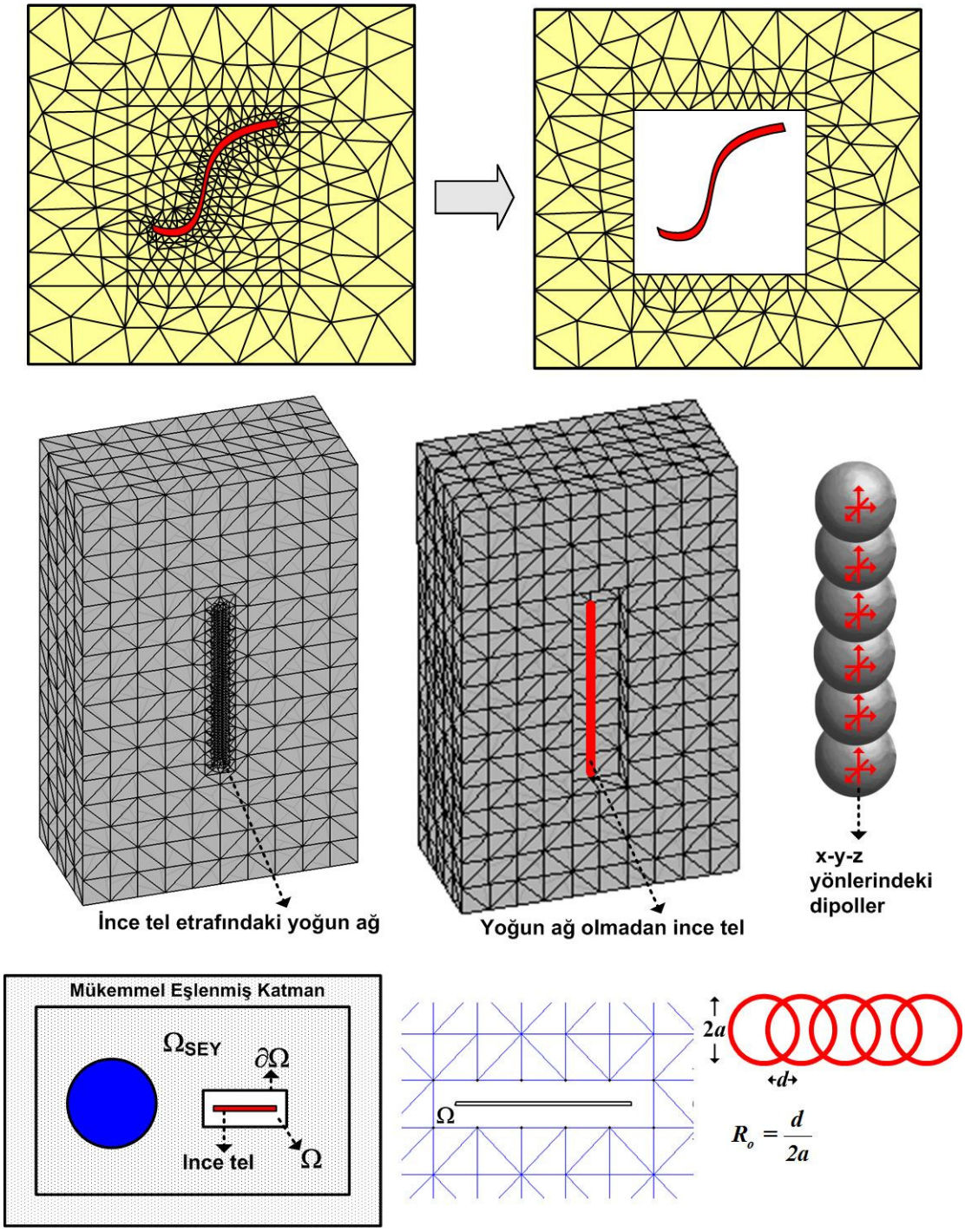
$$E^{\text{saçılan}}+\sum_{n=1}^{3N}Il^nE^n=-E^{\text{gelen}} \tag{3}$$

Bu eşitlikteki toplam ifadesi, bilinmeyen dipol momentler cinsinden ifade edilmiş saçılan alanı göstermektedir. Daha sonra, iletken ince cismin üzerindeki sınır koşulunu sağlayan aşağıdaki $3N$ sayıdaki denklem, matris sistemine empoze edilir.

$$\sum_{n=1}^{3N}Il^nE^n+\sum_i u_iE_i^{\text{saçılan}}=-E^{\text{gelen}} \tag{4}$$

Buradaki ikinci toplam terimi, boşaltılan bölge sınırı üzerindeki enterpole edilmiş alan değerlerini ifade etmektedir. Eğer ince cisim dielektrik ise, sınır koşulu denklemleri yerine, polarizasyon akımı eşleştirme denklemleri matris sistemine empoze edilir. Bu şekilde, $(N_{\text{SEY}}+3N)\times(N_{\text{SEY}}+3N)$ boyutunda matris sistemi elde edilir. Sistemin bilinmeyenleri; $3N$ adet dipol momentleri ve N_{SEY} adet SEY bölgesi içinde kalan alan değerleridir.

SEDM yönteminde kürelerin çapları, ince yapının kalınlığına uygun olarak seçilebilir. Küre sayısını belirlemek için kürelerin birbiriyle örtüşme miktarı (R_o) parametre olarak düşünülebilir. Özyinelemeli ve özyinelemesiz yaklaşımların birbirine karşı avantajları/dezavantajları şu şekilde özetlenebilir: Çözmeyi hedeflediğimiz problemlerde genelde küçük/ince yapıların diğer cisimlerle etkileşimi az olduğu için, özyinelemeli yaklaşım birkaç iterasyonda güvenilir sonuçlar sağlamaktadır. Ayrıca, özyinelemeli yaklaşım daha küçük matrislerle ilgilendiği için daha az bilgisayar hafızası gerektirmektedir. Bunun yanında, özyinelemesiz yaklaşım problemi tek bir matris sistemine indirgediği için, problemi iterasyon olmadan tek adımda çözebilmektedir.

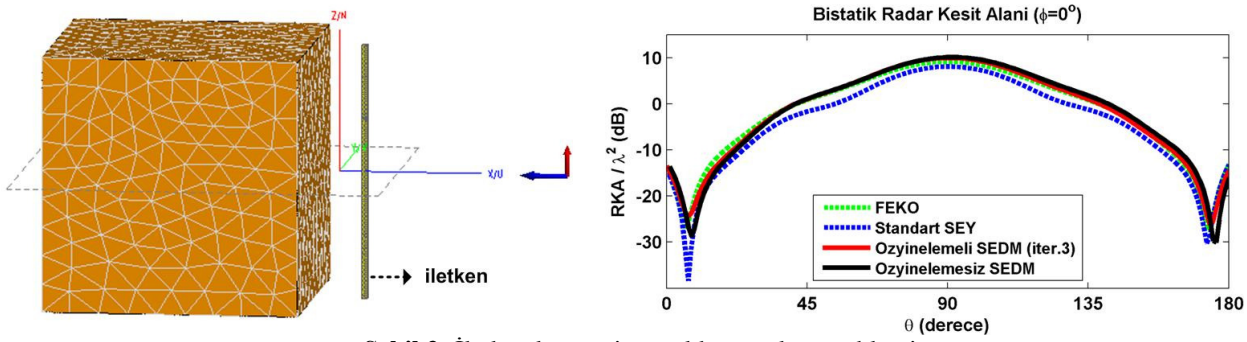


Şekil 1: Sonlu Elemanlar / Dipol Moment yöntemi.

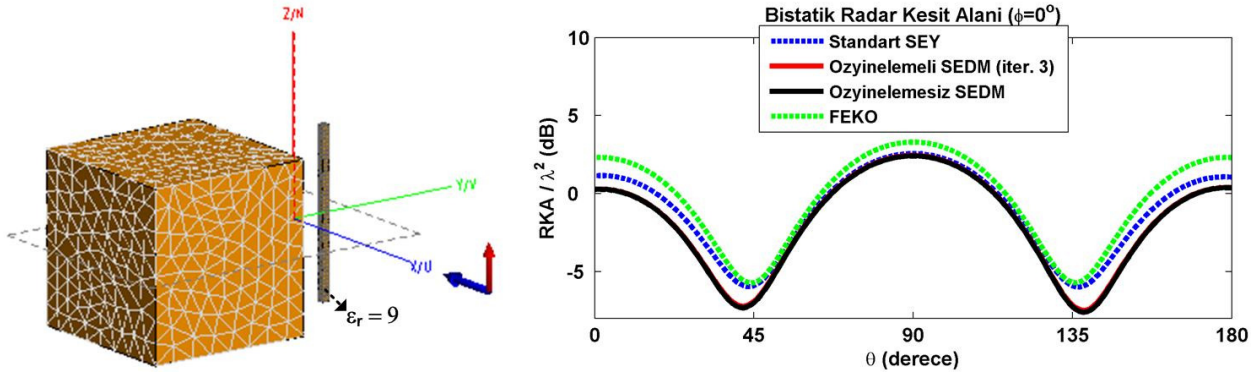
3. Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, yöntemlerin performansını gösteren 3 boyutlu saçılım problemleri ele alınmaktadır. İlk örnekte, kenarı 1λ uzunluğunda iletken küp ve uzunluğu 1λ ve kalınlığı λ/50 olan ince telden olan saçılım probleminin sonuçları sunulmuştur (dalgaboyu λ=1m). Cisimler arasındaki mesafe 0.2λ'dır. İnce tel, 164 adet birbiriyle örtüşen kürelerle modellenmiştir. Bistatik radar kesit alanı (RKA) değerleri, standart SEY ve FEKO yazılımıyla karşılaştırmalı olarak Şekil 2'de gösterilmektedir. İkinci örnekte, kenarı 0.5λ uzunluğunda iletken küp ve uzunluğu 0.5λ ve kalınlığı λ/50 olan ince dielektrik tel ($\varepsilon_r = 9$) ele alınmıştır. Cisimler arasındaki mesafe 0.25λ'dır. Bistatik radar kesit alanı (RKA) değerleri benzer şekilde karşılaştırmalı olarak Şekil 3'te gösterilmektedir.

Sayısal deneylerden elde edilen sonuçlar göstermiştir ki, özyinelemeli SEDM birkaç iterasyonda güvenilir sonuçlar sağlamaktadır. Ayrıca, hem özyinelemeli hem özyinelemesiz SEDM'den elde edilen sonuçlar, referans sonuçlarına yakın sonuçlar sağlamaktadır.



Şekil 2: İletken küp ve ince telden saçılım problemi.



Şekil 3: İletken küp ve dielektrik ince telden saçılım problemi.

4. Sonuçlar

Çok ölçekli elektromanyetik problemleri etkin bir şekilde çözmek amacıyla geliştirilen Sonlu Elemanlar / Dipol Moment (SEDM) yöntemi sunulmuştur. Yöntemin iki farklı gerçeklenme şekli (özyinelemeli ve özyinelemesiz) açıklanmış ve birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Yöntemin performansı 3 boyutlu saçılım problemleri ele alınarak referans sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Kaynaklar

[1] H. Wu, ve A.C. Cangellaris, "Efficient Finite Element Electromagnetic Modeling of Thin Wires," 50(2), s. 350-354, 2008.

[2] Z.-G. Qian, ve W.C. Chew, "Fast Full-Wave Surface Integral Equation Solver for Multiscale Structure Modeling," IEEE Trans. Antennas Propagat, 57, s. 3594-3601, 2009.

[3] A. Abakar, J.L. Coulomb, G. Meunier, F.-X. Zgainski, ve C. Guerin, "3-D Modeling of Thin Wire and Thin Plate Using Finite Element Method and Electrical Circuit Equation," IEEE Trans. on Magnetics, 37, s. 3238-3241, 2001.

[4] O. Ozgun, R. Mittra, ve M. Kuzuoglu, "CBFEM-MPI: A Parallelized Version of Characteristic Basis Finite Element Method for Extraction of 3D Interconnect Capacitances," IEEE Trans. on Advanced Pack., 32(1), s. 164-174, 2009.

[5] O. Ozgun, R. Mittra, ve M. Kuzuoglu, "Parallelized Characteristic Basis Finite Element Method (CBFEM-MPI) — A Non-iterative Domain Decomposition Algorithm for Electromagnetic Scattering Problems," Journal of Computational Physics, 228(6), s. 2225-2238, 2009.

[6] O. Ozgun, ve M. Kuzuoglu, "Finite Element Analysis of Electromagnetic Wave Problems via Iterative Leap-Field Domain Decomposition Method," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 22(2), s. 251-266, 2008.

[7] O. Ozgun, ve M. Kuzuoglu, "Forward-Backward Domain Decomposition Method for Finite Element Solution of Boundary Value Problems," Microwave and Optical Technology Letters, (49)10, s. 2582-2590, 2007.

[8] O. Ozgun, ve M. Kuzuoglu, "Efficient Finite Element Solution of Low-Frequency Scattering Problems via Anisotropic Metamaterial Layers," Microwave and Optical Technology Letters, 50(3), s. 639-646, 2008.

[9] R.F. Harrington, Time-Harmonic Electromagnetic Fields. McGraw-Hill, 1961.

YÜKSEK FREKANS RADAR HEDEFLERİ İÇİN RADAR SAÇILMA YÜZEYİ (RSY) KESTİRİMLERİ

Fatih ÖNCÜL*, Levent SEVGİ*

*Doğuş Üniversitesi
Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Acıbadem, İstanbul

Tel. No: +90-216-5445555/ 1290
foncul@dogus.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada, yüksek frekans (3-30 MHz) radarlarının olası su-üstü ve hava hedefleri için Radar Saçılma Yüzeyi (RSY) kestirimleri ele alınmıştır [1]. Yüksek frekans radarları kıyılarda, geniş bölgelerde su-üstü ve hava sahaları için tümleşik gözetleme sistemleri içerisinde yaygın kullanım alanlarına sahiptir. Yüzey dalgalı ve gök dalgalı olmak üzere ikiye ayrılan bu tip radarlar, genelde ve sırasıyla 3-10 MHz ve 15-30 MHz frekans bölgelerini kullanırlar. Yüksek teknoloji gerektirmeyen bu tip radarlarda gürültü, girişim, deniz ve kara kargaşası yanında önemli bir sorun da radar hedeflerinin RSY'nin doğru kestirimidir. Bu frekans bölgesinde radar hedefleri rezonans bölgesine denk düştüğünden optik bölgedeki gibi parça parça ele alınıp analitik yaklaşımlarla modellenemez; hedefler bir bütün olarak ele alınmak zorundadır; bu ise hemen hemen olanaksızdır [1]. Ancak, rezonans RSY bölgesinde güçlü sayısal teknikler kullanmak olasıdır. Bu tekniklerin başında, bir frekans domeni modeli olan Momentler Yöntemi (Method of moments – MoM) ve bir zaman domeni modeli olan zamanda sonlu farklar yöntemi (Finite-difference Time-Domain – FDTD) gelir. Her iki yöntemi kullanarak yüksek frekans radar hedeflerinin sayısal RSY kestirimlerini otomatik yapacak bir paket geliştirilmiştir [2,3]. Bu çalışmada, bu paket kullanılarak değişik radar hedeflerinin RSY kestirimleri karşılaştırmalı olarak sunulacaktır. Bu amaçla, uygulanan yöntemlere göre uçak ve gemi gibi üç boyutlu radar hedeflerinin sayısal modelleri oluşturulmuş, değişen geometri ve boyutlara ilişkin RSY davranışları incelenmiştir.

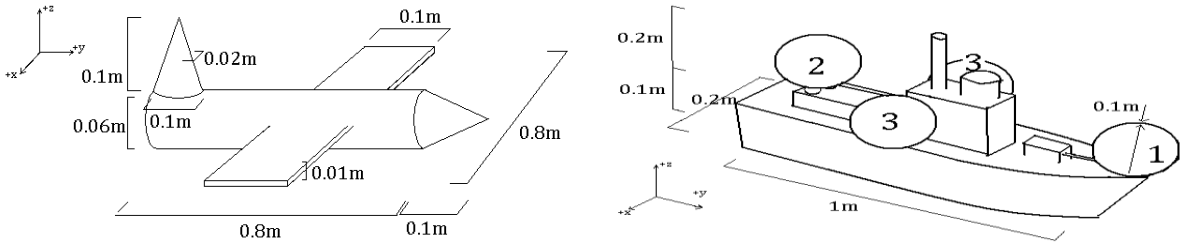
1.Giriş

RSY kestirimi, radar problemlerinde tanımlanabilirlik, görünebilirlik ve görünmezlik gibi sorulara yanıt verebilmek amacıyla elektromanyetik (EM) kuramının son yıllarda hızla gelişen alanlarının başında gelmektedir. Deneysel RSY kestiriminde altyapı, laboratuar ve fiziki şartların yeterliliği gibi birçok etken rol oynamaktadır. Cisimlerin morfolojik özelliklerinin büyük oranda rol oynadığı RSY kestirimlerinin bilgisayar benzetim araçları ile yapılması özellikle maliyet göz önüne alındığında sıkça başvurulan yöntemlerden biridir. Rezonans RSY bölgesinde güçlü sayısal teknikler kullanmak olasıdır. Bu tekniklerin başında, bir frekans domeni modeli olan Momentler Yöntemi (Method of moments – MoM) ve bir zaman domeni modeli olan zamanda sonlu farklar yöntemi (Finite-difference Time-Domain – FDTD) gelir. Bu amaçla geliştirilmiş frekans ve zaman domeni metotları ile çalışan çok sayıda benzetim aracı mevcuttur. Her iki yöntemi kullanarak yüksek frekans radar hedeflerinin sayısal RSY kestirimlerini otomatik yapacak bir paket geliştirilmiştir [2,3].

Bu çalışmada söz konusu paket kullanarak RYS benzetimleri ele alınmıştır. Değişik uçak ve gemi modelleri oluşturulmuş, uçak gövdesinin, kanatlarının ve kuyruk kanadının uzunlukları değiştirilerek, geminin ise farklı bölgelerine referans birim küre konularak uygulanan yatay ve düşey polarizasyondaki işarete karşılık oluşan saçılmanın yatayda ve düşeyde oluşturduğu alanlar üzerinden RSY değişimleri gözlenmiştir. İkinci Bölümde benzetim araçları ile hazırlanmış uçak ve gemi modelleri ve benzetim sonuçlarına, 3. Bölümde ise yorumlar ve dikkat çekici noktalara yer verilmiştir.

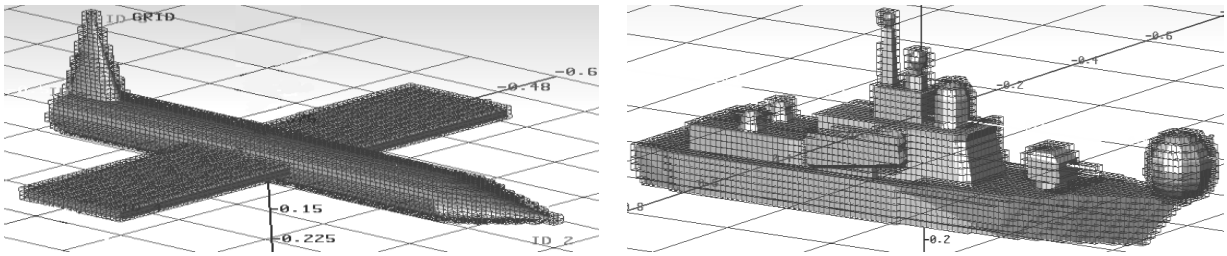
2. Benzetim Örnekleri

Zamanda sonlu farklar yöntemini kullanan MGL-RCS [3] ile öncelikle RSY düşünülen uçak modelinin paket içinde bulunan basit geometrik şekillerinden silindir, konik ve küp objelerini kullanarak, boyutlandırma çevirme ve yer değiştirme teknikleriyle oluşturulması gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan basit uçak ve modüllerin uzunlukları Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu benzetimin amacı uçak boyutlarının RSY' ne etkisini görmektir. Bu amaca uygun olarak çok detaylı olmayan uçak formu yeterli bilgiyi bize sunacaktır. İkinci olarak yine Şekil 1'de bu araçla üretilmiş gemi modeli, boyutları ve referans küre yerleştirme pozisyonları numaralandırılmış olarak görülmektedir.



Şekil 1. RSY hedefi olarak kullanılan uçak ve gemi modeli ve parça uzunlukları

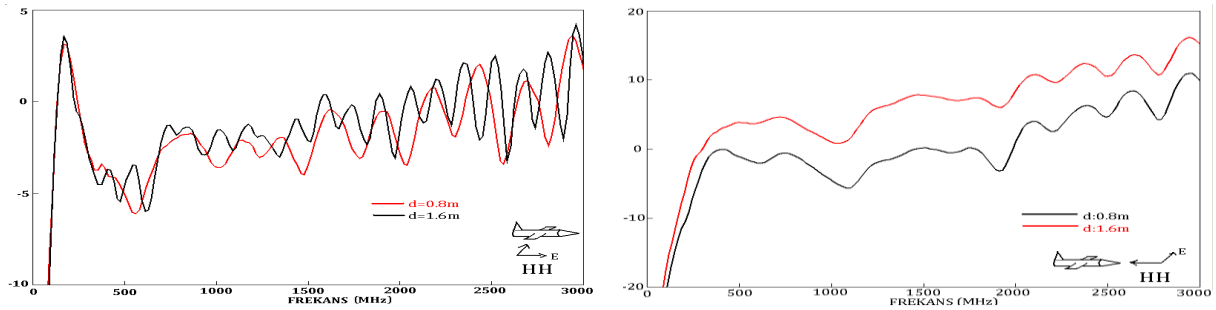
Zamanda sonlu farklar yöntemi ile üç boyutlu cisimler, Yee hücresi adı verilen içinde küçük, eş küpler halinde modellenmekte ve elektrik alanın hücreler arasındaki etkileşimi çözülerek tüm cisim üzerindeki değişim hesaplanabilmektedir. Ulaşılmak istenen frekans bölgeleri için birim Yee hücresi boyutunun düşürülmesi hücre sayısını arttırmakta bu da çözülen denklem sayısını üstel olarak arttırmaktadır. Bu sebeple işlem karmaşıklığı oluşmakta analiz ve çözüm süreleri ulaşılabilir bilgisayarlar da imkânsız hale gelmektedir. Bu sebeple boyutlardan bağımsız olarak en uzun boy l ve λ (dalga boyu) veya frekans oranına dayalı RSY daha bilgi verici ve kullanışlıdır. Analizler 0-3000 MHz frekans aralığında yapılmıştır. Analizler, en küçük ayrıklaşmış parça boyutunun λ /10'dan büyük olmama kriteri ile gerçekleştirilmiştir. Uçak modeli boyutu 0.01m olan X, Y, Z doğrultusunda sırasıyla 81,100, 33 hücre ile toplamda 8715 hücreden oluşmaktadır. Gemi modeli ise yine sırasıyla 19, 101, 30 hücre ile toplamda 5785 hücre ile ayrıklaştırılmıştır. Ayrıklaştırılmış gemi ve uçak modelleri Şekil 2 de görülmektedir.



Şekil 2. Ayrıklaştırılmış gemi ve uçak modelleri

2.1 Uçak Uygulamaları

Gövde boyu 0.8m ve 1.6m için uçağın yandan uygulanan radar işaretine karşılık yatay polarizasyondaki RSY değişimi Şekil 3(a)' da gösterilmiştir.

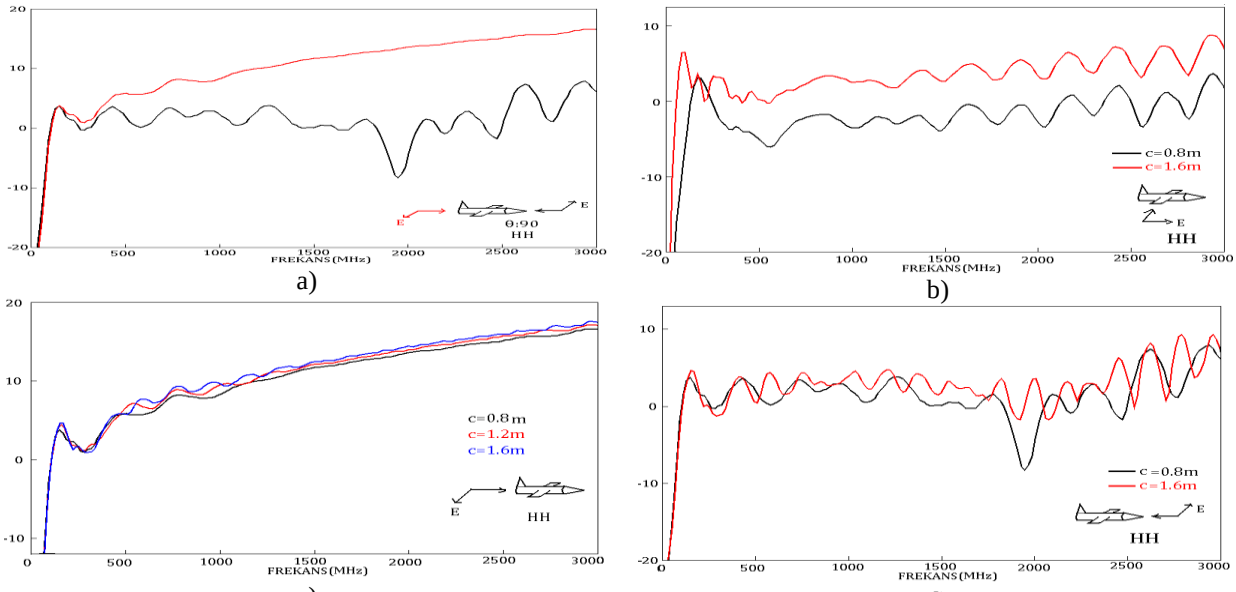


a) b)

Şekil 3.Değişken gövde boyunun uçak RSY'e etkisi (l=10λ)

Görüldüğü üzere ortalama RSY de şiddet olarak küçük bir artış olmasına rağmen, özellikle rezonans bölgesinde elde edilen maksimum ve minimum değerlere karşılık düşen frekans değerleri farklılaşmıştır. Bunun yanı sıra Şekil 3(b)de aynı durum için ön yüzeyde boyutsal bir büyüme olmamasına rağmen önden uygulanan yatay işarete karşı düşen yatayda RSY artmıştır. Bunun sebebi olarak da uçak gövdesinin uzamasıyla rezonans bölgesinde uçağın bölgesel olmak yerine bir bütün olarak RSY etkisi göstermesi söylenebilir.

Değişken kanat boyunun etkisi Şekil 4' de gösterilmiştir. Kanat boyu değiştirmeden öncelikle uçağın önden ve arkadan RSY özelliklerine bakıldığında, Önden ve arkadan kesit alanları aynı olmasına rağmen, uçağın önünden ve arkasından yatayda gönderilen işarete karşılık farklı RSY özellikleri elde edildiği Şekil 4(a) da gösterilmektedir. Önden uçağa çarpan işaret konik yüzeyle etkileşmekte arkadan gönderilen ise düzlemle etkileşmektedir. Bu sebeple arkadaki RSY daha kararlı karakteristik verirken; öndeki konik kısım daha değişkendir. Artan kanat boyunun ise yandan ve yataydaki bir işarete karşı verdiği RSY Şekil 4(b)' de gösterilmiştir. Görüldüğü üzere yüzeysel alanda farklılık olmamasına rağmen rezonans frekanslarında bölgesel saçılmadan çok tüm uçaktan saçılan, RSY üzerinde etkin durumdadır.

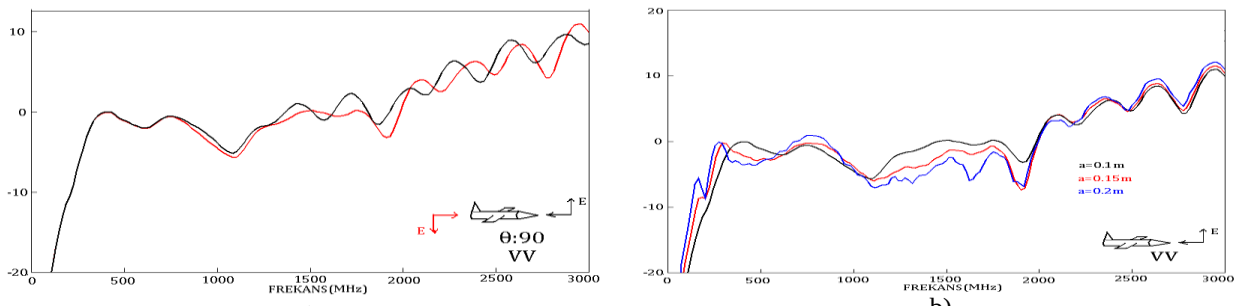


a) b) c) d)

Şekil 4.Değişken kanat boyunun uçak RSY'e etkisi (l=10λ)

Son olarak kanat uzunluğunun artışı önde yatay gelen işaretin 2000MHz civarında RSY' ne yaptığı katkı Şekil 4(d)' de görünmektedir. 0.8m kanat boyuyla bu frekansta uçak RSY düşerken, kanat boyu 1.6 m ye ulaştığında bu etki ortadan kalkarak belki de saptanamayan uçak görünür duruma gelebilmektedir.

Arka kuyruk kanadı düşey de baskın bileşen bulunduracağından RSY için analizin düşeyde uygulanan işaretle yapılması ve düşeyde saçılacak işaretin dikkate alınması doğru olacaktır. Şekil 5 (a)' da önden ve arkadan düşey uygulanmış işaretin önden ve arkadan saçılan düşeyde işaret dikkate alınarak RSY analizi gösterilmektedir.



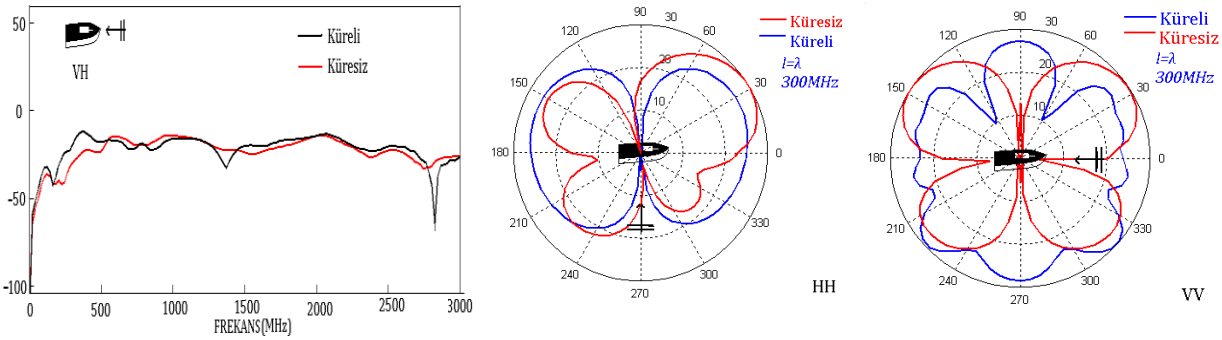
a) b)

Şekil 5.Değişken kuyruk kanat boyunun uçak RSY'e etkisi (l=10λ)

Şekil 4(a) ile Şekil 5(a) kıyaslandığında yatayda etkili olan düzlem etkisi düşeyde kuyruğun düşeyde etkisiyle görülmemekte, RSY yine frekansa göre değişim göstermektedir, uçak önden ve arkadan büyük ölçüde aynı RSY karakteristiği göstermiştir. Şekil 5(b)'de ise kuyruk boyunun uzaması 1000MHz-2000Mhz aralığında önden düşey uygulanan işarete karşı düşeyde RSY' ni düşürürken, diğer bölgelerin hemen hemen tamamında yükseltmiştir. Optik bölgede öngörülebilen boyutların uzamasıyla artacak RSY, rezonans bölgesinde uçak bir bütün olarak düşünüldüğünden bilinen ve beklenen bir çok özelliğe aykırı hareket edebilmektedir. Arkadan düşeyde uygulanan işaretin ise artan kuyruk kanat uzunluğuyla düşeyde RSY'ni 500 -1000 MHz aralığı dışında arttırdığı benzetim sonuçlarına göre söylenebilir.

2.2 Gemi Uygulamaları

Uçak modeliyle yapılan benzetimlerin benzerleri gemi modeli için de yinelenmiştir. Bunlara ait bir örnek Şekil 6'da gösterilmiştir. RSY problemlerinde referans küre etkileşimi önemli bir yer tutmaktadır. Şekil 1'de yapılan benzetimler için yerleştirilen küre konumları gösterilmiştir. Küre etkisini gözlemlemek için birçok benzetim uygulanmıştır. Şekil 6(a)'da geminin ön bölümünde 1 konumuna yerleştirilmiş 0.1m çaplı kürenin belirli frekanslarda küre yerleştirilmemiş gemiye göre RSY kayıpları oluşturduğu görülmektedir.



a) b) c)

Şekil 6. Gemi modeline eklenen referans küre ile RSY etkileşimi

Bu örnek rezonans frekanslarında üzerinde bulunduğu cisimle etkileşmeden her zaman yüksek RSY elde edilemeyeceğini gösterir. Şekil 6(b)'de konumda sabit radar işaretinin, kürenin gemi üzerinde 3. konumda oluşturduğu RSY etkisi kutupsal diyagram da gösterilmiştir. Şekil 6(b)'de gemini yanından yatayda uygulanan işaretin küre yokken oluşturduğu RSY 'ne göre daha kararlı olduğu söylenebilir, kürenin bulunmadığı durumda geometri sebebiyle oluşan girişim ve kırınım etkilerinin önlendiği görülebilir. Şekil 6(c)' de ise oluşan RSY' nin 1. konuma yerleştirilen küre ile tümüyle değiştiği görülebilir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, uçak ve gemi morfolojilerindeki değişikliklerin ve yapılarındaki geometrilerin RSY üzerindeki etkileri ile ilgili analizler ve saptamalar yapılmıştır. Zamanda sonlu farklar (FDTD) yöntemi kullanan geliştirilmiş ara yüz yardımıyla üç boyutlu nesneler oluşturulmuş ve RSY için benzetim uygulanmıştır. Zamanda analiz yapan benzetim aracı ile çalışarak, zamandan frekansa geçmek suretiyle her frekansta RSY elde etmek mümkün olmuştur. Böylece hesaplama yükünün önemli oranda azaldığı görülmüştür.

KAYNAKLAR

[1]. L. Sevgi, "Target Reflectivity and RCS Interaction in Integrated Maritime Surveillance Systems Based on Surface Wave HF Radar Radars," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.43, No.1, s.36-51, Şubat 2001.

[2]. Ç. Uluışık, G. Çakır, M. Çakır, L. Sevgi, "Radar Cross section (RCS) Modeling and Simulation: Part I – Definitions, Strategies, and Canonical Examples," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.50, No.1, s.115-126, Şubat 2008.

[3]. G. Çakır, M. Çakır, L. Sevgi, "Radar Cross section (RCS) Modeling and Simulation: Part II – A Novel FDTD-Based RCS Prediction Virtual Tool," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 50, No.2, s.81-94, Nisan 2008.

Altı Yüzlü Eleman Kalite Ölçütleri Üzerine Bir İnceleme ve Karşılaştırma

Engin YALÇIN[1], A. Egemen YILMAZ[1], Mustafa KUZUOĞLU[2]
[1]Ankara Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
eyalcin06@yahoo.com, aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr,

[2]Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
kuzuoglu@metu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, çeşitli araştırmacılar tarafından, altı yüzlü bir elemanın ideal bir altı yüzlü eleman olan "küp"e ne kadar benzediğine dair tanımlanan bir takım ölçütlerden her birinin, eleman üzerindeki açısal ve şekilsel bozulma (distortion) etkilerine karşı ne kadar hassas olduğu, ölçütün eleman üzerindeki ters çevrilme (inversion) durumunu tespit edip edemediği gibi hususlar irdelenmiştir. Çalıma kapsamında beş farklı kalite ölçütü, dört farklı analizde kullanılmıştır. Çalışma kapsamında incelenen tüm ölçütler için elde edilen bulgular, karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.*

1. Giriş

Sonlu eleman yönteminde kullanılan ağ kalitesinin yüksek olması, elde edilen yaklaşık çözümün yüksek doğrulukta olmasında önemli bir faktördür. Dolayısıyla üretilen/kullanılacak olan ağın kalitesi, eleman şekli (iki boyutta üçgen, dörtgen, vb.; üç boyutta dört yüzlü, altı yüzlü, piramit, vb.) ve tipi (düğüm, kenar, facet ve hacim elemanları) her ne olursa olsun, bir takım ölçütler yardımı ile hesaplanmalıdır. Ağ kalitesi, ağı oluşturmakta olan elemanların kalitelerine bağlı bir fonksiyon olarak ifade edilebilir. Bu nedenle literatürde, farklı eleman şekilleri için söz konusu elemanın ideale ne kadar yakın olduğuna dair bir takım ölçütlerin tanımlandığı birçok çalışma bulunmaktadır. Sonlu elemanlar yöntemi ile çözülmek istenilen problemlerde en önemli hususlardan biri, problem ilgi alanı için belirli mertebedeki boyutlara sahip elemanlar kullanılarak uygun bir ağın oluşturulmasıdır (örneğin elektromanyetik saçılma ve ışıma problemlerinde, eleman kenarlarının yaklaşık olarak 0.1λ mertebesinde olması tercih edilmektedir). Altı yüzlü eleman, bu kısıtlar altında üç boyutlu problemlerde mümkün olan en az sayıda bilinmeyene neden olmaları nedeniyle tercih edilmekte olan bir eleman şeklidir. Ancak verilen bir bölge için altı yüzlü eleman ağının varlığı (bir başka deyişle sadece altı yüzlü elemanlardan oluşan bir ağın oluşturulup oluşturulamayacağı) hakkında belirli özel durumlar dışında topolojik olarak fikir yürütülemiyor olması veya altı yüzlü eleman ağının elde edilse bile düzgün olmaması gibi hususlar, altı yüzlü elemanların dezavantajlarıdır. Özellikle ağ elde edilen durumlar için söz konusu ağın kalitesinin ölçülmesi, altı yüzlü eleman ağları için yaygın bir ihtiyaçtır. Bu nedenle, çeşitli araştırmacılar tarafından, altı yüzlü bir elemanın ideal bir altı yüzlü eleman olan "küp"e ne kadar benzediğine dair bir takım ölçütler tanımlanmıştır.

2. Kalite Ölçütleri

Bu çalışmada [1],[2],[3] ve [4]'deki kalite ölçütleri temel alınarak kullanılmıştır. Bu ölçütlerden birincisi [1]'de Knupp tarafından tanımlanmış olan durum sayısı ölçütüdür ve Denklem (1)'deki gibi düzenlenmiştir.

$$f_1 = 8 / \sum_k \left(\kappa(\mathbf{T}_k)/3\right)^3 \tag{1}$$

Bu denklemdeki $\mathbf{T}$ matrisi bir altı yüzlü elemanın düğüm noktalarının koordinatlarından oluşmuş bir matris olup, $|\mathbf{T}|$ ise Frobenius normu olmak kaydıyla $\kappa(\mathbf{T})=|\mathbf{T}||\mathbf{T}|^{-1}$ olarak ifade edilmektedir. Bu fonksiyonun değer aralıkları 0 ile 1 arasındadır. Yüksek kaliteli bir eleman için bu fonksiyon 1'e yakın değerler almaktadır. Bu çalışmada diğer kalite ölçütü olarak Maeda vd. tarafından [2]'de tanımlanmış olan ve Denklem (2)'deki gibi düzenlenen ölçüt kullanılmıştır.

$$f_2 = \frac{1}{6}\sum_{j=1}^{6} \frac{l_{j,\min}}{l_{j,\max}} \tag{2}$$

Denklem (2)'deki $l_{j,\min}$ ve $l_{j,\max}$ değerleri, elemanın j'inci yüzündeki en kısa ve en uzun kenarların uzunluklarıdır. Bu fonksiyon da 0 ile 1 arasında değer almakta olup, yüksek kaliteli bir eleman için fonksiyon 1'e yakın değerler almaktadır. Bu çalışmada kullanılacak olan diğer bir ölçüt ise yine Maeda vd.'nin diğer bir çalışmalarında tanımlamış oldukları kalite ölçütüdür [3]. Söz konusu ölçüt, Denklem (3)'teki hali ile düzenlenmiştir.

$$f_3 = \frac{\sqrt[3]{V}}{l_{\max}} \tag{3}$$

Denklem (3)'te yer alan $l_{\max}$ değeri elemanın en uzun kenarının uzunluğunu, V değeri ise elemanın hacmini ifade etmektedir. Bu fonksiyon da 0 ile 1 arasında değer almakta olup, yüksek kaliteli bir eleman için fonksiyon 1'e yakın değerler almaktadır. Bu çalışmada kullanılacak olan bir diğer ölçüt altı yüzlü elemanın en kısa ve en uzun diyagonal uzunlukları oranına dayanan kalite ölçütüdür [4]. Söz konusu metrik Denklem (4)'te görüldüğü gibidir.

$$f_4 = \frac{l_{d,\min}}{l_{d,\max}} \tag{4}$$

Denklem (4)'te yer alan $l_{d,\min}$ ve $l_{d,\max}$ değerleri, sırasıyla elemanın en kısa ve en uzun diyagonal (köşegen) uzunluklarıdır. Bu fonksiyon da 0 ile 1 arasında değer almakta olup, yüksek kaliteli bir eleman için fonksiyon 1'e yakın değerler almaktadır. Bu çalışmada kullanılacak olan son ölçüt ise altı yüzlü elemanın en kısa kenar uzunluğu ile en uzun diyagonal uzunluğunun oranına dayanan kalite ölçütüdür [4]-[5]. Söz konusu metrik (5) numaralı denklemdeki hali ile düzenlenmiştir.

$$f_5 = \sqrt{3}\,\frac{l_{\min}}{l_{d,\max}} \tag{5}$$

Denklem (5)'te yer alan $l_{\min}$, altı yüzlü elemanın en kısa kenar uzunluğunu; $l_{d,\max}$ ise altı yüzlü elemanın en uzun diyagonal (köşegen) uzunluğunu göstermektedir. Bu fonksiyon da 0 ile 1 arasında değer almakta olup, yüksek kaliteli bir eleman için fonksiyon 1'e yakın değerler almaktadır.

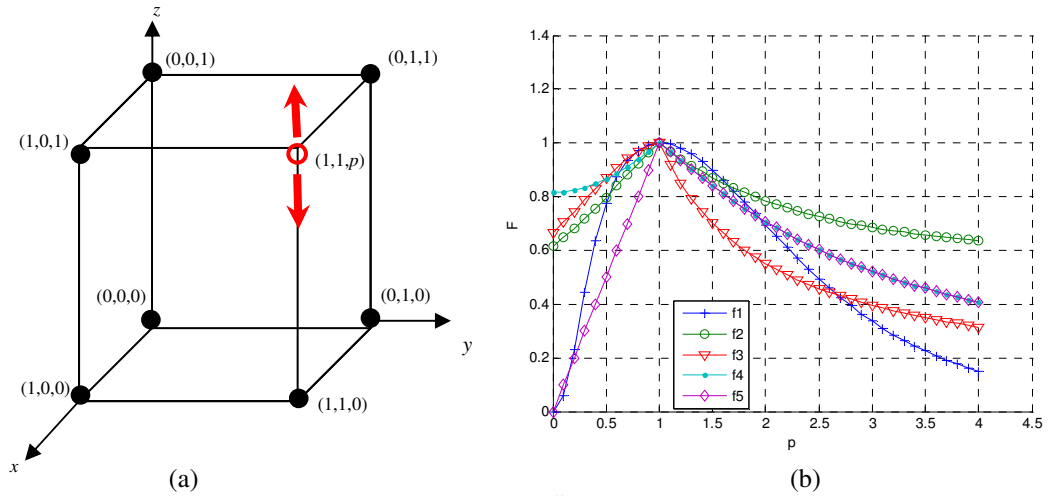
3. Değişik Altı Yüzlü Elemanlar Üzerine Kalite Ölçütlerinin Uygulanması

Bu bölümde, ideal altı yüzlü eleman üzerindeki bazı köşelerin koordinatlarında değişiklikler yapılarak elemanın şekli bozulmuş; Bölüm 2'de belirtilen kalite ölçütlerinin bu bozulmalara bağlı olarak aldığı değerler gözlemlenmiştir. İlk olarak ideal altı yüzlü eleman olan bir küp üzerindeki x,y,z koordinat düzlemindeki, (1,1,1) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki z-doğrultusundaki değer, p gibi bir değişken kullanılarak değiştirilmiş (Şekil 1(a)) ve Bölüm 2'de yer alan kalite ölçütlerinin, p değerine göre değişimleri Şekil 1(b)'deki gibi elde edilmiştir.

İkinci analizde, ideal altı yüzlü elemanın x,y,z koordinat düzlemindeki, (1,1,1) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki x,y,z doğrultusundaki değerlerin hepsi p gibi bir değişken kullanılarak değiştirilmiş (Şekil-2(a)) ve Bölüm 2'de belirtilen kalite ölçütlerinin p'ye bağlı değişimleri elde edilmiştir (Şekil-2(b)).

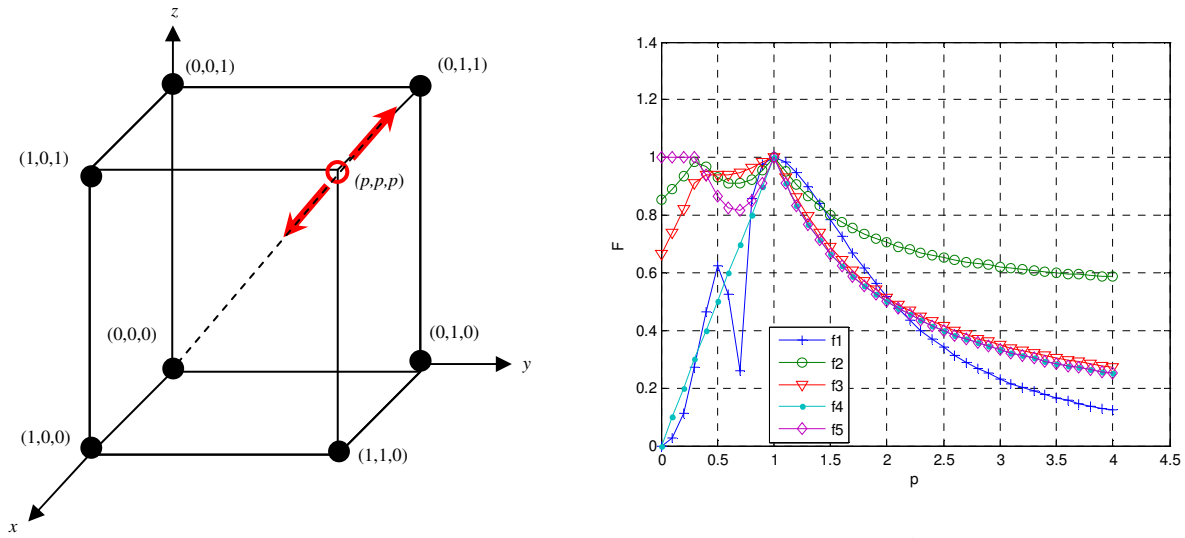
Üçüncü analizde ise ideal altı yüzlü elemanın x,y,z koordinat düzlemindeki, (1,1,0) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki x ve y doğrultusundaki değerleri; (0,1,0) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki y doğrultusundaki değeri; (1,1,1) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki x ve y değerleri; ve son olarak (0,1,1) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki y doğrultusundaki değeri p gibi bir değişken kullanılarak değiştirilmiş (Şekil-3(a)) ve Bölüm 2'de belirtilen kalite ölçütlerinin p'ye bağlı olarak değişimleri hesaplanmıştır Şekil-3(b).

Son analizde ise ideal altı yüzlü elemanın x,y,z koordinat düzleminde yer alan (1,1,1) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki z doğrultusundaki değeri p_1 gibi bir değişken ile; (0,1,1) koordinatlarının oluşturduğu köşe üzerindeki z doğrultusundaki değeri ise p_2 gibi bir değişken ile değiştirilerek (Şekil 4), Bölüm-2'de belirtilen kalite ölçütlerinden ilk üç analizde daha hassas sonuçlar verdiği gözlenen f_1 ve f_5 kalite ölçütlerinin p_1 ve p_2'ye bağlı olarak değişimleri gözlemlenmiştir (Şekil 5(a)), (Şekil 5(b)).



(a) (b)

Şekil 1. Analiz 1 İçin (a) İdeal Altı Yüzlü Eleman Üzerindeki Bozulma, (b) Bozulmaya Bağlı Olarak Kalite Ölçütlerinin Değişimi



(a) (b)

Şekil 2. Analiz 2 İçin (a) İdeal Altı Yüzlü Eleman Üzerindeki Bozulma, (b) Bozulmaya Bağlı Olarak Kalite Ölçütlerinin Değişimi

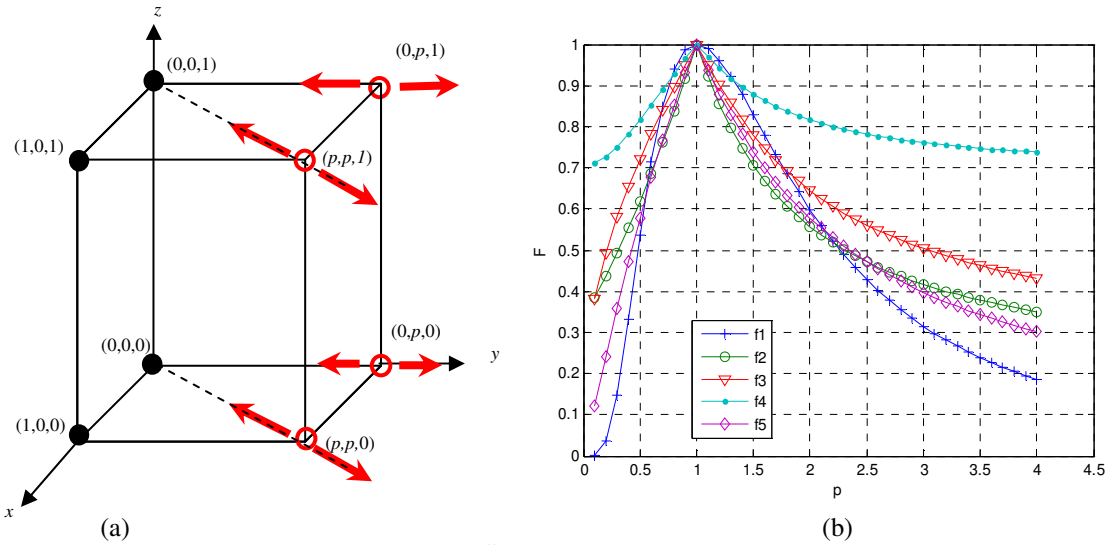
4.Sonuç

Bu çalışma kapsamında 5 farklı kalite ölçütü ile dört farklı analiz yapılmıştır. Her bir analiz sonucunda beş kalite ölçütünün köşe koordinatlarında değiştirilen p değerlerine bağlı olarak sonuçları elde edilmiştir. Analizlerde altı yüzlü elemanın ters döndüğü (p değerinin negatif olduğu) durumlarda kalite ölçütlerinin bu durumu algılayamadığı tespit edilmiş, bu nedenle analizlerde p değerleri için pozitif değerler kullanılmıştır. Dört analizin de sonuçlarına bakıldığında Knupp tarafından tanımlanan durum sayısı (f_1) ölçütü ile [4]'te tanımlanan *stretch* kalite ölçütünün (f_5) diğerlerine göre daha hassas sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Zira eleman şekil bozulmasının en aşırı durumu olan p=0 durumunda diğer ölçütler 0'dan farklı değerler vermiş, bu iki ölçüt ise 0 ya da 0'a çok yakın değerler vermiştir. Gelecek çalışmalarda, ölçütlerin farklı bozulma tiplerine göre hassasiyetinin incelenmesi, söz konusu ölçütlerin karmaşıklık derecesi gibi özelliklerine göre de bir takım incelemeler yapılması hedeflenmektedir.

Kaynaklar

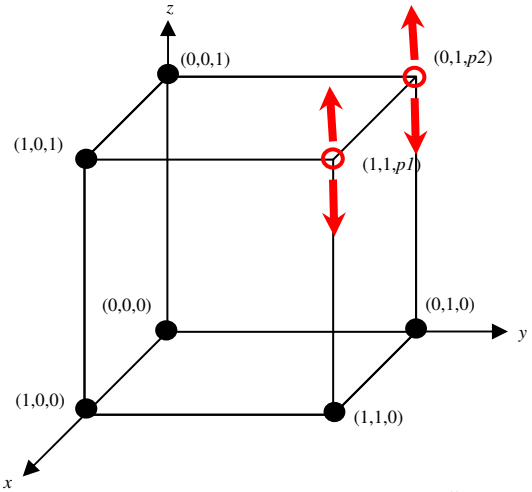
[1] Knupp, P., "A Method for Hexahedral …", Int. J. Num. Met. Eng., cilt 58, s. 319–332, 2003.
[2] Maeda, T., vd., "An Automatic Hexahedral …", J. Mat. Proc. Tech., cilt 161, no. 1-2; s. 101–106, 2005.

[3] Maeda T., vd., "Automatic Hexahedral …", IEEE Trans. Mag., cilt 4, no. 2, s. 973-976, 2004.
[4] Sandia National Labotartories, "CUBIT 10.2 User Documentation", http://cubit.sandia.gov/help-version10.2/cubithelp.htm, Son Güncelleme Tarihi: 11 Ekim 2006 (Son Erişim Tarihi: 30 Temmuz 2010).

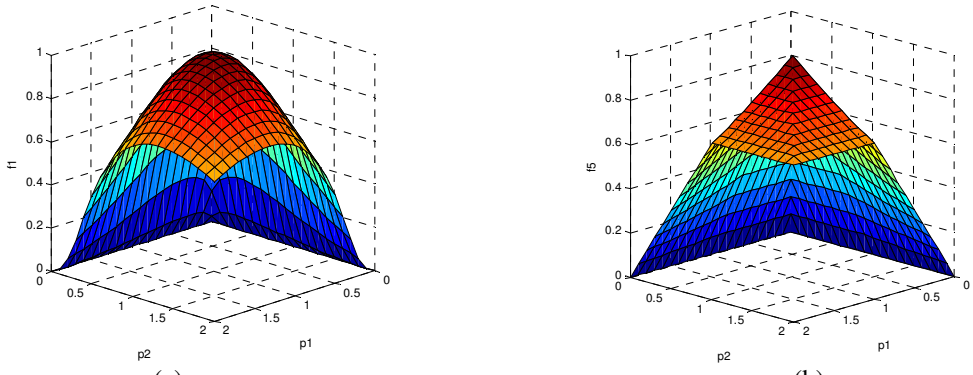


(a) (b)

Şekil 3. Analiz 3 İçin (a) İdeal Altı Yüzlü Eleman Üzerindeki Bozulma, (b) Bozulmaya Bağlı Olarak Kalite Ölçütlerinin Değişimi



Şekil 4. Analiz 4 İçin İdeal Altı Yüzlü Eleman Üzerindeki Bozulma



(a) (b)

Şekil 5. Analiz 4 İçin Bozulmaya Bağlı Olarak Kalite Ölçütlerinin Değişimi (a) f_1 İçin, (b) f_5 İçin

2B E-Kutuplu Dalgaların Mükemmel Elektriksel İletken Bir Yüzey Kümesinden Kırınımının Analitik Regülerleştirme Yöntemi ile İncelenmesi

Hüseyin Yiğit, Fatih Dikmen
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
hyigit@gyte.edu.tr, dikmen@gyte.edu.tr,

Özet: *Analitik Regülerleştirme Yöntemi, 2B E- Kutuplu dalgaların, açık ve kapalı mükemmel elektriksel iletken yüzeylerin oluşturduğu bir sınır kümesinden kırınımını incelemek için uygulanmaktadır. Elektromagnetik sınır değer problemi, sayısal kesme yöntemi ile prensipte kesme yöntemi ile istenilen hassaslıkta çözülebilecek olan ikinci türden bir lineer denklem sistemine eşdeğer biçimde indirgenmektedir. Sözü edilen sistemin ters almaya hassasiyeti, yüzey akım yoğunlukları ve saçılan alan dağılımına ilişkin sayısal sonuçlar sunulmaktadır.*

1. Giriş

Analitik Regülerleştirme Yöntemi (ARY) oldukça geniş bir kanonik yüzey kümesinden dalga kırınımını incelemek için geçerli matematiksel olarak güçlü bir yöntemdir [1]. Birinci türden Fredholm integral denklemleri söz konusu olduğunda, ayrıklaştırıldıklarında da birinci türden lineer denklem sistemlerine varılır ve bu tür denklemlerin çözümlerinin doğruluklarının sağlanmasının ek gayret gerektirdiği bilinmektedir [2]. Bu tür bir probleme ARY yaklaşımıyla I birim ve H, l_2 'de bir kompakt operatör olmak üzere, $(I+H)x=b,\ x,b\in l_2$, biçimindeki sonsuz ikinci türden bir lineer denklem sistemine varılır. Bu tür sistemlerin kesilerek elde edilen çözümleri, sadece kullanılan bilgisayarın kapasite ve kullanım biçimine bağlı olmak üzere istenilen hassaslıkta elde edilebilir. Söz konusu operatörlerin terslerinin alınmaya dair hassaslıkları düzgün sınırlıdır, dolayısı ile tersleri mevcuttur ve ilişkin sonsuz lineer denklem sistemleri kesilerek çözülmeye elverişlidir. Bu biçimde yapılandırılmış ARY yaklaşımı, deneysel verilerin teyit edilmesi ve ilgili hataların kaynaklarının analizi için mükemmel bir araçtır.

2. Problemin Formülasyonu

A. *E-Kutuplu Dalga Kırınımına Dair Sınır Değer Problemi*

Bu bölümde 2B E-kutuplu dalgaların birbirinden ayrık, açık ve/veya kapalı eğrilerden oluşturulabilecek olan Mükemmel Elektriksel İletken (MEİ) yüzeylerden kırınımına dair ARY çözümünü inceleyeceğiz. Çözüm, yüzey eğrileri hariç her yerde homojen Helmholtz denklemini, yüzey eğrileri üzerinde Dirichlet sınır koşulunu, sonsuzda Sommerfeld radyasyon koşulunu ve açık eğrilerin ayrıtlarında Meixner ayrıt koşullarını sağlayacaktır. Toplam yüzey $S=\bigcup S_j$, ($S_j\bigcap S_m=\varnothing$, $m\neq j$) ile gösterilir ve parametrik olarak, açık yüzeyler için $S_j=\{(x_j(u),y_j(u)):u\in[-1,1]\}$ ve kapalı yüzeyler için $S_j=\{(x_j(\theta),y_j(\theta)):\theta\in[-\pi,\pi)\}$ $(j=1,2,\ldots,N)$ biçiminde yazılır. Böylesine bir MEİ yüzey bileşimi S'den saçılan alan S hariç her yerde $u^s(q)=\int_S J(p)G(q,p)dS\ \ q\in R^2\backslash S$ olarak ifade edilebilir. S üzerinde Dirichlet koşulunun uygulanması ile sağ yanı gelen E-kutuplu alan olan $\int_S J(p)G(q,p)dS=-u^i(q)\ \ q\in S$ biçimindeki birinci türden bir integral denkleme varılır. Burada $G(q,p)$, k boş uzay dalga sayısı ve $|q-p|$ p ve q noktaları arasındaki uzaklık olmak üzere, Helmholtz denklemi için boş uzay 2B Green fonksiyonudur: $G(q,p)=[-i/4]H_0^{(1)}(k|q-p|)$. S üzerindeki akım yoğunluğu $J(p)$ esasen S yüzeyinin iki yanındaki saçılan alanların normal türevlerine dair sıçrama miktarıdır. Açık olan kısımlar ek olarak ayrıtlarda Meixner ayrıt koşulunu sağlar ve her S_j için akım yoğunlukları, $d_{1j}(p)$, $d_{2j}(p)$ iki ayrıta olan mesafeler ve $w_j(p)$ Hölder sınıfından bir fonksiyon olmak üzere $J_j(p)=[d_{1j}(p)d_{2j}(p)]^{-1/2}w_j(p)$ biçiminde yazılır. $J(p)$, $G(q,p)$ ve $u^i(q)$, p ve q noktalarının üzerlerinde bulundukları yüzeylere göre, açık yüzeyler için Fourier-Chebyshev serilerine ve kapalı yüzeyler için Fourier serilerine açılır ve integral denklemde değerlendirilir. p ve q noktalarının aynı yüzey üzerinde bulundukları durumu "öz-durum" ve p ve q noktalarının farklı yüzeylerde bulundukları durumu da "etkileşim durumu" olarak niteleyelim. p noktası q noktasına yaklaşırken etkileşim durumunda integral denklemin çekirdeği sonsuz düzgünlükte bir fonksiyon iken, öz-durum için integral denklem çekirdeğinin logaritmik bir baskın tekilliğe sahip olduğu iyi bilinmektedir. Sonraki alt bölümde, S tek bir yüzeyden ibaret varsayılarak, bu türden problemler için ARY uygulanacak olan kanonik integral denklem konu alınmaktadır. Sonrasında birden çok yüzeyin oluşturacağı sistemi kurmak için gereken adıma işaret edilecektir.

B. *Logaritmik Tekillikli Kanonik Denklem ve ARY prosedürü*

Bilinmeyen fonksiyonu $z(\zeta)$ olan şu kanonik integral denklemi ele alalım:

$$\int_{-d}^{d} \{L(\xi,\zeta)+\mathrm{K}(\xi,\zeta)\}\, z(\zeta)\, d\zeta = b(\xi), \quad \xi \in [-d,d], \tag{1}$$

(1)'deki tüm diğer fonksiyonların bilinmekte ve yeteri kadar düzgün fonksiyonlar olduğunu varsayalım. Özelde, K(ξ,ζ) ilk türevleri sürekli ve ikinci mertebeden tüm kısmi türevleri de kareleri integre edilebilirdir. $L(\xi,\zeta)$, (1)'deki en baskın tekillik olan logaritmik bir fonksiyondur. [-d,d] aralığı yüzey parametrik gösterilişine göre ya kapalı yüzey için [-π,π) ya da açık yüzey için [-1,1] olacaktır ve gerekçesi de hemen açıklamak gerekirse şöyledir. $z(\zeta)$ için aradığımız çözümler ya kapalı yüzey için [-π,π) aralığında bir periyodik fonksiyon biçiminde ya da açık yüzey için $w(\zeta)$, [-1,1] aralığında Hölder sınıfından bir fonksiyon olmak üzere, $z(\zeta)=(1-\zeta^2)^{-1/2}w(\zeta)$ biçimindedir. K(ξ, ζ), $z(\zeta)$ ve $b(\xi)$ fonksiyonlarına ilişkin yapılan bu varsayımlar ele alınan kırınım problemi için gayet doğaldır.
Aşağıdaki işlemlerde, kapalı yüzeyler için üstel fonksiyonlar cinsinden, açık yüzeyler için ise birinci türden normalleştirilmiş Chebyshev polinomları cinsinden ifade ederek kullandığımız Kronecker delta δ_{sn} tanımları şöyledir:

$$\delta_{s,n} = \int_{-\pi}^{\pi} (2\pi)^{-1} \exp\{i(n-s)\zeta\}\, d\zeta,\ n,s = 0,\pm1,\pm2,...; \delta_{s,n} = \int_{-1}^{1} \left(1-\zeta^2\right)^{-1/2} \hat{T}_n(\zeta)\hat{T}_s(\zeta)\, d\zeta \ ,\ s,n = 0,1,2,3... \tag{2}$$

$L(\xi,\zeta)$'ya dair seri açılımları açık yüzeyler (AY) için [1]'de ve kapalı yüzeyler (KY) için [3]'de bulunabilir:
($\gamma_0=(\ln 2)^{-1/2}$, $\gamma_n=|n|^{1/2}$ for $n\neq0$)

$$\begin{aligned} L(\xi,\zeta) &= -2\ln\left(2\left|\sin\left(0.5\xi-0.5\zeta\right)\right|\right) = \sum_{n=-\infty,n\neq0}^{\infty} |n|^{-1} \exp\{in(\xi-\zeta)\},\quad \xi,\zeta\in[-\pi,\pi),\ \mathrm{KY} \\ L(\xi,\zeta) &= -\pi^{-1}\ln|\xi-\zeta| = \sum_{n=0}^{\infty} \gamma_n^{-2}\hat{T}_n(\xi)\hat{T}_n(\zeta),\quad \xi,\zeta\in[-1,1],\ \mathrm{AY} \end{aligned} \tag{3}$$

$z(\zeta)$, $b(\xi)$ ve K(ξ,ζ) fonksiyonlarının özellikleri kapalı yüzeyler için onları Fourier serilerine açmaya ve açık yüzeyler için de Fourier-Chebyshev serilerine açmaya elverişlidir:

$$\begin{bmatrix} z \\ b \end{bmatrix}(\zeta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} z_n \\ b_n \end{bmatrix} \exp(in\zeta),\ \zeta\in[-\pi,\pi),\ \mathrm{KY}; \begin{bmatrix} z \\ b \end{bmatrix}(\zeta) = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{1-\zeta^2} \\ 1 \end{bmatrix} \sum_{n=0}^{\infty} \begin{bmatrix} z_n \\ b_n \end{bmatrix} \hat{T}_n(\zeta),\ \zeta\in[-1,1],\ \mathrm{AY} \tag{4}$$

$$\mathrm{K}(\xi,\zeta) = \sum_{s=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty} k_{sn}\exp\{i(s\xi+n\zeta)\}, \zeta\in[-\pi,\pi),\mathrm{KY}; \mathrm{K}(\xi,\zeta) = \sum_{s=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} k_{sn}\hat{T}_s(\xi)\hat{T}_n(\zeta), \xi,\zeta\in[-1,1],\mathrm{AY} \tag{5}$$

Burada z_n bilinmeyen katsayılar ve b_n ile k_{sn} ise $b(\xi)$ ve K(ξ, ζ) fonksiyonlarına dair sırasıyla Fourier ve Fourier-Chebyshev katsayılarıdır. Ayrıca, k_{sn} katsayıları aşağıdaki eşitsizliği sağlar (yukarıdaki verilen referanslara bkz.):

$$\sum_{s=\left\{\substack{-\infty,\,kapalı\\ 0,\,açık}\right\}}^{\infty} \sum_{n=\left\{\substack{-\infty,\,kapalı\\ 0,\,açık}\right\}}^{\infty} \left(1+n^2\right)\left(1+s^2\right)|k_{sn}|^2 < \infty \tag{6}$$

(4) ve (5) serilerini (1) denkleminde yerine yazarak, integrasyon ve toplam sıralarını değiştirdikten sonra, (2)'deki ortogonallik özelliklerinin uygulanması ve bunun sonucunda (1) denkleminin sağ ve sol yanlarının Fourier veya Fourier-Chebyshev katsayılarının eşitliğinin dikkate alınması ile, $\tau_n=\max(1,|n|^{1/2})$ ve $\gamma_0=(\ln 2)^{-1/2}$, $\gamma_n=|n|^{1/2}$ $n\neq0$, olacak biçimde,

$$\nu_n^{-2} z_n + \sum_{s=\left\{\substack{-\infty,\,kapalı\\ 0,\,açık}\right\}}^{\infty} \kappa_{ns} z_s = b_n,\ n = \begin{cases} 0,\pm1,\pm2,... & \mathrm{KY} \\ 0,1,2,... & \mathrm{AY} \end{cases}; \nu = \begin{cases} \tau, & \mathrm{KY} \\ \gamma, & \mathrm{AY} \end{cases},\ \kappa_{ns} = \begin{cases} k_{n,-s} + (1/2)\delta_{-s,0}\delta_{m,0} & ,\ \mathrm{KY} \\ k_{ns} & ,\ \mathrm{AY} \end{cases} \tag{7}$$

eşitliği (1)'e denk olarak elde edilir çünkü üstel fonksiyon ve normalleştirilmiş birinci türden Chebyshev polinomları ilgili aralıklarda tamdır. (7) birinci türden bir lineer denklem sistemidir. (7)'ye uygun ARY uygulaması için, $h_{sn}=\nu_n\nu_s\kappa_{sn}$ olacak biçimde L, R, K, H (*diag* : köşegen matris) matris operatörlerini, ve $g_n=\nu_n b_n$ olacak biçimde z, b, y, g sütun vektörlerini tanımlayalım:

$$L = R = diag\{\nu_n\}^{\infty}_{n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}},\ K = \{\kappa_{sn}\}^{\infty}_{s,n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}},\ H = LKR = \{h_{sn}\}^{\infty}_{s,n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}} \tag{8}$$

$$z = \{z_n\}^{\infty}_{n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}},\ b = \{b_n\}^{\infty}_{n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}},\ y = R^{-1}z = \{y_n\}^{\infty}_{n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}},\ g = Lb = \{g_n\}^{\infty}_{n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}} \tag{9}$$

Yeni değişkenleri $y_n=z_n/\nu_n$ olarak tanımlar, ve (7)'deki her n'inci denklemi ν_n ile çarparsak, aşağıdaki fonksiyonel görünümdeki sonsuz lineer denklem sistemini elde ederiz:

$$(I+H)\,y = g, \quad y, g \in l_2 \tag{10}$$

(10) denkleminin ikinci türden bir denklem sistemi, yani H'nin , l_2'de kompakt bir operatör olduğu ispat edilebilir. Bu da (L,R) regülerleştirici operatör çiftini kurarak baştaki işaret edilen problemin istediğimiz çözümüne ulaştığımız anlamına gelir: ikinci türden bir lineer denklem sistemi elde etmek Özelde (6) ve (8) formülleri ile bakılırsa

$$\sum_{n=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}}^{\infty}\ \sum_{s=\left\{\begin{smallmatrix}-\infty,kapalı\\0,açık\end{smallmatrix}\right\}}^{\infty} \left(1+|n|\right)\left(1+|s|\right)|h_{ns}|^2 < \infty \tag{11}$$

olduğu ve açıkça H'nin bir kompakt operatör olmakla kalmayıp, katsayılarının bu operatörün Hilbert-Schmidt operatörü olmasının gerektirdiğinden de hızlı söndüğü görülür. İspat edilebilir ki [4] (1) ve (10) denklemleri bu iki denklemin çözümlerinin bire bir ilişkisi anlamında (uygun fonksiyonel uzaylarda) denktir. İkinci türden bir lineer denklem sistemi olan (10)'a kesme prosedürü uygulanması ile her iki denklemin de çözümü- prensipte – istenen keyfi hassaslıkta elde edilebilir.

C. Kırınım Probleminin Kanonik Integral Denklem ile İlişkilendirme Adımları

$q\to p$ olurken ele alınan problemin Green fonksiyonu $G(q,p)$'nin iyi bilindiği üzere Hankel fonksiyonuna dair klasik seri açılımından da hemen görülebilecek olan [5] $(2\pi)^{-1}\ln(k|q-p|)$ biçiminde bir logaritmik tekilliği vardır. Yüzey üzerindeki noktaların parametrik olarak $q=\eta(\xi)$, $p=\eta(\zeta)$ $\xi,\zeta\in[-d,d]$ pozitif türevli düzgün η parametrik fonksiyonu aracılığı ile yazıldığını hatırlayalım. Bu durumda $\xi\to\zeta$ olurken lim[$\ln(\,k|\eta(\xi)-\eta(\zeta)|\,)\,/\,L(\xi,\zeta)$] limitinin var olduğunu göstermek kolaydır. Bu da, önceki alt bölümdeki özellikteki kanonik integral denklemi oluşturmak üzere anahtar terim olan $L(\xi,\zeta)$ yi $G(q,p)$ye bir kere ekleyip çıkarmanın yeterli olacağı anlamına gelir.
Önceden de belirtildiği üzere $G(q,p)$ $q\neq p$ iken sonsuz düzgünlükte bir fonksiyondur. Bu, çoklu yüzey bileşimi halinde, etkileşim terimlerini dikkate aldığımızda da doğrudur. Buna göre en sonunda elde edilen ikinci türden lineer denklem sistemi şu görünümde bulunur:

$$y_j + \sum_{m=1}^{N} H_{jm}\, y_m = g_j, \quad \forall y, g \in l_2,\ j = 1,\ldots,N \tag{12}$$

H_{jm} matrisleri öz-terimler yani $j=m$ için önceki alt bölümdeki algoritma ile hesaplanır iken, etkileşim terimleri yani $j\neq m$ de herhangi bir algoritma değişikliğine gerek duymaksızın hesaplanırlar çünkü çekirdekleri sonsuz düzgündür. Etkileşim terimlerini değerlendirirken geriye kalan ve dikkat edilmesi gereken tek nokta, bir açık ve bir kapalı yüzeyin etkileşimi halinde ne yapılacağıdır:

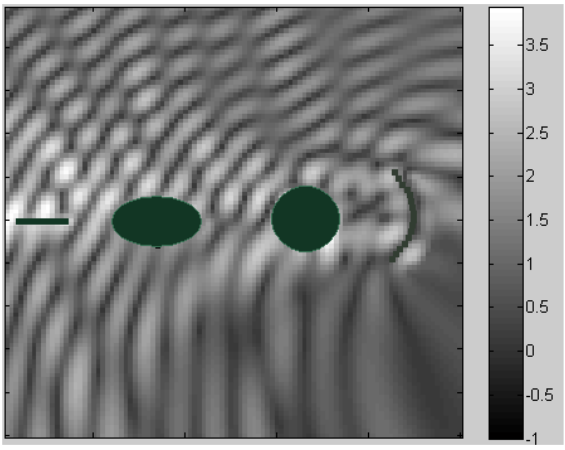
$$\mathrm{K}_{\text{etkileşim}}(\xi,\zeta) = \sum_{s=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty} k_{sn}\hat{T}_s(\xi)\,e^{in\zeta},\ \xi\in[-1,1],\ \zeta\in[-\pi,\pi) \tag{13}$$

Bilinmeyen sütun vektörleri y_m ve bilinen sağ yan sütun vektörleri g_j her yüzey için bir önceki alt bölümde tanımlanan biçimde oluşturulurlar.

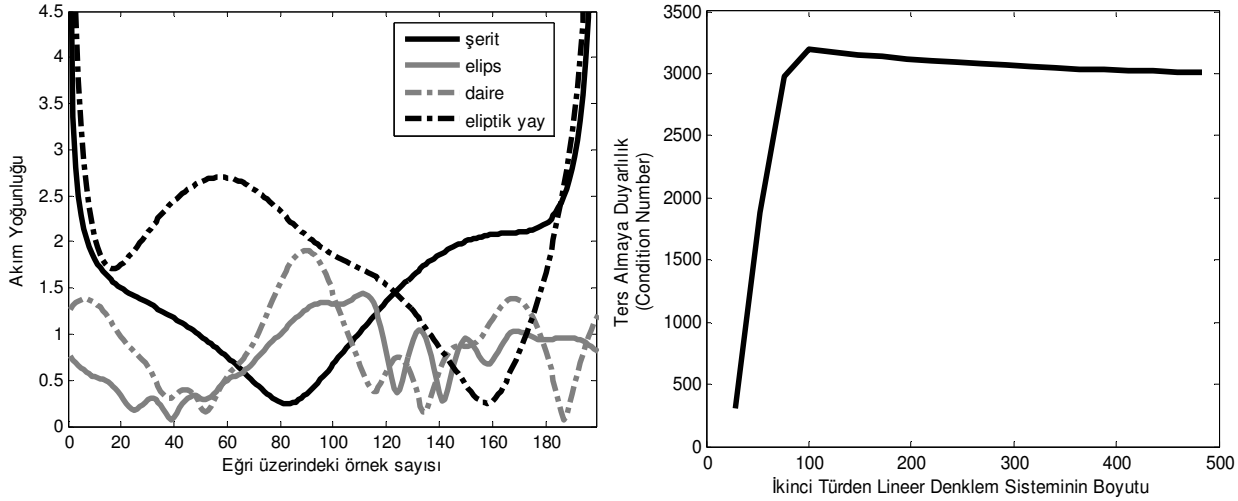
3. Sayısal Sonuçlar

Açık ve kapalı yüzeylerin oluşturduğu bir sınır kümesine örnek olarak iki açık (şerit ve eliptik yay), iki de kapalı (daire ve elips) sınırdan oluşan yatay eksen üzerine düşey eksene göre simetrik dizilmiş 4 elemanlı bir saçıcı mekanizmasını ele alıyoruz. Şekil 1 bu mekanizmadaki saçıcıların konumları ve düzlemsel dalga ile aydınlatıldıklarındaki yakın toplam alanı göstermektedir. Saçıcılar üzerindeki akım yoğunluklarının ilgili eğriler üzerinde alınan örnek noktalara göre dağılımı ve bu sonuçları elde ederken ARY ile varılan (10) biçimindeki sistemin sistem boyutu arttıkça sınırlı kalan ters almaya duyarlılığının çizimi Şekil 2'de verilmiştir.

Saçıcılar (yatay eksen üzerinde soldan sağa)	**Her saçıcının yatay eksen ile kesişen**	
	Kendi boyutları	Sonraki saçıcı ile arasındaki uzaklık
Şerit	2λ	2λ
Elips	4λ	2λ
Daire	3λ	3λ
Eliptik Yay	4λ(düşey boyut)	-



Şekil 1. İlerleme yönü **n**=(-1/√2, -1/√2) olan düzlemsel dalganın seçilen saçıcı mekanizmasından saçılması sonucundaki yakın toplam alan dağılımı



Şekil 2. Şekil 1'deki açık ve kapalı saçıcıların üzerlerindeki akım yoğunlukları (sol) ve probleme ait ARY ile elde edilen ikinci türden lineer denklem sisteminin sistem boyutu arttıkça sınırlı kalan ters almaya duyarlılığı (sağ)

4. Sonuç

2B E-Kutuplu dalgaların açık ve kapalı yüzeylerin oluşturduğu bir sınır kümesinden saçılması problemine ilişkin çözümü ARY aracılığı ile matematiksel olara güçlü bir biçimde kurulmuştur. Sayısal sonuçlar elde edilen çözümlerin fiziksel olarak güvenilir ve sayısal olarak kararlı ve etkin olduğunu göstermiştir.

Kaynaklar

[1] A. Ye. Poyedinchuk, Y. A. Tuchkin and V. P. Shestopalov, "New numerical-analytical methods in diffraction theory" *Mathematical and Computer Modeling* Vol 32, 9, 1029-1046, Nov. 2000

[2] G.C. Hsiao, R.E. Kleinman "Mathematical foundations for error estimation in numerical solutions of integral equations in electromagnetics,, , IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 45, Issue 3, March 1997 Page(s):316 – 328

[3] F. Dikmen, E. Karaçuha, Yu. A. Tuchkin, "Scalar Wave Diffraction By A Perfectly Soft Infinitely Thin Circular Ring" *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, Vol 9, 2, 199-220, 2001.

[4] V. P. Shestopalov, Yu. A. Tuchkin, A. Ye. Poyednichuk, and Yu. K. Sirenko, Novel Methods for Solving Direct and Inverse Problems of Diffraction Theory, vol 1: Analytical Regularization of Electromagnetic Boundary Value Problems, Kharkov: Osnova, 1997 (in Russian).

[5] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*. New York: Dover, 1972.

Farklı Boyutlu Dikdörtgen Yama HIGP Yapıların Yüzey Dalga Akımları ve Düşük Profilli Bow Tie Antenle Etkileşimi

Enver Özdemir, Emin Ünal
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mustafa Kemal Üniversitesi
iceman1613@hotmail.com

Özet:*Geniş bant düşük profil antenlerin kazanç ve bant genişliği, antenler klasik platformların iletken yüzeylerine yerleştirildiğinde ciddi olarak bozulmaya uğrar.Bu bozulma öncelikle iletken yüzeyden yansıyan faz dışı yansımalar ile antenin kendi radyasyonunun girişiminden kaynaklanmaktadır.Düşük profilli anten dizaynlarında bant boşluğu elde etmek için dikdörtgen yama elemanlardan oluşan yüksek empedanslı şase düzlemler (HIGP) dizayn edilmiştir.HIGP yapılar farklı rezonans frekansları gerçekleştirmek amacı ile üç farklı dikdörtgen yamadan oluşturulmuştur.1-20GHz frekansları arasında dikdörtgen boyutları, ara boşluklar ve kare yama boyutları değiştirilerek yüzey akım karakteristiği çıkarılmıştır.Çok skalalı HIGP yapıların 8 GHz'de çalışan bow tie antenin dönüş kayıpları üzerine etkileri, anten yönü ve pozisyonuna bağlı olarak incelenmiştir.*

1. Giriş

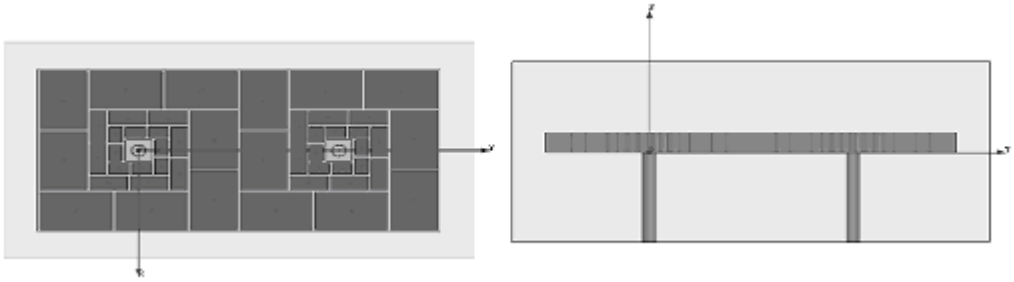
Son yıllarda fotonik kristal [1], elektromanyetik bant boşluğu yapıları [2], yapay manyetik malzemeler ve çift negatif metamalzemeler [3] gibi yapay elektromanyetik malzemeler üzerine çok yoğun bir ilgi gözlenmektedir. Bu yapılar genel olarak metal düzlemler ve yalıtkan alt katmanlardan oluşmaktadır. Doğada eşdeğer özellikleri bulunmayan metamalzemeler, mikrodalga ve optik alanlarında çok geniş uygulamalara sahiptir. Elektromanyetik bant boşluğu yapıların dalga kılavuzlarına entegre edilmesi sonucunda dalga kılavuzu ebatlarının azaltılması sağlanmış, bu yapıların antenlere yakın yerleştirilmesiyle istenmeyen yüzey dalgaları baskılanarak anten performansları geliştirilmiştir [2-4]. Bu tip yapılar, düşük profilli dipol ve bow tie antenlerde kazanç artırmak amacıyla zemin düzlemi olarak kullanılmışlardır [5].

Mükemmel elektrik iletken (PEC) yapılar pek çok anten sisteminde istenmeyen yönde radyasyonu engellemek, anten kazancını artırmak ve bir takım nesneleri ışıma etkisinden korumak amacı ile yansıtıcı düzlem olarak kullanılmaktadır. Anten ve yansıtıcı düzlem arasındaki uzaklık genel olarak çeyrek dalga boyu kadardır. Bu sınırın altında iletken düzlem üzerindeki yüzey akımları, anten akımlarını etkiler ve faz farkından dolayı radyasyon etkinliğini azaltır [4].

Yüksek empedanslı zemin düzlemi (HIGP), bant boşluğu olarak isimlendirilen belirli frekans aralığında yüzey dalgalarının bastırılması için kullanılan metal tabakadan oluşan periyodik rezonans yapıdır. Bu bant boşluğunda oluşan rezonanstan dolayı, yüzey dalgaları bastırılır [5]. HIGP dizisindeki her bir birim eleman, kapasitif yarıklardan dolayı komşuları ile daha az etkileşim yapacak izole yayıcı özelliğine sahiptir; bundan dolayı birim hücreler arası etkileşim azalmıştır. HIGP yapının birim elemanlarının iki boyutlu periyodik düzenlenmesi, mükemmel manyetik iletken davranışının yanı sıra, geniş frekans bant boşluğu bölgesinde yüzey dalgası indirgenmesini de garanti eder [4]. HIGP yapıların periyodik birim elemanları olarak; üçgen, kare ve daire şeklinde farklı tipte yapılar kullanılmıştır. Bu tip elemanlar çoğunlukla eşit ebatlı ve tek periyodik özelliğe sahiptir.

Bu çalışmada üç adet farklı boyutlu dikdörtgen birim elemanlardan oluşan HIGP yapıların optimizasyonu, sonlu elemanlar metodu yardımı ile geniş bant boşluğu elde etmek amacı ile gerçekleştirilmiştir. İki eş-eksenli kablo ile beslenen yapının özellikleri incelenmiştir. Çalışmada farklı boyutlu dikdörtgen yamaların kullanılmasının nedeni, düşük profil antenlerin özelliklerini genişletmek amacı ile yüzey dalgalarının bant boşluk bölgelerinin daha fazla arttırılmasıdır. Anten kazancı, antene çok yakın olarak yerleştirilen HIGP yapıların aynı fazda yansıma yapmasından dolayı artmaktadır. Bunun yanında HIGP yapının bant boşluğunu koruyabilmek için rezonans bant genişliği olabildiğince büyük olmalıdır. Sonuç olarak HIGP yapı antenin giriş empedansını değiştirdiğinden, empedans bant genişliğinin sağlanması beklenmektedir [2].

2. Çoklu Ölçek Yama HIGP Tasarımı



(a) (b)

Şekil 1. Çoklu Ölçek Dikdörtgen Yama HIGP – Üstten ve Yandan Görünüş.

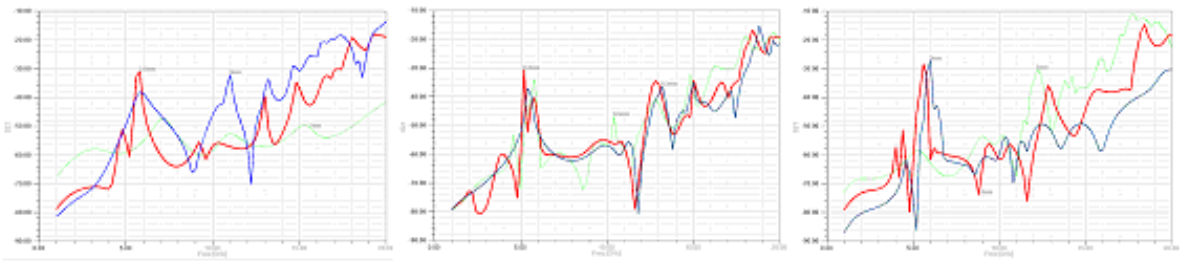
a) *k* merkezde açık renkle gösterilmiş karelerdir ve alt kısımdan eş eksenli kablolar ile beslenmekte ve yama anten görevi görmektedir. Kare etrafındaki sekiz dikdörtgenden kısa kenarı wy olarak tanımlanmış; en içteki dönel dizi wy_1, ortadaki wy_2, en dıştaki wy_3 'dür. b) 'de eş eksenli besleme kabloları görülmektedir. Yamalar arasındaki boşluk da g olarak tanımlanmış olup tek değer atanmıştır, yapı üzerindeki her *g* birbirine eşittir.

Yamalar merkezden ince iletken bir çubuk vasıtası ile alttaki şase bölüme birleştirilmekte ve bu yapı sayesinde yüksek frekanslar için rezonans devresi elde edilmektedir.

Eşlenmiş yama antenler, eş-eksenli kablolar ile beslenir; her bir HIGP sisteminin frekans bant boşlukları da bu iki eş-eksenli kablonun iletim karakteristiğine göre belirlenir. Birim hücre, 3 farklı dikdörtgen yamadan oluşmaktadır. Ana amaç, farklı boyutlu dikdörtgen yama elemanlar kullanarak her bir periyodik alt kısım için farklı bant boşlukları elde etmektir. Bu çalışmada kare yamanın kenar uzunluğu *k* dikdörtgen şekilli elemanların ebatları da *x* ve *wy* olarak belirlenmiştir. Yama ve metal şase düzlemi arasındaki dielektrik ara yüzey Rogers R/T Duroid 5880 olarak seçilmiş ve bütün bu yapı radyasyon yüzeyi olarak tanımlanmıştır. Bütün optimizasyonlarda ara yüzeyin kalınlığı 3,175mm ve metal kalınlığı da 0,035mm olarak sabitlenmiştir. 3 farklı boyutlu dikdörtgen yamadan oluşan birim hücre anten yakınlarına yerleştirilmiş; böylece, farklı bant boşluklarında yüzey dalgalarının azaltılması hedeflenmiştir.

3. Değişken Optimizasyonları (wy, g, k)

Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulator) yapı tasarım ve optimizasyon işlemleri için kullanılmıştır. Değişken değerleri belirli aralıkta değiştirilerek optimizasyon yapılmış ve en iyi sonucu verecek olan ebatlara sahip yapı elde edilmeye çalışılmıştır. Optimizasyon sonucu ebat uzunluklarının doğrudan dalga boyu dolaylı olarak da kullanılan frekansla ilişkilidir.



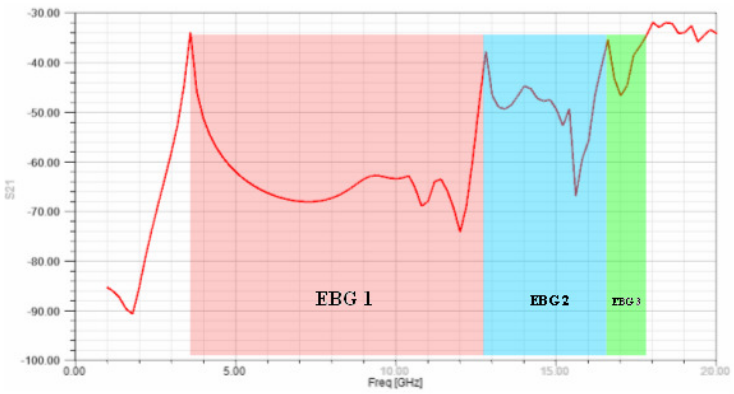
(a) (b) (c)

Şekil 2. a) *wy* (*width-y*) optimizasyonu: 1mm için EBG gözlemlenmemiştir. 3mm için iki farklı bölgede EBG oluşmuş, 2.5mm için ise en geniş ve net 2 EBG elde edilmiştir.
b) *g* (*gap*) optimizasyonu: 0.5mm için EBG oluşmuştur, ancak net değildir. 0.4 mm için iyi sonuçlar alınmıştır.
c) *k* optimizasyonu: 4mm için iyi sonuçlar elde edilmiştir. *k*=4mm, *g*=0.4mm ve *wy* sabit değeri için 2.5mm optimizasyon sonucudur. (kırmızı en iyi mavi iyi ve yeşil ile gösterilen grafik en kötü EBG sonuçlarıdır.

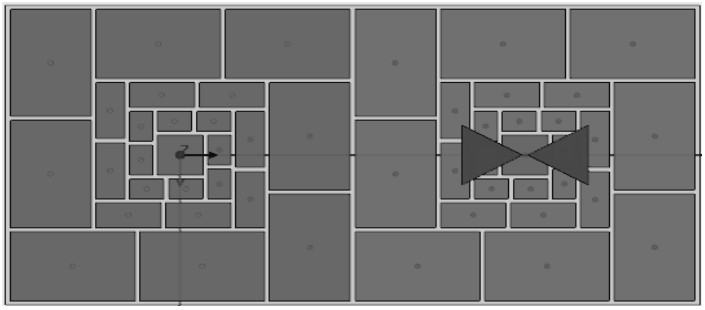
Yapı, *wy* ve *g* değerleri için ayrı ayrı wy_1, wy_2, wy_3 ve g_1, g_2, g_3 şeklinde değer verilebilecek şekilde tasarlanmıştır. Şekil 2'deki optimizasyon esnasında *wy* değerleri birbirine eşit ve 2.5mm olarak alınmıştır. *wy* değerleri değiştirilerek farklı sonuçlar aranmaya başlandığında sırası ile 2mm, 2.5mm, 7mm *wy* değerleri için Şekil 3 'de görüldüğü gibi farklı bölgelerde 3 EBG elde edilmiştir.

4. Düşük Profil Anten Uygulamaları

HIGP yapıların yüzey dalga bant boşlukları sadece iki anten arasındaki *S* değerini verdiği için diğer bölgelerdeki yüzey dalga bastırılması için bir fikir yürütülemez. Bu yüzden, düşük profil anten radyasyonunun artırılmasını tam olarak garanti etmez. HIGP yapıların anten radyasyonuna etkisi sadece HIGP yapıların anten sisteminde kullanılması ile belirlenebilir. Anten sisteminin yansıma kaybı ve radyasyon örüntüsü, bütün bant boşluğu frekans aralığında HIGP etkisini gösterir. Çalışma frekans bandını elde edebilmek için HIGP yapının yüzey dalga bant boşluğunun frekans aralığı ile giriş empedans eşlenmesinin aynı frekans aralığına denk gelmesi gerekmektedir. Çalışmanın bu aşamasında, EBG yüzey bow tie antene çok yakın yerleştirilerek operasyonel frekans bandı gözlenmiştir. Burada, serbest uzayda 8 GHz frekansında maksimum yayın yapan bow tie anten kullanılmıştır. HIGP etkisi, antenin yönü ve konumu değiştirilerek incelenmiştir. Bow tie yönüne bağlı farklı S_{11} değerleri elde edilmesi, HIGP yapının simetrik olmayan dikdörtgen yamalarından kaynaklanmaktadır. Sonuç olarak bow tie antenin yayılım bölgeleri HIGP yapının EBG aralığında, dikdörtgen yama boyut ve sayısına bağlı olarak değişmektedir.

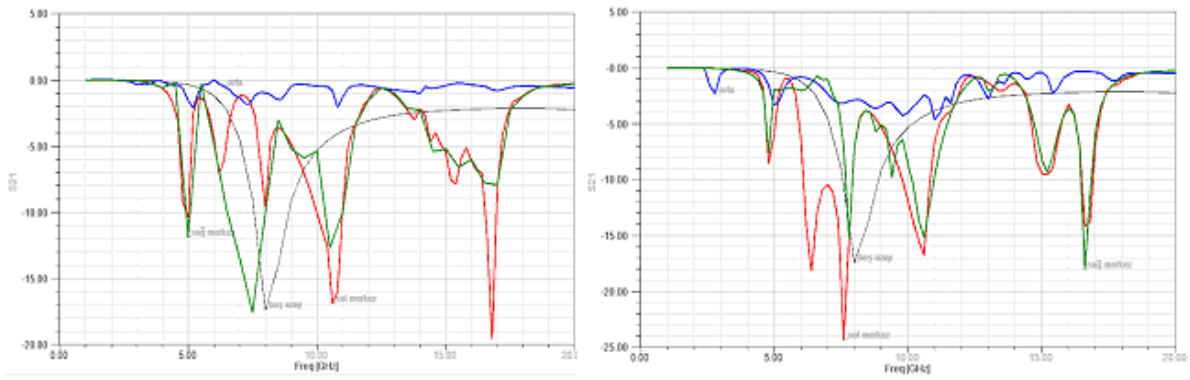


Şekil 3. Üç farklı uzunluk kullanımından dolayı, farklı bölgelerde oluşmuş üç EBG yukarıda görülmektedir. Frekans aralığı 1-20 GHz aralığında değişmektedir.



Şekil 4. Bow Tie Antenin Yerleşimi.

Anten yöne bağımlı dik ve yatay olarak, pozisyon olarak Şekil 4 'de görüldüğü durum; sağ kare yama anten üzeri, orjinde bulunan sol kare yama anten üzeri ve iki antene eşit uzaklıkta merkezde konuşlandırılmıştır.Dik yatay 2 şekilde, sol orta ve sağ merkezlerde 3 farklı şekil için toplam 6 farklı sonuç elde edilmiştir.



(a) (b)

Şekil 5. a) Sağ, orta ve sol konumlarda dik pozisyon verileri ve bow tie boş uzay. b) Sağ, orta ve sol konumlarda yatay pozisyon verileri ve bow tie boş uzay .

Bow tie boş uzay yayılımına bakıldığında 8 GHz 'de 17 dB 'lik yayılım yapmaktadır. a) HIGP-Bow tie eşleşmesinde 17 GHz 'deki yayılım 20 GHz 'e kadar çıkmıştır. b) 7.5 GHz 'de 25 dB 'ye varan yayılım elde edilmiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada farklı boyutlara sahip 3 tane dikdörtgen yamadan oluşturulan HIGP yapının arka düzlem olarak kullanılması durumunda aynı fazlı yansıma ve yüzey dalgaları bastırılması incelenmiştir. Belli değerler için üç farklı EBG oluşmuştur. Bow tie-HIGP sisteminin bazı frekanslar için anten yayılım değerini artırdığı ve farklı frekanslarda da yayılıma sebep olduğu gözlenmiştir. HIGP arka düzlem yapı olarak geriye radyasyonu engellediği gibi anten karakteristiğinin olumlu yönde değişmesine katkı sağlayarak farklı frekanslardaki bu yayılım özelliği ile bow tie anten log periyodik anten yayılım sonucuna yakın değerler vermektedir.

Teşekkür

Yazarlar, bu bildirinin kaleme alınması esnasındaki katkı ve yorumlarından ötürü A. Egemen YILMAZ'a teşekkürü bir borç bilirler.

Kaynaklar

[1] Joannopoulos, J. D., Meade, R. D. ve Winn, J. N., Photonic Crystals, Princeton, Princeton University, 1995.

[2] Rahmat-Samii, Y. ve Mosallaei, H., "Electromagnetic band-gap structures: Classification, characterization and applications", Proc. Inst. Elect. Eng. ICAP Symp, s. 560–564, 2001.

[3] Sievenpiper, D. F., Zhang, L., Jimenez Broas, R. F., Alexopolous, N. G. ve Yablonovitch, E., "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 47, sayı 11, 2059-2074, 1999.

[4] Yang, F. ve Rahmat-Samii, Y., "Reflection phase characterization of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 51, sayı 10, 2691-2703, 2003.

[5] Cakiroglu, B., Collins, P. J., Havrilla, M. J., Sertel, K. ve Terzuoli, A. J., "Multi-scale triangular patch high ımpedance ground plane to ımprove the bandwidth of conformal bow-tie antennas", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (IEEE-APS), 1-4, 2008.

Sinüzoidal Kırışıklı Paralel Plakalı Empedans Yüklü Dalga Kılavuzdan TE Modunda Elektromanyetik Dalgaların Işınımı

Ekin Aslan, Yakup Hameş
Mustafa Kemal Üniversitesi,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
31200, İskenderun/HATAY
Tel:+90(326)6135600, Faks:+90(326)6135613
ekinaslan@mku.edu.tr, yhames@mku.edu.tr

Özet: *Düzlemsel elektromanyetik dalgaların, dalga kılavuzundan ışınımı problemlerinin çözümünde, kılavuzun fiziksel ve geometrik yapısı önemli rol oynar. Normalde tek başına Wiener-Hopf tekniği kullanılarak çözülebilen bu tip problemler, sinüzoidal kırışıklık olması durumunda ortaya çıkan çekirdek fonksiyonunun çözümü için sınır koşullarına pertürbasyon seri açılımları uygulanarak Wiener-Hopf eşitlikleri elde edilmektedir. Bu çalışmada, yarı-sonsuz, paralel plakalı, sinüzoidal kırışıklıklı, içi dielektrikle dolu ve yüzey empedansına sahip bir dalga kılavuzundan E-polarizeli düzlemsel dalganın ışınımı incelenmektedir. Geometrinin içerdiği sinüzoidal kırışıklıktan gelen karmaşıklıklar pertürbasyon metodu kullanılarak çözülmektedir. Sayısal analiz yöntemleri kullanılarak kırışıklık parametrelerinin, yüzey empedanslarının ve plakalar arası mesafenin mod yayılımına etkisi ortaya çıkarılmaktadır.*

Anahtar Kelimeler*: Wiener-Hopf tekniği, dalga kılavuzu, ışınım, sinüzoidal kırışıklık.*

1.Giriş

Paralel yarım düzlem dalga kılavuzlarından elektromanyetik ışınım problemlerinin çözümü, mühendislik ve uygulamalı matematik bakımından önemli bir unsurdur. Özellikle de dalga kılavuzunun plakalarının yapısının bozunuma uğramış olması ve belirli bir empedansa sahip olması durumunda sınır koşulları oldukça karmaşık bir hal alır. Bu türden problemler bina çatılarını, deniz dalgasını, nano yapıları, vb. modelleme fırsatı verebilecektir. Bu nedenle birçok araştırmaya konu olmuştur [1-3]. Tek başına Wiener-Hopf tekniği kullanılarak çözülebilen bu tip problemler duvar bozunumunun gereklilik oluşturduğu pertürbasyon metodu yardımıyla ancak çözülebilmektedir. Bu tür sınır değer problemlerinde pertürbasyon seri açılımları kullanılarak Wiener-Hopf eşitliklerinin çözümleri elde edilmektedir [4-7].

Bu çalışmada; duvarları kalınlıksız, farklı iç ve dış yüzey empedanslarına sahip, sinüzoidal kırışıklı, paralel plakalı ve içi dielektrikle dolu dalga kılavuzundan TE modunda yayılım ele alınmıştır. Amaç, bu dalga kılavuzundan saçılan alanı tespit etmek ve kılavuzun duvar bozunumu ile sahip olduğu empedans özelliğinin etkisini araştırmaktır.

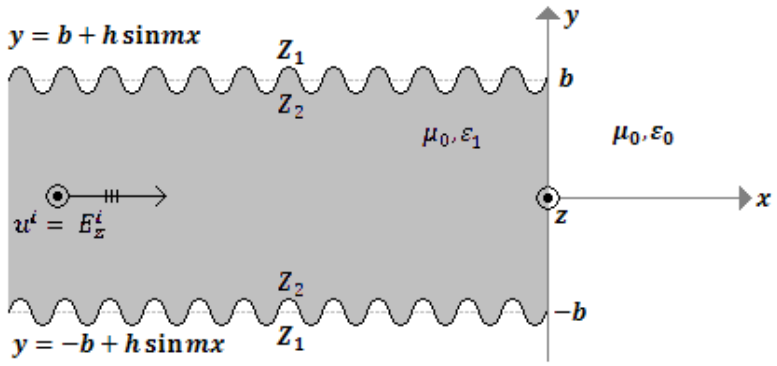
Analiz boyunca, plaka kırışıklığı genliği h'in yayılan dalganın λ dalga boyuna kıyasla çok küçük olduğu ve ω açısal frekans olmak üzere zaman faktörü $e^{-i\omega t}$ olarak dikkate alınmaktadır.

2. Matematiksel Analiz

Dalga kılavuzu, Şekil 1'de görüldüğü gibi kalınlıksız S_1 ve S_2 plakalarından oluşmaktadır.

$$S_1 = \{(x, y, z); x \in (-\infty, 0),\ y = b + h\sin mx,\ z \in (-\infty, +\infty)\} \tag{1a}$$

$$S_2 = \{(x, y, z); x \in (-\infty, 0),\ y = -b + h\sin mx,\ z \in (-\infty, +\infty)\} \tag{1b}$$



Şekil–1: Problemin Geometrisi

Serbest uzayın karakteristik empedansı Z_0 olmak üzere iç yüzeylerin empedansı $Z_2 = \eta_2 Z_0$ ve dış yüzeylerin empedansı $Z_1 = \eta_1 Z_0$ olarak alınmaktadır. Burada ε_0, μ_0 sırasıyla serbest uzayın dielektrik ve manyetik geçirgenlik sabitleridir. Çok küçük pozitif bir sanal kısmının var olduğu kabul edilen serbest uzayın dalga sayısı $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ şeklinde tanımlanır. ε_1, dielektrik dolgunun dielektrik geçirgenlik sabiti olmak üzere kılavuz içindeki dalga sayısı $k_1 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_1}$ ile belirtilmektedir. Kayıpsız durum ise, analiz sonunda $\Im m(k_0) \to 0$ yapılarak elde edilebilir. $E_z^i = u^i(x,y)$ olmak üzere, analiz açısından toplam alanı aşağıdaki gibi ifade etmek uygundur:

$$u^t(x,y) = \begin{cases} u_1(x,y), & y > b \\ \left[u^i(x,y) + u_2^{(1)}(x,y)\right]H(-x) + u_2^{(2)}(x,y)H(x), & -b < y < b \\ u_3(x,y), & y < -b \end{cases} \tag{2}$$

Dalga kılavuzu içinde, kırışıklığın etkisi ile toplam alan bileşenleri için yaklaşık sınır koşulu, Taylor serisinin de yardımıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir [3]:

$$\left(1 \mp \frac{\eta_2}{ik_1}\frac{\partial}{\partial y}\right)\left[u^t(x,\pm b) + h\sin mx\frac{\partial}{\partial y}u^t(x,\pm b) + O\left(h^2\right)\right] = 0,\ x < 0 \tag{3}$$

$u^i(x,y)$ gelen dalga ifadesinin genel çözümünü; Helmholtz denkleminde değişkenlere ayırma yöntemini kullanarak, Radyasyon koşulu ile yaklaşık sınır koşullarını dikkate alarak, en düşük mertebeli modun yayıldığını varsayarak [4] ve $K_1(\beta_0) = \sqrt{k_1^2 - \beta_0^2} = \xi_0$ alarak, aşağıdaki gibi elde ederiz:

$$A_0 = \left(\cos\xi_0 b + \frac{\eta_2}{ik_1}\xi_0 \sin\xi_0 b\right) + \frac{h}{2i}K_1(\beta_0+m)\left\{\sin K_1(\beta_0+m)b - \frac{\eta_2}{ik_1}K_1(\beta_0+m)\cos K_1(\beta_0+m)b\right\} \tag{4a}$$
$$-\frac{h}{2i}K_1(\beta_0-m)\left\{\sin K_1(\beta_0-m)b - \frac{\eta_2}{ik_1}K_1(\beta_0-m)\cos K_1(\beta_0-m)b\right\},$$

$$E_z^i = u^i(x,y) = A_0 \sin(\xi_0 y) e^{i\beta_0 x} \tag{4b}$$

Problemin çözümü için gerekli süreklilik koşulları aşağıdaki gibidir:

$$u_2^{(1)}(0,y) + u^i(0,y) = u_2^{(2)}(0,y), \qquad -b < y < b, \tag{5a}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} u_2^{(1)}(0,y) + \frac{\partial}{\partial x} u^i(0,y) = \frac{\partial}{\partial x} u_2^{(2)}(0,y), \qquad -b < y < b \tag{5b}$$

$$u_1(x,b) = u_2^{(2)}(x,b), \qquad x > 0, \tag{5c}$$

$$\frac{\partial}{\partial y} u_1(x,b) = \frac{\partial}{\partial y} u_2^{(2)}(x,b), \qquad x > 0, \tag{5d}$$

$$u_3(x,-b) = u_2^{(2)}(x,-b), \qquad x > 0, \tag{5e}$$

$$\frac{\partial}{\partial y} u_3(x,-b) = \frac{\partial}{\partial y} u_2^{(2)}(x,-b), \qquad x > 0. \tag{5f}$$

$u_1(x,y)$ ve $u_3(x,y)$ fonksiyonlarının x 'e göre Fourier dönüşümleri

$$F_{\pm}(\alpha,y) = \pm \int_o^{\pm\infty} u_1(x,y) e^{i\alpha x} dx \ , \qquad H_{\pm}(\alpha,y) = \pm \int_o^{\pm\infty} u_3(x,y) e^{i\alpha x} dx \tag{6}$$

olmak üzere $F(\alpha,y)$ ve $H(\alpha,y)$ $x \in (-\infty,\infty)$ aralığında Helmholtz eşitliğini sağlar. $K_0(\alpha) = \sqrt{k_0^2 - \alpha^2}$ ve $A(\alpha)$, $B(\alpha)$, $C(\alpha)$ ile $D(\alpha)$ bilinmeyen spektral katsayılar olmak üzere

$$F_+(\alpha,y) + F_-(\alpha,y) = A(\alpha) e^{iK_0(\alpha)(y-b)} \ , \qquad H_+(\alpha,y) + H_-(\alpha,y) = D(\alpha) e^{-iK_0(\alpha)(y+b)} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} G_+(\alpha,y) &= \int_o^{\infty} u_2^{(2)}(x,y) e^{i\alpha x} dx \\ &= B(\alpha) \sin[K_0(\alpha) y] + C(\alpha) \cos[K_0(\alpha) y] + \frac{1}{K_0(\alpha)} \int_{-b}^{y} [f(t) + \alpha g(t)] \sin[K_0(\alpha)(y-t)] dt \end{aligned} \tag{8}$$

yazılabilir. (7) ve (8) denklemleri birlikte kullanılıp gerekli integraller alındıktan sonra elde edilen $f(t)$ ve $g(t)$'nin eşdeğeri olan f_s ve g_s sonsuz serileri de kullanılarak $\Im m(-k_0) < \Im m(\alpha) < \Im m(k_0)$ bandında geçerli olan iki adet modifiye Wiener-Hopf denklemi elde edilir. Elde edilen bu Wiener-Hopf denklemleri klasik Wiener-Hopf yöntemiyle kolaylıkla çözülür. $x \in (-\infty,0)$, $y \in (-b,+b)$ aralığında $u_2^{(1)}(x,y)$ normal mod serilerine açılarak mod uydurma yöntemiyle $f_s^{e,o}$ ve $g_s^{e,o}$ spektral katsayıları elde edilir.

$y < -b$ ve $y > b$'de ışınan alan , sırasıyla $F(\alpha,y)$ ve $H(\alpha,y)$ 'nin ters Fourier dönüşümü ile

$$u_1(x,y)=\frac{1}{2\pi}\int_L A(\alpha)e^{iK_0(\alpha)(y-b)}e^{-i\alpha x}d\alpha \ , \tag{9}$$

$$u_3(x,y)=\frac{1}{2\pi}\int_L D(\alpha)e^{-iK_0(\alpha)(y+b)}e^{-i\alpha x}d\alpha \tag{10}$$

şeklinde elde edilir. L integrasyon çizgisi $\Im m(-k_0)<\Im m(\alpha)<\Im m(k_0)$ bandında reel α ekseni boyunca eksene paralel uzanmaktadır. (9) ve (10) denklemlerinde karşımıza çıkan asimptotik integraller semer noktası yöntemiyle çözülmektedir.

3.Sonuç

Bu çalışmada en düşük mertebeli moda sahip E_z polarizeli dalganın; duvarları sinüzoidal kırışıklı, kalınlıksız, empedans yüklü, paralel plakalı dalga kılavuzundan ışınımı ele alınmış ve çözülmüştür. Problem önce ikinci türden modifiye Wiener-Hopf denklemine dönüştürülüp ardından klasik Wiener-Hopf tekniği ile çözülmüştür.

Yapılan analiz sonucunda yüzey empedansının ışınan alana etkisi birinci mertebeden türevler olarak karşımıza çıkmakta iken, sinüzoidal kırışıklığın etkisi bir mertebe daha türev oluşturarak ikinci mertebeden türevler şeklinde karşımıza çıkmaktadır. Bu durum çekirdek fonksiyonunun oldukça karmaşık hale getirmekte ve çözümü zorlaştırmaktadır. Bu yaklaşımla empedans yüklü dalga kılavuzunun yüzeyindeki sinüzoidal geometrik yapıların ikincil bir empedans etkisi gibi davrandığı söylenebilir.

Bu problemin çözümünde sınır koşulları Taylor serisine açılıp yaklaşık sınır koşulları elde edilmiş ve ilk iki terimle yetinilmiştir. Daha fazla terimin, daha yüksek mertebeden türevleri karşımıza çıkarabileceği aşikar olup; bu ileriki bir çalışma konusu olmaktadır. $h\to 0$ yaklaşıklığı yapıldığında geometri sadece empedans yüklü, içi dielektrik dolu ve kalınlıksız dalga kılavuzu halini almakta ve bu yaklaşık durum Hameş ve Tayyar'ın geometrisinin kalınlıklı çalışmasında $a\approx b$ durumuyla aynı olmaktadır [7]. Bu ise çözümümüzün doğrulunu kanıtlar.

Kaynaklar

[1].Chakrabarti, A. ve S. Dowerah, Traveling Waves in aPparalel Plate Waveguide with Periodic Wall Perturbations, Can. J. Phys., 6: no. 3, s.271-284, 1984.
[2].Zheng J. P., Kobayashi K., Diffraction by a Semi-Infinitive Parallel-Plate Waveguide with Sinusoidal Wall Corrugation: Combined Perturbation and Wiener-Hopf Analysis. Progress in Electromagnetics Research B, 13: s.75-110, 2009.
[3].Zheng J.P., Kobayashi K., Combined Wiener-Hopf and Perturbation Analysis of the H-Polarized Plane Wave Diffraction by a Semi-Infinitive Parallel Plate Waveguide with Sinusoidal Wall Corrugation, Progress in Electromagnetics Research B, 13: s.203-236, 2009.
[4]. Aslan E. ve Hameş Y., "Sinüzoidal Kırışıklı, Yarı-Sonsuz, Paralel Plakalı, Empedans Yüklü Dalga Kılavuzunda Yayılan En Düşük Mertebeli Modun Analizi",Mühendislik ve Teknoloji Sempozyumu,2010
[5].Büyükaksoy A., Birbir F., Radiation from an Impedance Loaded Parallel-Plate Waveguide, Turk J. Elec. Engin., 8: s.81-91, 2000.
[6]. Büyükaksoy A., Birbir F., Analysis of Impedance Loaded Parallel Plate Waveguide Radiator, Journal of Elektromagnetic Waves and Appl., 12: s.1509-1526, 1998.
[7]. Hameş Y., Tayyar İ.H., Radiation from Dielectric-Filled Thick-Wall Parallel-Plate Waveguide Junction Loaded with a Dielectric Half-Plane", Electromagnetics, 25: no. 3, s.245-266, 2005.

YERALTINA GÖMÜLÜ DİELEKTRİK CİSİMLERE İLİŞKİN TERS SAÇILMA PROBLEMLERİNİN ANALİZİ

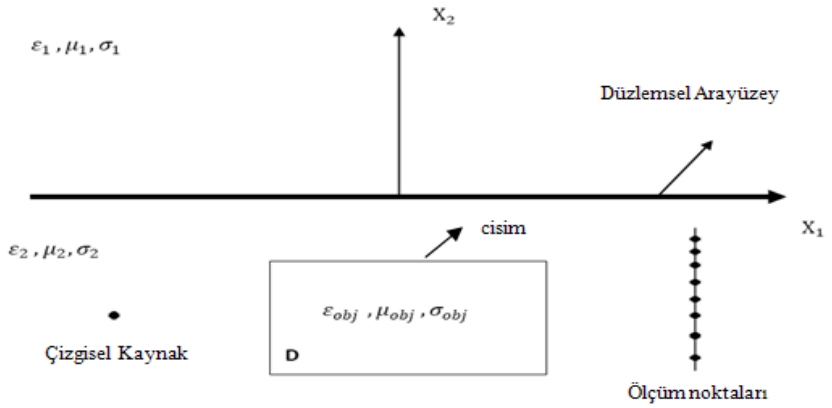
Ulaş ADIYAN*, Ali YAPAR**

*Doğuş Üniversitesi Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Acıbadem, İstanbul
uadiyan@dogus.edu.tr
**İTÜ Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Maslak, İstanbul
yapara@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, yeraltına gömülü dielektrik cisimlerin görüntülenmesi için bilinen iki yöntem değişik kaynak ve ölçme konfigürasyonları için uygulanmış, bunlara ilişkin çeşitli karşılaştırmalar yapılmıştır. Bu amaçla tüm uzay iki homojen yarı sonsuz bölge olarak düşünülmüş; üst ve alt yarı uzayın özellikleri sırasıyla hava ve toprak parametreleri esas alınarak seçilmiştir. Gömülü cisimler alt yarı uzaya yerleştirilmiş çizgisel kaynaklar tarafından aydınlatılmış ve saçılan alanın yine alt yarı uzaydaki alıcılar yardımıyla ölçüldüğü varsayılmıştır. Bu konfigürasyon özellikle petrol ve maden arama uygulamalarında yaygın olarak kullanılmakta olup, nispeten düşük frekans bölgelerinde yüksek sayılabilecek çözünürlükte sonuçlara ulaşmak mümkündür.*

1. Giriş

Ters saçılma problemleri, özellikle haberleşme, radar uygulamaları, maden arama, jeolojik formasyon belirleme, hasarsız test etme, tıbbi görüntüleme ve diğer uygulamaları dolayısıyla elektromanyetik teorinin son yıllarda hızla gelişen alanlarının başında gelmektedir. Tüm bu uygulamalar için kullanılan alıcı, verici ve saçıcıların fiziksel ve geometrik nitelikleri ile genel geometri her problem için temelde birbirine benzese de; eldeki problemin karakterine uygun yapılar seçmek çözümde önemli bir rol oynamaktadır. Bununla beraber ters saçılma problemlerinin çözümünde kullanılan algoritmaların seçimi konusunda da benzer bir durum söz konusudur. Bu bağlamda, bu algoritmaların ve yapıların belirli durumlar için karşılaştırılması da bu problemlerin teorisine bir katkı sunacaktır. Bu çalışmada iki parçalı uzayda gömülü cisimlere ilişkin iki boyutlu bir ters problem iki yöntemle (Born ve Newton Yöntemleri) karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir ve belirli parametrelerin geçerlilik sınırları ve çözüme etkileri araştırılmıştır. Bu çalışmada ele alınacak konfigürasyonda alıcı ve vericiler, jeoloji ve maden uygulamaları için kullanılabilecek bir yapıda, yani toprak altında düşünülmüştür. Problem, Şekil 1'de verilen geometri göz önünde bulundurularak iki parçalı uzayın Green fonksiyonu yardımıyla veri ve cisim eşitliklerinden oluşan bir integral denklem sistemine indirgenmiştir. [1] de bu integral denklem sisteminin çözümü homojen uzayın Green fonksiyonu kullanılarak iteratif bir yöntemle



Şekil 1 Problemin Geometrisi

gerçekleştirilmiştir. Konuya yapılan bir diğer katkıda benzer bir geometri için ters problem Born iteratif algoritmasıyla çözülmüştür [2]. [3] de ise bu kaynak ve gözlemci sayıları ve yerleri değiştirilerek probleme daha farklı bir yaklaşım getirilmiş ve ters problem için oldukça iyi sonuçlar üretilmiştir.

2. Ters Problemin Çözümü

Şekil 1'de verilen konfigürasyona ilişkin ters saçılma probleminin çözümü aşağıda verilen ve sırasıyla veri ve cisim denklemleri olarak adlandırılan iki integral denklemden oluşan sistemin çözümünden ibarettir.

$$u_s(x) = k_2^2 \int_D G(x;y)\, v(y) u(y) dy \,,\; x \in \Gamma \tag{1}$$

$$u(x) = u_i(x) + k_2^2 \int_D G(x;y)\, v(y) u(y) dy \,,\; x \in \mathrm{D} \tag{2}$$

Burada u_i gelen dalga, u_s saçılan alan, u toplam alan, Γ saçılan alanın ölçüldüğü noktaların kümesi, D cismin bulunduğu bölge, k_2 alt yarı uzayın dalga sayısı, v cisim fonksiyonu, $G(x;y)$ ise iki parçalı uzayın Green fonksiyonudur. v cisim fonksiyonunun bir ifadesi

$$v(y) = \frac{k_{obj}^2(y)}{k_2^2(y)} - 1 \tag{3}$$

olarak verilebilir. Aşağıda bilinen iki farklı yöntemle problemin çözümü kısaca verilecektir.

i-) Born Yaklaşımı: Ters problem çözümünde bu tip konfigürasyonlar için temel bir yaklaşım olan Born yaklaşımında, (1)'de toplam alan yerine gelen alan kullanılır. Böylece (1) yerine yaklaşık olarak

$$u_s(x) = k_2^2 \int_{D_R} G(x;y)\, v(y) u_{\,i}(y) dy \tag{4}$$

yazılabilir. Bu yaklaşıklık alçak frekans bölgelerinde ve zayıf saçıcılar halinde belirli bir oranda doğru sonuçlar üretebilmektedir. Born yaklaşımının (4) ile verilen ifadesinde D_R cismi bulmak amacıyla taranan bölgedir. Saçılan alana ait ölçüm değerlerini bildiğimiz bu eşitlikte tek bilinmeyen $v(y)$ cisim fonksiyonudur. Cisim fonksiyonunu bu yolla bularak, cisme ait özellikleri elde etmek mümkündür. Yalnız cisim fonksiyonunu bulurken, ters problemlerin doğası gereği belirli bir regülarizasyon yapılması gerekmektedir. Bu çalışmada hem Born hem de Newton yaklaşımı için Tikhonov regülarizasyon yöntemi kullanılmıştır. A (4) ile verilen integral denklemin ayrıklaştırılması ile elde edilen matris ve α regülarizasyonda kullanılan parametre olmak üzere (4) ün operatör formda regülerize çözümü

$$Av = u_s \quad \Rightarrow \quad v = (\alpha I + A^* A)^{-1} A^* u_s \tag{5}$$

şeklinde yazılabilir.

ii-) Newton yöntemi: İteratif bir yöntem olan Newton metodunda cisim fonksiyonuna bir başlangıç değeri ($v^{(0)}$) atayarak cismin gerçek görüntüsüne adım adım yaklaşılması hedeflenmektedir. F lineer olmayan, ve aranan cismin bir fonksiyonu olan bir operatör, $F'\left(v^{(0)}\right)\delta v^{(1)}$ ise Fréchet türevi olmak üzere Newton yöntemi

$$F\left(v^{(0)}\right) + F'\left(v^{(0)}\right)\delta v^{(1)} = u_s \,,\; F'\left(v^{(0)}\right)\delta v^{(1)} \triangleq k_2^2 \int_D G(x;y)\, u^{(0)}(y)\delta v^{(1)} dy \tag{6}$$

$$k_2^2 \int_D G(x;y)\, u^{(0)}(y)\delta v^{(1)} dy = u_s(x) - F\left(v^{(0)}\right) \tag{7}$$

denklemleri ile özetlenebilir. (6)'nın ilk kısmında Newton yönteminin temel prensibi ve ikinci kısmında Fréchet türevinin tanımı verilmiştir. $v^{(0)}$ belirlendikten sonra (7) kullanılarak $\delta v^{(1)}$ bulunmuştur. $\delta v^{(1)}$ bulunduktan sonra bir sonraki adım için yeni cisim fonksiyonunun değeri bulunur ve sonuçta ilk ve n. iterasyon için

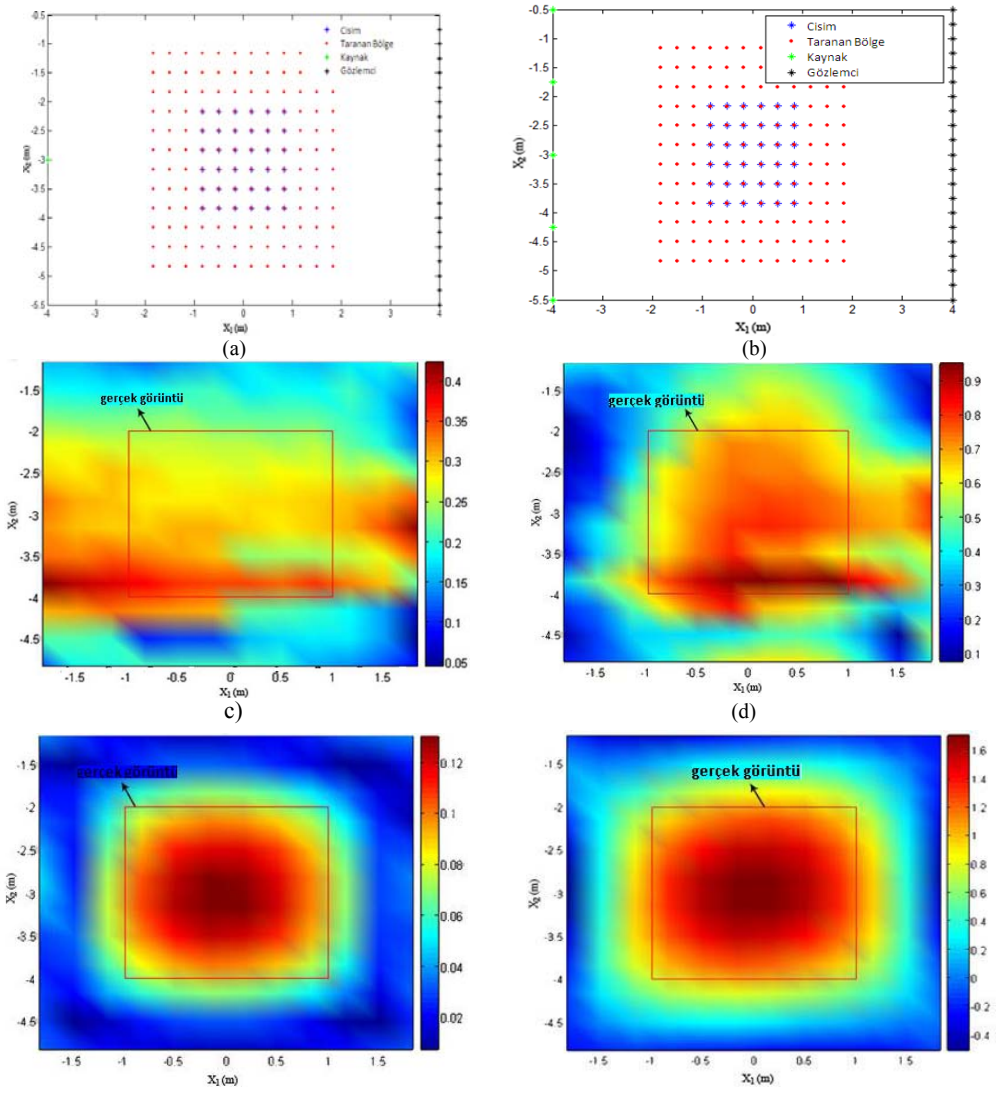
$$v^{(1)} = v^{(0)} + \delta v^{(1)} \,,\; v^{(n)} = v^{(n-1)} + \delta v^{(n)} \tag{8}$$

yazılır. Born yönteminde olduğu gibi Newton yönteminde de bahsedildiği üzere regülarizasyon yapılmıştır. Bu yaklaşımlara ilave olarak çoklu kaynak yapısı her iki yöntem için de denenmiştir.

3. Sayısal Uygulamalar

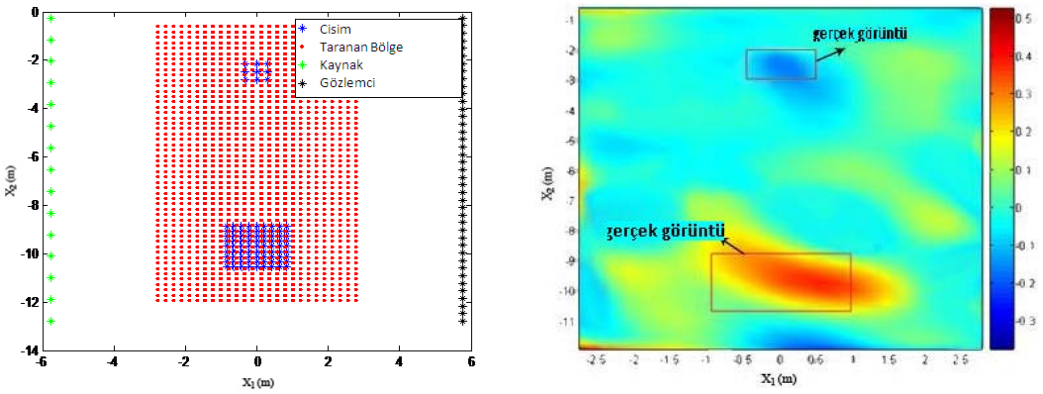
Bu bölümde çalışılan ters problemin doğru, yeterli ve verimli olduğu şartlar analiz edilmeye çalışılmıştır. Bu kapsamda, Born ve Newton yöntemleri, tekli ve çoklu kaynak yapıları, tek ve iki cisim durumları karşılaştırılırken, çözümde sıklıkla karşılaşılan bir sorun olan hesaplama yükü problemine de yeni bir bakış getirilmeye çalışılmıştır. Uygulamalar Matlab programı kullanılarak yapılmıştır, bununla beraber problemlerdeki

integraller için Matlab ‘quad’ fonksiyonu kullanılmıştır. İlk uygulamalar için, dikdörtgen kesitli, kenar uzunlukları $2m$ x $2m$, bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliği $\varepsilon_{obj} = 2.5$, $\sigma_{obj} = 5\text{x}10^{-3}$ $(\frac{S}{m})$ olan bir cisim seçilmiştir. Daha önceden de belirtildiği gibi üst yarı uzay hava ve alt yarı uzay toprak olarak seçilmiştir. Toprağın bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliği $\varepsilon_2 = 3$, $\sigma_2 = 10^{-3}$ $(\frac{S}{m})$ olarak kabul edilmiştir. Frekans $f = 10\ MHz$, alıcı sayısı 21, çoklu kaynakta kaynak sayısı 5 olarak ve bunlara bağlı olarak hücre kenarları cisim dalga boyunun 60’ta biri olarak seçilmiştir. Regülarizasyondaki ölçekleme parametresi $\alpha = 10^{-14}$ olarak seçilmiştir. Newton yöntemi için iterasyon sayısı 100, $Re(v^{(0)}) = Im(v^{(0)}) = 2.5$ olarak seçilmiştir.



Şekil 2. a) Tek kaynaklı yapı **b)** Çok kaynaklı yapı ve **c)** (a) yapısı ve Born yöntemi için$Im(v)$ **d)** (a) yapısı ve Newton yöntemi için $Im(v)$ **e)** (b) yapısı ve Born için $Im(v)$**f)** (b) yapısı ve Newton için $Im(v)$

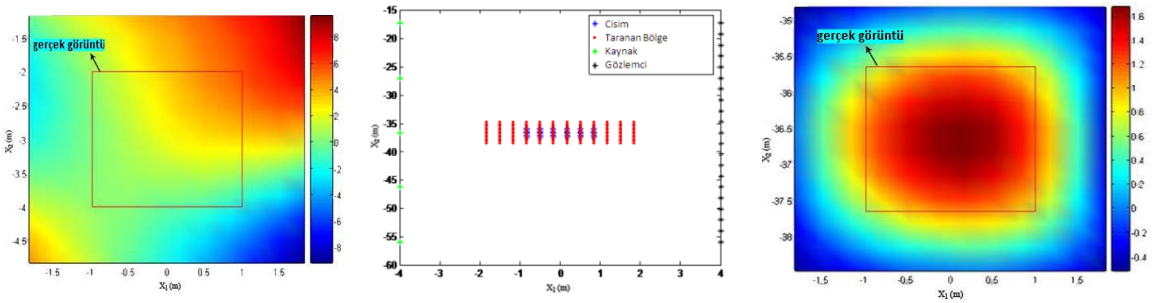
Şekil 2.a ve b’de üzerinde çalışılan konfigürasyonlar verilmiştir. Tek kaynak yapısında iteratif bir yöntem olan Newton yöntemi Born yöntemine göre aynı geometri için daha iyi sonuçlar üretmiştir (Şekil 2.c ve 2.d). Yine Şekil 2.c ve 2.d ile 2.e ve 2.f ‘yi kıyaslayacak olursak çoklu kaynak yapısı çözünürlük bakımından çözüm için çok önemli sonuçlar üretmiştir. Newton çoklu kaynak yapısı Born’dan farklı olarak cismin hangi cisim olduğu konusunda da önemli bir bilgi vermiştir. Örneğin, gerçek cisim için $Im(v) = 1.8$ değerine sahipken, Born çoklu kaynakta $Im(v) = 0.12$, Newton çoklu kaynakta ise az bir hatayla $Im(v) = 1.65$ olarak bulunmuştur.



a) b)

Şekil 3 a) İki farklı cismin olduğu bir yapı **b) (**a) yapısı ve Newton için $Re(v)$

Şekil 3.a'daki kare kesitli cisimlerden küçük olanın bir kenarı 1m büyük olanın 2m ve bu yapıda karmaşıklık arttığından ötürü hesaplama yükü elverdiği ölçüde 15 kaynak 51 alıcı kullanılmıştır. Küçük cisim için $Re(v) = -0.27$, büyük cisim için $Re(v) = 0.6$ 'dır. Şekil 3.b'den görülebileceği gibi bulunan değerler gerçek değerlere çok yakındır. Ancak bu sonuç $f = 30\ MHz$ için bulunmuştur, dolayısıyla frekansın arttırılması gerekmiştir.



a) b) c)

Şekil 4 a) Şekil 2.b'deki yapı için yansıma ihmal edildiğine $Im(v)$ **b)** Şekil 2.b'ye göre cisim ve taranan bölge λ_2 kadar yüzeyden derindeyken **c)** Şekil 4.b'deki yapı için yansıma ihmal edildiğine $Im(v)$

Hesaplama yükü bakımından probleme getirilen önemli bir yaklaşım Şekil 4'ten görülebilir. İki parçalı uzayın Green fonksiyonuna göre yapılan hesaplamalar, sayısal integrasyon sebebiyle çok ciddi hesaplama yükleri getirmiştir. Şekil 2.b'deki yapı için problem homojen uzayın Green fonksiyonuna göre çözüldüğünde Şekil 4.a'dan da görülebileceği gibi cisim ayırt edilememiştir. Ancak cisim yeterince derine gömülüyken (Şekil 4.b) zayıflamalardan ötürü Green fonksiyonu homojen uzaya göre hesaplanmıştır. Bu sayede hesaplama yükü önemli oranda azalmış ve çözünürlüğü yüksek sonuçlar elde edilmiştir (Şekil 4.c).

4. Sonuç

Bu çalışmada, iki parçalı uzayda iki boyutlu gömülü dielektrik cisimlere ilişkin kapsamlı bir analiz yapılmıştır. Newton yöntemi, Born yöntemine göre daha iyi sonuçlar üretmiş; çoklu kaynak yapısı çok ciddi iyileştirmeler getirmiş, cisim sayısı arttıkça çözünürlük için frekansın belirli ölçüde arttırılması gerektiği görülmüştür. Son olarak cisim yeterince derindeyse iki parçalı uzay yerine homojen uzayın Green fonksiyonu kullanılarak problem çözülmüş ve bu da hesaplama yükünün önemli oranda azalmasına sebep olmuştur.

Kaynaklar

[1] Tanaka, M., Takenakata, T., ve Tabuchi, Y., 1993: Electromagnetic Imaging Of Scattering Objects in Cross-Borehole Measurements, *IGARSS'93: Better Understanding Of Earth Environment*, Vol. I-IV, s. 1900-1902.

[2] Chaturvedi, P., ve Plumb, R. G., 1995: Electromagnetic imaging of underground targets using constrained optimization, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, Vol. 33, s. 551 - 561.

[3] Bozza, G., Estatico, C., Pastorino, M., ve Randazzo., A., 2007: "Application of an Inexact-Newton method within the second-order Born approximation to buried objects", *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, Vol. 4, s. 51.

N-Katmanlı, Kayıplı, Dispersif Düzlemsel Tabakaların Elektriksel Özelliklerinin ve Kalınlıklarının Elektromagnetik Yöntemle Kestirilmesi

İlhami Ünal, Cahit Canbay
Yeditepe Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ilhamiunal@yeditepe.edu.tr, canbay@yeditepe.edu.tr

Özet: *Düzlemsel şekilde N-katmanlı, kayıplı, dispersif tabakaların elektriksel ortam parametrelerinin (ε_N, μ_N, σ_N) ve kalınlıklarının (d_N) elektromagnetik alanlarla kestirilmesi için teorik bir hesaplama yöntemi önerilmiştir. Farklı uygulama frekansları ve geliş açılarıyla gönderilen düzlemsel dalga ile uyarılan N-katmanlı tabakalarda araştırılan M sayıdaki bilinmeyen elektriksel ortam parametreleri ve kalınlık bilgileri, her bir yüzey için sınır koşulları uygulanarak hesaplanan tüm katmanlardan geri yansıyan alanın genlik ve faz değişimlerinin M+1 boyutlu uzayda analiz edilmesiyle ortaya çıkarılmıştır. Çok olasılıklı çıkan bilinmeyenlerin, farklı frekans ve geliş açısı uygulanarak adım adım gerçek bilinmeyen değerlere yakınsatılması sağlanmış, sonuçlar literatürdeki diğer yöntemlerle kıyaslanmıştır. Geri yansıyan alanın faz değişimlerinin incelenmesinin, yakınsamada genlik değişimlerinden daha fazla etkili olduğu görülmüştür. Ayrıca incelenen düzlemsel katmanların sayısı arttıkça, yakınsama ve bilinmeyenleri hesaplama süresinin arttığı görülmüştür. Son olarak önerilen yöntemin, tabakalı şekilde oluşmuş yer altı maden yataklarının, petrol ve su kaynaklarının yerinin ve özelliklerinin tespit edilmesi gibi uygulamalarda da kullanılması bakımından önemi vurgulanmış, ilgili benzetim sonuçları verilmiştir.*

1. Giriş

Yer altı oluşumlarının yerinin saptanması ve elektriksel özelliklerinin ortaya çıkarılmasını amaçlayan bu çalışmada, *N*-katmanlı, kayıplı, dispersif düzlemsel tabakaların elektriksel ortam parametrelerinin (ε_N, μ_N, σ_N) ve kalınlıklarının (d_N) elektromagnetik alanlarla kestirilmesi için teorik bir hesaplama yöntemi önerilmiştir. Çalışmada örnek olarak incelenen en basit problemlerden birisi; yeryüzünün kumsal toprak katmanının altında kaç metre derinliğinde su bulunduğudur. Bilinmeyen sayısının iki olduğu bir başka örnek uygulama ise; yeryüzünün kumsal toprak katmanının altında kaç metre derinliğinde hangi oluşumun bulunduğudur. Bu örnek uygulamaları ise *M* bilinmeyenli olarak genişletmek olanaklıdır. Bu çalışmada, katmanlardan geri yansıyan alanın teorik hesabı yapılmış, geri yansıyan alanın genlik ve faz değişimleri analiz edilerek, çoklu katmanlı yeryüzü oluşumlarının elektriksel özellikleri ve derinlikleri kestirilmiştir.

2. *N*-katmanlı, Kayıplı, Dispersif Tabakalardan Geri Yansıyan Alanın Hesabı

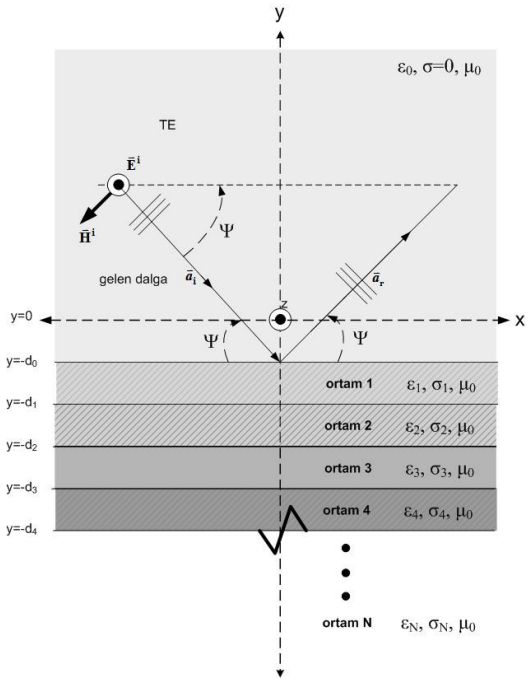
Şekil 1'de her bir geniş düzlemsel katmandaki TE modundaki elektrik alan ifadeleri aşağıdaki gibi yazılıp, bilinmeyen R_0, T_1, R_1, … katsayıları her bir arakesit yüzeyde teğetsel bileşenlerin sürekliliği ve Snell bağıntıları kullanılarak hesaplanmıştır. Özellikle R_0 yansıma katsayısı ölçülebilen bir büyüklük olduğu için, yansıma katsayısının genlik ve faz değişimleri üzerinde analizler yapılmıştır.

$$\vec{E}_0 = \vec{a}_z \left(e^{-jk_0\left(x\cos(\psi)-y\sin(\psi)\right)} + R_0\, e^{-jk_0\left(x\cos(\psi)+y\sin(\psi)\right)} \right) \tag{1}$$

$$\vec{E}_1 = \vec{a}_z \left(T_1\, e^{-jk_1\left(x\cos(\theta_{t1})-y\sin(\theta_{t1})\right)} + R_1\, e^{-jk_1\left(x\cos(\theta_{t1})+y\sin(\theta_{t1})\right)} \right) \tag{2}$$

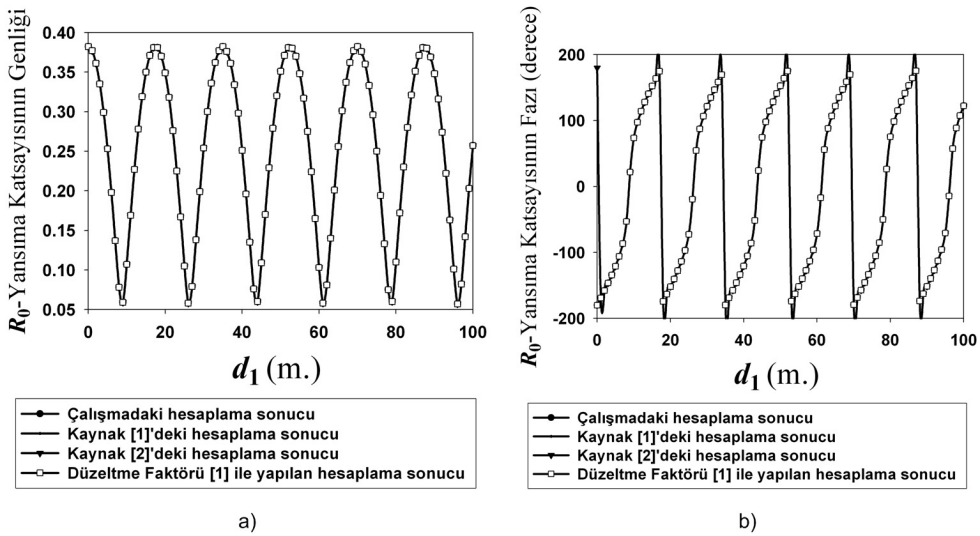
$$\vec{E}_2 = \vec{a}_z \left(T_2\, e^{-jk_2\left(x\cos(\theta_{t2})-y\sin(\theta_{t2})\right)} + R_2\, e^{-jk_2\left(x\cos(\theta_{t2})+y\sin(\theta_{t2})\right)} \right) \tag{3}$$

$$\cdots\cdots\cdots



Şekil 1. *N*-katmanlı, kayıplı düzlemsel katmanların şematik gösterimi.

R_0 yansıma katsayısı için, yukarıda ifade edilen hesaplarla [1] ve [2] kaynaklarındaki hesaplamalar ve düzeltme faktörü hesaplamaları [1] ile karşılaştırmalar başarı ile yapılmıştır (Şekil 2).

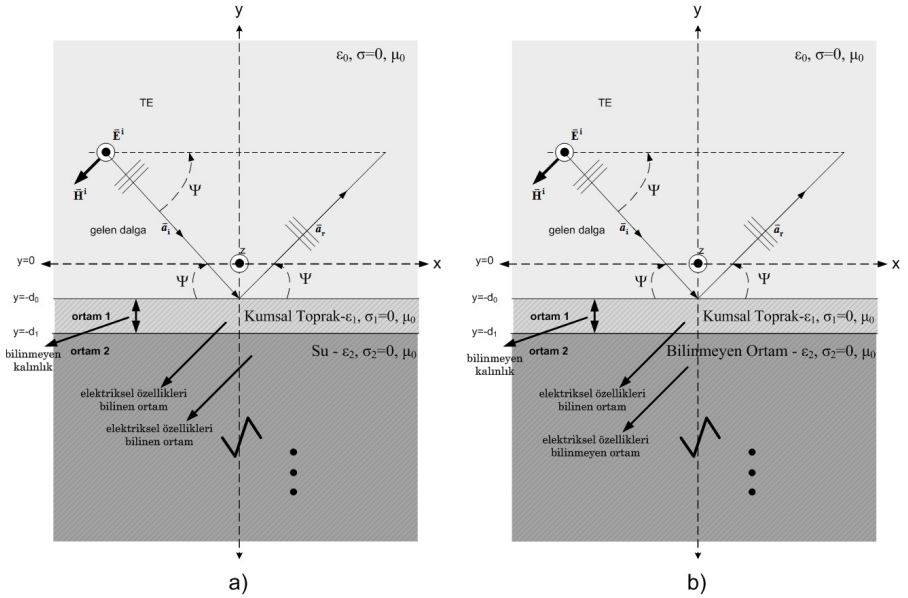


a) b)

Şekil 2. Yansıma katsayısının (R_0) ilk katman derinliğine (d_1) göre karşılaştırmalı genlik ve faz değişimleri.

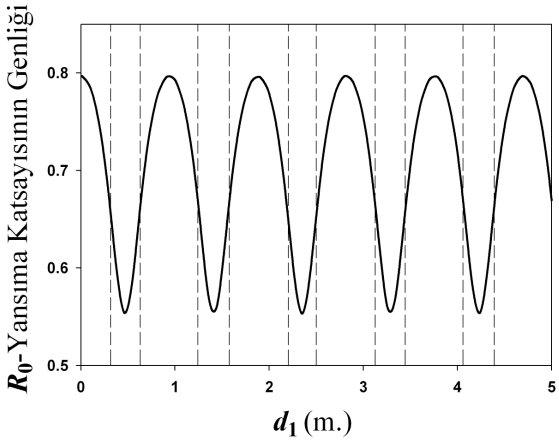
3. Bir Bilinmeyenli Problem: Tabaka Kalınlığının Kestirilmesi

Ele alınan problem Şekil 3(a)'da gösterildiği gibi; kumsal katman altında yer alan suyun kaç metre derinlikte olduğunun saptanmasına yöneliktir.



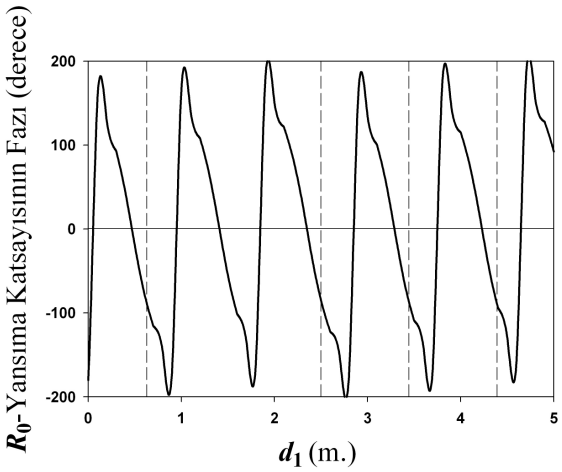
Şekil 3. (a) Bir bilinmeyenli problem ve (b) iki bilinmeyenli probleme ilişkin şematik gösterimler.

N=2 olduğu durumdaki yansıma katsayısı bağıntısının (R_0) genlik ve fazının, "bilinmeyen" derinlik değişkenine (d_1= 2.5 m.) göre grafikleri alındığında, sadece 4.5 m.'lik bir derinlik tarandığında ve 100 MHz'lik elektromagnetik dalga dik olarak gönderildiğinde, Şekil 4'de görüldüğü gibi aynı yansıma genlik değerine ulaşan 10 tane derinlik değişkeni olasılığı ile karşılaşılır (olası d_1 değerleri = 0.31481 m., 0.62693 m., 1.243 m., 1.576 m., 2.2037 m., 2.5 m., 3.124 m., 3.444 m., 4.06 m., 4.3889 m.).



Şekil 4. 100 MHz uygulandığında, yansıma katsayısının (R_0) genliğinin d_1 değişkenine göre grafiği.

Yansıma katsayısının fazını incelersek ise (Şekil 5), yine 100 MHz uygulama frekansı için aynı faz değerine ulaşan bu olasılıklar 4'e düşmektedir (olası d_1 değerleri = 0.62693 m., 2.5 m., 3.444 m., 4.3889 m.).



Şekil 5. 100 MHz uygulandığında, yansıma katsayısının (R_0) fazının d_1 değişkenine göre grafiği.

Yansıma katsayısının fazının değişimleri incelenmeye devam edildiği taktirde; 150 MHz'lik elektromagnetik dalga uygulanırsa derinlik değişkeni olasılığı 3'e (olası d_1 değerleri = 0.62693 m., 2.5 m., 4.3889 m.), 140 MHz uygulanırsa ise 1'e (olası d_1 değerleri = 2.5 m.) inmektedir; sonuçta hepsinde ortak olan "2.5 m." derinlik değerine üç frekans uygulanması sonucunda ulaşılmıştır.

4. İki Bilinmeyenli Problem: Tabaka Kalınlığının ve Dielektrik Katsayısının Kestirilmesi

Ele alınan problem Şekil 3(b)'de gösterildiği gibi; kumsal katman altında yer alan özellikleri bilinmeyen suyun (ε_{r1} = 78.36 m.) bulunmasına, ve kaç metre derinlikte (d_1= 2.5 m.) olduğunun saptanmasına yöneliktir. 3. bölümde yapıldığı gibi, bilinmeyen sayısı iki olduğundan dolayı yansıma katsayısının (R_0) genlik ve faz grafikleri, hem derinliğe hem de dielektrik katsayısına göre bu kez üç eksenli olarak incelenmiştir. Faz değişimlerinin analizlerinden daha hızlı yakınsama görüldüğü için sadece faz grafikleri analiz edilmiştir.

- 90 derece geliş açısında, 100 MHz elektromagnetik dalga uygulandığında, aynı yansıma katsayısı faz değerine ulaşan 41 adet (d_1, ε_{r1}) çifti bulunmuştur.
- 90 derece geliş açısında, aşama aşama 140, 180 ve 205 MHz elektromagnetik dalga gönderildiğinde, yine aynı yansıma katsayısı faz değerine ulaşan 14 adet (d_1, ε_{r1}) çifti bulunmuştur.
- Bundan sonra, son uygulama frekansı sabit tutulup (205 MHz'de), keyfi olarak geliş açıları sırasıyla 60, 30, 20 ve 75 derece uygulanarak (d_1, ε_{r1}) çiftlerinin sayısının 9'a indiği görülmüştür. Bu çiftler (d_1 = 2.5 m., ε_{r1} = 78.32-78.40) olarak bulunmuştur.

5. *M* Bilinmeyenli Problemler İçin Hesaplama Yönteminin Genelleştirilmesi

3. ve 4. bölümlerde yapılan analizlerden görüldüğü üzere iki bilinmeyenli durumda üç eksenli olarak analizler yapılarak "bilinmeyen" değerlere yaklaşılmıştır. *M* bilinmeyenli daha fazla bilinmeyenin olduğu durumda ise *M*+1 eksende analiz yapılması gerekir, bilinmeyen değişkenlerin doğru sonuca yakınsama süresi uzayacaktır.

6. Sonuç

Geri yansıyan alanın faz değişimlerinin incelenmesinin, yakınsamada genlik değişimlerinden daha fazla etkili olduğu görülmüştür. Ayrıca incelenen düzlemsel katmanların sayısı arttıkça, doğru sonuca yakınsama ve bilinmeyenleri hesaplama süresinin arttığı görülmüştür. Bu yöntem geri yansıyan alan şiddetlerinin ölçüm doğruluğu çok yüksek olduğu sürece verimli bir şekilde, ama yavaş olacak şekilde çalışacaktır. Özellikle alçak frekanslarda düz arazilerde yer altı katmanlarının (maden yatağı, su gibi) özelliklerinin incelenmesinde kullanılması daha uygun olacaktır. Farklı frekans uygulamalarında ε_{rN} dispersif ortamlar için sabit kalmayacaktır, ancak seçilen uygulama frekansları dar bant aralıklarında seçilirse, ε_{rN} değerlerinin hemen hemen sabit kaldığı göz önüne alınabilir.

Kaynaklar

[1]. Wait J. R., Electromagnetic Waves in Stratified Media. Oxford University Press, A.B.D., 1996.
[2]. Cheng D. K., Field and Wave Electromagnetics. Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1989.

Elektromanyetik Dalgaların Mükemmel İletken Bir Düzlemle Sınırlı Yarı Uzaya Yerleştirilmiş Dielektrik Cisimlerden Saçılması

M. Gökhan Şanal, Ali Yapar
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Maslak, İstanbul
sinkrotron@yahoo.com , yapara@itu.edu.tr
Tel: 0 212 285 3621
Fax: 0 212 285 3679

Özet: *Bu çalışmada mükemmel iletken bir düzlemle sınırlı yarı uzaya yerleştirilmiş genel halde homojen olmayan bir dielektrik cisimden saçılma problemi ele alınmıştır. Bu kapsamda önce ilgili konfigürasyona ilişkin diyadik green fonksiyonu görüntü yöntemiyle hesaplanmış ve problem bir integral denklemin çözümüne indirgenmiştir. Daha sonra bu denklem momentler yöntemi yardımıyla çözülerek cismin içindeki alan dağılımı belirlenmiştir. Problemde uyarıcı kaynak olarak düzlemsel dalgalar kullanılmıştır. Frekans, geliş açısı, saçıcı cismin elektromanyetik özelliği vb. parametrelerin saçılan alan üzerindeki etkisi detaylı olarak incelenmiş ve kapsamlı bir sayısal analiz verilmiştir.*

1. Giriş

Elektromanyetik saçılma problemleri askeri veya sivil hayatın pekçok alanında doğrudan uygulamaya sahip olup genel elektromanyetik teori içerisinde önemli bir yer tutar. Tüm haberleşme sistemleri, radar , havacılık, uydu haberleşmesi, tıbbi uygulamalar, savunma sanayi vb alanlarda elektromanyetik dalgalar kullanıldığından bu dalgaların çeşitli cisimlerle etkileşimlerini analitik veya sayısal yöntemlerle ortaya çıkarmak için sürekli yoğun çabalar harcanmaktadır.

Matematiksel olarak bu problemler bir, iki ve üç boyutlu hallerde incelenebilir olmakla beraber şurası açıktır ki gerçek uygulamalarda genel halde saçılma problemleri ancak üç boyutlu halde incelenirse tam ve doğru bir analiz yapılmış olur.

Saçıcı cismi barındıran uzayın yapısı problem üzerinde çok önemli bir etkiye sahiptir. Bu çalışmada mükemmel iletken (PEC) bir düzlemle sınırlandırılmış homojen bir ortamın içindeki, genel olarak homojen olmayan bir dielektrik cisimden elektromanyetik dalgaların saçılması problemi ele alınmıştır. Özellikle belirli frekans bölgelerinde yeryüzü veya deniz yüzeyi hem yaklaşık olarak düz hem de iletken olarak kabul edilebileceğinden ele alınan problem gerçek uygulamalarda karşılaşılabilecek türdendir.

Burada problem önce ortama ilişkin diyadik green fonksiyonu yardımıyla bir integral denklem şeklinde formüle edilmiş daha sonra da bu denklem momentler yöntemi ile bir matris denklem sistemine indirgenerek çözülmüştür. Ortamın green fonksiyonu boş uzay diyadik green fonksiyonundan yararlanarak görüntü prensibi ile analitik olarak yazılmıştır. Green fonksiyonunun cismin içindeki küçük hücreler üzerindeki integralleri belirli yaklaşıklıklar altında analitik olarak hesaplanmıştır.Yöntem çeşitli sayısal uygulamalarla test edilmiş ve bazı parametrelerin çözüme etkisi detaylı olarak incelenmiştir.

2. Genel Denklem ve Diyadik Green Fonksiyonu

Zamana bağlılığı $e^{-i\omega t}$şeklinde olan bir düzlemsel elektromanyetik dalga ile yukarıdan herhangi bir geliş açısıyla uyarılan ve manyetik geçirgenliği boş uzayınkine eşit olan dielektrik bir cisim sebebiyle oluşacak toplam alan şu şekilde ifade edilebilir:

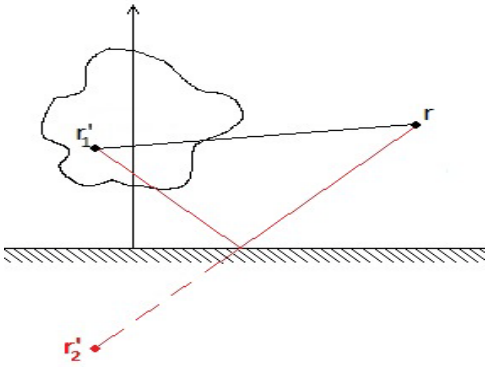
$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_i(\vec{r}) + k_0^2 \iiint_{V'} \overline{\overline{G}}(\vec{r},\vec{r}\,')v(\vec{r}\,')E(\vec{r}\,')dv' \qquad (1)$$

Burada $\vec{E}$ toplam elektrik alanı, $\vec{E_i}$ gelen dalgayı, $\bar{\bar{G}}$ diyadik green fonksiyonunu, v cisim fonksiyonunu, V′ cismin hacmini, $\vec{r}\,'$ cisim içindeki herhangi bir noktanın koordinatlarını gösteren vektörü ve $\vec{r}$ de tüm uzayda herhangi bir noktayı gösteren vektörü temsil etmektedir.

Cisim fonksiyonu *v*'nin ifadesi şu şekildedir:

$$v(\vec{r}) = \frac{k^2(\vec{r})}{k_0^2} - 1 \tag{2}$$

Üzerinde çalışılan uzay, mükemmel iletken düzlemle sınırlandırılmış yarım uzay olduğundan diyadik green fonksiyonu $\bar{\bar{G}}$ doğal olarak boş uzaydakinden farklı bir yapıya sahip olacaktır. Bunu elde etmek için boş uzayın green fonksiyonuna görüntü yönteminin uygulanması yeterlidir.



Şekil 1: Problemin geometrisi ve PEC düzlemin etkisi

Dolayısıyla üzerinde çalışılan diyadik green fonksiyonu şu hali alır:

$$\bar{\bar{G}}(\vec{r},\vec{r}') = \left[\bar{\bar{I}} + \frac{1}{k_0^2}\nabla\nabla\right]\left(g(\vec{r},\vec{r}_1') - g(\vec{r},\vec{r}_2')\right) \tag{3}$$

Yukarıdaki (3) numaralı denklemde,

$$g(\vec{r},\vec{r}') = \frac{1}{4\pi}\frac{e^{ik|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \tag{4}$$

ile verilir.

3. Problemin Ayrıklaştırılması

Çeşitli çalışmalar göstermiştir ki (1) denklemi üç boyutlu diyadik green fonksiyonundaki tekillik sebebiyle, $\vec{r} \to \vec{r}'$ durumunda klasik anlamda yakınsamıycaktır ama belirli bir değeri vardır. Bunu hesaplamak için denklem önce:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_i(\vec{r}) + PV\left\{k_0^2 \iiint_{V'} \bar{\bar{G}}(\vec{r},\vec{r}')v(\vec{r}')E(\vec{r}')dv'\right\} - \frac{1}{k_0^2}\bar{\bar{L}}.\vec{E}(\vec{r})v(\vec{r}) \tag{5}$$

şeklinde yazılır. Burada $PV\left\{\iiint_{V'}[\bullet]dv'\right\} = \lim_{V_\delta \to 0}\left\{\iiint_{V'-V_\delta}[\bullet]dv'\right\}$ ve $\bar{\bar{L}}$ de hariç tutulan hacim olan $V_\mathcal{E}$'nın şekline bağlı bir tensör olup, biz bu hacmi çok küçük bir küre olarak aldığımızdan $\bar{\bar{L}} = \frac{\bar{\bar{I}}}{3}$ olur [1].

Eğer cismi, içinde elektrik alanın sabit kabul edilebileceği N adet küçük hücreye bölersek, (5) denklemi bir seri toplam halini alır.

$$\vec{E}_m = \vec{E}_{i\,m} + \sum_{\substack{n=0 \\ n\neq m}}^{N-1} \left\{ k_0^2 v_n \vec{E}_n \iiint_{Hn} \overline{\overline{G}}(\vec{r},\vec{r}')dv' \right\} + k_0^2 v_m \vec{E}_m PV \left\{ \iiint_{Hm} \overline{\overline{G}}(\vec{r},\vec{r}')dv' \right\} - \frac{1}{k_0^2} \overline{\overline{L}}.\vec{E}(\vec{r})v(\vec{r}) \tag{6}$$

Bu eşitliği N hücre için tekrarladığımızda elimize N'er adet vektörel bilinmeyeni olan N adet denklemden oluşan bir denklem sistemi çıkar ki üç boyutlu çalıştığımızdan dolayı bu da 3Nx3N'lik bir matris demektir. Bu matrisin elemanlarını hesaplarken karşımıza çıkan zorluk $\iiint_{Hn} \overline{\overline{G}}(\vec{r},\vec{r}')dv'$ integralinin hesaplanmasıdır. Bu integrali kübik bir hacim üzerinde değil üzerinde bulunduğu kübik hücrenin hacmine eşit hacimde bir küre üzerinde hesaplarız. Ortaya çıkacak m. vektörel denklem n. vektörel bilinmeyen için 3x3'lük G_{mn} matrisinin elemanları hücrenin tekil olup olmamasına, yani n=m olup gözlem noktasının hücrenin içinde bulunup bulunmamasına bağlıdır. Bu sebeple tekil ve tekil olmayan durumda kullanmak üzere iki adet sabit "Geometrik Faktör" tanımlıyoruz. Burada a kübik hücrenin hacmine eşit hacimdeki kürenin yarıçapı ve

$$D_1 = \frac{1}{3k_0^2}\left[(2 - 2ik_0a)e^{ik_0a} - 3\right] \tag{7}$$

$$D_2 = \frac{4\pi a}{k_0^2}\left[\frac{\sin(k_0a)}{k_0a} - \cos(k_0a)\right] \tag{8}$$

olmak üzere (7) deki sabit tekil hücre durumunda, (8) deki ise tekil olmayan hucre durumunda kullanılacaktır [1].

Elimizdeki modelde iki cisim vardır: gerçek cisim ve mükemmel iletken düzlemden kaynaklanan yansımayla oluşan sanal cisim. Tekil hücre durumu yalnızca gerçek cisim için oluşmaktadır. Dolayısıyla tekil hücre üzerindeyken dahi yansımanın katkısı tekil olmayan olarak alınır. Bu durumda p ve q birden üçe kadar numaralar, δ_{pq} kronecker deltası ve de $x_1 = x$, $x_2 = y$, $x_3 = z$ olmak üzere, tekil hücre için G_{mn} matrisinin elemanları şu hali alır:

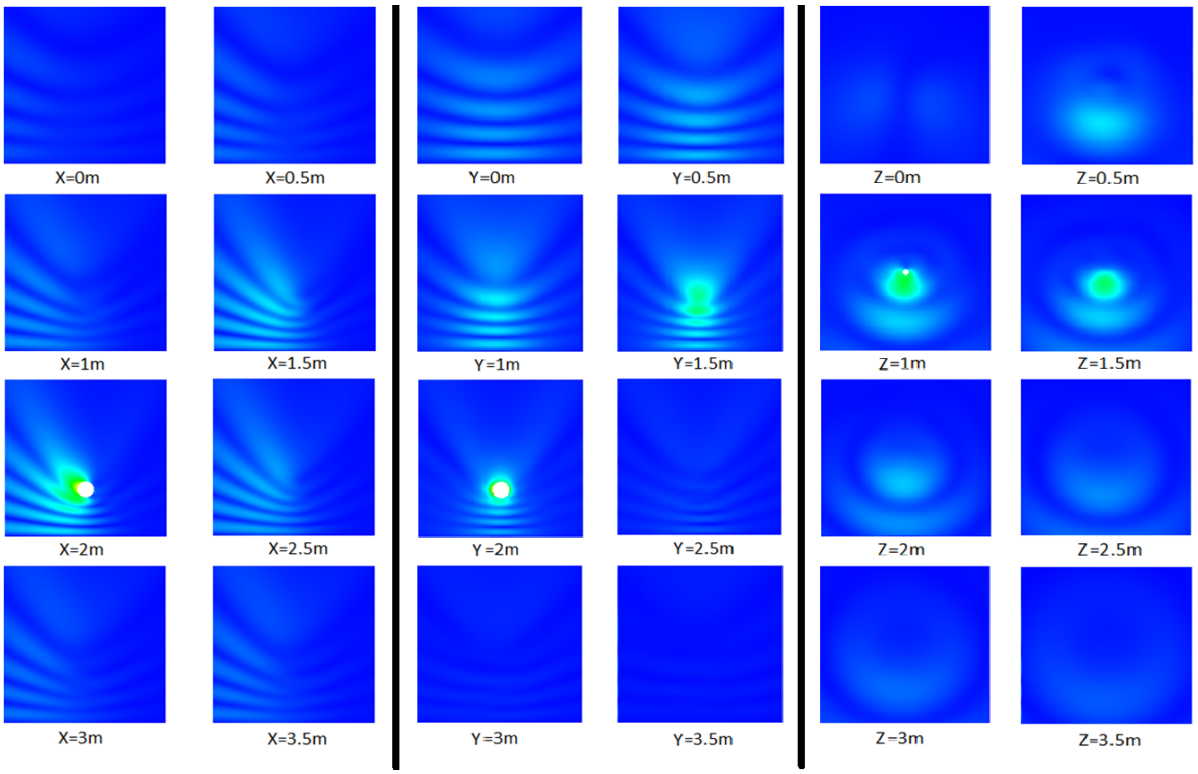
$$G_{mn}^{pq} = 1 - k_0^2 v_n \left[D_1 - D_2 \left(\delta_{pq} + \frac{1}{k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial_p \partial_q} g(\vec{r},\vec{r}_2') \right) \right] \tag{9}$$

Diğer hücreler içinse G_{mn} matrisinin elemanları şu hali alır:

$$G_{mn}^{pq} = -k_0^2 v_n D_2 \left[\left(\delta_{pq} + \frac{1}{k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial_p \partial_q} \right) \left(g(\vec{r},\vec{r}_1') - g(\vec{r},\vec{r}_2') \right) \right] \tag{10}$$

4. Benzetim Sonuçları

Pek çok benzetim yapılmış ve çeşitli parametrelerin saçılmaya etkisi izlenmiş olmakla beraber burada sadece bir adet benzetime yer verilmiştir. Burda yer alan bilgisayar benzetimi sonucunda gelen dalganın sadece x bileşeni vardır. Diğer bileşenlerin de olması veya olmaması hesaplama açısından birşey değiştirmeyecek olmakla beraber tek bir bileşenin saçılması ve saçılırken diğer bileşenlere de sahip alanlar yaratmasının nasıl oluştuğunun gözlenmesi daha faydalıdır. Gelen dalganın geliş açısı y ekseniyle yaptığı pozitif açıdır ve geliş yönünün x bileşeni yoktur. Değerler, birim kübik hücrenin bir kenarı: 0.025m, ε_r=3, frekans: 600MHz, geliş açısı = $\pi/4$, cismin koordinatları: x=2m, y=2m, z=1.2m olacak şekilde 0.2m yarıçapında bir küre yerleştirilmiştir. Şekil 2 de çeşitli kesitlerde saçılan alanın genliğinin iki boyutlu değişimleri gösterilmektedir.



Şekil 2: x, y ve z eksenleri boyunca alınan kesitlerde saçılan alan

5. Sonuç ve Genel Değerlendirme

Çalışmada analitik denklemler elde edilip, bunlar bilgisayar aktarılıp , simulasyon sonuçları elde edilmiştir. Sonuçlar, elektrik alanın teğet bileşenlerinin mükemmel iletken düzlem üzerinde sıfır çıkması, simetrik kaynakların simetrik sonuçlar üretmesi, tam tepeden gelen kaynağın simetrik saçılmaya yol açması gibi fiziksel ve mantıksal beklentilere uymaktadır. Simulasyonlar sonucu genel olarak şunlar gözlenmiştir:

1)Frekans büyüdükçe saçılmanın genliğinin büyümesi ve yönlülüğünün artması

2)Frekansa benzer şekilde, ε_r de büyüdükçe genliğin büyümesi ancak yönlülükte, hatta genel olarak saçılmanın şeklinde bir değişiklik olmaması

3)İki boyutlu analizin aksine, tek bir bileşene sahip bir dalga gönderildiğinde saçılan alanda, her ne kadar gönderilen bileşen doğal olarak baskın olsa da, diğer bileşenlerin de oluşması

4) Cismin şekli değiştirildiği zaman yakın alanda değişiklik gözlenmesine rağmen cisimden uzaklaştıkça saçılan alanların birbirine benzemeye başlaması

Çalışma boyunca karşılaşılan en büyük zorluk cisim boyutunu büyüttükçe veya hücre boyutunu küçülttükçe hesaplama yükünün çok büyük bir süratle artması olmuştur. Bu aynı zamanda simulasyonda incelenen değerlerin aralıklarını kısıtlamaktadır çünkü hücre boyutu dalga boyunun on ile yirmide biri arasında olmalıdır. Bunun üstesinden gelmek için fast multipole gibi yöntemler kullanılabilir veya yeni sayısal yöntemler geliştirilebilir. Ayrıca bugün normal kullanıcılara da sunulan, çok çekirdekli işlemci teknolojilerinden ve çok yüksek matematiksel hesaplama gücüne sahip grafik kartlarının gücünden faydalanmayı sağlayan GPGPU (General Purpose computing on Graphic Processor Units) gibi teknolojilerden faydalanılabilir. Çalışmayı geliştirmek için mükemmel iletken düzlemin bükülmesi, ε_r 'nin elektrik alana bağlı olması veya anisotropik olması gibi eklemeler sayılabilir.

Kaynaklar

[1] **Gao, G., Torres-Verdin, C., and Habashy T. M.** 2005. Analytical Techniques to Evaluate theIntegrals of 3D and 2D Spatial Dyadic Green's Functions, *Progress In Electromagnetics Research, PIER* **52**, 47–80

Radar Soğurucu Malzeme Tasarımı

Doğanay Doğan, M. Erim İnal
Radar, Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Grubu, Anten Teknolojileri Müdürlüğü, Aselsan A.Ş., Ankara
doganay@aselsan.com.tr, inal@aselsan.com.tr

Özet: *Radar soğurucu malzeme (RSM) tasarımı sırasında kullanılan malzemelerin, elektromanyetik bünye parametreleri farklı frekanslar için ölçüm yolu ile elde edilmektedir. Bünye parametreleri bilinen malzemelerden oluşturulan tek/çok katmanlı yapıların herhangi bir geliş açısı ve geliş polarizasyonu için malzeme yüzeyinde oluşan yansıma katsayıları, geniş bir frekans bandında MATLAB'da hazırlanmış bir benzetim programıyla hesaplanabilmektedir. İstenilen yansıma katsayılarını veren malzeme konfigürasyonu bu benzetim programı kullanılarak sentezlenebilmektedir. Sentezlenen RSM malzemeler üretim sonrasında, geliştirilen "specular" yansıma yay düzeneğinde ölçülerek doğrulanmaktadır. Problemi tek boyutta modelleyen benzetim programı ile ede edilen teorik değerlerin yüksek doğruluğa sahip olduğu, ölçümler ile görülmüştür.*

1. Giriş

Askeri platformların Radar Kesit Alanı (RKA) değerlerinin azaltımı ile platformların radar tespit menzilleri düşürülmektedir. RKA azaltımında kullanılan yöntemlerden biri, platform yüzeylerine RSM uygulamaktır. RSM uygulamaları boya şeklinde olabileceği gibi, platform yüzeyinin şeklini alabilen malzemelerin kaplamasıyla ya da yapısal elemanlara radar soğurucu özellik kazandırılmasıyla da yapılabilmektedir. Bu malzemeler tek katmanlı homojen dağılımlı bir yapıda olabileceği gibi üst üste sıralanmış farklı katmanlardan da oluşabilmektedir. RSM geliştirme çalışmalarında, elektromanyetik açıdan iyi performans gösteren malzemeler/yapılar geliştirmenin yanı sıra, malzemelerin uygulanacağı platformun çevresel şartlarına elektromanyetik performans bozulması oluşmadan dayanmasını sağlamak gerekmektedir.

2. Malzeme Karakterizasyonu

Malzeme karakterizasyonu sırasında homojen malzemelerin karmaşık elektromanyetik bünye parametreleri ölçülmektedir. Homojen malzemelerin izotropik olduğu durumda, malzemelerin makro ölçekteki elektromanyetik özellikleri, her frekans için iki karmaşık parametre ile ifade edilebilmektedir. Bunlar bilindiği gibi karmaşık elektriksel geçirgenlik sabiti (ε) ve karmaşık manyetik geçirgenlik sabitidir (μ). Tasarlanan RSM'lerde kullanılan malzemeler, X ve Ku frekans bantlarında, malzemenin çeşitli fiziksel ve elektriksel özelliklerine göre değişik yöntemler ile karakterize edilmektedir. Bu yöntemler iletim hattı teorisi tabanlı olabildiği gibi, dalga kılavuzu kavitesi tabanlı da olabilmektedir [1-4]**.**

3. RSM Analiz Programı

Genellikle, literatürde malzemelerin sadece dik geliş açılarındaki yansıma katsayısı optimizasyonu yer almaktadır. RSM'lerin uygulandıkları platform yüzeylerine bağlı olarak sadece dik geliş açısındaki yansıma katsayıları değil, özellikle çoklu yansımanın hakim olduğu yapılarda, farklı geliş açılarındaki ve polarizasyonlarında yansıma katsayı değerleri de önem kazanmaktadır. Örneğin, üç yüzlü köşe yansıtıcı, açıklığının tam karşı tarafından aydınlatıldığında, tüm yüzeylerdeki yansımaların yüzey normallerine göre 54.7 dereceyle gerçekleştiği; iki yüzlü köşe yansıtıcıda ise bu açının 45 derece olduğu görülmektedir. Bu nedenlerden ötürü RSM tasarımında malzemelerin tüm geliş açılarındaki ve polarizasyonlardaki performansının analiz/test edilebilmesi bütünleyici ve gerçekçi bir yaklaşım olarak değerlendirilmektedir. Bu amaçla, alt kısmında mükemmel elektrik iletkeni bulunan çok katmanlı bir yapının yansıma katsayısını tek boyutlu bir problem olarak ele alan bir benzetim programı geliştirilmiştir. Benzetim programı herhangi bir geliş açısında ve polarizasyonda, ilgilenilen tüm frekanslardaki yansıma katsayı değerini karmaşık olarak vermektedir. Tek boyutlu problemde, literatürde mevcut olan, çok katmanlı yapıların farklı geliş açıları için yansıtıcılık ve geçirgenliklerini veren ilişkiler kullanılmıştır [5]. Benzetim programı kullanılarak geniş bantlı radom tasarımı da yapılmaktadır.

4. RSM Tasarımı

RSM tasarımı için literatürde yazarların rastladığı herhangi bir analitik sentez yöntemi bulunmamaktadır. Tasarımlar genelde deneme yanılma yöntemiyle ya da literatürde çok sık rastlandığı gibi doğadan esinlenen en iyileştirme algoritmalarıyla yapılmaktadır. Özellikle tek katmanlı tasarımlarda, kaba kuvvet tekniğiyle

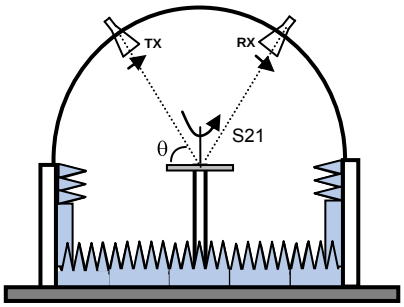
kütüphanede yer alan tüm malzemeler için farklı kalınlıklar denenerek en iyi sonucu veren malzeme bulunmaya çalışılmaktadır. Ancak, katman sayısı arttırıldıkça, olası kombinasyon sayısı üstel olarak artacağı için kaba kuvvete dayalı optimizasyon gücünü kaybetmekte; yerini genetik algoritma, parçacık sürü optimizasyonu gibi yöntemlere bırakmaktadır.

Bildiride sunulan yöntem ile geliştirilen RSM'lere ilk örnek tek katmanlı bir malzemedir. Aselsan A.Ş. tarafından özgün olarak geliştirilen söz konusu RSM, reçine içerisinde homojen dağılım gösteren manyetik dolgulu bir yapıdadır. Reçine ve dolgu malzemesinin doğru karışım oranını ve kalınlığı belirlemek amacı ile farklı oranlarda karışımlar rasgele kalınlıklarda hazırlanmış; elde edilen malzemelerin elektromanyetik bünye parametreleri ölçülmüştür. Elde edilen malzeme parametreleri, geliştirilmiş olan benzetim programında girdi olarak kullanılmış: farklı kalınlıklardaki yansıma katsayısı değerleri, hesaplanmıştır. Bu analizler sonrasında istenilen frekans bandında her iki polarizasyon için optimum yansınma katsayısı grafiğini sağlayan örnek seçilerek hem karışım oranı, hem de RSM kalınlığı belirlenmiştir. Belirlenen karışım oranında ve kalınlıkta RSM üretilmiş ve yansıma katsayısı değerleri ölçülmüştür..

İkinci örnek RSM tasarımı ise, üç katmanlı bir yapıdır. Katmanlar birbirlerinden çok farklı elektriksel özelliğe sahip dolgu malzemelerinin reçine ile karıştırılmasıyla elde edilmiştir. Katman sayısı fazla olmadığı için, tasarım kaba kuvvete dayalı bir parametrik tarama ile gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada kaba çözünürlüklü bir kalınlık taraması yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda daha dar bir aralıkta hassas çözünürlüklü bir tarama yapılarak 8 – 18 GHz aralığında, birçok geliş açısında ve tüm polarizasyonlarda yansıma katsayısı -10 dB'den daha küçük olan bir RSM sentezlenmiştir. Tek katmanlı malzemeden üç kat kalın olsa da, birim yüzeye düşen kütle olarak daha hafif bir malzeme elde edilmiş ve çok katmanlı yapı sayesinde 1.5 oktav frekans bant genişliği sağlanmıştır. Bant genişli yansıma katsayısının tüm geliş açıları ve polarizasyonlar için -10 dB'den küçük olduğu frekans aralığı olarak tanımlanmıştır ($20\log\Gamma \leq -10$ dB).

5. Ölçüm Yöntemi

Tasarlanan malzemelerin yansıtıcılık ölçümleri için, Şekil 2'de verilen Aselsan A.Ş.'de tasarlanan 'specular' yansıma yay düzeneği kullanılmıştır. Yay düzenekleri temel olarak, bir çember üzerinde hareket eden iki antenden ve çemberin merkezinde malzemeyi tutan bir fikstürden oluşmaktadır. Ölçüm, devre analizörü yardımıyla S_{21} parametresinin ölçümüne dayanmaktadır. Merkeze öncelikle bir metal plaka konulup S_{21} değeri kaydedilir. Daha sonra metalin üzerine RSM konularak ölçülen S_{21}, metalin S_{21} parametresiyle oranlanır. Bu oran, RSM'nin yansıma katsayısını verir. Antenler farklı konumlara getirilerek ve polarizasyonları değiştirilerek RSM'ler tüm geliş polarizasyonları ve açıları için ölçülebilmektedir. Ölçümlerin çevredeki diğer objelerden en az düzeyde etkilenmesi ve iki anten arasındaki ortak etkileşimin bozucu etkisinin giderilmesi için, zaman filtrelemesi kullanılmaktadır [6,7].

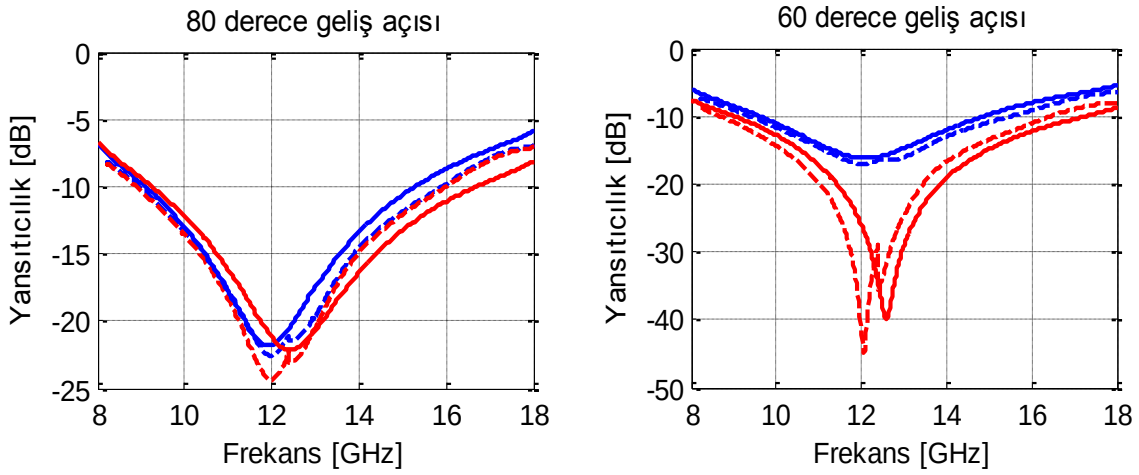


Şekil 2. "Specular" Yansıma Yay Düzeneği

6. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

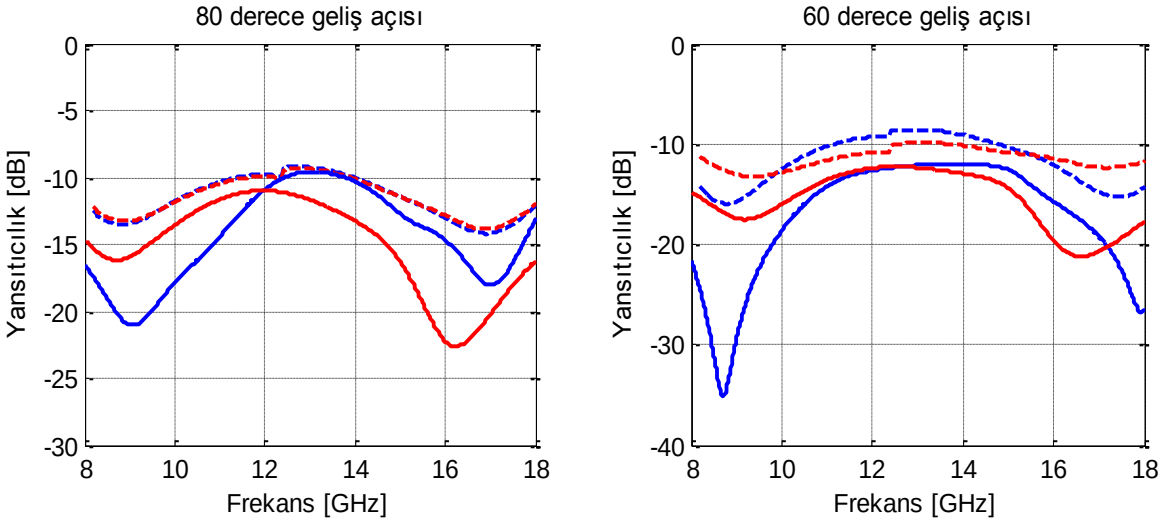
Geliştirilen RSM'lere örnek olarak verilen tek/çok katmanlı yapıların yansıma katsayıları, yay düzeneğinde ölçülmüştür. Şekil 3'te tek katmanlı manyetik RSM'nin 8-18 GHz frekans aralığında yay düzeneğindeki yansıtıcılık ölçüm sonuçları ve geliştirilen benzetim programı ile elde edilen yansıtıcılık değerleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.. Öngörülen yansıtıcılık değerleri ile üretilen malzemenin yansıtıcılık değerleri büyük bir uyum içerisinde olduğu görülmüştür. Ölçüm sonuçlarında bant ortasında görülen süreksizliğin nedeni malzeme karakterizasyonu sırasında ölçümlerin iki farklı bantta yapılmasıdır. Ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları arasındaki küçük farklılıkların nedeni büyük çoğunlukla ölçülen malzemenin boyutlarının sonlu olmasına bağlanmaktadır. Bu sonluluk, kenar etkilerinin devreye girmesine neden olmaktadır. Benzetim sonuçlarında ise

kenar etkileri hesaba katılmamaktadır. Diğer nedenler arasında, kullanılan zaman penceresinin bozucu etkileri ve malzeme kalınlığındaki üretim toleransları sayılabilir.



Şekil 3. Tek katmanlı RSM'nin 80 ve 60 derece geliş açıları için yansıtıcılığı görülmektedir. Kırmızı eğriler paralel, mavi eğriler dik polarizasyon, sürekli eğriler ölçüm, kesikli eğriler ise benzetim sonucudur.

Tasarlanan üç katmanlı RSM üretilmiş; tek katman RSM ile benzer ölçümlere tabi tutulmuştur. Ölçüm sonuçları Şekil 4'te görülmektedir. Ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçları arasındaki sapma, ölçüm sonuçlarının benzetimden daha iyi görünmesi ve eğrilerin genel değişimlerinin paralellik göstermesi, en az benzetim sonuçlarına denk bir başarım yakalandığı izlenimi uyandırmaktadır. Sapmanın daha yüksek olmasının nedenleri arasında ise: katman sayısının daha fazla olması nedeniyle üretim toleranslarının daha etkili olması ve malzeme karakterizasyonun sırasında oluşan ölçüm hatalarının birikmesi olarak sayılabilir.



Şekil 4. 3 katmanlı RSM'nin 80 ve 60 derece geliş açıları için yansıtıcılığı görülmektedir. Kırmızı eğriler paralel, mavi eğriler dik polarizasyon, sürekli eğriler ölçüm, kesikli eğriler ise benzetim sonucudur.

7. Sonuç

Malzeme karakterizasyonundan başlamak üzere, RSM'lerin üretilip ölçülmesine kadar tümüyle RSM tasarım süreci ele alınmıştır. Öncelikle, üretilen malzemelerin karakterizasyonu yapılmış, uygun malzemeler belirlenmiş, geliştirilen analiz programı yardımıyla istenilen performansı sağlayacağı öngörülen RSM'ler sentezlenmiştir.

Tasarlanan RSM'ler gerçeklenmiş ve yansıma katsayısı ölçümleri tasarlanan yay düzeneğiyle yapılmıştır. Ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçlarıyla paralellik gösterdiği tespit edilmiştir. Ele alınan RSM tasarım yöntemi kullanılarak geliştirilen RSM ürünlere örnek olarak verilen tek/üç katmanlı iki farklı RSM'in 8-18 GHz frekans aralığında yansıma katsayı değerleri verilmiştir. Geliştirilen RSM'lerin kanonik geometriler üzerine ve muhtelif platformlara uygulandığında elde edilen RKA azaltımına ilişkin çalışmalar devam etmektedir [8].

8.Kaynakça

[1] W. B. Weir, "Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies," Proc. of the IEEE , Volume 62, Issue 1, s. 33–36, 1974.
[2] M.J.Akthar, L.Feher ve M. Thumm, "Measurement of Dielectric Constant and Loss Tangent of Epoxy Resins Using a Waveguide Approach," IEEE AP-S Symposium, s. 3179-3182.
[3] D. L. Faircloth, S. M. Wentworth, M. E. Baginski ve S.M. Rao, "A Novel Constitutive Parameter Extraction Technique Using A Single Short Circuit Waveguide Measurement,"IEEE AP-S Symposium, s. 3183-3186, 2006.
[4] Tongqing Wang, Ke Wu ve C. Akyel, "A direct technique for determining complex permittivity of dielectric material in a measurement cavity," Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1995
[5] C.A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics," John Wiley & Sons, 1989.
[6] R. T. Johnk ve A. Ondrejka, "Electrical material properties from a free-space time-domain RF absorber reflectivity measurement system," IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, s. 537-542, 1997.
[7] R.T. Johnk, A. R. Ondrejka, S. Tofani, and M. Kanda, "Time domain measurements of the electromagnetic backscatter of pyramidal absorbers and metallic plates," IEEE Trans. Electromag. Compat., vol. 35**,** Nov. 1993
[8] D. Doğan, M. E. İnal, A. Manyas ve L. Gürel, "Soğurucu Malzeme ile Radar Kesit Alanı Azaltım Yönteminin Kanonik Geometri Üzerinde Doğrulanması," URSI – Türkiye Bilimsel Kongresi, 2010.

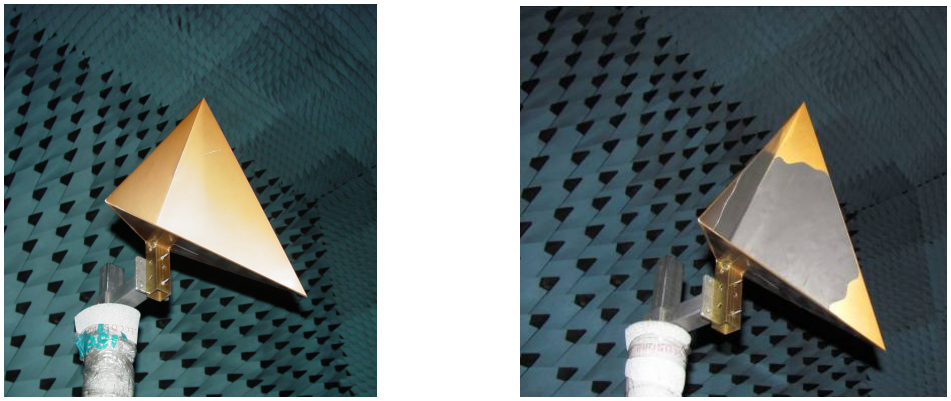
Soğurucu Malzeme ile Radar Kesit Alanı Azaltım Yönteminin Kanonik Geometri Üzerinde Doğrulanması

Doğanay Doğan[(1)], M. Erim İnal[(1)], Alp Manyas[(2)], Levent Gürel[(2)]
(1) Radar, Elektronik Harp ve İstihbarat Grup Başkanlığı, Aselsan A.Ş., Ankara
e-posta: {doganay,inal}@aselsan.com.tr
(2) Bilişimsel Elektromanyetik Araştırma Merkezi (BiLCEM), Ankara
e-posta: {alp,lgurel}@ee.bilkent.edu.tr

Özet: *Çoklu yansımaların baskın olduğu yapıların radar kesit alanları (RKA) çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemiyle isabetli bir şekilde analiz edilebilmektedir. Analiz sırasında hesaplanan yüzey akımları kullanılarak cisimlerin RKA'ya katkısı yüksek kısımları (saçılım merkezleri) bulunabilmektedir. RKA azaltımı için kullanılan radar soğurucu malzemelerin sadece RKA katkısı yüksek yerlere uygulanmasıyla platformun ağırlığının azaltılması hedeflenmiştir. Yapılan uygulamayla elde edilen azaltılmış RKA değerini, benzetim yoluyla elde edilen akımlarla hesaplayabilmek için çoklu yansıma etkilerini de hesaba katan bir yöntem geliştirilmiştir. RKA azaltımının öngörüldüğü miktarda yapılabildiği, yöntemin uygulandığı üç yüzlü köşe yansıtıcının (ÜYKY) ölçümleriyle doğrulanmıştır.*

1. Giriş

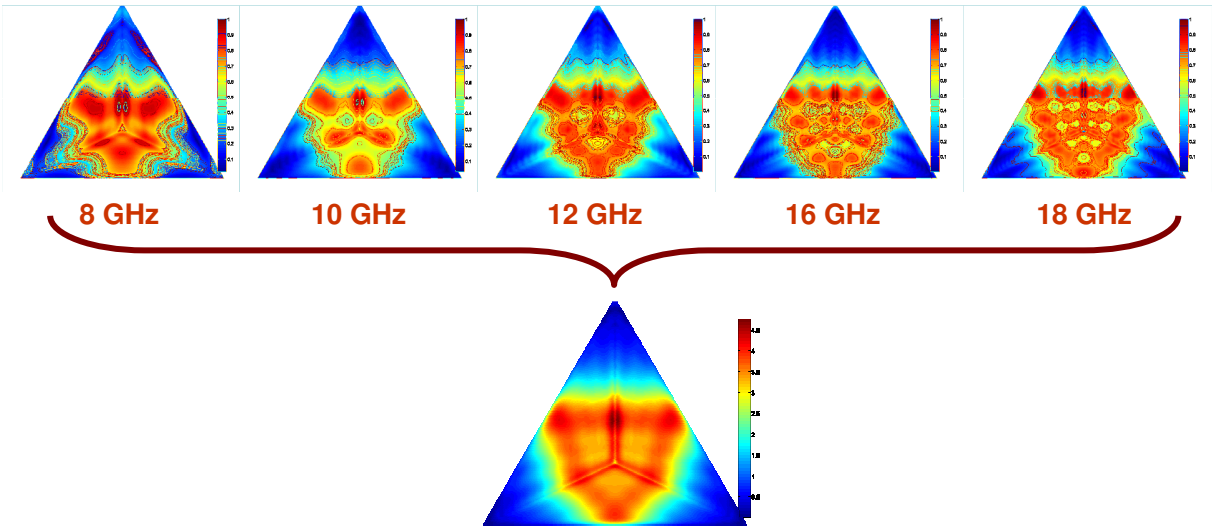
Askeri uygulamalarda, platformların radar kesit alanlarının (RKA) azaltılması büyük önem taşımaktadır. Günümüzde bu amaçla kullanılabilecek değişik RKA azaltma yöntemleri mevcuttur. Platform geometrisinin, platformun RKA'sı düşük olacak şekilde şekillendirilmesi, sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Bir diğer yöntem ise, mevcut platform yüzeylerinin radar soğurucu malzeme (RSM) ile kaplanarak RKA değerlerinin düşürülmesidir. Bu yöntem, özellikle tasarım aşamasında RKA azaltıcı şekillendirme yapılmamış platformlar için tercih edilmektedir. Tüm yapının RSM ile kaplanması RKA değerini azaltmakla birlikte platformun ağırlığında oldukça yüksek bir artışa yol açabilmektedir. Platform ağırlığı özellikle, hava platformları için büyük önem taşımaktadır. Bu nedenle RSM kaplanan yüzeylerin en aza indirilmesi büyük önem taşımaktadır. RSM kaplanacak yüzey alanını azaltırken, aynı zamanda etkin bir RKA azaltımı sağlayabilmek için, platformun RKA değerine olan katkısı en fazla olan yüzeylerin belirlenip, uygulamanın bu yüzeylere yapılması gerekmektedir. Bu çalışmada, RSM uygulanacak yüzeylerin belirlenebilmesi için uygulama yapılmamış olan çıplak yapının uzak alandan aydınlatılması durumu için yüzey akımları hesaplanmış ve bu yüzey akımları kullanılarak geri saçılım RKA hesaplaması ve saçılım merkezleri analizi yapılmıştır. Geri saçılıma katkısı en fazla olan yüzeyleree RSM uygulaması yapılmıştır. Şekil 1'de yankısız odada RKA ölçümü sırasında RSM uygulanmış ve uygulanmamış ÜYKY görülmektedir. RSM uygulaması sonucunda beklenen RKA azaltımı hesaplanmış ve bu hesapların geçerliliği, RSM uygulanmış yapının RKA ölçüm sonuçları kullanılarak değerlendirilmiştir.



Şekil 1. RSM uygulanmamış ve bölgesel olarak RSM kaplanmış ÜYKY.

2. RSM Uygulanacak Yüzeylerin Belirlenmesi

Geometri üzerinde RSM uygulanacak bölgeler belirlenirken, ÜYKY açıklığıyla dik açı oluşturacak bir düzlemsel dalga aydınlatması için farklı frekanslarda geometrinin elektromanyetik çözümleri yapılarak yüzeyler üzerinde indüklenen akımlar hesaplanmıştır. Bunun için hedef yüzeyi üzerindeki elektromanyetik integral denklemleri paralelleştirilmiş çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) ile hassas ve verimli olarak çözülmüştür [1-2]. Her frekansta ayrı ayrı hesaplanan akımların, yarıçapı bir dalga boyu olan bir filtreden geçirilmesinden sonra geri saçılım RKA değerleri tekrar hesaplanmış ve bu yöntemle yüzey üzerindeki her bir noktanın RKA değerlerine olan katkısı sayısal olarak bulunmuştur (Bkz. Şekil 2). Daha sonra, farklı frekanslar için yüzey üstündeki her bir noktada hesaplanan "RKA değerine katkı" değerleri toplanmış ve pek çok frekansta RKA'ya katkısı belli bir değerin üzerinde olan bölgeler "saçılım merkezleri" olarak tanımlanmıştır. Farklı frekanslardaki saçılım merkezlerini oluşturan yüzeyler Şekil 2'de görüldüğü gibi birleştirilerek "RSM uygulanacak bileşke bölge" belirlenmiştir. Her ne kadar, ÜYKY'nin çalışma prensibi çok genel olarak geometrik optiğe (GO) dayalı olsa da, GO yöntemi optik frekanslarda doğru sonuçlar vermekte, mikrodalga frekanslarda ise yaklaşık sonuçlar veren bir yöntem olarak kullanılmaktadır. ÜYKY'nin her noktasındaki akımların birbirleriyle etkileşim içinde bulundukları dikkate alınarak, daha hassas sonuçlar üreten ÇSHÇY hesaplamalar için tercih edilmiştir. Şekil 2'de de görüldüğü gibi, ÜYKY yüzeyinde RKA'ya katkısı oldukça az olan bölgelerin bulunduğu tespit edilmiştir. Saçılım merkezleri analizi sırasında yüzey akımlarının ÇSHÇY yerine çoklu yansımalı geometrik optik ya da fiziksel optik gibi tekniklerle elde edildiği durumda, Şekil 2'de verilen tüm yüzey aynı renk olmaktadır (şekilde gösterilmemiştir). Bu durumda, saçılım merkezilerinin bölgesel olarak bulunması mümkün olmamaktadır. Bu nedenle, ÇSHÇY ile elde edilen akımların kullanımı, gereksiz yüzeylerin RSM ile kaplanmasını engellemektedir.



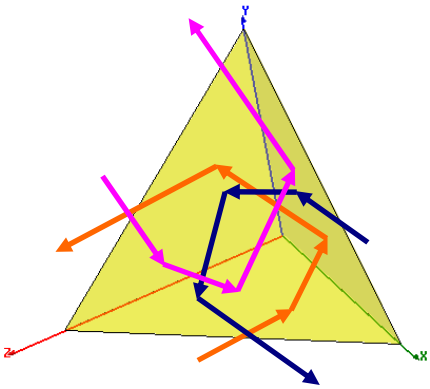
Şekil 2. RSM uygulanmamış trihedral reflektör saçılım merkezleri.

3. RSM Uygulanmış Yapı İçin RKA Analizi

ÜYKY, temelde geometrik optik prensipleriyle çalıştığı için, kaplama sonrası oluşacak RKA değerlerinin öngörüsü için çoklu yansımayı hesaba katan geometrik optik tabanlı bir analiz yöntemi kullanılmıştır. Yöntemin uygulanabilmesi için, RSM'nin frekansa, geliş açısına ve geliş polarizasyonuna bağlı yansıtıcılık değerlerinin bilinmesi gerekmektedir [3]. Uygulamada kullanılan RSM Aselsan'da geliştirilmiş olan tek katmanlı homojen bir malzemedir [5]. RSM uygulaması için tek katmanlı ve homojen bir malzeme kullanıldığı için, malzemenin yansıtıcılık değerleri malzemenin elektromanyetik bünye parametreleri ve uygulama kalınlığı kullanılarak elde edilmiştir. Bu parametrelerden hareketle, Snell yasaları ve diğer geometrik optik ilişkileri kullanılarak istenilen yansıtıcılık (veya sönümleme) değerlerine ulaşılmaktadır [4].

ÜYKY üzerine gelen tüm ışınlar, toplam üç yansımadan sonra, gelen ışına anti paralel bir şekilde yapıyı terk etmektedir. Bu nedenle, yapının üzerine düşen elektromanyetik enerji üç aşamada zayıflatılmaktadır. Şekil 3'te, yapının üzerine, açıklığa dik şekilde gelen bir ışının izleyebileceği yollar jenerik olarak gösterilmiştir. Yapı, geometrik açıdan analiz edildiğinde açıklığa dik olarak gelen her ışının tüm yansımalarında, yansıma yüzeyiyle arasında 35.3 derecelik bir açı olduğu görülmektedir. Bu nedenle, malzemenin sadece 35.3 derecedeki yansıtıcılık değerleri yeterli olmaktadır. Hesaplama için bilinmesi gereken diğer bir parametre ise, gelen ışınların her yansımadan önce sahip oldukları dik ve paralel polarizasyon bileşenleridir. RSM malzemelerin yansıtıcılık

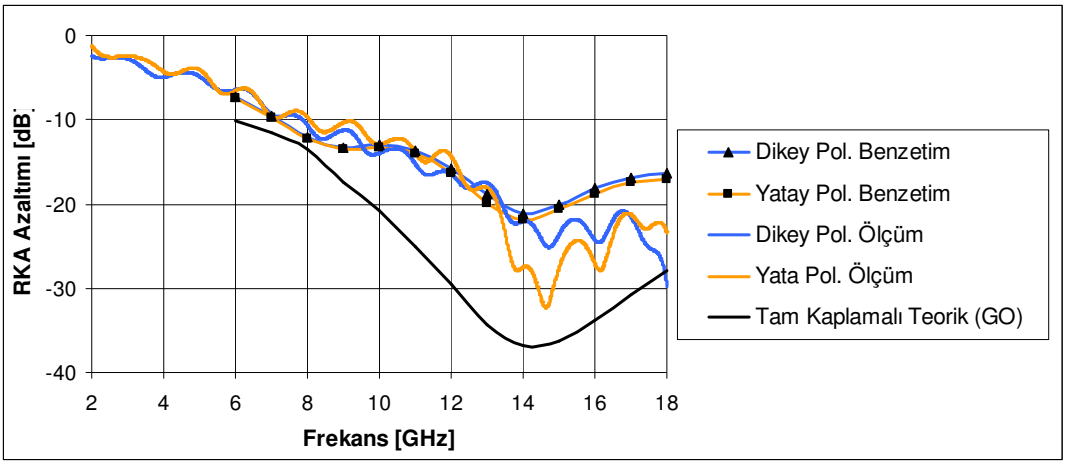
performansları polarizasyona göre farklılık göstermektedir. Polarizasyon bileşenlerinin bulunması için ÜYKY'nin üç yüzeyinin normal vektörleri bulunmuş ve Snell yasaları kullanılarak gelen ışınların her yansıma aşamasındaki yayılma vektörleri (k vektörü) ile elektrik alan vektörlerinin yönü bulunmuştur. Bu vektörler kullanılarak, her aşamada ışınların sahip olacağı paralel ve dik polarizasyon bileşenleri ayrıştırılmıştır. Elde edilen bu veriler kullanılarak, yapı üzerine gelen herhangi polarizasyondaki ışının, yapıyı terk edene kadar ne kadar sönümlenmeye uğrayacağı hesaplanmıştır.
Gelen ışınların sahip olacakları polarizasyonların ilk yansıma öncesi ÜYKY'nin her yüzeyi için aynı olmaması, toplam sönümlemenin, ışınların yapıya giriş noktasına bağlı olmasına neden olmaktadır. Bu farklılık hesaba katılmış ve analizlerde yapının farklı yüzeylerine düşen ışınların farklı sönümlenmeye uğraması sağlanmıştır. Hesaplanan tüm bu sönümlenme değerleri, RSM uygulanmış yapının RKA'sı hesaplanırken akım zayıflatma miktarı olarak kullanılmıştır. Öncelikle RSM uygulanmamış yapı için ÇSHÇY yöntemiyle hesaplanan yüzey akımları, RSM uygulaması yapılacak yüzey alanı bölgelerinde, yapıyı terk eden ışınların uğradığı sönümlenme miktarı kadar zayıflatılmıştır. Elde edilen yeni akım dağılımıyla, geri saçılım RKA değerleri frekansa bağlı olarak tekrar hesaplanmıştır.



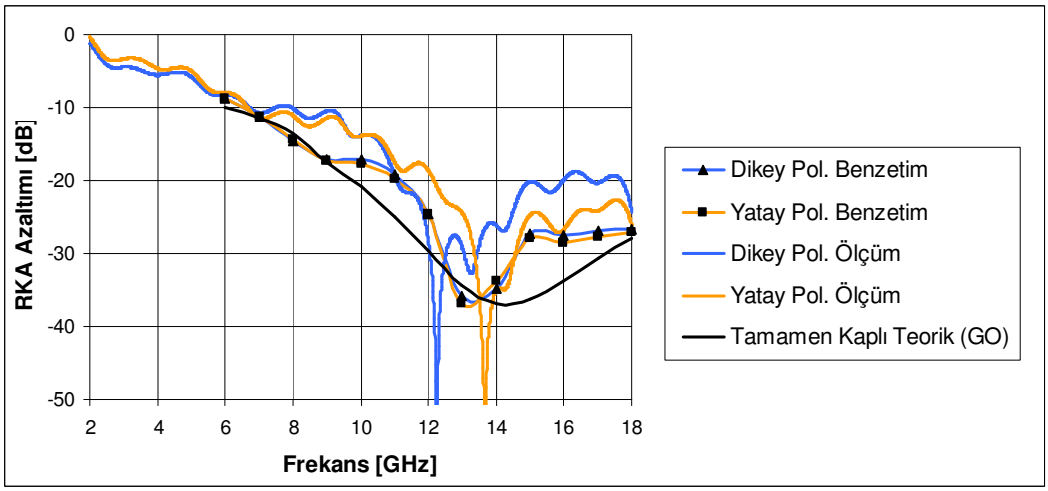
Şekil 3: ÜYKY üzerine gelen ışınların üçlü yansıma sonucu izlediği yollar.

4. RKA Ölçüm Sonuçları

Şekil 1'de görülen RSM uygulaması yapılmamış ÜYKY'nin ve bölgesel RSM uygulanmış ÜYKY'nin yankısız odada RKA ölçümleri 2–18 GHz frekans aralığında yapılmıştır. Mutlak bir ölçüme gerek duyulmadığı için ölçümler göreli olarak yapılmıştır. Bu amaçla, RSM uygulaması varlığında alınan sinyal seviyesi, RSM uygulamasız yapının varlığında alınan sinyal seviyesine oranlanmıştır. Böylece, RSM kaplamanın sağladığı RKA azaltım değerleri elde edilmiştir. Aynı oranlama, hesaplanan akım değerleriyle elde edilen RKA değerleri arasında tekrarlanmıştır. Hesaplanan ve ölçülen RKA azaltım değerleri iki farklı RSM uygulama konfigürasyonu için Şekil 4 ve Şekil 5'te görülmektedir. Şekil 4'teki değerler, ÜYKY'nın iç yüzeylerinin toplam alanının %50'sinin RSM ile kaplandığı konfigürasyon için olup, Şekil 5'teki değerler ise alanın %70'inin RSM ile kaplandığı konfigürasyon içindir. Kaplama alanının miktarı saçılım merkezi etrafında oluşan yüzey akımlarının bölgesel RKA katkı değerine bağlı olmaktadır. Kaplama alanları belirlenirken akımların bölgesel RKA katkı değerleri belli bir eşik değere göre seçilmektedir. Ölçüm sonuçlarında, 6–18 GHz frekans aralığında frekansa bağlı olarak 7 dB ile 40 dB arasında bir RKA azaltımı sağlandığı görülmektedir. Benzetimle elde edilen sonuçlar ise, ölçüm sonuçlarıyla oldukça tutarlıdır ve bu durum, önerilen yönteme güven sağlaması açısından önemlidir. Kaplama alanı seçiminin başarımını belirlemek amacı ile ÜYKY iç yüzeylerinin tüm alanı aynı RSM malzeme ile kaplandığı durum ile karşılaştırma yapılmıştır. Kaplama alanı yüzdesi arttıkça, tüm alanı kaplanmış yapının GO tekniğiyle elde edilen teorik RKA azaltım değerlerine yaklaşıldığı grafiklerde görülmektedir.



Şekil 4. Yüzeylerin %50'sine RSM uygulandığında elde edilen RKA azaltımı benzetim ve ölçüm değerleri.



Şekil 5. Yüzeylerin %70'ine RSM uygulandığında elde edilen RKA azaltımı benzetim ve ölçüm değerleri.

5. Sonuç

RKA azaltımı uygulamalarında karşılaşılan önemli problemlerden biri olan RSM uygulama yüzeylerinin tespiti için, ÇSHÇY yöntemiyle yüzey akımlarının bulunmasına dayanan ve saçılım merkezi analizinden yola çıkan bir yöntem önerilmiştir. Yöntemin amacı, RKA azaltımı performansını bozmadan RSM uygulanacak yüzey alanını en aza indirmektir. Güvenilirliğin sınanması amacıyla, çoklu yansıma mekanizmasına sahip bir yapı olan ÜYKY yapısı üzerinde benzetimler, ölçümlerle doğrulanmıştır. Deneme sonucunda, benzetim sonuçlarının ölçüm sonuçlarıyla örtüştüğü ve cismin tamamını kaplamadan RKA'sının başarılı bir şekilde düşürüldüğü görülmektedir.

Mevcut durumda, çalışmalar gerçek askeri platformlar ve platformların parçaları üzerinde yoğunlaşmaktadır. Yöntemin sadece düzlemsel yüzeyleri olan cisimlerde değil, eğimli yüzeylere sahip cisimlerde de olumlu sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir ve bu konu üzerindeki çalışmalar sürdürülmektedir.

6. Kaynakça

[1] W. C. Chew, J.-M. Jin, E. Michielssen, ve J. Song, "Fast and Efficient Algorithms in Computational Electromagnetics," Boston, MA: Artech House, 2001.

[2] Ö. Ergül ve L. Gürel, "Efficient parallelization of the multilevel fast multipole algorithm for the solution of large-scale scattering problems," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 8, pp. 2335-2345, Aug. 2008.

[3] D. C. Jenn, "Radar and Laser Cross Section Engineering," 2. Basım, Bölüm 5, sf. 221-249, AIAA Education Series, 2005.

[4] C. A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics," John Wiley & Sons, 1989.

[5] D. Doğan ve M. E. İnal, "Radar Soğurucu Malzeme Tasarımı," URSI Türkiye Ulusal Kongresi, 2010.

Rüzgar Türbinlerinin Zamana Bağlı Radar Kesit Alanı Değişimi ve Zaman-Frekans Analizi

Uğur SAYNAK [(a)], Deniz BÖLÜKBAŞ[(a)], Alper ÇOLAK[(a)], İ. Hakkı TAYYAR[(a),(b)], Caner ÖZDEMİR [(a),(c)]

[(a)] TÜBİTAK UEKAE, Bilişim Teknolojileri Enstitüsü, 41470, Gebze, Kocaeli, deniz.bolukbas@bte.tubitak.gov.tr, ugur.saynak@bte.tubitak.gov.tr, alper.colak@bte.tubitak.gov.tr
[(b)] Yard. Doç. Dr. GYTE, Elektronik Müh Böl., Gebze, Kocaeli, tayyar@gyte.edu.tr

[(c)] Prof. Dr. Mersin Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh Böl., Mersin, cozdemir@mersin.edu.tr

Özet: *Yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan rüzgâr enerjisinin kullanımına dünyada olduğu gibi ülkemizde de büyük önem verilmektedir. Buna karşın, rüzgâr türbinlerinin elektromanyetik yayılım yapan cihazlarda olumsuz bazı etkilerinin olduğu araştırma raporlarında yer almaktadır. Özellikle radar ve muhabere sistemlerinde bu etkiler sistemlerin performansı bakımından dikkate alınmalı ve türbin yerleşimlerinde bazı kriterler uygulayabilmek amacıyla türbinlerin radar işaretlerine verdiği tepki incelenmelidir. Bu bildiride, radarlarda Doppler etkisi nedeniyle kargaşa oluşmasına yol açan rüzgâr türbin kanatlarının hızına ve oryantasyonuna göre zamana bağlı RKA değişimleri incelenmiştir. Türbin kanatlarından geri saçılan elektromanyetik dalganın zaman-frekans analizi gerçekleştirilmiş ve zamana bağlı Doppler işareti incelenmiştir.*

1. Giriş

Yenilenebilir enerji kaynağı; enerji kaynağından alınan enerjiye eşit oranda veya kaynağın tükenme hızından daha hızlı kendini yenileyebilmesi ile tanımlanır. Dünyada sürekli artan enerji tüketimi nedeniyle fosil ve yenilenemez enerji kaynakları hızla tükenmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan rüzgâr enerjisi atmosferi kirletici gaz salınımına neden olmadığı için temiz bir enerji üretim yöntemidir. Kaynağı tükenmeyecek olan rüzgâr enerjisinin kurulumu ve işletilmesi diğer tesislere göre daha kolaydır, güvenlidir ve maliyeti düşük olduğu için Dünyada olduğu gibi Ülkemizde de artan ilgi görmektedir. Birden fazla sayıda kurulan rüzgâr türbinleri genellikle rüzgâr çiftliği ya da Rüzgâr Enerji Santralleri (RES) olarak adlandırılır.

RES'lerin bulundukları bölgelerde, radar operatör ekranlarında yoğun kargaşa gözlenmesi, sabit yanlış alarm olasılığı (CFAR) algoritmalarına sahip radarlarda tespit kayıplarının oluşması, fiziksel olarak büyük olan bu yapıların arkasında kör bölge oluşumu ve hareketli hedef olarak algılanmaları bu etkilerden bazılarıdır [1]. Radarlarda ve muhabere sistemlerinde benzer etkilerin önlenebilmesi için öncelikle rüzgar türbinlerinden (RT) saçılan elektromanyetik dalganın zamana bağlı değişimi incelenmelidir. Radar uygulamalarında hedeflerin büyüklüğü, radar kesit alanı (RKA) olarak adlandırılan saçıcının yansıtma özelliği ile belirlenir. Saçıcının üzerine gelen güç yoğunluğu RKA kadar olan bir açıklık tarafından alınmış ve sonra izotropik olarak alınan güç yeniden yayınlanmış olarak varsayılır. Bir saçıcının RKA değeri frekans, polarizasyon, alıcı ve verici konumu, saçıcının oryantasyonu ve saçıcının fiziksel özelliklerine bağlıdır. Bu bildiride, Bölüm 2'de RT'nin fiziksel özellikleri ile frekansa bağlı RKA değişimi ile türbinin fiziksel parçalarının RKA değerine katkısı incelenmiştir. Bölüm 3'de RT'nin zamana RKA değişimi ile döner kanatları nedeniyle oluşan Doppler frekansının zaman-frekans analizi yer almaktadır. Bölüm 4 ise sonuç bölümüdür.

2. RT'lerin Zamana Bağlı Radar Kesit Alanı Değişimi ve Zaman-Frekans Analizi

Dalga boyuna göre büyük olan cisimlerin RKA değeri hesaplamalarında ve bir cisimden saçılan elektromanyetik alanın bulunmasında geometrik optik tabanlı Seken Işın Yöntemi SIY, yaygın olarak kullanılmaktadır. SIY metodunda elektromanyetik dalgayı temsil eden ışınlar vericiden hedef cisme doğru gönderilir. Işınlar cisim üzerinde sektikçe geometrik optik kurallarına göre takip edilir. Her sekmede ışına ait genlik ve faz bilgileri güncellenir. Bir ışının saçılan alana katkısını bulmak için ışının cismi terk ettiği noktada ışın-tüpü entegralleri yaklaşık olarak Denklem (1) de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\mathbf{E}_{\mathrm{po}}^{\mathrm{S}}(\mathrm{r},\theta,\square) = \frac{\mathrm{j}k_0 Z}{4\pi \mathrm{r}} \mathrm{e}_0^{-\mathrm{j}k_0 \mathrm{r}} \iint_{\mathrm{S}} \left(\hat{\mathrm{k}}_{\mathrm{s}} \times \hat{\mathrm{k}}_{\mathrm{s}} \times \mathrm{J}(\mathrm{r}')\right) \mathrm{e}^{\mathrm{j}k_0 \hat{\mathrm{k}}_{\mathrm{s}} \cdot \mathrm{r}'} \mathrm{d}s' \qquad (1)$$

Burada k_0 boşlukta dalga sayısı, $\hat{k}_s$ orijinden gözlem noktasına doğru birim vektör, Z ortamın karakteristik empedansıdır. Yüzey akım yoğunluğu $\mathbf{J}(\mathrm{r}')$ formülü, $\hat{\boldsymbol{n}}$ yüzey normali ve $\boldsymbol{H_i}$ etkiyen manyetik alan olmak üzere Denklem (2) de verilmektedir.

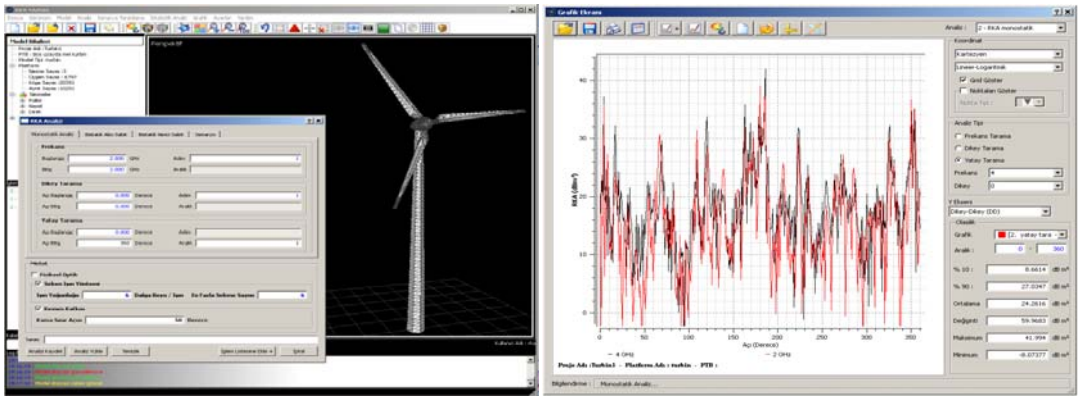
$$\boldsymbol{J} \approx \begin{cases} 2\hat{\boldsymbol{n}} \times \boldsymbol{H_i} & aydınlık \\ 0 & karanlık \end{cases} \tag{2}$$

Işın tüpü entegrasyonu tüm ışınlar için yapılıp toplandığında toplam saçılan alan ifadesi elde edilmektedir. Radar Kesit Alanı, σ, yüzeye etkiyen elektromanyetik alan şiddeti $\boldsymbol{E_i}$ve yüzeyden geri saçılan elektromanyetik alan şiddeti $\boldsymbol{E_s}$ olmak üzere Denklem (3)'de verilen formülle hesaplanır.

$$\sigma = \lim_{r\to\infty} 4\pi r^2 \frac{|\boldsymbol{E_s}|^2}{|\boldsymbol{E_i}|^2} \tag{3}$$

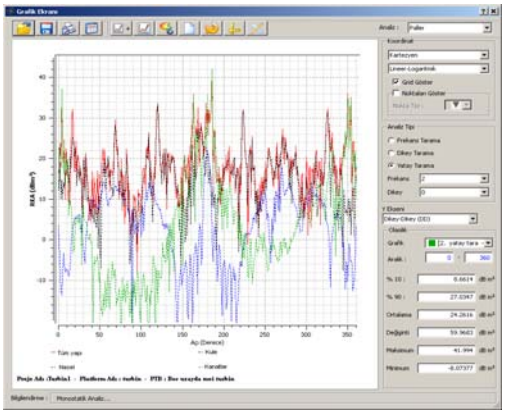
TÜBİTAK UEKAE BTE tarafından geliştirilen RASES (Radar Signature Estimation Software) yazılımı ile dalga boyuna göre büyük ve karmaşık yapıların/hedeflerin radar kesit alanı (RKA) değerleri hesaplanabilmekte ve hedeflerin RKA değerine en yüksek katkıyı yapan saçılma analizleri tespit edilebilmektedir [2]. RASES yazılımında fiziksel optik metodu ile SIY metodu kullanılmaktadır. Bu metotlar seçime bağlı olarak kırınım katkısını da içerebilmektedir.

Kanat uzunluğu 24 m ve kule yüksekliği 60 m olan bir türbin modelinin frekansa ve yatay açıya bağlı RKA değişimi RASES yazılımı ile hesaplanmış ve RASES yazılımının analiz ana ekranı ile sonuçlar Şekil-1'de sunulmuştur. Burada türbin mükemmel elektrik iletken (MEİ) olarak kabul edilmiş ve dikey bakış açısı θ=90° alınmıştır. Analiz frekansları f=2 GHz ile f= 4 GHz olarak seçilmiştir. Şekil-2'de türbinin RKA değerinin yatay açıya bağlı olarak çok değişken olduğu görülmektedir. Türbinlerin radara göre oryantasyonu rüzgarın esme yönüne göre, kanatların gösterdiği yüzey ise rüzgar hızına bağlı olarak değişmektedir. Bu durum türbinin radarlarda oluşturacağı etkinin anlık olarak değişebileceğini göstermektedir [3].



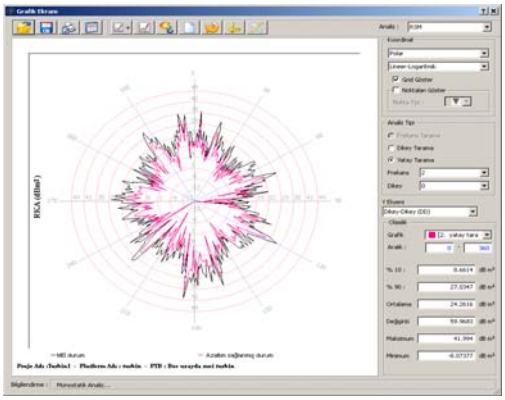
Şekil-1 RASES ana ekranı ve türbin RKA değerinin frekansa ve yatay açıya bağlı değişimi

Mükemmel elektrik iletken bir türbinin temel fiziksel parçaları olan kule, nasel ve kanatların ayrı ayrı RKA değeri hesaplanmış ve sonuçlar türbinin toplam RKA değeri ile karşılaştırılmıştır. Dikey bakış açısı θ=90° ve frekans f=2 GHz alındığı durumda dikey-dikey (DD) polarizasyon için hesaplanan RKA değerleri Şekil-2'de sunulmuştur. Türbinin toplam RKA değerine en yüksek katkının kuleden geldiği şekilde görülmektedir.



Şekil-2 RT'nin her bir parçasının RKA değerine katkısı

Günümüzde rüzgâr türbinlerinin döner kanatları mükemmel elektrik iletken malzemeler yerine daha hafif olan fiber glas malzemeden yapılmaktadır. Kule ise genellikle çelik konstrüksiyondur. Bu analizde kule ve naselden yansıyan elektromanyetik dalgaların sinyal şiddetini en aza indirebilmek için kule ve nasel radar soğurucu malzeme (RSM) ile kaplanmıştır. RSM'nin bağıl dielektrik geçirgenliği ε_r=10.2-j3.8 ve bağıl manyetik permeabilitesi μ_r=2.12-j1.5 olarak alınmıştır. Fiber glas kanatlı, kule ile naseli RSM kaplı bir RT için f= 2 GHz'de ve dikey bakış açısı θ=90° için RKA değeri ortalama olarak RKA_{DD} = 18.53 dBm^2 olarak hesaplanmıştır. Aynı parametrelerle MEİ bir RT'nin ortalama RKA değeri RKA_{DD} = 24.26 dBm^2 dir. İki türbinin yatay açıya bağlı RKA değişimi DD polarizasyon için Şekil-3'de gösterilmektedir. RT'nin radarlara ve muhabere sistemlerine olan olumsuz etkilerini azaltabilmek için RT'nin yapıldığı malzemenin daha az yansıtıcılığa sahip olması yararlı bir önlem olarak düşünülebilir.

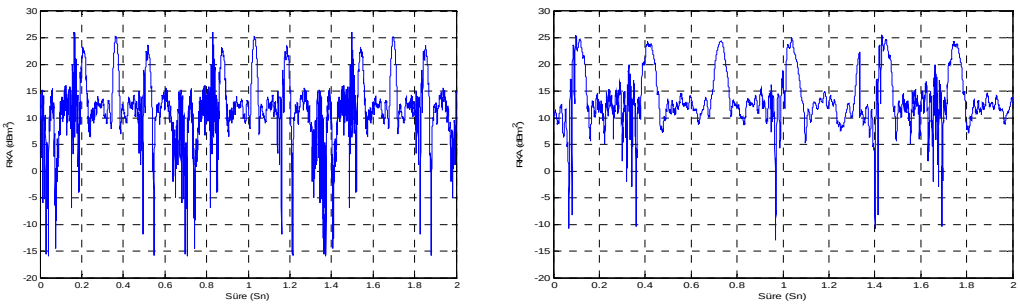


Şekil-3 Mükemmel elektrik iletken RT ile fiber glas kanat ve RSM kaplı kule ve nasele sahip olan RT'nin f=2 GHz'de RKA analizi

3. Zaman-Frekans Analizi ile Doppler Frekansının İncelenmesi

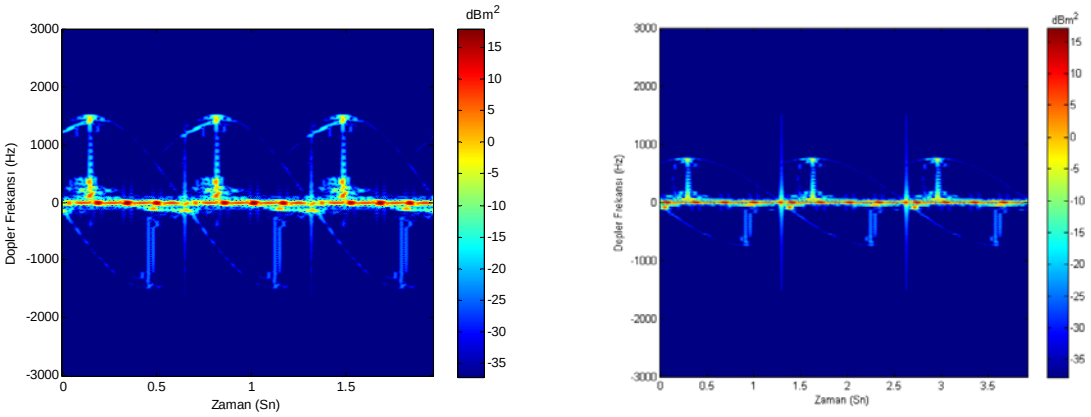
Rüzgar çiftliklerinden kaynaklanan kargaşanın radar tarafından bastırılmasında temel güçlük hareketli kanatların hızının ve oryantasyonunun rüzgarın hızı ve yönü ile ilişkili olması ve zamana bağlı değişkenlik göstermesidir [4]. Rüzgar türbinlerinin radarlarda meydana getirdiği olumsuz etkileri azaltmak amacıyla türbinlerin kanat hızları ve kanatların radara göre oryantasyonuna bağlı olarak radar kesit alanı zamana bağlı değişimi incelenmiştir.

Rüzgar türbinlerinin RKA değeri rüzgar yönüne bağlı açısal değişimin yanı sıra rüzgar şiddetine bağlı dönüş hızına göre de değişkenlik göstermektedir. Türbinin zamana bağlı RKA değişimini hesaplamak için dönüş hızına göre seçilen zaman aralıklarında RASES yazılımı ile hesaplanan RKA değerleri kullanılmıştır. Rüzgar türbininin kanatların dönüş hızına bağlı olarak zamana bağlı RKA değerinin değişimi Şekil-4'de gösterilmiştir. Burada yatay bakış açısı ϕ=90°, dikey bakış açısı θ=80° ve frekans f=3 GHz dir. Şekil 4a'da kanatların dönüş hızı 30 devir/dk, Şekil 4b'de ise dönüş hızı 15 devir/dk olarak seçilmiştir.



Şekil-4 Mükemmel elektrik iletken RT'nin f=3 GHz'de zamana bağlı RKA değişimi a) Dönüş hızı 30 devir/dk, b) Dönüş hızı 15 devir/dk

Zamana bağlı RKA değerleri ile yapılan ikinci analiz Doppler frekansının zamana göre değişimini gösteren sinogramlardır. Zaman-frekans analizini gösteren sinogramlar zamana bağlı RKA değerlerine kısa süreli Fourier dönüşümü (*Short Time Fourier Transform*) uygulanarak elde edilmiştir. Şekil 5'de yatay bakış açısı ϕ=90°, dikey bakış açısı θ=80° ve frekans f=3 GHz olarak alınmıştır. Şekil 5a'da türbin kanat dönüş hızı 30 devir/dk, Şekil 5b'de ise dönüş hızı 15 devir/dk olarak alınmıştır. Şekil 4 ve Şekil 5 için yapılan analizlerde toplam 12066 adet RKA değeri hesaplanmıştır.



Şekil-6 Türbin kanatlarının dönüşüne bağlı Doppler frekansının zamana bağlı değişimi
a) Dönüş hızı 30 devir/dk, b) Dönüş hızı 15 devir/dk

Şekil 5 ve Şekil 6'da görüldüğü gibi doppler frekansı dönüş hızına bağlı olarak artmakta ve kanat sayısı ile orantılı sinusoidal davranış göstermektedir. Fazla sayıda türbinin bulunduğu bir RES sahasında her bir türbinden gelen doppler kayması ile toplam olarak RES'den kaynaklanan saçılma karakteristiği farklılık gösterebilir.

4. Sonuçlar

Çiftliklerin coğrafi konumunun ve hem türbinlerin hem de konumlandığı arazinin elektriksel özellikleri türbinlerin saçıcılık özelliğini, dolayısıyla radarların tespit performanslarını etkilemektedir. Tespit performanslarının etki düzeyi radarların ve muhabere sistemlerinin teknik özelliklerine de bağlıdır. Bu etkilerin en aza indirilebilmesi için detaylı teknik analizler yapılmalıdır.

5. Kaynaklar

[1] James C. G. Matthews, Carlos Sarno, Richard Herring, "Interaction between radar systems and wind farms "*Antennas & Propagation Conference, Loughborough,* UK, 17-18 March 2008

[2] Saynak, U., Çolak, A., Avcıbası, Y., Bölükbas, D., Tayyar, İ. H., Özdemir, C. "2-D ISAR Imaging of Complex Objects Using Shooting-Bouncing Ray (SBR) and Physical Theory of Diffraction (PTD) Techniques" V. Intern. Workshop on Electromagn. Wave Scattering, sayfa. 9.7-9.14, Antalya, 22-25 Ekim 2008,

[3] D. Bolukbas, U. Saynak, A. Colak, I. H. Tayyar, C. Ozdemir, "Rüzgar Türbinlerinin Radarlara Etkisinin Analizi" *2. Rüzgar Enerji Sempozyumu, RÜGES 2009, Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun, 4-5 Haziran 2009.*

[4] Kent, B.M. Hill, K.C. Buterbaugh, A. Zelinski, G. Hawley, R. Cravens, L. Tri-Van Vogel, C. Coveyou, T. , "Dynamic Radar Cross Section and Radar Doppler Measurements of Commercial General Electric Windmill Power Turbines Part 1: Predicted and Measured Radar Signatures", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE, Cilt. 50, 2008, No. 2, 211-219*

WiFi/WiMAX Uygulamaları İçin Çift-Bant Yarık-Halka Boşluk Monopole Anten Tasarımı

S. Cumhur Başaran
Akdeniz Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kampus, 07058 Antalya
E-mail:cbasaran@akdeniz.edu.tr,

Özet: *Bu bildiride, WiFi ve WiMAX uygulamaları için eşdüzlemsel dalga kılavuzu beslemeli ve monopol yapıdaki yeni bir çift-bant mikroşerit boşluk anten tanıtılmaktadır. Önerilen anten iç-içe tasarımlanan yarık-halka boşlukları ve bu boşluklar arasına yerleştirilen boşluk elemanlarından oluşmaktadır. Oldukça küçük yapılı ve düşük maliyetli olan anten, alt ve üst bantlarda sırasıyla %31.5 ve %9.4 gibi yüksek bant genişlikleri sağlamaktadır. Ayrıca, her bir frekans bandında düzgün ışıma örüntüsü ve yüksek kazanç performansı sergilemektedir. Fabrikasyonu gerçekleştirilmiş olan prototip antenin ölçüm sonuçları, Ansoft HFSS simülatörü ile elde edilmiş benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumludur.*

1. Giriş

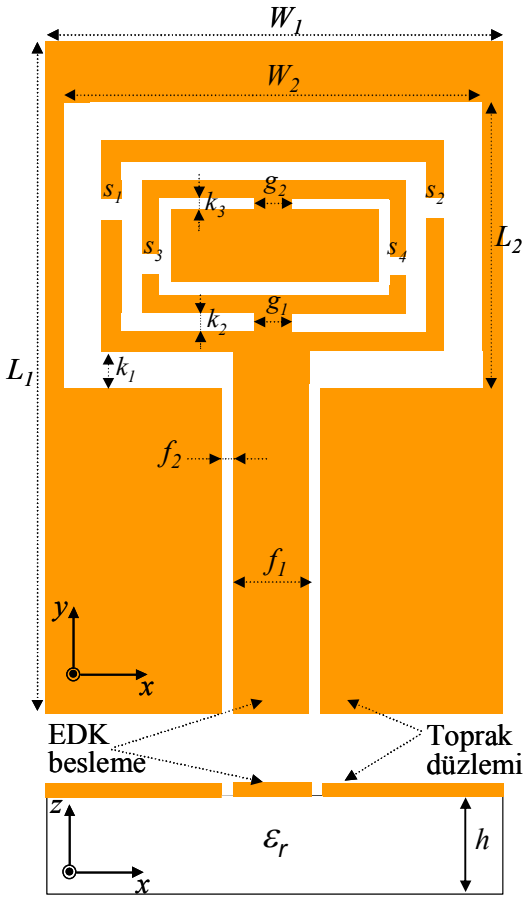
Kullanıcıya hareket serbestliği sağlamalarının yanı sıra, bilgiye her yönden ve hızlı erişim olanağı sunan kablosuz haberleşme uygulamaları, kablosuz yerel alan ağları (Wireless Local Area Network: WLAN) aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Yüksek veri hızı ve güvenli bilgi akışı sağlamalarından dolayı kablosuz bağlantı (Wireless Fidelity: WiFi) ve geniş menzilli kablosuz ağ (Worldwide Interoperability for Microwave Access: WiMAX) protokolleri WLAN uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu uygulamalarda kullanılan dizüstü bilgisayar, küçük cep bilgisayarı ve kablosuz modem gibi taşınabilir cihazların olabildiğince küçük boyutlarda ve değişik biçimlerde üretilmesi, söz konusu cihazlara adapte edilebilecek boyutlardaki fonksiyonel antenlerin tasarımını zorunlu hale getirmiştir. Ayrıca, IEEE standartları uyarınca çeşitli frekans bantlarında gerçekleşen kablosuz haberleşme uygulamalarının tek bir anten elemanıyla sağlanabilmesi ilgili antenin çoklu-bant veya geniş-bant performans göstermesi ile mümkün olabilmektedir. Küçük hacimli olmaları, üretimlerinin kolay olması ve geniş-bant performans sergilemeleri sebebiyle, mikroşerit monopol antenler kablosuz haberleşme uygulamalarında özellikle tercih edilmektedirler [1–3]. Bununla birlikte her-yöne ışıma performansı sergilemeleri nedeniyle monopol antenler, hava alanları, oteller ve büyük alış-veriş merkezleri gibi kapalı ortamlardaki uygulamalar için oldukça elverişlidir.

Bu bildiride, yarık-halka (YH) boşluk elemanlarını temel alan yeni bir mikroşerit monopol anten tasarımı tanıtılmaktadır. Metametaryal yapıların temel yapı taşı özelliğine sahip YH elemanları, farklı elektromanyetik filtre uygulamalarında kullanılmışlardır [4–6]. Ayrıca, dairesel disk ve spiral yarık-halka rezonatörleri UWB anten tasarımında kullanılmışlardır [7]. Yakın geçmişte tamamladığımız çalışmalarımızda ise, dikdörtgen yarık-halka elemanları ve bu elemanlar arasına yerleştirilen metalik yüklemeleri kullanarak WLAN uygulamaları için mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir [8, 9]. İlk kez bu çalışmada, yarık-halka elemanı boşluk anten tasarımında kullanılmakta ve önerilen WiFi/WiMAX monopol anten tasarımı [8, 9]'dan farklı olarak eşdüzlemsel dalga kılavuzu (EDK) ile beslenmektedir. Anten prototipinin daha kolay üretilebilmesi ve diğer besleme tekniklerinde gerekli olan delik açma ve lehimleme gibi işlemlerin gerekmemesi nedeniyle EDK besleme tekniği mikroşerit anten tasarımlarında ön plana çıkmaktadır.

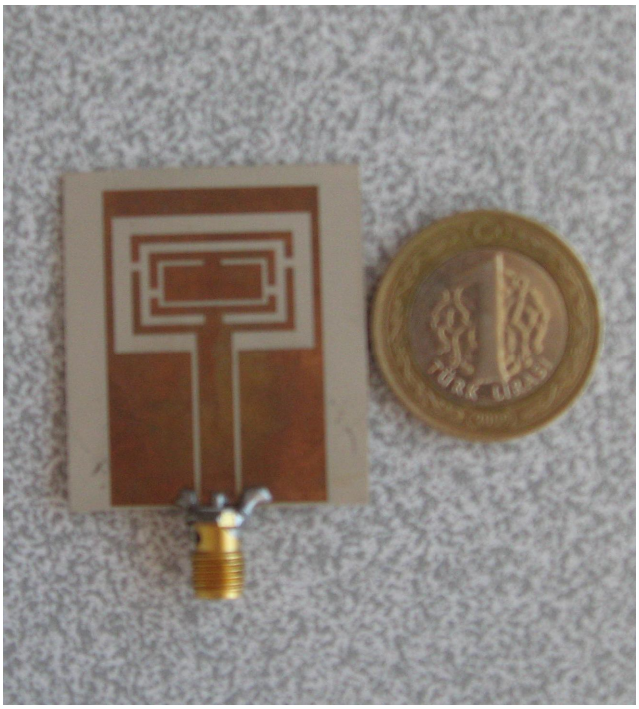
Önerilen yarık-halka boşluk anten (YHBA), Şekil 1'de görüldüğü üzere, içi-içe yerleştirilmiş üç adet YH şeklindeki boşluk ve bu boşluklar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilmiş olan dört adet boşluk elemanından (s_1–s_4) oluşmaktadır. Boyutları oldukça küçük olan YHBA, 2.4–3.3 GHz ve 5.05–5.55 GHz frekans bantlarında çift–bant performans sağlamaktadır. Ayrıca söz konusu bantlarda oldukça düzgün bir ışıma örüntüsü sergileyen antenin kazancı da oldukça yüksektir. YHSA'nın sayısal tasarımı sonlu-eleman metodunu temel alan Ansoft HFSS benzetim yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Prototipi de gerçeklenmiş olan antenin ölçüm sonuçları benzetim sonuçlarıyla oldukça uyum içindedir. Bildiride, YHSA'nın tasarım aşamaları ve elde edilen optimum anten tasarımı incelenmekte, benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır.

2. Anten Tasarımı

Şekil 1'de önerilen YHBA'nın optimum anten parametrelerini içeren tasarım konfigürasyonu, Şekil 2'de ise gerçeklenen prototipinin fotoğrafı yer almaktadır. Görüldüğü üzere YHBA, h kalınlığında ve dielektrik sabiti ε_r olan Roger RO3006 (tm) taban malzemesi üzerindeki iç-içe yerleştirilmiş üç adet yarık-halka boşluk ve bu boşluklar arasındaki uygun yerlere konumlandırılan dört adet (s_1–s_4) boşluk elemanından oluşmaktadır. Anten, f_1 genişliğindeki 50 Ω EDK iletim hattı ile beslenmektedir. Şekil 1'de görüldüğü üzere, k_1, k_2 ve k_3 sırasıyla en dıştaki, ortadaki ve içteki boşluk halkalarının genişliklerini ifade etmekte ve k_1, k_2' nin k_2' de k_3' ün iki katı büyüklüğündedir. Ayrıca, boşluk elemanlarının her biri 1×1 mm^2 ve anten toprak düzlemi 36×38 mm^2 boyutlarındadır. Tasarımı Ansoft HFSS ile gerçeklenen antenin, optimize edilen diğer parametrelerinin boyutları: W_1=24, W_2=15, k_1=2, k_2=1, k_3=0.5, g_1=g_2=2, f_1=4, f_2=0.5, h=0.64 (hepsi mm), ε_r=6.15.

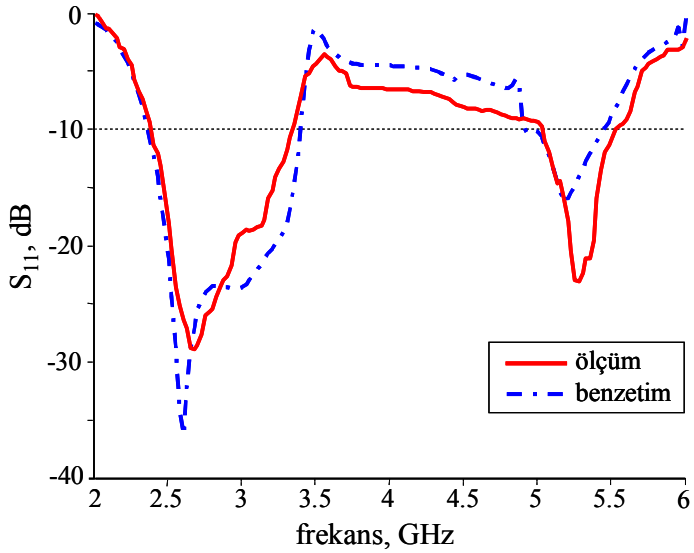


Şekil 1. YHSA tasarımı.



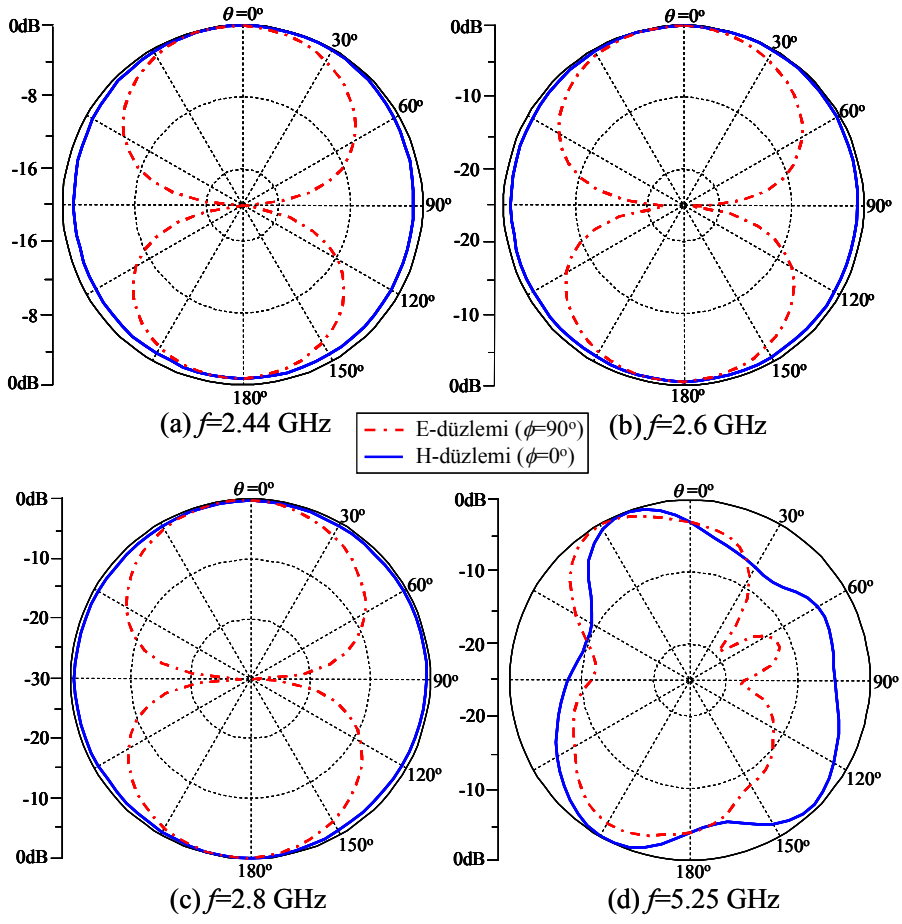
Şekil 2. EDK-beslemeli YHSA prototipi.

Tasarım ve optimizasyonu HFSS ile elde edilen YHSA'nın bir adet prototipi de gerçeklenmiş ve ilgili S-parametre ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Prototip anten, Şekil 2' de görüldüğü gibi SMA konektörün canlı ucu mikroşerit hatta, diğer iki ucunun toprak düzlemine bağlanmasıyla beslenmektedir. Şekil 3'de benzetim tekniği ile ve prototip antenin ölçülmesiyle elde edilen geri-dönüş kaybı karakteristikleri verilmektedir. Görüldüğü üzere, ikinci bantta oluşan küçük bir frekans kayması dışında benzetim ve ölçüm sonuçları oldukça uyum içindedir. 10 dB geri-dönüş kaybı kriteri baz alınarak ölçüm sonuçları incelendiğinde, önerilen anten, 2.85 ve 5.3 GHz merkezli, sırasıyla %31.5 ve %9.4 bant genişliklerinde çift-bant bir performans sergilemekte, bu özelliğiyle IEEE standartları uyarınca WiFi uygulamaları için tahsis edilmiş olan 2.4–2.48 GHz/5.15–5.35 GHz ve WiMax uygulamaları için tahsis edilmiş olan 2.5–2.69 GHz/2.7–2.9 GHz frekans bantlarını bütünüyle kapsamaktadır.



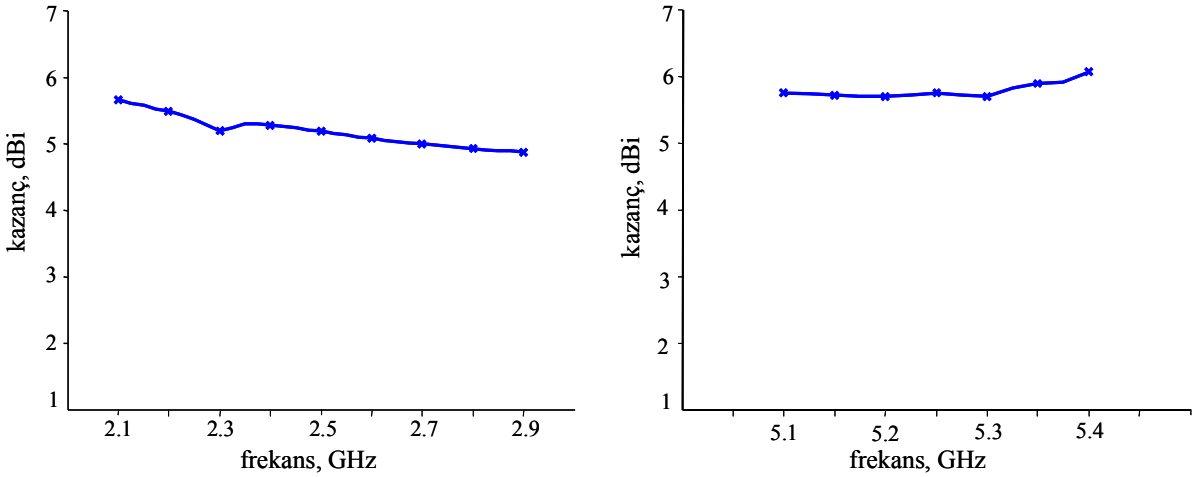
Şekil 3. YHSA'nın geri dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği.

Önerilen antenin ilgili rezonans frekanslarındaki (f=2.44 GHz, f=2.6 GHz, f=2.8 GHz ve f=5.25 GHz) ışıma örüntüleri Şekil 4'de verilmektedir. Görüldüğü gibi, YHSA'nın 5.25 GHz deki E/H düzlem ışıma örüntüleri yaklaşık her-yöne karakteristik sergilerken, diğer frekanslarda H-düzlem örüntüsü her-yöne, E-düzlem örüntüsü ise yönlü karakteristik göstermektedir.



Şekil 4. YHSA'nın uygulama frekanslarındaki ışıma örüntüleri.

YHSA'nın frekansa bağlı olarak hesaplanan yönlendirme kazanç karakteristikleri Şekil 5'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, hesaplanan anten kazançları alt bantta (2.1–2.9 GHz) 5–6 dBi seviyeleri arasındayken, üst bantta (5.1–5.4 GHz) 6 dBi civarındadır.



(a) 2.1–2.9 GHz bandı (b) 5.1–5.4 GHz bandı

Şekil 5. YHSA'nın yönlendirme kazanç karakteristiği.

3. Sonuçlar

Bildiride, yarık-halka boşluk elemanlarını temel alan yeni bir çift-bant monopol anten tanıtılmıştır. EDK-beslemeli anten oldukça küçük boyutlarda olup, düşük maliyet ve kolay üretilebilme avantajlarına sahiptir. Önerilen anten, alt bantta (2.4–3.3GHz) 900 MHz ve üst bantta (5.05–5.55 GHz) 500 MHz gibi geniş bant performans sergilemekte ve bu özelliğiyle WiFi ve WiMAX uygulamaları için tahsis edilmiş olan frekans bantlarını büyük oranda kapsamaktadır. Ayrıca, söz konusu frekans bantlarında düzgün bir ışıma örüntüsüne sahip olan antenin, hesaplanan yönlendirme kazancı 6 dBi seviyelerindedir. Sayısal tasarımı HFSS ile gerçekleştirilen antenin, benzetim ve ölçüm sonuçları oldukça uyumludur.

Kaynaklar

[1]. Wong K.-L., Planar antennas for wireless communications. John Wiley & Sons, New Jersey, 2003.
[2]. Pan C.-Y., Horng T.-S., Chen W.-S. ve Huang C.-H., "Dual Wideband printed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 6, s.149–151, 2007.
[3]. Kshetrimayum R. S., "Printed monopole antenna for multiband applications", Int. J. Microwave Opt. Tech., 3(4), s.474–480, 2008.
[4]. Pendry J. B., Holden A. J., Robins D. J. ve Stewart W. J., "Magnetism from conductors and enhance nonlinear phenomena", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 47(11), s. 2075–2084, 1999.
[5]. Erdemli Y. E. ve Sondas A., "Dual-polarized frequency-tunable composite left-handed slab", J. Electromagn. Waves and Appl., 19(14), s.1907–1918, 2005.
[6]. Cenk C., Sondas A. ve Erdemli Y. E., "Tunable split ring resonator microstrip filter design," in Proc. Mediterranean Microwave Symposium, 19–21 Eylül 2006, Genova, İtalya.
[7]. Si L.-M., Sun H.-J., Yuan Y. ve Lv X., "CPW-fed compact planar UWB antenna with circular disk and spiral split-ring resonators", PIERS Proc., s. 502–505, 23–27 Mart 2009, Beijing, Çin.
[8]. Basaran S. C. ve Erdemli Y. E., "Dual-band split-ring antenna design for WLAN applications", Turkish J. Elec. Engin. Comp. Sci., 16(1), s.79–86, 2008.
[9] Basaran S. C. ve Erdemli Y. E., "A dual-band split-ring monopole antenna design for WLAN applications", Microwave Opt. Tech. Lett., 51(11), s. 2685–2688, 2009.

İnsansız Hava Araçları için Telemetri Anten Sistemi

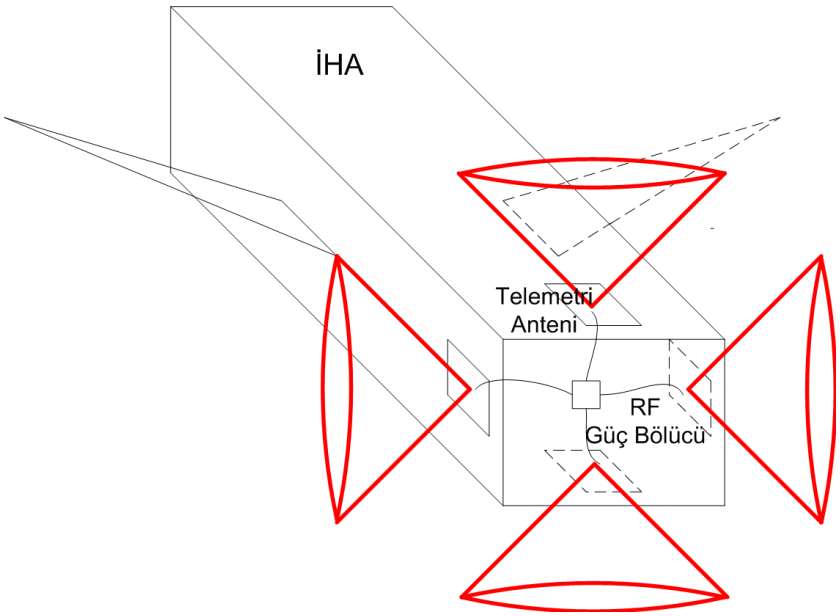
Mustafa Doğan, Fatih Üstüner
TÜBİTAK - UEKAE
Gebze, Kocaeli
mdogan@uekae.tubitak.gov.tr, fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr

*Sabancı Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Tuzla, İstanbul

Özet: *Bu makalede insansız hava araçları için üretilen ve yuvarlanma düzleminde 360^0lik bir ışıma gerçekleştiren, düşük durağan dalga oranına ve yüksek kazanca sahip bir telemetri anten sistemi sunulmuştur. Sunulan telemetri anten sistemi dört adet telemetri anteninden ve antenleri eş faz ve genlikte besleyecek olan tek giriş dört çıkış portu olan RF güç bölücüden oluşmaktadır. Tasarlanan antenler yüksek kazançlı ve düşük durağan dalga oranlı olup, ışımayı gerçekleştiren yama antenin beslenmesi doğrudan değil açıklık – kuplaj tekniği ile dolaylı olarak gerçekleştirilmektedir. Yuvarlanma düzlemindeki 360^0lik tam açısal kapsama ise 4 adet eş telemetri anteninin dairesel dizi anten konfigürasyonunda kullanılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Tek giriş ve dört çıkış portu olan RF güç bölücü ardışık Wilkinson güç bölücülerinin kullanılmasıyla elde edilmiş ve tüm çıkış portlarında eş sinyal genliği ve fazı elde edilmiştir.*

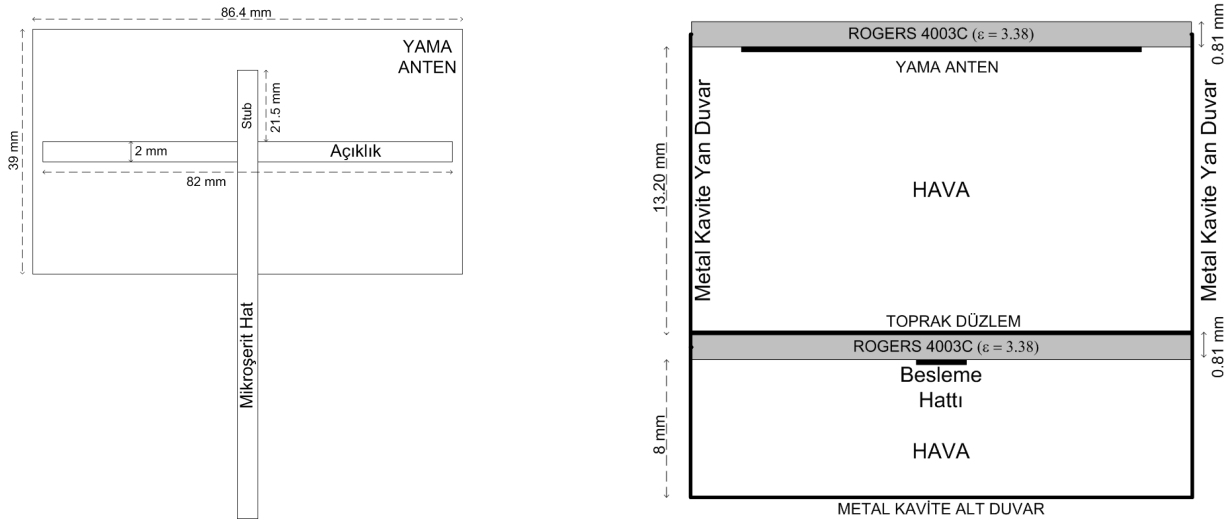
1. Giriş

Telemetri sistemleri uzaktan veri ölçme, toplama ve toplanan verilerin değerlendirilmesi işlemlerini gerçekleştirir. Sistemde veri aktarımı kablosuz iletişim temellerine dayanır. Telemetri sistemleri tarım, savunma, tıp gibi birçok alanda yaygın şekilde kullanılırlar. Genellikle otomobil, uçak ve füze gibi hareketli nesneler üzerinde kullanılırlar. Hava araçlarında kullanılan telemetri sistemleri daha çok sıcaklık, basınç, titreşim ve ivmelenme gibi parametrelerdeki değişimleri uzaktan izleme amaçlı kullanılırlar. Bir telemetri sistemi tam olarak sensörler, değiştirici, sinyal işleme sistemleri, RF devre ve vericiden oluşur [1].
Telemetri verici sistemi temel olarak telemetri anten(leri) ve RF sinyal besleme sisteminden oluşur. İnsansız hava aracı gibi çok hızlı hareket edip kendi ekseni etrafında çok hızlı dönebilen araçlarda, yuvarlanma düzlemindeki tam açısal kapsama veri aktarımının sürekliliği için oldukça önemlidir. Bu nedenle tasarlanan telemetri anten sistemi dört adet antenin dairesel dizi şeklinde yapılandırılmasıyla (Şekil 1) ile oluşturulmuştur. Bu antenleri eş faz ve genlikte beslenmesi de oldukça önemlidir. Bu nedenle de bir giriş terminali ve dört çıkış terminali olan RF besleyici sistem tasarlanmıştır. Antenler ve RF besleme sistemi 0.8mm kalınlığında ROGERs 4003C malzemesi kullanılarak tasarlanmış ve üretilmiştir. Düşük dielektrik kaybı nedeni ile tercih edilen malzeme aynı zamanda mekanik olarak sağlamlığı ve hafifliği ile de dikkat çekmektedir. Bu makalede tasarlanan ve üretilen antenlerin durağan dalga oranı (VSWR), kazanç bilgileri, yarı güç hüzme genişliği, çapraz kutuplanma oranı ve ön-arka ışıma oranı verilecektir. Ayrıca RF besleme sisteminin de VSWR, araya girme kaybı, portlar arası yalıtım değerleri ve faz bilgileri detaylı şekilde incelenecektir.



Şekil 1. Dairesel Dizi Yapılandırılmasıyla Yuvarlanma Düzleminde Tam Kapsama Oluşturma

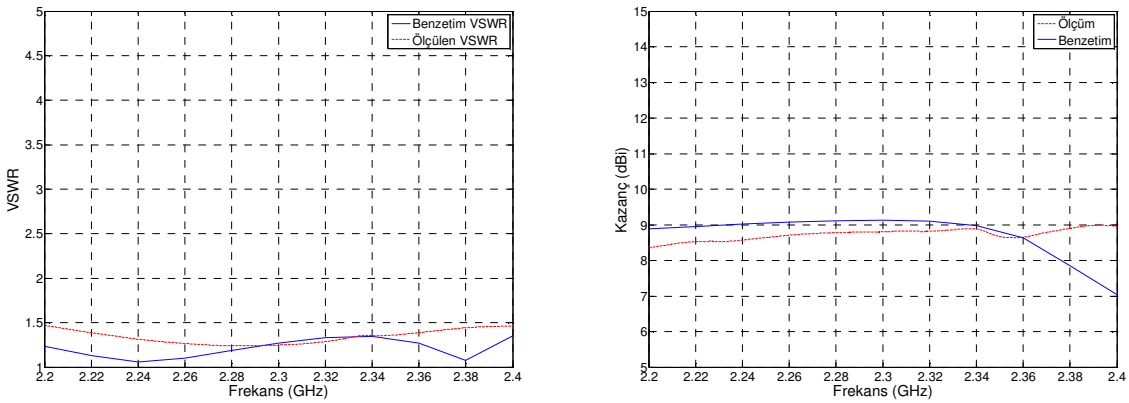
2. Telemetri Anteni



Şekil 2. Telemetri Anten Alt Görünüm (sol), Yan Görünüm (sağ)

Tasarlanan ve üretilen antenler ilk defa 1980'lerin ortalarında Pozar [2] tarafından bulunmuş özel yapıda bir mikroşerit yama antendir. Yama anten direkt olarak mikroşerit hattan gelen sinyali almak yerine açıklıktan kuplaj yolu ile dolaylı olarak beslenir. Bu sayede klasik yama antenlerin dar bant ve düşük kazanç dezavantajlarının önüne geçilir. Antenlerin tasarımında HFSS benzetim programı kullanılmıştır. Antenlerin ileri düzey optimizasyonunda ise HFSS ve onu kontrol edip veri işleme görevini gerçekleştiren MATLAB Optimizasyon Araç Kutusu kullanılmıştır. Antenlerin tasarımında dielektrik malzeme olarak hafifliği, dayanıklılığı ve özelliklede yüksek frekanslarda az kayba sahip olması nedeniyle ROGERs 4003C malzemesi tercih edilmiştir. Anten sinyal besleme hattını ve ışımayı gerçekleştiren yama anteni kapsayan iki ayrı katmandan oluşmaktadır. Sinyal besleme hattı yama antene toprak düzlem üzerindeki açıklıktan kuple olmaktadır. Yama antenin dielektrik malzemesi hava iken, üst kısımdaki ROGERs 4003c maddesi radom malzemesi gibi davranmaktadır. En düşük durağan dalga oranı ve yüksek kazanç gösteren antenin geometrik boyutları Şekil 2'de verilmiştir. Yarı-güç hüzme genişliği, çapraz kutuplanma oranı ve ön – arka ışıma oranları ölçülmüş ve Tablo 1'de verilmiştir.

Anten tasarımında baz alınan kriterler, durağan dalga oranının (VSWR) çalışma bandında 1.5'tan küçük olması ve anten kazancının da 8 dBi'den büyük olmasıdır. Üretilen antenler TÜBİTAK – UEKAE'de bulunan yansımasız oda içerisinde Agilent E8362B Precision Network Analizör ile gerçekleştirilen ölçüm neticelerine göre antenler 2.3 GHz merkez frekansında çalışan ve 200 MHz bant genişliği (VSWR < 1.5) olan 8 dBi'den yüksek kazanca sahip bir antenlerdir. Ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçları Şekil 3'te görüldüğü gibi birbiriyle örtüşmektedir.



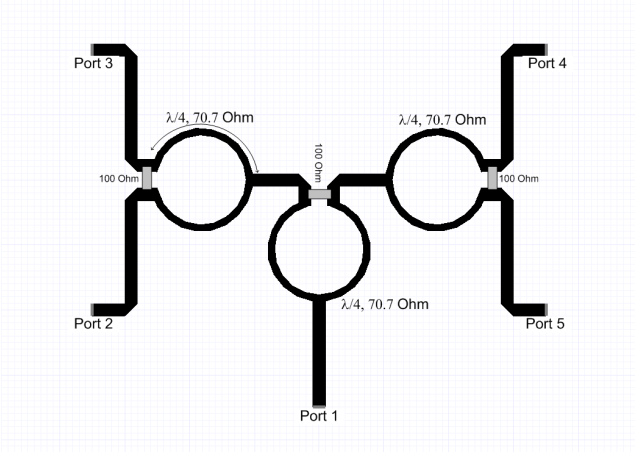
Şekil 3. Benzetim ve Ölçüm Neticelerinin Karşılaştırılması; VSWR (sol), Kazanç (Sağ)

Tablo 1. Ölçülen HPBW, CPR ve FBR Değerleri

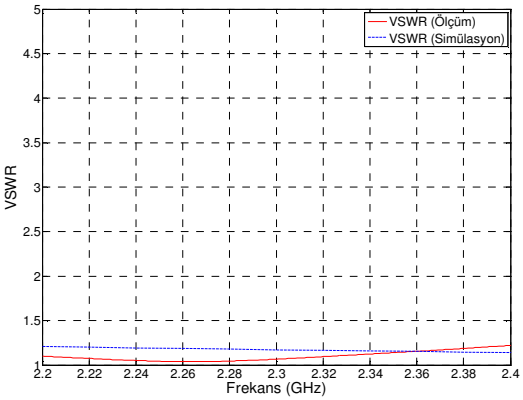
Yarı – Güç Hüzme Genişliği (HPBW)(^{0})	60^0
Çapraz Kutuplanma Oranı (CPR) (dB)	$\geq$ 25 dB
Ön – Arka Işıma Oranı (FBR) (dB)	$\geq$ 25 dB

3. RF Güç Bölücü

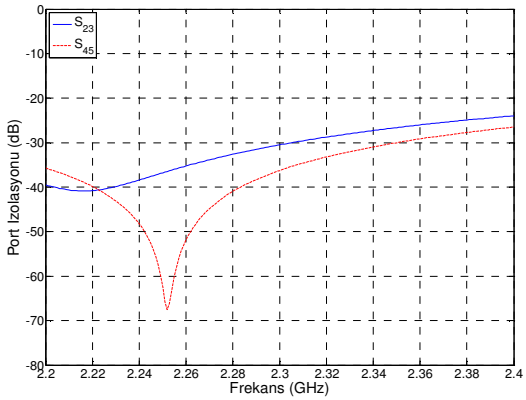
Tasarlanan telemetri sisteminde yuvarlanma ekseninde dört anten dairesel dizi konfigürasyonunda yerleştirilmişlerdir. Tam kapsamanın gerçekleşmesi için her bir antenin eş faz ve genlikte olması gerekmektedir. Tüm antenleri eş faz ve genlikte besleyebilmek için üç adet Wilkinson Güç [3] bölücü kullanılarak bir giriş ve dört çıkış terminali olan bir RF güç bölücü tasarlanmış ve üretilmiştir (Şekil 4). RG güç bölücü de antende olduğu gibi ROGERs 4003C dielektrik malzemesi üzerine basılmıştır. Çeyrek dalga bölgeleri köşe etkilerini azaltmak için ve yerden kazanmak için dairesel yapıda üretilmiştir ve 70.7Ω empedansa sahiptir. Benzetim ve ölçüm neticelerine göre güç bölücünün giriş terminalinde VSWR değeri 2.2 – 2.4 GHz bandında diğer tüm terminaller 50Ω ile sonlandırıldığında Şekil 5'te görüldüğü gibi 1.25'in altında çıkmıştır. Çıkış terminalleri arasındaki izolasyonu artırmak için 100Ω dirençler kullanılmıştır ve ölçülen port izolasyon değerleri Şekil 6'da görüldüğü gibi tüm bantta 25 dB'den fazladır ve merkez frekansında ise 30 dB değerini aşmaktadır. Giriş – çıkış terminalleri arasında araya girme kaybı benzetim sonuçlarına göre 0.25 dB'yi aşmazken (bknz Şekil 7), Şekil 8'de verilen ölçüm sonuçlarında da en fazla 0.4 dB kayıp gözükmektedir.



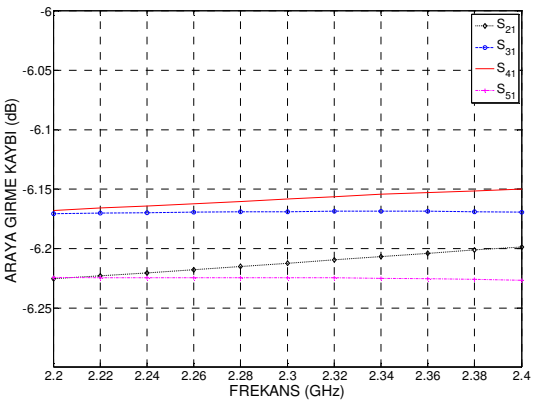
Şekil 4. Telemetri Sistemi RF Güç Bölücü Yapısı



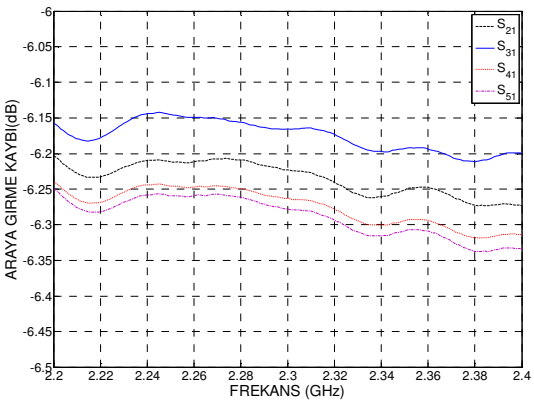
Şekil 5. Benzetim ve Ölçüm VSWR Değerleri



Şekil 6. Ölçülen Port İzolasyon Değerleri



Şekil 7. Araya Girme Kaybı Benzetim Sonuçları



Şekil 8. Araya Girme Kaybı Ölçüm Sonuçları

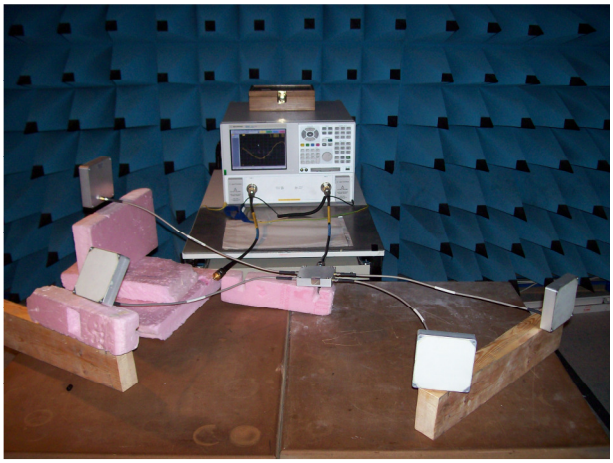
RF güç bölücü üzerindeki diğer önemli bir parametre ise uygulanan sinyalin çıkış terminallerindeki faz değerleridir. Yuvarlanma eksenindeki tam kapsama için eş fazın önemi büyüktür. Çıkış terminallerinde ölçülen faz değerleri ilgili çalışma bandında Tablo 2'de verilmiştir. Terminaller arasındaki faz farkları kabul edilebilir derecede küçüktür.

Tablo 2. RF Güç Bölücü Çıkış Terminallerinde Ölçülen Faz Farkları

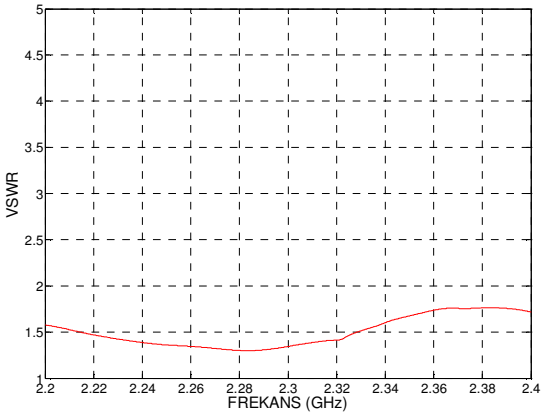
	FAZ (°)		
	2.2 GHz	**2.3 GHz**	**2.4 GHz**
S_{21}	-78.005	-98.538	-118.97
S_{31}	-76.372	-96.738	-117.14
S_{41}	-77.625	-98.040	-118.45
S_{51}	-77.556	-98.042	-118.44

4. Telemetri Anten Sistemi

Bu makale kapsamında telemetri anten sistemi antenler, onları besleyen RF güç bölücüden ve düşük kayıplı RF kablolardan oluşmaktadır. Sistemin her bir parçası ayrı ayrı detaylı şekilde bir önceki bölümlerde incelenmiştir. Bu bölümde sistem boyutunda çalışma performansı incelenmiştir. Bu inceleme gerçekleştirilirken antenler RF kablolar ile RF güç bölücüye bağlanmış ve RF güç bölücünün giriş terminalinde VSWR değeri 2.2 – 2.4 GHz bandında Şekil 9'daki gibi ölçülmüştür. Ölçüm sonucu ise Şekil 10'da verildiği gibi en fazla 1.75 olmaktadır ve sistemsel bazda VSWR değeri 2'nin altında kalmaktadır.



Şekil 9. Telemetri Anten Sistemi VSWR Ölçüm Düzeneği



Şekil 10. Telemetri Anten Sistemi VSWR Değerleri

5. Sonuç

Bu makalede tam bir telemetri anten sistemi hem sistemsel hem de parça parça analiz edilmiş ve incelenmiştir. Telemetri antenleri ve RF güç bölücüsü ölçüm neticelerine göre oldukça iyi bir performans gösterirken, bütünsel olarak da oldukça iyi performans göstermiştir. Sistem elektriksel olarak iyi performans gösterse de mekanik olarak insansız hava araçlarında kullanımı için daha da geliştirilmelidir ve sağlamlığı artırılmalıdır. Üretim sırasında tekrarlanabilirlik oranı daha artırılmalıdır, çünkü anten yapısı bazı parametrelere karşı oldukça hassas bir yapı arz etmektedir. Bununla birlikte RF güç bölücü araya girme kaybı üzerinde gerçekleştirilen ölçüm ve analizlerde 2. ve 5. terminallerin araya girme kaybı 3. ve 4. çıkış terminallerine göre 0.1 – 0.2 dB daha fazla olduğu görülmekte ve bu da genlik farkı oluşturmaktadır. Bu genlik farkını daha azaltmak için ek çalışmalar gerekmektedir.

Kaynaklar

[1]. Carden, F., R.P. Jedlicka, R. Henry, "Telemetry Systems Engineering," Artech House Inc, Norwood, MA 2002
[2]. Pozar, D.M., "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line ", Electronics Letters, Cilt 21, sayfa. 49-50, Ocak 17, 1985
[3]. Pozar, D.M., *Microwave Engineering 3rd ed*, John Wiley & Sons Inc, 2005

Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Yama Antenlerin MATLAB ile Optimizasyonu

Mustafa Doğan , Güllü Kızıltaş Şendur
TÜBİTAK - UEKAE
Gebze, Kocaeli
mdogan@uekae.tubitak.gov.tr

*Sabancı Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mekatronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
mustafadogan@su.sabanciuniv.edu.tr, gkiziltas@sabanciuniv.edu.tr

Özet: *Açıklık kuplajlı mikroşerit yama antenler yüksek kazanç ve geniş çalışma bandı performansı gösterebilen özel bir mikroşerit yama anten tipidir. Bu yama antenlerin diğer genel yama antenlerden farkı ise asıl ışımayı yapan yama antenin besleme şeklidir. Bu antenlerde uygulanan sinyal ışımayı yapan yama antene, mikroşerit hatta ait olan toprak düzlem üzerindeki açıklıktan kuplaj yolu ile iletilmektedir. Birbiri üzerine istif edilmiş en az iki katmandan oluşan bu antenlerin tasarımı oldukça fazla olan tasarım değişken ve parametreleri nedeniyle zor ve zaman alan bir süreçtir. Bu makalede insansız hava araçlarında kullanılmak üzere üretilecek olan telemetri anteninin maksimum kazanç ve minimum VSWR elde edebilecek şekilde optimizasyonu anlatılacaktır. Optimizasyon piyasada var olan yüksek frekanslı analiz araçlarının optimizasyon özellikleri kullanılmadan MATLAB üzerinden gerçekleştirilmiştir.*

1. Giriş

Mikroşerit yama antenler ilk olarak Deschamps [1] tarafından dile getirilen ve günümüzde yaygın şekilde kullanılan bir anten çeşididir. Düşük profilli ve uyumlu yapısıyla kablosuz haberleşmede, hava sanayinde, araçlarda ve büyük antenlerin kullanımının uygun olmadığı birçok alanda yaygın şekilde kullanılmaktadır. Mikroşerit antenlerin birçok avantajının yanında az kazançlı olması ve oldukça dar empedans bant genişliği gibi dezavantajları vardır. Pozar [2] – [3], 80li yıllarda özel bir teknikle bu dezavantajların da üstesinden gelmiş ve 4–5 dBi kazanç artımı gerçekleştirirken empedans bant genişliğini %5 - %50 oranında genişletebilmiştir. Bu özel yapıya da açıklık kuplajlı mikroşerit yama anten (ACMPA) adını vermiştir. Çok katmanlı özel bir yapıya sahip bu antenin performansı birçok değişkene ve parametreye bağlıdır. Bu nedenle de en yüksek kazançlı, en geniş empedans bandında sahip ve bununla birlikte en düşük VSWR değerine sahip bir antenin tasarımı oldukça zordur. Bu amaçla planlı bir optimizasyon sürecine gerek duyulmaktadır.

Şu an piyasada var olan birçok anten benzetim programının (CST – MWS, HFSS, ADS etc.) kendi içlerinde optimizasyon için gerekli araçlar mevcuttur. Bu araçlar başlangıç aşamasındaki bir anten tasarımcısı için birçok kolaylıklar sağlamaktadır ve genel fikir edinilmesine yardımcı olmaktadır. Getirdiği kolaylıkların yanında da tasarımcıya fazla kontrol hakkı vermemesi, tasarımcının optimizasyon süresince herhangi bir kontrolünün olmaması, bazen optimizasyonların gereğinden fazla uzun zaman alabilmesi ve optimizasyon araçlarının nerede durması gerektiğini kestirememesi gibi nedenlerle ileri düzey tasarımcıları da tatmin edememektedir. Bu nedenle optimizasyonu daha hızlı, kontrolün daha çok tasarımcının elinde olduğu bir optimizasyon aracına ihtiyaç duyulmuştur. Bu makalenin konusu olan optimizasyon tekniği, şu an piyasada var

olan benzetim programlarının Script dilleri aracılığıyla MATLAB platformu üzerinden kontrolü ve bu programlardan çıktı olarak alınan verilerin MATLAB optimizasyon kitinde işlenmesi ile gerçekleştirilmiştir.

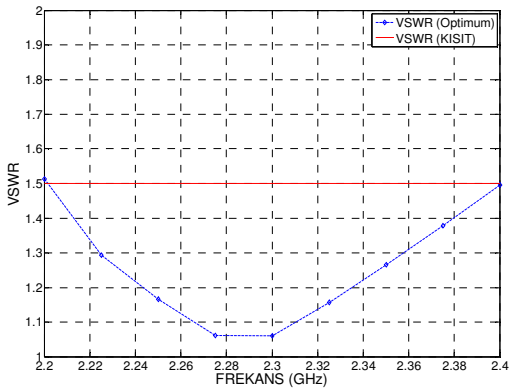
Optimizasyona başlamadan önce antenin tasarım değişkenleri, parametreleri, antenden beklenen performans kısıtları ve optimizasyon hedef değerleri açıkça sınıflandırılmıştır. Optimizasyonda en temel adımlardan birisi tasarım değişkenlerinin sayısını mümkün olduğunca azaltmak ve süreci daha hızlı hale getirmektir. Bu makalede kullanılan optimizasyon yazılımının performansı değişik tasarım değişken değerleri için ayrı ayrı imcelenmiştir ve daha sonra elde edilen optimum değerler için duyarlılık analizleri gerçekleştirilerek anten performansının optimum değerlerde kararlılığı incelenmiştir.

2. Anten Optimizasyon Kurgusu

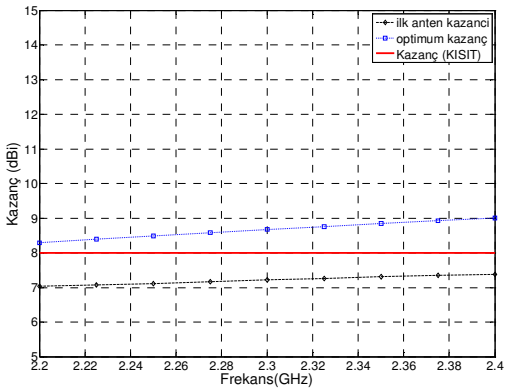
Bu makalede mümkün olan en yüksek kazançlı ve en düşük VSWR değerli anteni, kazanç tüm çalışma bandında 8 dBi'dan küçük ve VSWR 1.5'den büyük olmayacak şekilde verilen maksimum ebatları da aşmayacak şekilde (100mm x 100mm x 25mm) tasarlamak amaçlanmıştır. Antenin karmaşık yapısı özel bir optimizasyon süreci gerektirmektedir. Optimizasyon sürecindeki ilk adım olan problemin kısaca ve açık şekilde belirtilmesinden sonraki ikinci adım olan optimizasyonda kullanılacak değişkenlerin, parametrelerin belirlenmesidir. Bir ACMPA performansını

Şekil 1. Metal Kavite İçine Gömülmüş İki Katmanlı ACMPA Genel Yapısı

Şekil 2. Optimizasyondan Önceki VSWR grafiği ve VSWR kısıt değeri



Şekil 3. Optimizasyondan sonraki VSWR değeri ve VSWR kısıt grafiği



Şekil 4. Optimizasyondan Önce ve Sonra Anten Kazanç Değişimi

'de görüldüğü gibi mikroşerit hattın açıklıktan sonraki kısmının uzunluğu, yama antenin en ve uzunluğu, açıklığın en ve uzunluğu, açıklığın yama antene göre bağıl konumu, kuplajın gerçekleştiği açıklığın şekli, kullanılan dielektrik malzemelerin özellikleri, katmanların toprak düzleme göre yüksekliği, antenin gömülü olduğu kavitenin özellikleri gibi birçok değişken etkileyebilmektedir. Optimizasyonda değişkenlerin sayısı arttıkça problemin çözümü zorlaşmakta ve daha uzun süre almaktadır, bu nedenle de bazı değişkenleri sabitleyip, parametre olarak kullanıp sayısını azaltmak gerekmektedir. Antenin üretiminde kullanılacak malzeme ROGERs 4003C seçilerek bağıl dielektrik sabitini (ε_r =3.38), substrat kalınlığı (0.81 mm), substrat üzerindeki bakır kaplamanın kalınlığı (17 μm), dielektrik kayıp miktarı (0.0027) sabitlenmiş oldu. Toplam yükseklik en fazla 25mm olabileceği için ön benzetim çalışmaları sırasında yansıtıcı yüksekliği 8mm, yama antenin toprak düzlemden yüksekliği de 13.2mm seçilerek sabitlenmiştir. Mikroşerit hattın kalınlığı da 50Ω empedans için 1.78mm olmuştur. Açıklığın eninin makul sınırlar içinde etkisinin ihmal edilebilecek kadar az olması nedeniyle 2mm olarak sabitlenmiştir.

Tüm değerlendirmelerden sonra antenin performansı üzerinde büyük etkisi olan dört değişken optimizasyonun temelini oluşturmaktadır. Fazla reaktans değerini ayarlamakta olan mikroşerit hattın uzantısı olan stub uzunluğu (L_s), ışımayı gerçekleştiren yama antenin rezonans frekansını etkileyen uzunluğu (L_p) ve rezonans rezistansını etkileyen eni (W_p) ve son olarak da uygulanan sinyalin yamaya kuplaj seviyesini etkileyen açıklık uzunluğu (L_a) değişkenleri optimizasyonun temelini oluşturmaktadır. Yama antenin, W_p, eni arttıkça rezonans rezistansı azalır, L_a arttıkça uygulanan sinyal daha çok yama antene kuplaj olmakta ve böylece rezonans rezistansı artmaktadır. Tüm bu değişkenlerin üst sınırını antenin gömüldüğü kavitenin boyutları belirlemektedir.

Optimizasyondaki diğer aşama ise kısıtlamaların ve hedef fonksiyonların belirlenmesidir. Problem tanımına göre antenin kazancı çalışma bandında 8 dBi'den büyük (1) ve VSWR değeri de 1.5'dan küçük (2) olmalıdır. Bunlar optimizasyonun kısıtlamalarıdır ve hedef fonksiyon bu limitleri baz alarak kazancı maksimum yapıp VSWR değerini de minimum yapmalıdır. Çoklu hedef fonksiyonlarının optimizasyonu daha karmaşık olması nedeniyle hedef fonksiyonu tek hedefe odaklamak gerekmiştir. Anten kazancı ön çalışmalarda genelde kabul edilebilir değerler olduğu için ve VSWR değerleri çok büyük değerlere çıkabildiği için hedef fonksiyon VSWR değerini minimum edebilmek için uyarlanmıştır (3). Denklem (1), (2) ve (3)'te $\vec{x}$ değişkenleri içeren vektör, $\vec{p}$ parametreleri içeren vektör, f_i simülasyon frekansları ve λ_i ise ağırlık katsayılarıdır.

$$-\text{Kazanç}(\vec{x},\vec{p},f_i)+8.0\le 0 \quad \forall f_i \text{ öyle ki } 2.2\text{GHz}\le f_i\le 2.4\text{GHz} \tag{1}$$

$$\text{VSWR}(\vec{x},\vec{p},f_i)-1.5\le 0 \quad \forall f_i \text{ öyle ki } 2.2\text{GHz}\le f_i\le 2.4\text{GHz} \tag{2}$$

$$\min\{J(\vec{x},\vec{p})\}=\min\left\{\sum_{i=1}^{i=9}\lambda_i\,(VSWR(\vec{x},\vec{p},f_i)-1)^2\right\} \quad \text{ve} \sum_i\lambda_i=1 \tag{3}$$

Optimizasyonlarda piyasada var olan diğer yüksek frekans benzetim programlarının optimizasyon araçları kutuları yerine MATLAB programının optimizasyon araç kutusu kullanılmıştır. İlk olarak MATLAB script kodları kullanarak HFSS programını çalıştırmakta ve daha sonra HFSS'in verdiği çıktıları geri çağırarak kendi araç kutusunda işlemektedir. Bu işlemleri gerçekleştirirken de yukarıda verilen formüller üzerinde gradyant tabanlı hesaplamalar gerçekleştirip birçok fonksiyon hesaplama ve yinelemeden sonra sonlandırmaktadır. Bu süreci kullanıcı adım adım kontrol ve takip edebilmektedir. Ek olarak MATLAB girilen kriterler sağlanana kadar devam etmektedir.

3. Optimizasyon Sonuçları

Optimizasyon süresince birçok deneyim ve gelişme oldu. Ağırlık katsayılarının önemi ve etkisi çok detaylı incelendi. İlk denemede ağırlık katsayısı merkez frekansta en fazla ve kenar frekanslara doğru azalmaktaydı. Bu durumda merkez frekans ve yakın komşuluğunda VSWR değeri oldukça düşerken kenar frekanslara doğru 1.5 değerine yaklaşmakta ve aşmaktadır. Daha sonra tüm bantta VSWR değeri 1.5 altında olması gerektiği için katsayılar kademeli olarak birbirine yaklaştırılmış ve en sonunda da tüm katsayılar eşitlenmiştir. Bu süreçte de VSWR değeri tüm bantta 1.5 değerinin altına çekilirken hedef fonksiyon daha küçük değerler elde edebilmiştir.

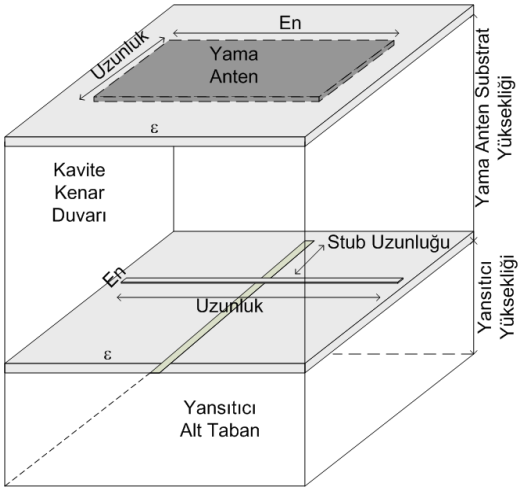
Tüm deneme ve gelişmelerden sonra elde edilen son optimizasyon aracına değişkenler için alt ve üst limiti mümkün olduğunca birbirinden uzaklaştırmış, ağırlık katsayılarını eşitlemiş ve değişkenlerin başlangıç değerleri her ne olursa olsun yine hızlı şekilde doğru değerlere yaklaşabilen bir araç olmuştur. Son çalışmada elde edilen kazanç ve VSWR değerleri optimizasyondan önce ve sonra karşılaştırılmıştır ve Şekil 2, **Error! Reference source not found.** ve **Error! Reference source not found.**'te verilmiştir. Örneğin son denemede değişkenlerin alt limit değer vektörü

$\vec{x}_{lb} : \left[L_s \quad L_a \quad L_p \quad W_p\right] = \left[1 \quad 2 \quad 2 \quad 2\right]$ ve üst limit vektörü $\vec{x}_{ub} = \left[45 \quad 90 \quad 90 \quad 90\right]$ olarak olabilecek en düşük ve yüksek değerler seçilmiştir. Değişkenlerin başlangıç değerleri ise $\vec{x}_0 = \left[30 \quad 80 \quad 70 \quad 70\right]$ olarak seçilmiştir.

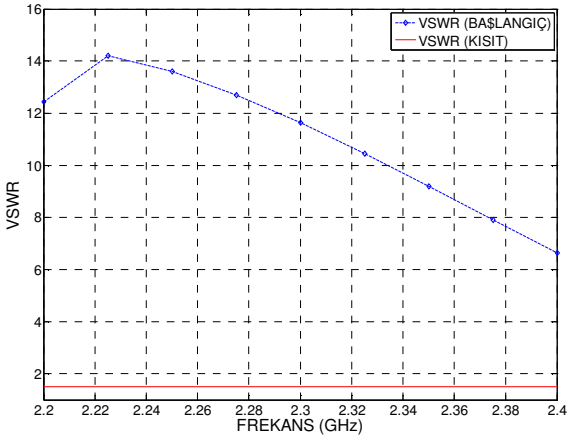
Hedef fonksiyonun başlangıç değeri $J_0(x_0,p)$ = 105.67 ve maksimum kısıt aşım miktarı 12.70 iken optimizasyondan sonra $J_{opt}(x_{opt},p)$ = 0.096 ve maksimum kısıt aşımı 0.0132 olarak gerçekleşmiştir. Bunları ise 27 yineleme ve 218 fonksiyon hesaplamadan sonra gerçekleştirmiştir. Optimum anten performansını sağlayan değişken vektörü ise $\vec{x}_{opt} = \left[19.6322 \quad 73.4904 \quad 40.4162 \quad 78.4580\right]$ olarak elde edilmiştir.

4. Duyarlılık Analizleri

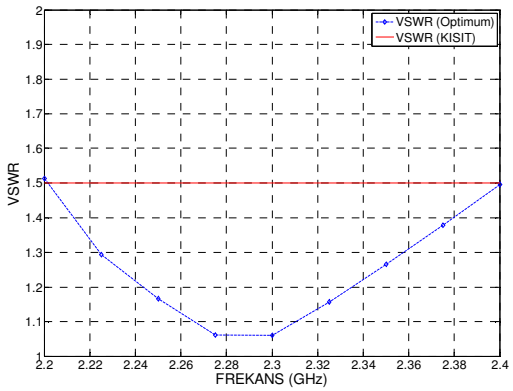
Optimizasyondaki bir sonraki adım tasarımın elde edilen optimum değişken değerlerinde gerçekleşebilecek küçük değişimlere karşı duyarlılığıdır. Üretim sırasında gelebilecek küçük farklılıkların etkisi böylece daha iyi görülebilecektir. Bu amaçla 2.3 GHz frekansında optimum değişken değerleri ±%10 değiştirilerek antenin VSWR ve kazanç değişimleri incelenmiştir ve Şekil 5'den Şekil 12'ye kadar olan grafiklerde verilmiştir. Tüm grafiklerde görüldüğü gibi anten VSWR ve kazanç değerlerinin değişme hızı optimum değerlerde sıfıra yaklaşmaktadır, bu da tasarlanan antenin optimum değerlerde değişkenlerde olabilecek hafif değişimlere çok da duyarlı olmadığı manasına gelmektedir.

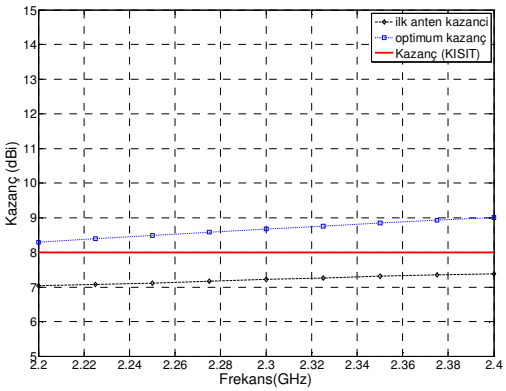


Şekil 1. Metal Kavite İçine Gömülmüş İki Katmanlı ACMPA Genel Yapısı



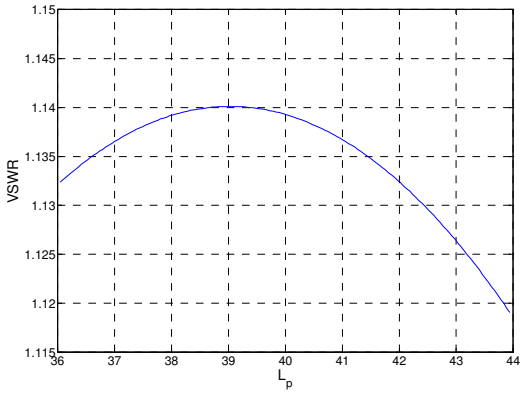
Şekil 2. Optimizasyondan Önceki VSWR grafiği ve VSWR kısıt değeri

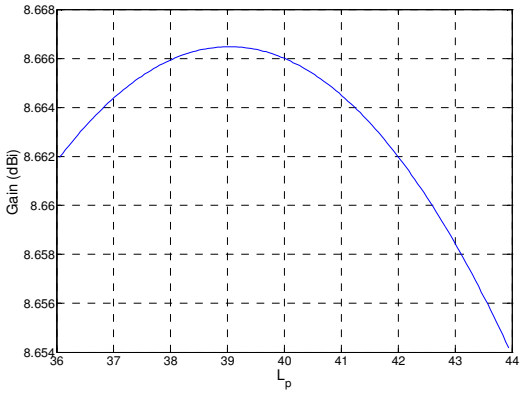




Şekil 3. Optimizasyondan sonraki VSWR değeri ve VSWR kısıt grafiği

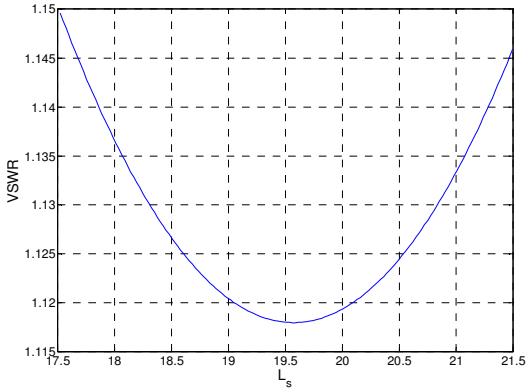
Şekil 4. Optimizasyondan Önce ve Sonra Anten Kazanç Değişimi

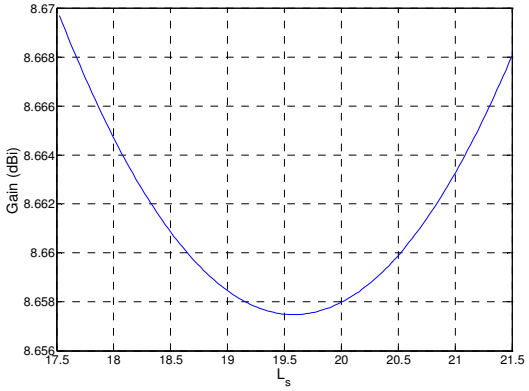




Şekil 5. VSWR Değerinin Yama Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)

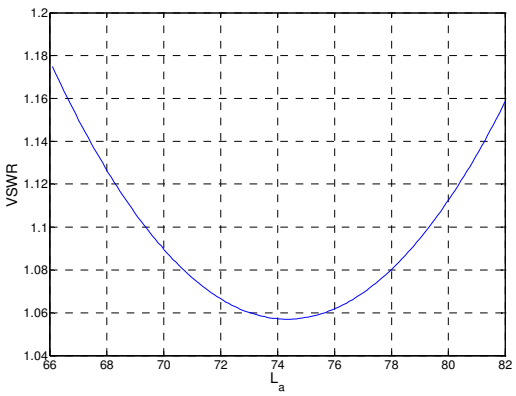
Şekil 6. Anten Kazanç Değerinin Yama Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)

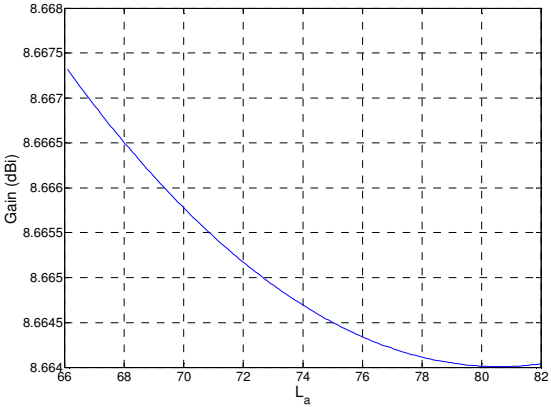




Şekil 7. VSWR Değerinin Stub Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)

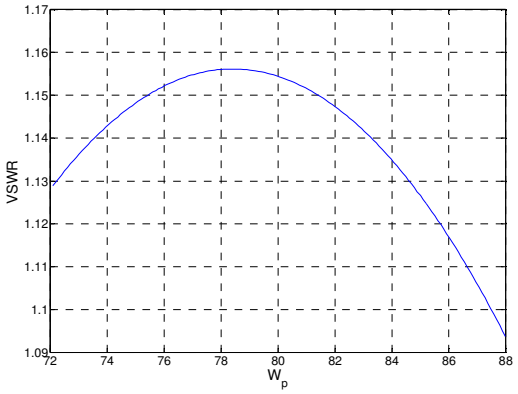
Şekil 8. Anten Kazanç Değerinin Stub Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)



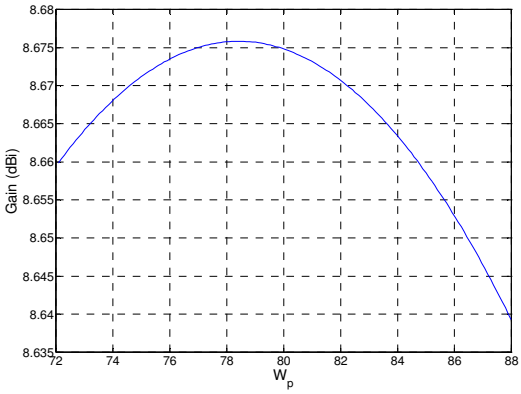


Şekil 9. VSWR Değerinin Açıklık Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)

Şekil 10. Anten Kazanç Değerinin Açıklık Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)



Şekil 11. VSWR Değerinin Yama En Uzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)



Şekil 12. Anten Kazanç Değerinin Yama EnUzunluğuna Karşı Duyarlılığı (f = 2.3 GHz)

5. Sonuç

Bu makalede istekleri belli olan bir ACMPA'nın optimizasyon süreci adım adım tüm detaylarıyla incelenmiştir. Optimizasyon süreci birkaç deneme, yanılmadan sonra olgunlaştırılmış ve daha genel durumlar için daha hızlı ve daha doğru çalışır hale getirilmiştir. Bu süreçte ağırlık katsayılarının ve değişkenlerin alt-üst limit değerlerinin önemi açıkça ortaya çıkmıştır. Daha açık ve mantıklı kısıt ve hedef fonksiyonlarının optimizasyon sürecini olumlu etkilediği gözlemlenmiştir. Hedeflendiği gibi piyasada var olan yüksek frekans EM benzetim programlarının optimizasyon araçlarından daha hızlı ve kullanıcı kontrolü olan bir optimizasyon aracı elde edilmiştir. Elde edilen optimum değerlerde yapılan hassasiyet analizlerine göre tasarlanan anten optimum değerlerde oluşabilecek değişimlere karşı çok duyarlı değildir ve tasarım dengeli bir tasarım olarak değerlendirilebilir.

Kaynaklar

[1]. Deschamps, G.A., "Microstrip Microwave Antennas", Proc. 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953

[2]. Pozar, D.M, "A review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development and Applications", Mayıs 1996

[3]. Pozar, D.M., "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line,"Electronics Letters, Cilt 21, sayfa 49-50, Ocak 17, 1985

Halka-Yüklemeli Mikroşerit Dipol Anten Tasarımları

Adnan Sondaş, Mustafa H. B. Uçar, Yunus E. Erdemli
Kocaeli Üniversitesi
Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Kocaeli
{asondas, mhbucar, yunusee}@kocaeli.edu.tr

Özet: *Bildiride, yeni halka-yüklemeli mikroşerit dipol anten tasarımları tanıtılmaktadır. Önerilen tasarımlar 3 GHz ve 5.5 GHz bantlarında çift-bant veya anahtar ayarlamalı tek-bant performans göstermektedir. Tasarımlar ilgili bantlarda en az %15'lik frekans bant-genişliğine sahiptir. Bildiride, önerilen anten tasarımlarının CST Microwave Studio benzetim programı ile gerçekleştirilmiş sayısal analiz sonuçlarına yer verilmektedir.*

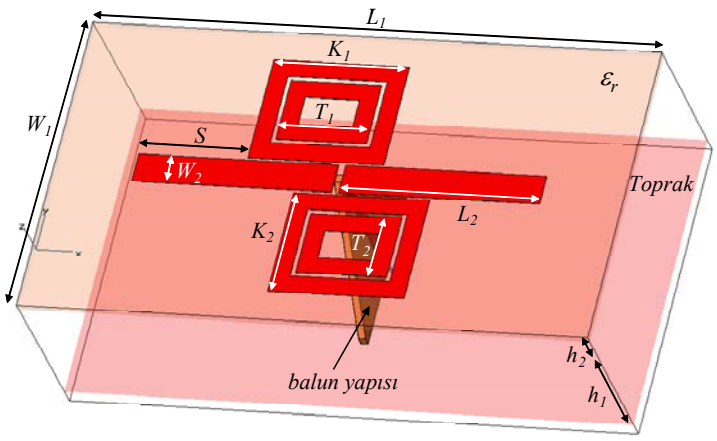
1. Giriş

Mikroşerit dipol anten elemanları, küçük boyutları, kolay fabrikasyonları, düşük maliyetleri ve hafif olma özellikleriyle mikrodalga haberleşme uygulamalarında tercih edilmektedirler [1–4]. Baskı-devre dipol, yama ve açıklık anten elemanları, özellikle çok elemanlı dizi anten tasarımlarının temel yapı taşı olarak kullanılmaktadırlar. Bu çalışmada, elektronik anahtarlamalı bir anten dizisinin birim elemanı olması öngörülen, yeni halka-yüklemeli dipol anten tasarımları tanıtılmaktadır.

Önerilen tasarımlardan biri 3 GHz ve 5.5 GHz bantlarında çift-bant başarım sağlarken, diğeri ilgili bantlarda anahtar ayarlamalı tek-bant başarım sergilemektedir. Önerilen anten tasarımları, sonlu integral metodunu temel alan CST Microwave Studio benzetim programı aracılığıyla gerçekleştirilmiş olup, bildiride ilgili sayısal analiz sonuçları sunulmaktadır.

2. Çift-Bant MDA Tasarımı

Önerilen çift-bant mikroşerit dipol anten (MDA) konfigürasyonu ve ilgili tasarım parametreleri Şekil 1'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, bu tasarımda iki adet çift-halka elemanı dipol elemanının besleme konumuna asimetrik olarak ve aynı düzlemde olacak şekilde yerleştirilmiştir. Dipol elemanı ile halka elemanları arasındaki mesafe 0.3 mm olup dipol elemanı toprak düzleminden anten düzlemine uzanan ve giriş empedansı 50Ω olan bir mikroşerit balun yapısı ile beslenmektedir. İlgili tasarım benzetim programında modellenirken, metalik yapılar için bakır malzemesi (σ=5.8×10^7 S/m) kullanılmış ve bu yapılar Rogers RT/duroid 5880 (ε_r=2.2) dielektrik malzemesi üzerine yerleştirilmiştir.

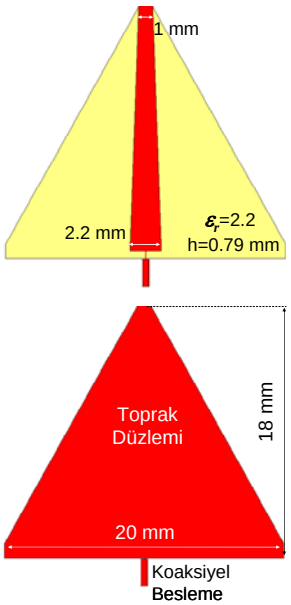


Şekil 1. Çift-bant MDA konfigürasyonu; W_1=36, L_1=66, W_2=3.5, L_2=23.21, K_1=15.75, K_2=12.4, T_1=10.5, T_2=7.4, S=12.6, h_1=17.3, h_2=0.79 (mm), ε_r=2.2.

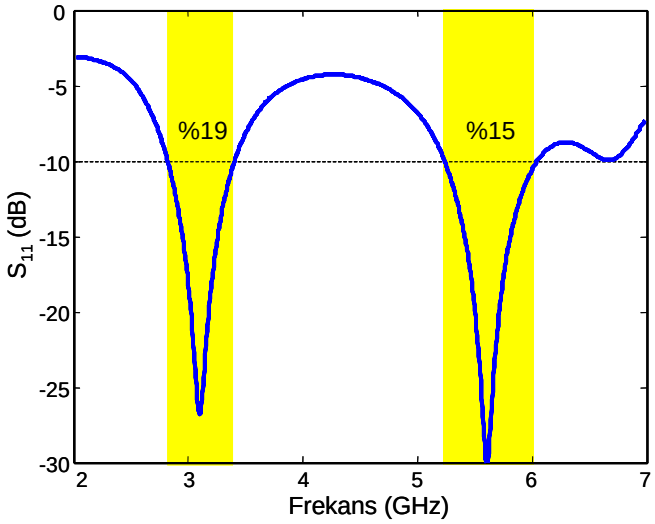
Pratik uygulamada, dipol elemanı doğrudan koaksiyel besleme elemanı ile beslendiğinde, koaksiyel yapı üzerinde dengesiz akım dağılımı oluşmakta ve sonucunda toprak hattı üzerinde oluşan istenmeyen sızıntı akımı, başta empedans uyumsuzluğu olmak üzere anten performansını olumsuz etkilemektedir [5]. Bu problemi giderebilmek için, önerilen anten konfigürasyonu ile uyumlu bir balun/besleme tasarımı [6] gerçekleştirilmiş olup ilgili tasarım parametreleri Şekil 2'de verilmektedir.

Şekil 3'te, halka-yüklemeli MDA tasarımının geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği verilmiştir. Görüldüğü üzere, önerilen tasarım 3 GHz bandında %19 ve 5.5 GHz bandında ise %15 olmak üzere çift-bant performans sergilemektedir. Bu tasarımda, alt-frekans bandı esas itibariyle dipol elemanının uzunluğuna bağlı iken, üst-frekans bandı dıştaki halka elemanlarının boyutlarına bağlı olarak optimize edilmiştir. İç halkalar ise üst-frekans bandının frekans ayarı için kullanılmıştır.

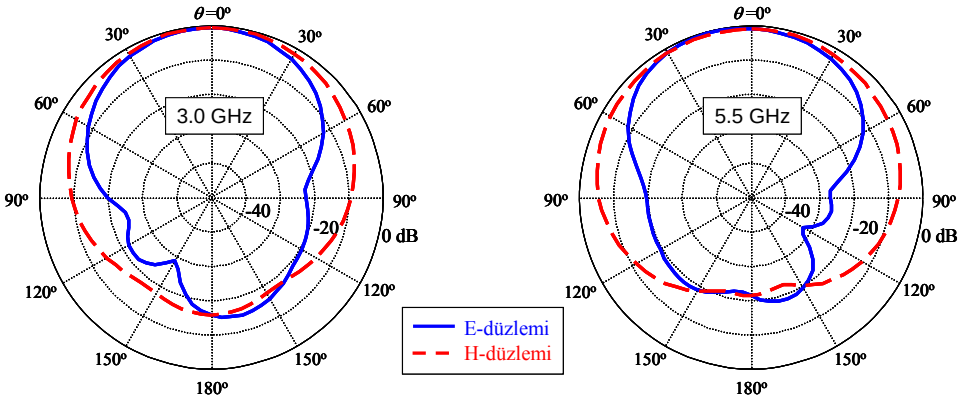
Şekil 4'te ise, halka yüklemeli MDA tasarımının 3 GHz ve 5.5 GHz frekanslarındaki broadside ışıma örüntüleri görülmektedir. İlgili frekans bantlarında, en yüksek arka-hüzme seviyesi –15 dB ve yönlendirme kazancı ise 7.4 dBi seviyelerinde olup hesaplanan ışıma verimliliği %90 üzerinde gerçekleşmektedir.



Şekil 2. Mikroşerit balun yapısı.



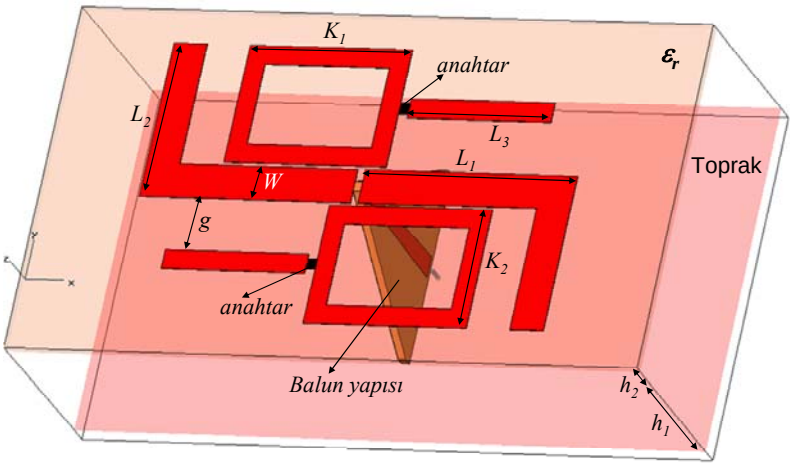
Şekil 3. Çift-bant MDA tasarımının S_{11} performansı.



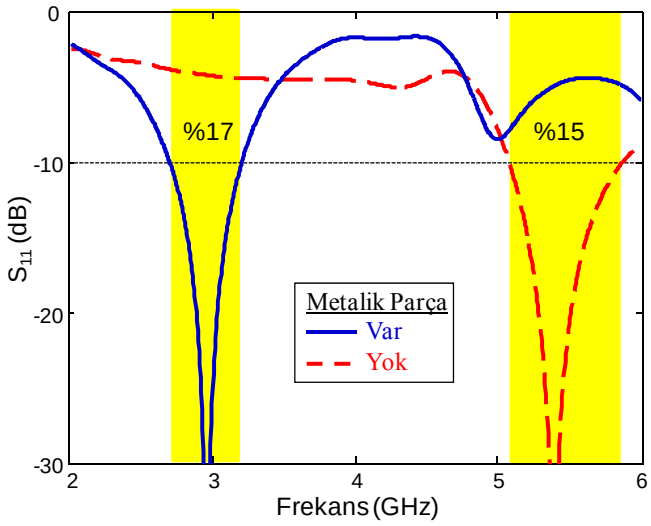
Şekil 4. Çift-bant MDA tasarımına ait ışıma örüntüleri.

2. Anahtarlamalı MDA Tasarımı

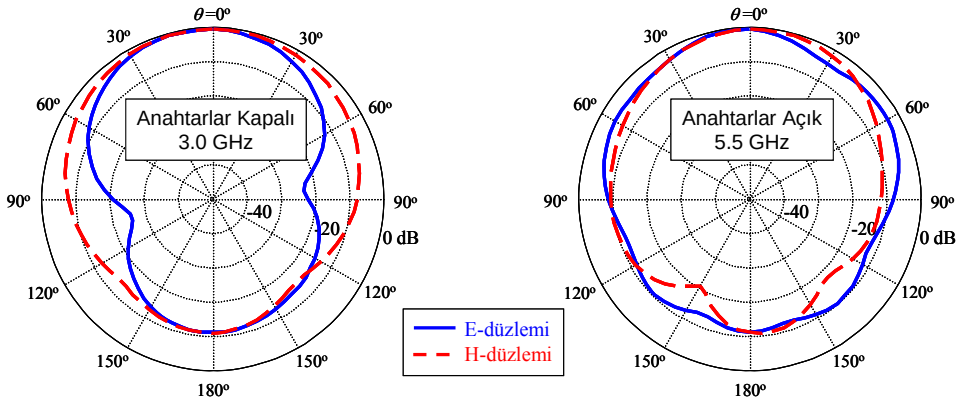
Önerilen anahtarlamalı MDA konfigürasyonu Şekil 5'te verilmektedir. Görüldüğü üzere bu tasarımda, bükülmüş dipol elemanının besleme konumuna asimetrik olacak şekilde iki adet halka elemanı yerleştirilmiştir. Bükülmüş dipol, kavite içinde toprak düzleminden anten düzlemine uzanan, giriş empedansı 50Ω olan mikroşerit balun yapısı ile beslenmektedir. Dipol elemanına paralel uzanan şerit yüklemelerin (L_3) halkalara bağlantıları ise iki adet aç/kapa anahtar ile sağlanmaktadır. Pratik uygulamada PIN diyot elemanlarının yer alacağı bu anahtar konumlarında, simülasyonlarda 1×1 mm^2 boyutlarında metalik parçalar ile modelleme gerçekleştirilmiştir. Anahtarların kapalı durumunda, şerit yüklemelerin halkalarla bağlantısı sağlanmakta (metalik parça var; kısa devre) ve anten 3.0 GHz bandında; anahtarların açık durumunda ise, şerit yüklemelerin halkalarla bağlantısı kesilmekte (metalik parça yok; açık devre) ve anten 5.5 GHz bandında performans göstermektedir (Şekil 6). 3 GHz ve 5.5 GHz bantlarında sırasıyla %17 ve %15'lik frekans bant-genişliğine sahip olan anahtarlamalı MDA tasarımı, ilgili bantlarda broadside ışıma performansı (Şekil 7) göstermektedir ve yönlendirme kazanç değerleri yaklaşık olarak 6.9 dBi seviyelerindedir.



Şekil 5. Anahtarlamalı MDA konfigürasyonu: L_1=22.11, L_2=16.2, L_3=15, W=3.5, K_1=17, K_2=12.4, g=5.5, h_1=17.3, h_2=0.79 (hepsi mm), anahtar (1×1 mm^2), ε_r=2.2.



Şekil 6. Anahtarlamalı MDA tasarımının S_{11} karakteristikleri.



Şekil 7. Anahtarlamalı MDA tasarımına ait ışıma örüntüleri.

4. Sonuçlar

Bildiride, 3 GHz ve 5.5 GHz bantlarında, çift-bant veya anahtar ayarlamalı tek-bant performans gösteren halka-yüklemeli mikroşerit dipol anten tasarımları tanıtılmıştır. Önerilen tasarımlar ilgili bantlarda en az %15'lik frekans bant-genişliğine ve yaklaşık 7 dBi yönlendirme kazancına sahiptir. Bildiride, önerilen anten tasarımlarının, CST Microwave Studio programı ile elde edilmiş sayısal analiz sonuçları sunulmuştur. Pratik uygulamada, önerilen metalik yüklemeler yerine, düşük kayıplı ve yüzey-uyumlu aç/kapa anahtarların kullanımıyla dinamik olarak frekans ayarlaması öngörülmektedir. Konferansta, tasarımların ölçüm sonuçlarına da yer verilecektir.

Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (Proje No: 107E198) ve Kocaeli Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi (Proje No: 2010/35) tarafından desteklenmektedir

Kaynaklar

[1]. Qu X., Zhong S.S., Zhang Y.M., Wang W., "Design of an S/X dual-band dual-polarised microstrip antenna array for SAR applications", IET Microwaves, Antennas & Propagation, 1(2), s.513-517, 2007.

[2]. Rmili H., Floc'h J. M., Besnier P., Drissi M., "A dual–band printed dipole antenna for IMT–2000 and 5–GHz WLAN applications", Proceedings of the 9th European Conference on Wireless Technology, 2006, Manchester, UK, s.4-7.

[3]. Herraiz-Martinez F. J., Garcia-Munoz L. E., Segovia-Vargas D., Gonzalez-Ovejero D., Craeye C., "Arrays of dual-band printed dipoles loaded with metamaterial particles", 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2009, s.3818-3822.

[4]. Floc'h J.-M., Rmili H., "Design of multiband printed dipole antennas using parasitic elements", Microwave Opt. Technol. Lett., 48(8), s.1639-1645, 2006.

[5]. Sondas A., Ucar M. H. B., Erdemli Y. E., "Tunable loop-loaded printed dipole antenna design", IEEE Int. Symp. Antennas and Propagat., Toronto, Kanada, 11-17 Temmuz 2010.

[6]. Tengfei X., Shiwen Y., Zaiping N., "Design of a tapered balun for broadband arrays with closely spaced elements", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 8, s.1291-1294, 2009.

Çevrimiçi RF Veri Toplama Sistemi için UHF–RFID Okuyucu Anten Tasarımı

Mustafa H. B. Uçar, Adnan Sondaş, Yunus E. Erdemli
Kocaeli Üniversitesi
Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Umuttepe, 41380 Kocaeli
{mhbucar, asondas, yunusee}@kocaeli.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, özel bir akıllı raf sistemi için UHF bandında çalışan yeni bir mikroşerit RFID anten tasarımı sunulmaktadır. Bildiride, önerilen anten tasarımına ait ışıma örüntüsü, kazanç ve eksenel oran benzetim sonuçları ve geri-dönüş kaybı analiz ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Önerilen tasarım 829–897 MHz bandında ortalama 8.5 dB kazanç değerine sahip olup yaklaşık olarak dairesel polarizasyon performansı sergilemektedir.*

1. Giriş

Radyo frekans tanımlama (RFID), radyo frekanslarıyla (RF) nesneleri, üzerlerindeki bilgi saklama kapasitesine sahip RFID etiketlerle kablosuz ortamda tanımlamayı ve takip etmeyi sağlayan kablosuz haberleşme teknolojisidir [1]. Bu teknoloji, son yıllardaki bilimsel gelişmeler doğrultusunda, kurulum maliyetlerinin düşmesiyle ticari amaçlı (yönetim ve kontrol sistemleri, veri toplama amaçlı kimliklendirme, envanter sayımı ve akıllı raf sistemi v.b.) birçok uygulamanın ilgi odağı haline gelmiştir [1–3].

RFID sistemlerinin en önemli kısmını oluşturan anten elemanlarının seçimi ve tasarımında, okumanın uygun bir şekilde gerçekleşmesini sağlayacak, eksenel oran (AR), ışıma huzmesinin ön-arka oranı (front-to-back ratio), kenar kulakçık seviyeleri (SLL), yönlendirme ve kazanç ön plana çıkan tasarım parametreleridir. RFID uygulamalarında, dairesel polarizasyona sahip anten elemanlarının kullanılması öngörülmektedir. Bu tercihin temel sebebi, herhangi bir doğrultuda yerleştirilmiş etiket ile okuyucu arasındaki haberleşmenin güvenirliliğini sağlamaktır. Bu çalışmada, Türkiye'de RFID uygulamaları için tahsis edilen UHF frekans bandında (865.6–867.6 MHz) özel bir akıllı raf sistemi için geliştirilen yeni bir RFID anten tasarımı sunulmaktadır.

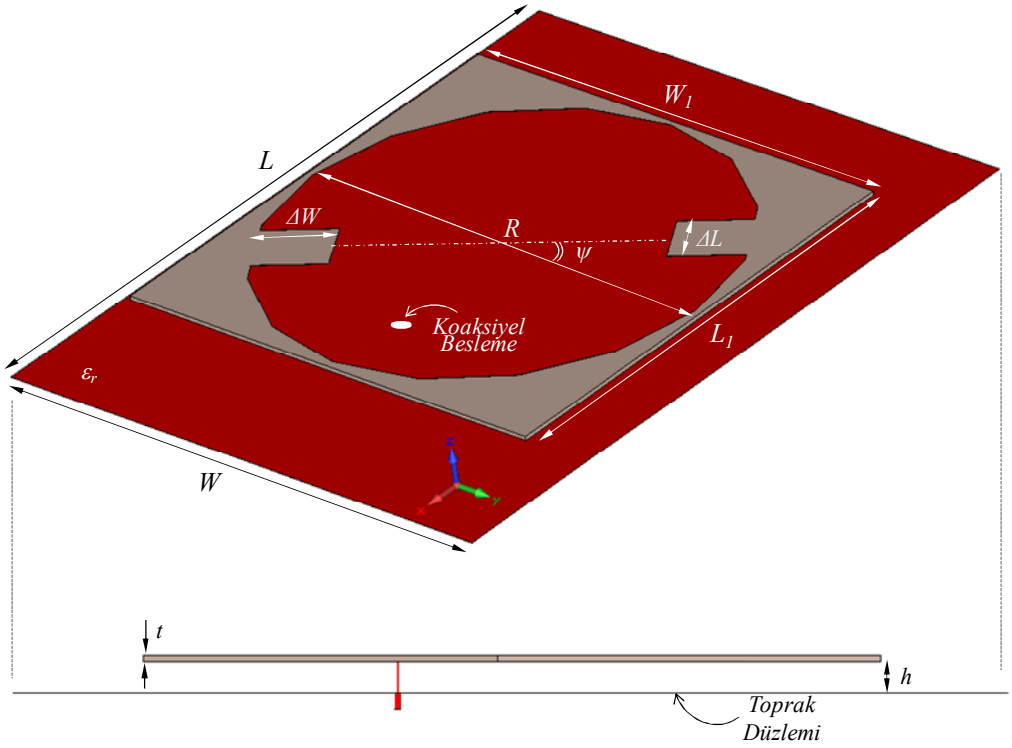
2.RFID Anten Tasarımı

Önerilen RFID okuyucu anten tasarımı ve ilgili parametreleri Şekil 1'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, RFID anten toprak düzleminden h=10 mm mesafesine yerleştirilmiş FR-4 dielektrik altyapılı R=16.9 cm çaplı dairesel yama elemanından oluşmaktadır. Mevcut fabrikasyon olanakları çerçevesinde, dairesel geometri yaklaşık olarak on altı kenarlı çokgen bir geometri ile modellenmiştir. Tek bir noktadan koaksiyel iletim hattı ile beslenen dairesel yama, y ekseni ile ψ=32°'lik açıya sahip $\Delta L \times \Delta W$ boyutlarında simetrik iki adet girintiye sahiptir. Besleme noktası ve ilgili girintilerin konumu ve boyutları, özellikle dairesel polarizasyon (eksenel oran) ve çalışma frekans bandının (S_{11} karakteristiği) gerçeklenmesinde önemli rol oynayan temel tasarım parametreleridir [4].

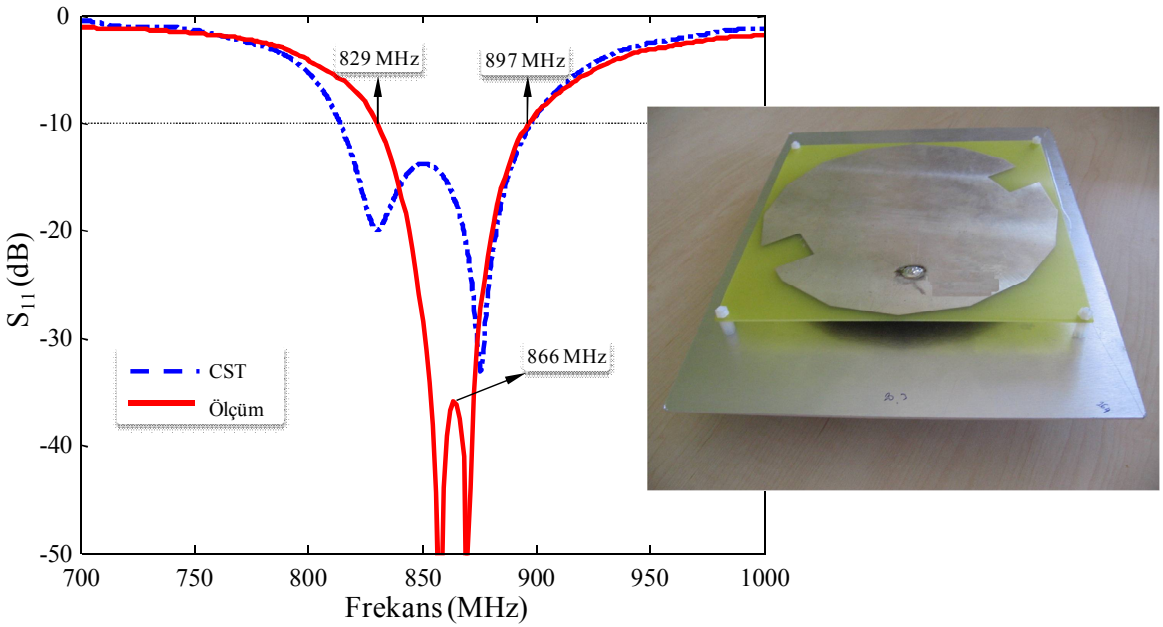
Şekil 2'de, fabrikasyonu gerçekleştirilmiş RFID okuyucu anten ve ilgili S_{11} benzetim ve ölçüm karakteristikleri verilmiştir. Ölçüm ve benzetim sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu ve gerçeklenen antenin 829–897 MHz frekans aralığında %8'lik bir bant genişliği sergilediği görülmektedir. Şekil 3'te ise, RFID antenin 866 MHz ve 867 MHz frekanslarındaki broadside ışıma diyagramları verilmektedir. Görüldüğü üzere, önerilen tasarım, E ve H düzlemlerinde oldukça benzer ışıma karakteristiğine sahip olup ilgili frekans bandında ortalama yönlendirme kazancı 9 dBi ve ön-arka hüzme oranı yaklaşık 14 dB seviyelerindedir. Ayrıca, hesaplanan anten verimliliği %95'tir.

Şekil 4'te, önerilen tasarıma ait eksenel oran ve IEEE kazancı (yönlendirme kazancı × verimlilik) benzetim karakteristikleri verilmektedir. Görüldüğü üzere, öngörülen RFID frekans bandında (865.6–867.6 MHz) AR değerleri 5 dB seviyelerindedir. RFID uygulamalarında temel kriter olarak, dairesel polarizasyon için maksimum

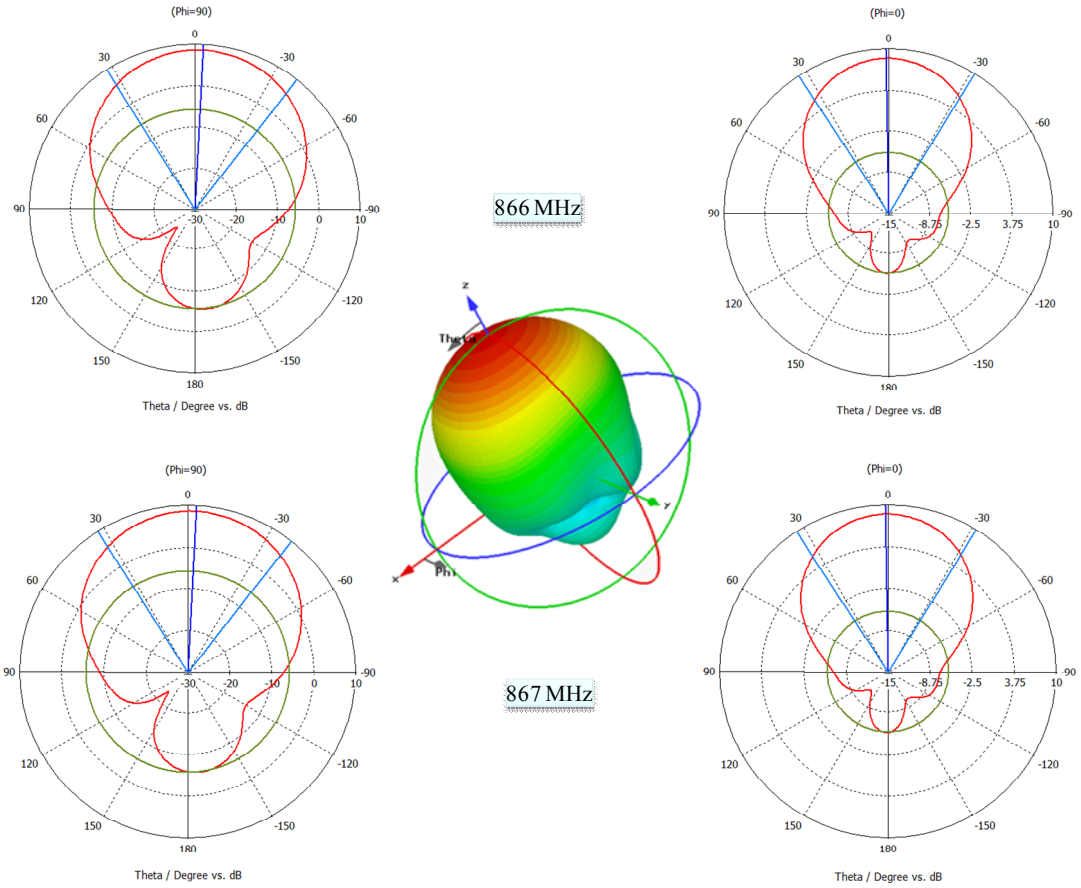
AR değerinin 3 dB olması öngörülmektedir. Ancak, bu çalışmada önerilen tasarımın sağladığı 5 dB eksenel oran değerinin, uygulamada kullanılacak akıllı raf sistemi için yeterli performansı gösterebildiği tespit edilmiştir. Ayrıca, analiz sonuçlarına göre, önerilen RFID antenin ilgili bantta yaklaşık 8.5 dB kazanç sağlayacağı öngörülmektedir.



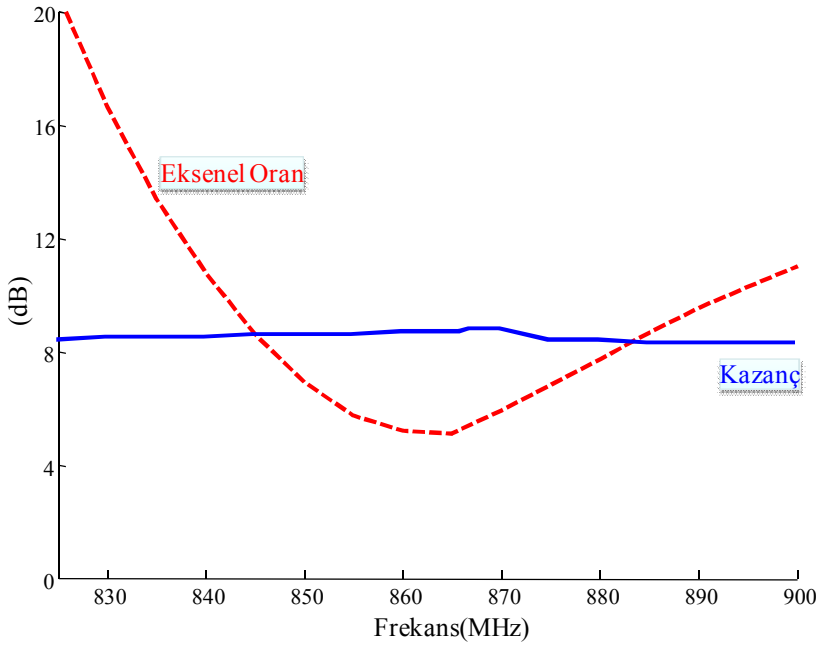
Şekil 1. UHF–RFID okuyucu anten konfigürasyonu; tasarım parametreleri: W=203, L=264, W_1=L_1=174, R= 169, h=10, ΔL=22, ΔW=26, t=1.57 (mm), ψ=32°, ε_r=4.2.



Şekil 2. RFID okuyucu anten prototipi ve ilgili geri-dönüş kaybı ölçüm/benzetim sonuçları.



Şekil 3. UHF–RFID anten tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları.



Şekil 4. Eksenel oran ve anten kazancı benzetim sonuçları.

4. Sonuçlar

Bildiride, çevrimiçi RF veri toplama sistemi için yeni bir UHF-RFID okuyucu anten tasarımı sunulmuştur. Bu çalışmada, önerilen anten tasarımına ait ışıma örüntüsü, kazanç ve eksenel oran benzetim sonuçları ile geri-dönüş kaybı analiz ve ölçüm sonuçlarına yer verilmiştir. Önerilen RFID anten, 829–897 MHz bandında ortalama 8.5 dB kazanç değerine sahip olup yaklaşık olarak dairesel polarizasyon başarımı göstermektedir.

Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK/TEYDEB Proje No: 7081049 kapsamında, STS Emniyet ve Bilişim Sistemleri A.Ş. (İstanbul) ile işbirliği içinde gerçekleştirilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Lehpamer H., RFID Design Principles, Artech House, Inc., Norwood, A.B.D., 2008.

[2]. Xiao Y., Yu S., Wu K., Ni Q., Janecek C., Nordstad J., "Radio frequency identification: Technologies, applications, and research issues", Wireless Communications & Mobile Computing, 7(4), s.457-472, Mayıs 2007.

[3]. Chen Z., Qing X., Chung H., "A universal UHF RFID reader antenna", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57(5),s.1275-1282, Mayıs 2009.

[4]. Kumar G., Ray K. P., Broadband Microstrip Antennas, Artech House, Inc., Norwood, A.B.D., 2003.

HAVA GÖZETLEME RADARLARI İÇİN KOSEKANT-KARE IŞIMA DESENLİ PARABOLİK YANSITICI ANTEN TASARIMI

Okan Yurduseven[1], Ozan Yurduseven[2], Ahmet Serdar Türk[3]

[1]Marmara Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Göztepe / İstanbul
oyurduseven@marmara.edu.tr

[1,2,3]Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Beşiktaş / İstanbul
asturk@yildiz.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada farklı geometrik yapıya sahip parabolik yansıtıcı antenler kullanılarak simetrik ve kosekant-kare formunda uzak alan ışıma desenleri elde edilmiştir. Sonlu kalınlıklı, parabolik şekle sahip mükemmel iletken silindirik yansıtıcıdan saçılan E-polarizeli dalganın çözümü için analitik regülarizasyon metodu (ARM) kullanılmıştır. Başlangıç sınır değer problemi, kesme sayısına bağlı olarak istenilen doğrulukta çözümü garanti eden ikinci dereceden sonsuz cebirsel sisteme indirgenmiştir. Parabolik yansıtıcı, anten açıklığını etkin olarak aydınlatacak şekilde tasarlanmış bir horn anten ile beslenmiştir. Yansıtıcının alt kısmı bir miktar kesilip içe doğru bükümüş ve elde edilen uzak alan ışıma desenleri analiz edilmiştir.*

1. Giriş

Parabolik yansıtıcı antenler mikrodalga radar, güç iletimi, uydu ve noktadan noktaya haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan en popüler anten türlerinden birisidir [1-3]. Dalgaboyu ile kıyaslandığında genellikle geniş fiziksel boyutlara sahiptirler. Bu yüzden geometrik optik (GO), fiziksel optik (FO), açıklık integrasyonu (AI) ve kırınımın geometrik teorisi (KGT) gibi yüksek frekans elektromagnetik dalga saçılım teknikleri uzak alan anten karakteristiklerinin belirlenmesinde sıklıkla kullanılmaktadır [4]. Bu yöntemler ışın optiği ve analitik yaklaşımlara dayanmaktadır. Bunula birlikte moment metodu (MoM), sonlu elemanlar metodu (SEM), sonlu fark metodu (SFM) gibi bazı direkt nümerik teknikler özellikle kanonik olmayan yapılara uygulanabilirler [5]. Ancak bazı durumlarda açıklık geometrisinin karmaşıklığı hesapsal kararsızlıklardan dolayı nümerik yakınsamaya ilişkin problemleri beraberinde getirir. Bu problem, kırınım sınır değer problemini (SDP) birinci türden cebrik sisteme indirgeyen direkt nümerik metodların doğasına ilişkindir. Tipik bir birinci türden cebrik denklem sistemi çoğunlukla tekil bir çekirdeğe ve karasız nümerik işlemlere sebep olabilen çok büyük bir durum sayısına sahiptir. Bu yüzden kesme sayısının artırılması ile hesapsal hatanın minimizasyonu garanti edilememektedir [6-7]. Üstelik bu türden denklem sistemlerine dayalı olan nümerik kodlar genellikle uzun hesaplama sürelerine ve güçlü konfigürasyonlara ihtiyaç duyarlar.

Bu çalışma simetrik ve kosekant-kare ışıma deseni elde edebilmek amacı ile parabolik reflektör anten tasarımı ve analizine ilişkindir. Bu kapsamda yansıtıcı antenin alt kısmı bir miktar kesilmiş ve kalan parça farklı açılarla içeri bükülerek, ışıma karakteristiklerindeki değişimler parametrik olarak analiz edilmiştir. Güvenilir, hızlı ve doğru sonuçları elde edebilmek amacıyla, keyfi şekilli, düzgün yapılı ve mükemmel iletken silindirik engellerden oluşan E-polarizeli saçılan alan probleminin 2-boyutlu çözümü için analitik regülarizasyon metodu (ARM) kullanılmıştır. ARM orijinal SDP'yi aşağıdaki gibi ikinci türden cebirsel sisteme indirgemektedir:

$$(I + H)x = b, \qquad x, b \in l_2 \tag{1}$$

Burada I ve H, toplanabilir dizilerin uzayı olan l_2 uzayındaki özdeş ve kompakt operatörlerdir [8]. Bu yüzden orijinal SDP'nin istenilen doğrulukta çözümüne imkan sağlayacak keyfi büyüklükteki indirgenmiş martislerin çözüm işleminin nümerik kararlılığı garanti edilmektedir [9].

2. ARM Formülasyonu

Sonsuz uzun, düzgün, boyuna homojen ve mükemmel iletken silindirik bir engelden skaler kırınım problemi, E-polarizeli gelen dalga için Dirichlet sınır koşuluna karşılık düşmektedir. Bu engelin XOY düzlemi kesitinin S kapalı konturu ile çevrildiği düşünüldüğünde, gelen ve saçılan skaler dalga fonksiyonları ($u^i(p)$ ve $u^s(p)$) (2) numaralı eşitlikte verilen Helmhotz denklemini, (3) numaralı eşitlikte verilen Dirichlet sınır koşulunu ve ayrıca bununla beraber Sommerfeld ışıma koşulunu sağlamalıdır.

$$(\nabla + k^2)u^s(p) = 0, \quad p \in R^2 \setminus S \tag{2}$$

$$u^{s(+)}(p) = u^{s(-)}(p) = -u^i(p), \quad p \in S \tag{3}$$

Burada S, 2-boyutlu R^2 uzayındaki D domeninin düzgün konturudur. $u^{s(+)}(p)$ ve $u^{s(-)}(p)$, sırası ile $u^s(p)$ 'nin S konturunun içerisindeki ve dışarısındaki limit değerleridir. Green's formülü ve (3) numaralı eşitlik ile verilen sınır koşulunun kullanılması sonucu SDP'nin çözümü, (4) numaralı eşitlikte verilmiştir.

$$-\frac{i}{4}\int_S [H_0^{(1)}(k\,|q-p\,|)Z(p)]dl_p = -u^i(q), \quad q, p \in S \tag{4}$$

Burada, $Z(p) = \frac{\partial u^{s(-)}(p)}{\partial n} - \frac{\partial u^{s(+)}(p)}{\partial n}$, $p \in S$; n ise S konturu üzerinde seçilen p noktasının dışarı yöndeki birim normalidir. $Z(p)$ bilinmeyen fonksiyonu (4) numaralı eşitliğin çözülmesi ile elde edilir ve $\theta \in [-\pi, \pi]$ aralığındaki noktalar ile S konturunu düzgün bir şekilde parametrize eden $\eta(\theta) = (x(\theta), y(\theta))$ fonksiyonu kullanılarak parametrizasyon işlemi gerçekleştirilir. (4) numaralı eşitlikteki birinci türden integral denklem gösterimi eşdeğer olarak $\eta(\theta)$ parametrizasyonu cinsinden şu şekilde yazılabilir:

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left\{\ln|2\sin\frac{\theta-\tau}{2}| + K(\theta,\tau)\right\}Z_D(\tau)d\tau = g(\theta), \quad \theta \in [-\pi, \pi] \tag{5}$$

Burada $Z_D(\tau)$ bilinmeyen fonksiyon ve $g(\theta)$ ise bilinen bir fonksiyon olmak üzere;

$$Z_D(\theta) = I(\theta)Z(\eta(\theta)), \quad g(\theta) = -u^i(\eta(\theta)); \quad \theta \in [-\pi, \pi] \tag{6}$$

$$I(\theta) = ([x'(\theta)]^2 + [y'(\theta)]^2)^{1/2} > 0, \quad x(\theta), y(\theta) \in C^\infty(Q^1) \tag{7}$$

Şeklindedir. $K(\theta,\tau)$ fonksiyonu, (5) numaralı eşitliğin ana tekilliğini temsil eden, $\ln|2\sin\frac{\theta-\tau}{2}|$ parçası ile kıyaslandığında Green's fonksiyonunun daha düzgün olan bölümüdür [9]. (5) numaralı eşitlik $k_{s,m}, z_m, g_m$ katsayıları ile Fourier serisine açılır ve aşağıdaki şekilde ikinci dereceden lineer cebirsel denklem sistemi elde edilir:

$$\hat{z}_s + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{k}_{s,m}\hat{z}_m = \hat{g}_s, \quad s = \pm 1, \pm 2, \ldots \tag{8}$$

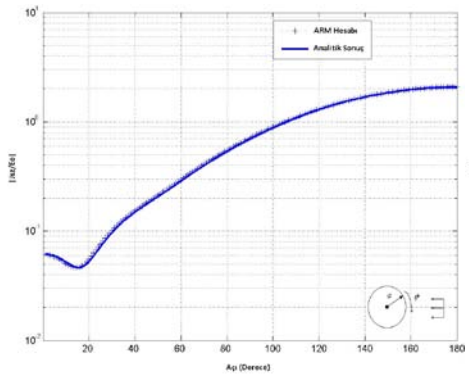
Burada;

$$\hat{k}_{s,m} = -2\tau_s\tau_m[k_{s,-m} + \frac{1}{2}\delta_{s,0}\delta_{m,0}], \quad \hat{z}_n = \tau_n^{-1} z_n, \quad \hat{g} = -2\tau_s g_s, \quad \tau_n = \max(1, |n|^{1/2}), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2 \qquad (9)$$

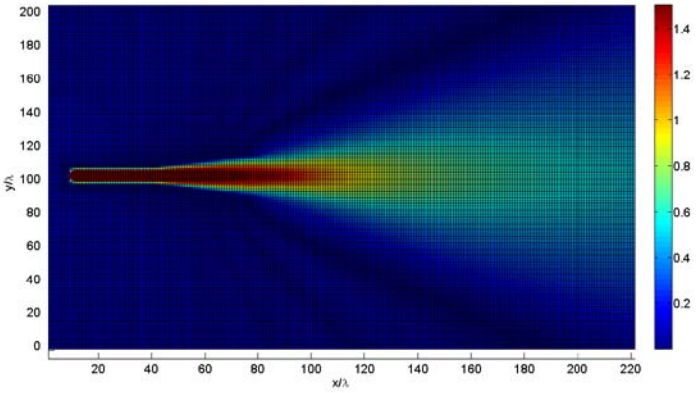
şeklindedir ve $\delta_{s,0}$ Kronecker delta fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır. Son olarak $q \in R^2$ için saçılan alan $u^s(q)$, (5) numaralı eşitliğin integral denklem gösterimi ile istenilen doğrulukta elde edilir.

3. Geometrik Tasarım ve Nümerik Sonuçlar

Şekil 1'de, açılı olarak gelen dalganın sonsuz uzun dairesel silindir üzerinde endüklediği akım yoğunluğunun dağılım fonksiyonu için yapılan analitik çözüm ile ARM'den elde edilen sonuç kıyaslanarak yapılan verifikasyon görülmektedir [10]. Yansıtıcı anteni beslemek amacı ile kullanılan, 3λ kanat uzunluğuna sahip horn antenin yakın alan analizi şekil 2'de görülmektedir.

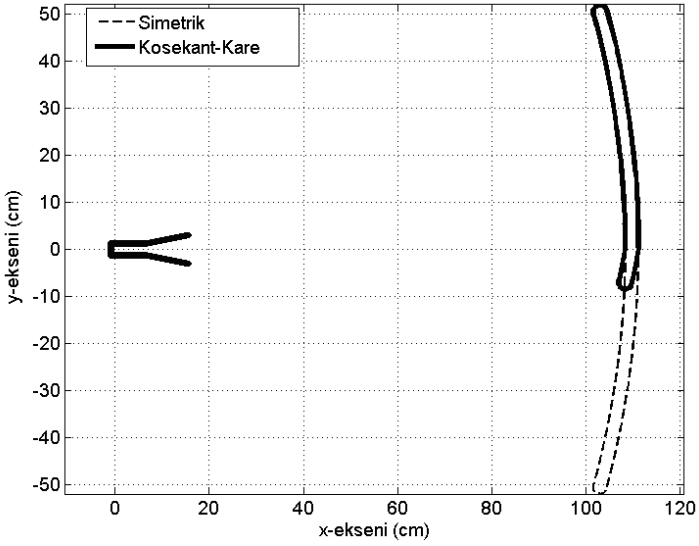


Şekil 1. ARM hesaplamaları ile analitik sonucun karşılaştırılması

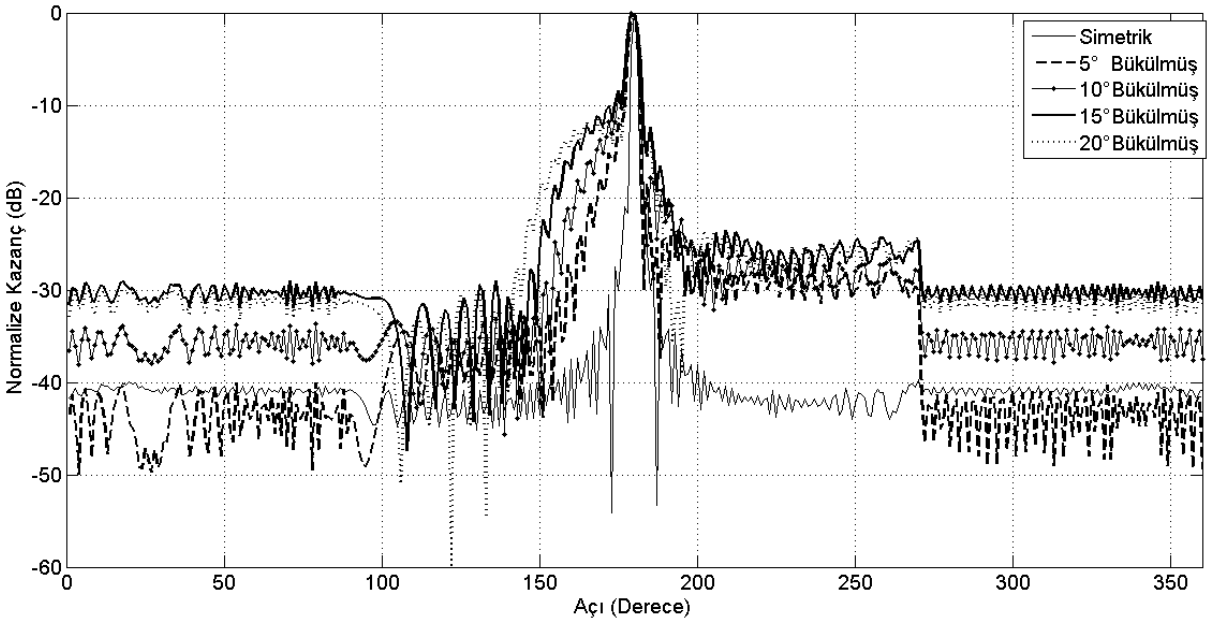


Şekil 2. Besleme horn anteninin yakın alan analizi

Parabolik yansıtıcı antenin ve besleme anteninin 2-boyutlu konfigürasyonu şekil 3'te görülmektedir. simetrik ışıma deseni elde edebilmek amacıyla kesikli çizgi ile gösterilen parabolik yansıtıcı anten kulanılmıştır. Kosekant – kare ışıma deseni elde edebilmek amacıyla yansıtıcı antenin alt kısmı bir miktar kesilmiş, sırası ile 5, 10, 15 ve 20 derece içeri bükülmüştür. Elde edilen sonuçlar şekil 4'te gösterilmektedir.



Şekil 3. Parabolik yansıtıcı ve besleme horn anteninin XOY-düzlemi kesit geometrisi.



Şekil 4. Uzak alan simetrik ve kosekant-kare ışıma paternleri.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada farklı geometriler kullanılarak elde edilen simetrik ve kosekant-kare ışıma desenli parabolik yansıtıcı antenlerin ışıma karakteristikleri incelenmiştir. Sonlu kalınlıklı metal yansıtıcı yüzeyinden saçılan E-polarizeli elektromagnetik dalganın 2-boyutlu analizi için doğru ve kararlı bir analitik-nümerik teknik olan ARM kullanılmıştır. Bu çalışmanın esas amacı hava gözetleme radarlarının gökyüzünü tarama performansının artırılması ve yakın mesafelerden radara doğru daha dik açılarla gelen uçakların etkin bir şekilde algılanmasını sağlamaktır. Algoritma ilk olarak, hesaplama hatalarının test edilebilmesi amacıyla analitik çözümler ile karşılaştırılmıştır. Yansıtıcının alt kısmının bir miktar kesilip, içeri bükülmesinin uzak alan ışıma paterni üzerine olan etkileri gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Skolnik, “M.I: Radar Handbook.”, McGraw-Hill, 1970.
[2]. Uno T., Adachi S., “Optimization of Aperture Illumination for Radio Wave Power Transmission.”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, 32(6) , s.628-632, 1984
[3]. Hagen J. B., “Backscatter Gain of Aperture Antennas”, Radio Science 31 (1996), s.693-699.
[4]. Suedan G. A., Jull E. V., “Beam Diffraction by Planar and Parabolic Reflectors.”, IEEE Trans. Antennas and Propagation 39(4) , s.521-527, 1991.
[5]. Umashankar K., Taflove A., “Computational Electromagnetics.”, Artech House, 1993.
[6]. Wilkinson J. H., “The Algebraic Eigenvalue Problem.”, Clarendon Press, Oxford, 1965.
[7]. Fletcher C. A. J., “Computational Galerkin Method.”, Springer-Verlag, Berlin, 1984.
[8]. Y. A Tuchkin., “Wave Scattering by an Open Cylindrical Screen of Arbitrary Profile with Dirichlet Boundary Value Condition.”, Soviet Physics Doclady 30, s.1027-1030, 1985.
[9]. Y. A. Tuchkin, E. Karacuha, A. S. Turk, “Analytical Regularization Method for E-polarized Electromagnetic Wave Diffraction by Arbitrary Shaped Cylindrical Obstacles”, Proc. 7th Int. Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET 1998), s.733-735, IEEE press, Kharkov-Ukrayna, 1998.
[10]. A. S. Turk, “Analysis of Aperture Illumination and Edge Rolling Effects for Parabolic Reflector Antenna Design”, International Journal of Electronics and Communications (AEÜE), 60, s.257-266, 2006.

Kablosuz Yerel Ağ Uygulamaları İçin Çift Bantlı Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Okan Mert Yücedağ, D. S. Armağan Şahinkaya, Orhan Baykan
TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü
Gebze, Kocaeli
okanmert.yucedag@bte.tubitak.gov.tr, demet.sahinkaya@bte.tubitak.gov.tr,
orhan.baykan@bte.tubitak.gov.tr

Özet: ***Bu çalışmada, 2.4 GHz ve 5.3 GHz frekansları civarında çalışan, yakın mesafe kablosuz haberleşme uygulamaları için tasarlanmış yeni bir mikroşerit yama anten tanıtılmaktadır.***

1. Giriş

Kablosuz haberleşme teknolojisi günlük yaşantımızda vazgeçilmez bir yer edinmiştir. Bu teknolojinin önemli bileşenlerinden biri de küçük, maliyeti düşük, uluslararası standartlara uygun birden fazla frekansta ya da geniş bantta çalışabilen antenlerdir. Bu tür antenlere örnek olarak fraktal antenler[1,2], slot antenler[3], düzlemsel monopol antenler[4] ve ters F antenler[5] verilebilir.

2. Mikroşerit Yama Antenler

Mikroşerit anten kavramı 1953 yılında Descamp tarafından ortaya atılmış[6], pratik uygulamaları ise Munson[7] ve Howell[8] tarafından 1970'lerde geliştirilebilmiştir. Kolay üretimleri, maliyetlerinin düşük olması ve küçük fiziksel boyutları, kablosuz haberleşme, hava araçları, uydu ve füzelere yönelik uygulamalarda tercih edilmelerine neden olmuştur[9]. Bununla beraber dar bantlı ve düşük kazançlı olmaları bu anten türünün dezavantajı olarak sayılabilir.

Mikroşerit yama antenler temel olarak bir dielektrik zemin üzerine yerleştirilmiş ışıyan iyi iletken bir yama ile dielektrik zeminin diğer tarafındaki toprak zeminden oluşmaktadır. Işıyan iyi iletken yama, dörtgen, dairesel, fraktal gibi farklı şekiller alabilmektedir. Temel mikroşerit anten tasarımında yapının genişliği (W), uzunluğu(L) ve kalınlığı(h) ile zeminin dielektrik sabiti(ε_r) anten verimliliğini etkileyen önemli değişkenlerdir ve λ_0 rezonans frekansındaki dalga boyu olmak üzere, bu değişkenler için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir[10]:

$$W = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \tag{1}$$

$$L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta L \tag{2}$$

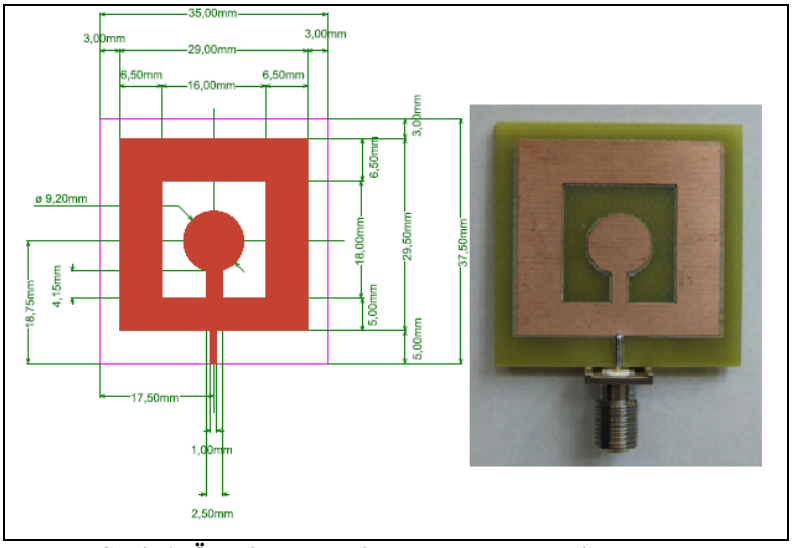
$$\Delta L = 0.412t \frac{\left(\varepsilon_e + 0.3\right)\left(\frac{W}{t} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_e - 0.258\right)\left(\frac{W}{t} + 0.8\right)} \tag{3}$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{t}{W}}} \tag{4}$$

3. Mikroşerit Yama Antenin Tasarımı ve Gerçekleştirimi

Bu çalışmada sunulan antenin tasarımında öncelikle antenin çalışma frekansları ve üretileceği malzeme göz önüne alınmıştır. Üretilecek olan antenin rezonans frekanslarının 2.4 GHz ile 5.3 GHz civarında olması amaçlanmıştır. Bu frekansların seçiminde IEEE 802.11 b/g ve IEEE 802.15.4-2006 ile IEEE 802.11a standartlarının kapsadığı frekans aralıkları dikkate alınmıştır. Malzeme olarak ise ucuz ve temini kolay bir malzeme olan FR-4 seçilmiştir. Üretilen anten standart bir SMA konektör ile mikroşerit hat

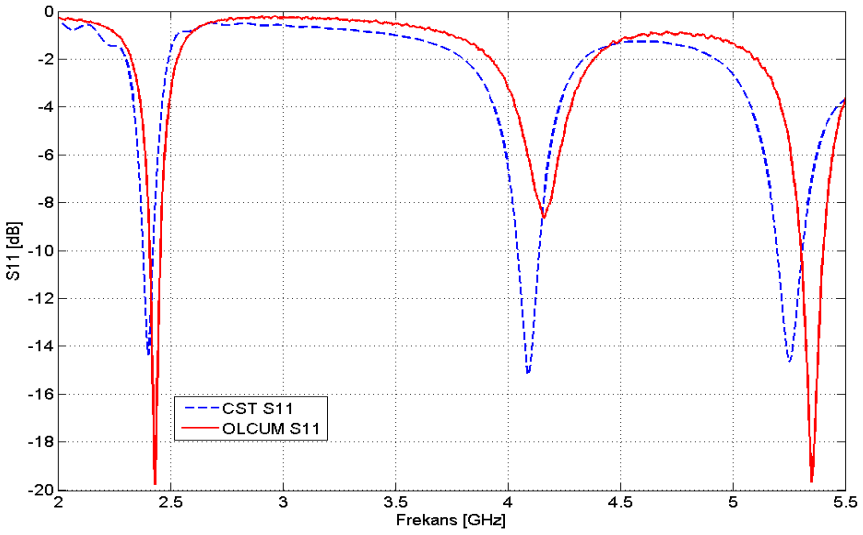
üzerinden beslenmiştir. Baskı devre tekniği ile üretilen bu mikroşerit yama antenin boyutları ve üretilen anten Şekil 1'de görülmektedir.



Şekil 1. Önerilen antenin boyutları ve üretilen anten

4. Ölçüm ve Nümerik Sonuçlar

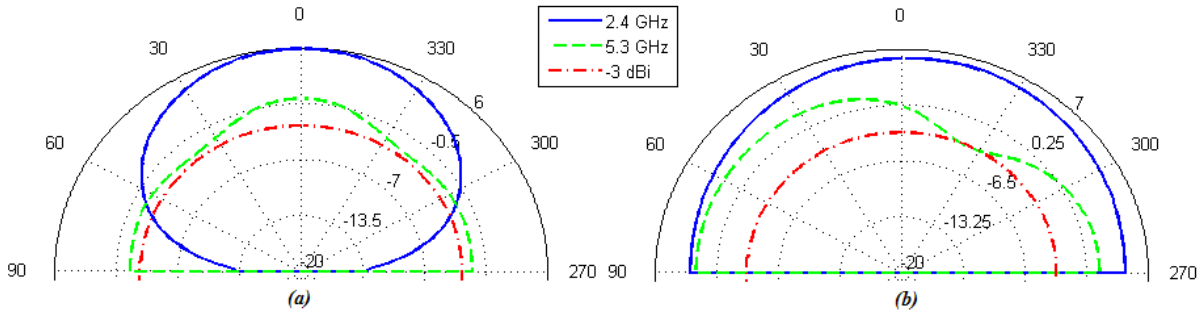
Bu çalışmada sunulan antenin benzetimlerinde yüksek güvenilirlikteki[11] CST Microwave Studio programından faydalanılmıştır. Yapılan benzetimlerde zemini oluşturan FR-4 malzemesinin bağıl dielektrik sabiti ε_r=4.4 ve kalınlığı, üretimde kullanılan plaka kalınlığı olan 1.6 mm alınmıştır. Benzetimler sonucunda antenin S_{11} değerleri ve hedeflenen frekanslardaki ışıma örüntüleri elde edilmiştir. Hewlett Packard 8719D network analizör ile yapılan S_{11} ölçümü sonucu ile benzetim sonucunun karşılaştırması Şekil 2'de ve Tablo 1'de verilmiştir. Ayrıca benzetim sonucu olarak 2.4 GHz ve 5.3 GHz frekanslarında elde edilen, antenin yönlendiricilik kazanç örüntüleri de Şekil 3'de görülmektedir. Benzetimlerde anten, ışıyan kısmına ait yüzey normali +z eksenine paralel olacak şekilde, xy-düzlemine yerleştirilmiştir.



Şekil 2. Antenin S_{11} değerlerinin benzetim ve ölçüm sonuçları

Tablo 1. Antenin -10 dB S_{11} ve rezonans frekans değerleri

	S_{11} < -10 dB		Rezonas Frekansı
Benzetim	**2.38-2.42 GHz**	**5.20-5.30 GHz**	**2.40 GHz, 5.25 GHz**
Ölçüm	**2.40-2.46 GHz**	**5.30-5.40 GHz**	**2.43 GHz, 5.35 GHz**



Şekil 3. Antenin (a) $\phi = 0°$ ve (b) $\phi = 90°$ 'deki yönlendiricilik kazancı örüntüleri

5. Sonuç ve Yorumlar

Bu çalışmada, 2.4 GHz ve 5.3 GHz frekansları civarında çalışan yeni bir mikroşerit yama anten sunulmuştur. Önerilen antenin S_{11} değerlerine ait benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmış ve tutarlı oldukları görülmüştür. Buna dayanarak söz konusu antene ait yönlendiricilik kazancı değerleri hesaplanmıştır. Yukarıda verilen sonuçlara göre önerilen antenin 2.4 GHz ve 5.3 GHz frekansları civarında geniş band gerektirmeyen, yakın mesafe kablosuz haberleşme uygulamaları için uygun bir aday olduğu görülmektedir. Gelecekte, bu çalışmada sunulan antenin kazancını arttırmaya ve çalışma frekans bantlarını genişletmeye yönelik çalışmaların yapılması planlanmaktadır.

6. Kaynaklar

[1] M. Sindou, G. Ablart, C. Sourdois, " Multiband and wideband properties of printed fractal branched antennas,", Electronic Letters, 4 Şubat 1999, cilt 35, no. 3, s. 181-182.

[2] A. Azari, J. Rowhani, " Ultra wide band fractal microstrip antenna design, " Progress in Electromagnetic Research C, cilt. 2, 7-12, 2008.

[3] D. Llorens, P. Otero, C. Camacho-Penalosa, "Dual-band, single CPW port, planar slot antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 51, no. 1, Ocak 2003, s. 137-139.

[4] E. Lee, P. Hall, ve P. Gardner, "Novel compact wideband or multi-band planar monopol antenna," IEEE Antenna and Propagation Symposium, 2000, s. 624-627.

[5] Y. Guo, M. Chia, Z. Chen, "Miniature built-in multiband antennas for mobile handsets," IEEE Transactions on Antenna and Propagation, cilt. 52, no.8, Ağustos 2004, s. 1936-1944.

[6] Deschamps, G. A., " Microstrip Microwave Antennas, " Proc. USAF 3. Anten Sempozyumu, 1953.

[7] Muson, R. E., " Single Slot Cavity Antennas Assembly, " U.S. Patent No. 3713162, Ocak 23, 1973.

[8] Howell, J. Q., " Microstrip Antennas, " IEEE Trans. Antennas Propagation, cilt. AP-23, Ocak 1975, s. 90-93.

[9] Balanis, C. A., " Antenna Theory, Analysis and Design, " s. 722, 2. Bas., Wiley.

[10] K. Hirasawa, " Analysis, Design and Measurement of Small and Low-Profile Antennas," Norwood, MA: Artech House, bölüm. 4, 1991.

[11] C. Kamtongdee, N. Wongkasem, "A novel design of compact 2.4 GHz microstrip antennas," IEEE ECTI-CON 2009

İnsansız Hava Araçları için 2.4 GHz Karesel Yarık Mikroşerit Anten Dizisi ve Anten İzleyici Tasarımı

Tuğrul Açıkgöz, Farabi A. Tarhan, Onur Yılmaz, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul

acikgozt@itu.edu.tr, tarhanf@itu.edu.tr, yilmazonur2@itu.edu.tr ceylanos@itu.edu.tr, bulent.yagci@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada 2.4 GHz'de çalışan karesel yarıklı mikroşerit yama anten kullanılarak, anten dizisinin tasarımı ve tasarlanan anten kullanılarak insansız hava taşıtlarından video işareti aktarımı anlatılmaktadır. Mikroşerit antenler boyutlarının küçüklüğü ve düşük maliyetleri nedeniyle RF uygulamalarında tercih edilen yapılardır. Anten dizisi öncelikle Ansoft HFSS kullanılarak bilgisayar ortamında tasarlanmıştır. Anten 1.6 mm kalınlığında FR4 (* ε_r= 4.4) *taban üzerine yapılmıştır. Anten izleyicisi ise 2 adet servo motor ve mikrodenetleyici kullanılarak tasarlanmıştır.*

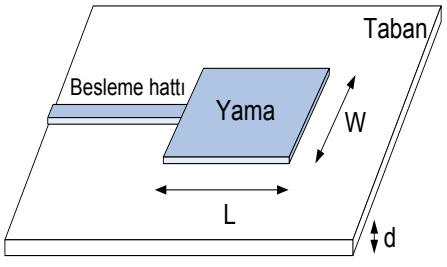
1.Giriş

Teknolojinin gelişmesi ile birlikte, bilginin bir noktadan diğer bir noktaya hatasız ve hızlı bir şekilde iletilmesi büyük bir önem kazanmıştır. Bilginin doğru iletilmesinin yanında, bilgi iletiminin maliyeti de büyük önem taşımaktadır. Bütün bu ihtiyaçlar doğrultusunda 1970'lerin ilk yıllarında mikroşerit antenlerin kullanımı yaygınlaşmıştır. Mikroşerit antenler; boyutları ve tasarım maliyetleri yönünden pozitif, band genişlikleri ve kazançları açısından negatif özelliklere sahiptirler. Kazanç ve band genişliğini arttırmak amacı ile anten dizileri kullanılmaya başlanmıştır [1].

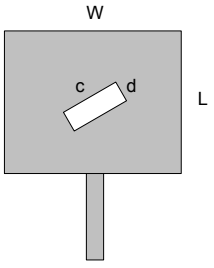
İnsansız hava araçları ile fotoğraf ve video çekimi yapılarak gerek savunma gerekse ticari uygulamalarda kullanışlı veriler elde edilmektedir. Bazı uygulamalarda canlı olarak izleme yapılması gerektiğinden dolayı video aktarımı canlı olarak yapılır. Bu durumda hava aracına hafif antenler koymak gerekmektedir. Genelde kazancı düşük olan bu antenlerden veri alabilmek için hava aracına doğrultulmuş bir anten ile çok yüksek kazançlı bir anten kullanmadan yer istasyonu hazırlanabilir. Ancak hava aracı hareketli olduğu için yer istasyonundaki alıcıya bağlı antenin hava aracını izlemesi gerekebilir. Hareketli bir izleme sistemi için hafif ve yüksek kazançlı antenler tercih edilir. Bu çalışma kapsamında bu nedenle mikroşerit dizi anten tasarımı yapılmıştır. Hareketli yapının kontrolü de mikrodenetleyici kontrollü motorlar ile sağlanmıştır.

2. Mikroşerit Yama Antenler

Mikroşerit yama antenler 1970 sonrasında popülerleşmesine rağmen, ilk yama anten fikri Deschamps tarafından 1953 yılında ortaya atılmıştır [2]. 1953 yılında Deschamps tarafından fikrin ortaya atılmasına karşın 1955 yılında Fransa'da Gutton ve Bassinot, mikroşerit yama antenin patentini almışlardır [3] [4]. Mikroşerit yama antenler, küçük ve hafif yapılar olduğu için giderek yaygınlaşmaktadır. Bunun yanında kullanılan taban ve antenin ışıma yaptığı malzemelerin maliyetleri çok fazla olmaması dolayısıyla iş/maliyet açısından iyi sonuçlar vermektedir. Mikroşerit antenlerin boyutları ile oynanılarak büyük bir frekans aralığında kullanılabilmektedir, bu da mikroşerit yama antenlerin kullanım alanlarını arttırtmaktadır.



Şekil 2. Mikroşerit yama anten [1]



Şekil 3. Karesel Yarık Mikroşerit Anten [1]

Mikroşerit yama antenler ışıma yaptıkları frekanslarına ve W (en), L (boy) uzunluklarına göre değiştirebilmektedir.

$$\in = \frac{\in r+1}{2} + \frac{\in r-1}{2} \ \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{w}}} \qquad (1)$$

bulunması, sonrasında,

$$1 \leq \in \leq \in r \qquad (2)$$

ifadesi sağlanırsa, L_{eff} ifadesi bulunabilir.

$$\text{Leff} = \frac{c}{2fo\ \sqrt{\in}} \qquad (3)$$

Yaşanan kayıplardan dolayı L değeri az da olsa değişikliğe uğrayacaktır.

$$\Delta L = 0.412h \frac{\in +0.3\ \ \frac{w}{h}+0.264}{\in -0.258\ \ \frac{w}{h}+0.8} \qquad (4)$$

$$L = Leff - 2\Delta L \qquad (5)$$

L değeri yukarıda bulunan ifade yardımı ile bulunur [4]. Alt tabakanın üzerindeki iletken yapının boyutunun değiştirilmesi ile çalışılan frekans değiştirilebilmektedir [6].

2.1. Karesel Yarık Mikroşerit Anten

Karesel mikroşerit antenler L (boy) ve W (en) uzunluklarının birbirlerine eşit seçilmesiyle oluşturulmaktadır. Karesel antene yarık yapılması ile dairesel polarize antenler oluşturulabilmektedir. [1]

$$c = L/(2.72) = W/(2.72) \qquad (6)$$

$$d = c/10 \qquad (7)$$

Verilen 'c' ve 'd' uzunlukları Şekil 3 teki gibi yaklaşık olarak hesaplanabilir [1].

2.2. Karesel Yarık Mikroşerit Anten Tasarım

Verilen hesaplardan yola çıkarak yapılan hesaplarda, FR-4 tabakasının kalınlığı t= 1.6 mm, dielektrik sabiti ε_r = 4.4, temel yama boyutları 27.5 mm x 27.5 mm olarak alınmıştır. Bu hesaplar yapıldıktan sonra yarık uzunluklarının bulunması gerekmektedir. Yarık uzunluklarının teorik hesaplamasından sonra simülasyon yapılarak yaklaşık olarak c = 10.1 mm, d= 1 mm olarak bulunmuştur. Anten sonrasında yapılacak anten dizisine uyum sağlaması için anten empedansı 100 Ω olarak tasarlanmıştır.

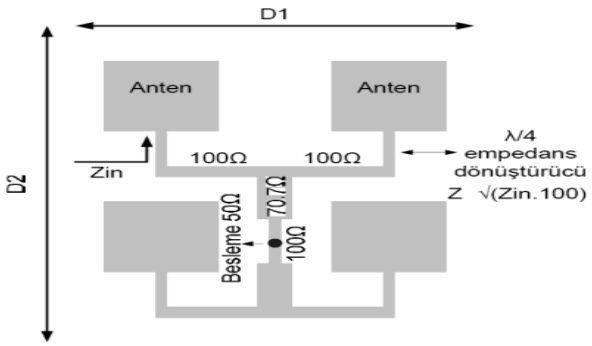
Geri dönüş kaybı için beklenilen değer -10 dB altı olarak kabul edilmektedir. Bu karesel antenin 2.39-2.51 GHz arasında iyi sonuç verdiği yapılan ölçümler sonucunda görülmüştür. Belirtilen bu aralık serbest bant olup kablosuz iletişim için lisanssız olarak kullanılmaktadır. Mikroşerit antenler için sadece geri dönüş kaybını hesaplamak yeterli değildir, aynı zamanda kazanç değerini de en iyi düzeye getirmemiz gerekmektedir. Benzetimi yapılan bu anten için kazanç hesabı yapıldığında, benzetim ve ölçüm değerleri yaklaşık olarak birbirine eşit ve 1.2 dB olarak elde edilmiştir.

3. Anten Dizisi

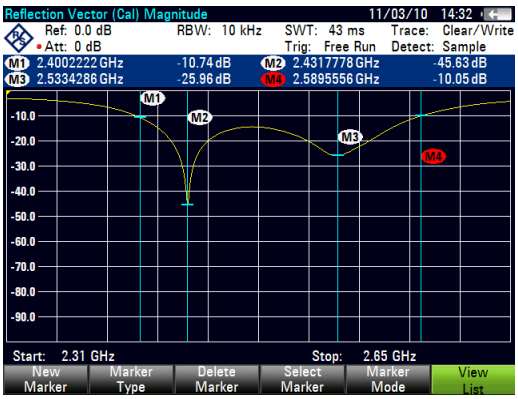
Mikroşerit antenler yapısı gereği büyük band genişliklerine ve kazanca sahip değildir[1]. Bu eksikliği gidermek için birden çok antenin bulunduğu ve bir arada çalıştığı yapılar tasarlanır ve bu yapılara anten dizileri denir. Tek olarak tasarlanan antenler empedans uyumları dikkate alınarak dizi haline getirilirse, ışıma yaptıkları frekans değişmez fakat kazançları artar. Şekil 4'de gösterildiği gibi empedans uyumu yapılması gerekmektedir. 2.2' de gösterilen karesel yarık mikroşerit anten 100 Ω olarak tasarlandığından, beslemesi ile empedans uyumu yapılması gerekmemektedir. D_1 ve D_2 uzunlukları ile de istenilen kazanç değerleri ayarlanabilmektedir (9) [4]. A = D_1*D_2 olmaktadır.

$$G = 10\log\ \frac{4\pi A}{\lambda}\ - \alpha\ D1 + D2\ /2 \qquad (9)$$

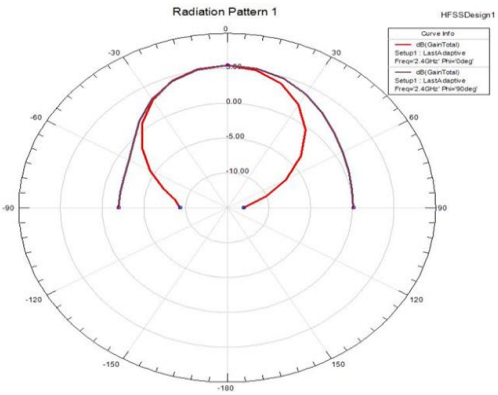
Kazanç ifadesinde görülen α ifadesi zayıflamayı belirtmektedir. Zayıflama değeri; tabanın kalınlığı, çalışılan frekans, besleme hattının empedans ve uzunluk değeri ile değişmektedir [4]. Tabanın yapısı ve boyutları değiştirilerek kazanç değeri ile oynanabilir. Besleme hattının genişliğine 'w' , taban yüksekliğine 'h' denilirse; mikroşerit dizinin üst ve alt taraflarından en az 4*h 'lık boşluk ve yan taraflarından da en az 5*w 'lık boşluk bırakmak gerekmektedir [8]. Tasarlanan anten dizisi, dizinin ortasından 50 Ω değeri ile beslenmiştir [8].



Şekil 4. Anten dizisinde empedans uyumu [7]



Şekil 6. Gerçeklenen anten dizisi geri dönüş kaybı



Şekil 7. Anten Dizisi Ölçülen Kutupsal Alan Çizimi

Ölçümler sonucu kazanç 5.5 dBi olarak elde edilmiştir ve benzetim değeri olan 5.55 dBi'a çok yakındır. Ölçülen kutupsal ışıma ise Şekil 7 de görülmektedir ve benzetimler ile örtüşmektedir.

3.Anten İzleyicisi

Tasarladığımız yüksek kazançlı mikroşerit antenin dinamik ortamda insansız hava aracından sürekli veri alabilmesi için yönünün hava aracına çevirmesi gerekmektedir. Bu işi anten izleyiciler yüklenir.

Hava aracındaki video vericisi, kameradan aldığı işaretleri 2.4Ghz frekansında ortama yayar (Şekil 8). Yer istasyonundaki mikroşerit anten ise aldığı işaretleri video alıcı modüle iletir. Video alıcısı da elde ettiği görüntüleri USB arabirimi çeviricisine gönderir. Kullanıcı yer istasyonu bilgisayarındaki yazılım aracılığıyla hava aracındaki Anten izleyicisi yönünü, hava aracından gelen Telemetrik veriler içerisindeki anlık konum bilgisi ve yer istasyonunun konum bilgisinden yararlanarak saptar (Şekil 10). Bu iki konum bilgisi yer istasyonu bilgisayarında pan ve tilt açılarına dönüştürülür. Bu açılar RS232 arabirimi üzerinden anten takipçisine gönderilir. Anten takipçisi bu açı bilgilerini ilgili servo kontrol işaretlerine göndererek mikroşerit antenin sürekli olarak hava aracına yönlenmesini sağlar (Şekil 11). Hava aracının koordinatları φ, λ, h; Antenin bulunduğu koordinatlar p, m, l; Koordinat düzlemindeki uzaklıklar x,y; Kuş uçuşu uzaklık d; olmak üzere anten izleyicinin açıları şu şekilde hesaplanır;görüntüyü sürekli olarak takip eder (Şekil 9).

$$x = |\varphi - p| * 111 \quad (10)$$

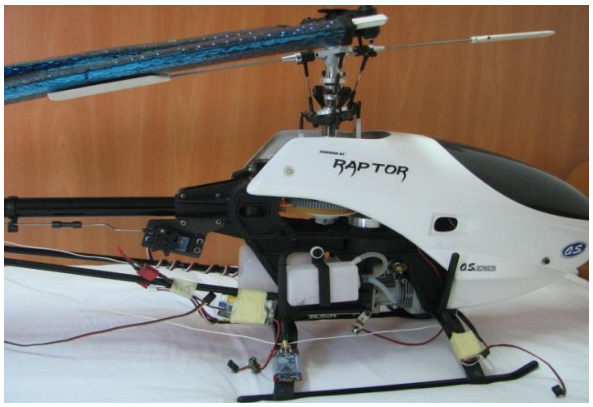
$$y = \cos(|\varphi - p|/2 * \pi/180) * 6378 * 2 * \pi/360 * |\lambda - m| \quad (11)$$

$$d = 1000 * \sqrt{x^2 + y^2} \quad (12)$$

$$Tilt = \operatorname{atan}((h-l)/d) * 180/\pi \quad (13)$$

Kartezyen koordinatın 1. Bölgesi için Pan açısı ise;

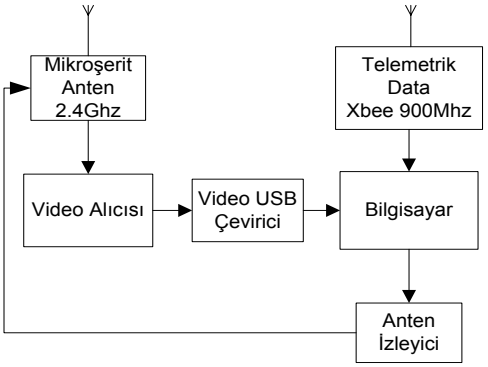
$$Pan = \operatorname{atan}((\lambda - m) / (\varphi - p)) * 180/\pi \quad (14)$$



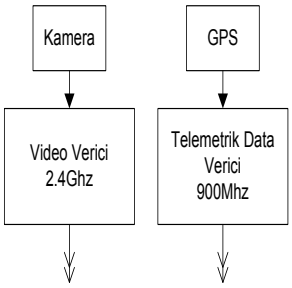
Şekil 8. Kamera ve Video Verici



Şekil 9. Yer İstasyonu



Şekil 10. Hava Aracı Akış Şeması



Şekil 11. Yer İstasyonu Akış Şeması

5. Sonuçlar

Bu çalışmada 2.4 GHz frekansında kablosuz iletişimde kullanılmak amacı ile karesel yarık mikroşerit anten ve bu antenden oluşturulan anten dizisi tasarlanmıştır. Mikroşerit antenlerde taban türünün ve anten boyutlarının değiştirilmesi gibi parametre değişiklikleri ile çalışma frekansı, band genişliği ve kazancı değiştirilebilir. Böylelikle istenilen boyutlarda ve frekansta çalışan mikroşerit antenler elde edilebilir. Yarık antende uygulandığı gibi, karesel bir antenden belli uzunlukta ve 45^{o} eksenli parça çıkarıldığında karesel anten dairesel polarize olmaktadır. Polarizasyon işlemi besleme ve elektromekanik işlemlerin yanında, yama anten üzerinde değişiklikler yapılarak da elde edilebildiği görülmektedir. İnsansız hava izlemlerinde kullanılan ve piyasada satılmakta olan antenlerden daha yüksek kazanca sahip anten çok daha düşük maliyete tasarlanmıştır. Sistemin mekanik ve mekaniği yöneten elektronik kısmı da yapılmış olup başarı ile çalıştırılmıştır.

İleride daha büyük antenler ve bu antenleri kontrol edecek mekanik yapıların hazırlanması ile çok daha uzun mesafelerden veri aktarımı başarı ile yapılması planlanmaktadır. Ayrıca izleme işleminin işaret gücünden faydalanılarak da yapılması planlanmaktadır.

6. Kaynakça

[1] C.A. Balanis, *Antenna Theory,Analysis and Design*, 2nd ed.,Wiley, New York, 1997, p. 1,722,725,769,771,773
[2] G. A. Deschamps, *Microstrip Microwave Antennas*, presented at 3rd USAR Symposium on Antennas, 1953
[3] H. Gutton and G. Baissinot, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies," French Patent No. 703113, 1995.
[4] *A.Yıldırım, H.B.Yağcı, S. Paker, "*2.4 GHz'de Yüksek Kazançlı Mikroşerit Yama Anten Tasarım ve Gerçekleştirimi*,"* http://www.emo.org.tr/ekler/f9f313a22b388dc_ek.pdf
[5] R. Garg, P. Bhartia, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Norwood , 2001, p.21,496
[6] G. Gauthier, A. Courtay, G. Rebeiz, "Microstrip Antennas on Synthesized Low Dielectric-Constant Substrates*,"* IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 45, NO. 8, AUGUST 1997
[7] O. Ceylan, H. B. Yağcı , "Anten Dizisi, 90° Hibrit Bağdaştırıcı Tasarımı ve Gerçeklemesi*,"*,Yüksek Lisans Tezi, 2009
[8] www.ansoft.com "User's guide – Examples" Version 9, 2003

YAPAY SİNİR AĞLARI KULLANARAK UHF BANDINDA ÇALIŞAN C ŞEKİLLİ KOMPAKT MİKROŞERİT ANTENLERİN REZONANS FREKANSININ BELİRLENMESİ

Ahmet Kayabaşı, Ali Akdağlı*, Mustafa Berkan Biçer*, Abdurrahim Toktaş*
Selçuk Üniversitesi
Silifke-Taşucu MYO, Elektronik Teknoloji Programı
Mersin,
ahmetkayabasi@selcuk.edu.tr

* Mersin Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mersin
akdagli@mersin.edu.tr, mbbicer@mersin.edu.tr, atoktas@mersin.edu.tr

Özet: *C şekilli kompakt mikroşerit antenlerin (CKMA) rezonans frekansı, yapay sinir ağlarına (YSA) dayanan bir yöntem ile hesaplanmıştır. UHF bandında çalışan, fiziksel ve elektriksel parametreleri farklı 144 adet CKMA'nın simülasyonu FDTD (Finite Difference Time Domain) yöntemini kullanan XFDTD elektromanyetik simülasyon programı ile yapılarak her bir anten için f_r rezonans frekansı değerleri elde edilmiştir. Simülasyon verileri, CKMA'ların rezonans frekansını belirlemek amacıyla YSA yapılarından çok katmanlı algılayıcıların (ÇKA) eğitilmesinde ve test edilmesinde kullanılmıştır. Sunulan çalışmada, 144 antenin 129'u ÇKA ağının eğitimi, 15 anten ise test için kullanılmıştır. ÇKA ile belirlenen ortalama yüzde hata değerleri eğitim verileri için %0.95 iken test verileri için %0.98 olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlar ÇKA'ya dayanan YSA'nın, CKMA'ların rezonans frekansının belirlenmesinde başarılı bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.*

1. Giriş

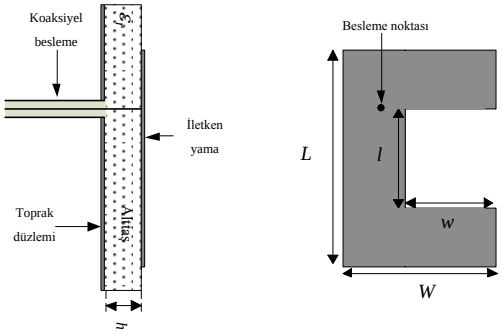
Mikroşerit antenler (MA), çeşitli avantajlarından dolayı modülatörler, değişken zayıflatıcılar, anahtarlar, osilatörler, kuvvetlendiriciler, karıştırıcılar, faz kaydırıcılar gibi yarı iletken mikrodalga devre elemanlarıyla aynı dielektrik katmanı paylaşabilirler ve böylece taşınabilir cihazların boyutlarını büyütmeden entegre devre yapılara uyum sağlayabilirler. MA için literatürde sunulan çalışmaların çoğu dikdörtgen, üçgen ve daire geometrileri üzerinde yoğunlaşmıştır [1]-[3] . Özellikle kişisel iletişim sistemleri (PCS), mobil uydu iletişimi (MSC), kablosuz yerel ağlar (WLAN) ve diğer birçok küçültülmüş (minyatürize) iletişim sistemleri küçük boyutlu antenlere ihtiyaç duymaktadır. UHF bandında, bilinen MA'ların boyutları nispeten büyüktür. Bundan dolayı bilinen MA konfigürasyonları bu frekanslar için modifiye edilmelidir. Bu amaçla kompakt MA'lar (KMA) önerilmiştir [4]-[10]. KMA'lar, bilinen geometrilere sahip MA'ların iletken kısmında modifikasyon yapmak suretiyle (H, C ve E vb. şeklinde) meydana gelmektedir. C şekilli KMA (CKMA), boyutu dikdörtgen MA'nın boyutunun yaklaşık yarısı kadar olduğu için tercih edilebilir. Bilinen geometrik şekillere sahip MA'ların, transmisyon hattı modeli ve boşluk (cavity) modeli gibi teorik yöntemler ile analitik çözümü mümkündür. Buna karşın, KMA'ların şekillerinin düzgün olmamasından dolayı buna benzer yöntemlerle analizi mümkün değildir. Genellikle, KMA'ların analizinde FDTD (Finite Difference Time Domain) ve moment metodu gibi nümerik hesaplama yöntemleriyle çalışan elektromanyetik simülasyon programları kullanılmaktadır.

MA'lar dar band genişliğine sahip olduğu ve sadece rezonans frekansı civarında çalıştığı için rezonans frekansının belirlenmesi büyük bir önem kazanmaktadır. MA'ların rezonans frekansının hesaplanması, kenarlardaki saçaklanmalardan dolayı kompleks bir problemdir. Literatürde değişik konfigürasyonlara sahip KMA'ların rezonans frekanslarının belirlenmesinde farklı doğruluk ve basitliğe sahip birkaç metot sunulmuştur [4]-[9] . MA'ların elektronik iletişim pazarında kullanımının artması, performans analizinin yapılmasında daha basit metotların kullanılmasını teşvik etmiştir. Bundan dolayı, tasarımcılar çok fazla bilgi ve zaman gerektirmeyen basit yaklaşımlar istemektedirler. Bu çalışmada, CKMA'ların rezonans frekansının belirlenmesinde yapay sinir ağlarına (YSA) dayanan bir yöntem önerilmiştir. YSA'lar, probleme özel basit yapıları, öğrenme ve genelleme yapabilme kabiliyetleri, hızlı hesaplama, lineer olmayan farklı problemlere kolay çözümler sunabilmelerinden dolayı birçok mühendislik probleminin çözümünün yanı sıra, son yıllarda birçok mikrodalga ve elektromanyetik problemlerin çözümünde de sıkça kullanılmaktadır [10]-[12].

MA'ların rezonans frekansının hesaplanması ile ilgili olarak literatürde çeşitli çalışmalar sunulmuştur [1]-[8]. Bu çalışmalarda bilinen geometrik şekillere sahip MA'ların rezonans frekansı transmisyon hattı modeli ve boşluk (cavity) modeli kullanılarak teorik olarak çözülebilmektedir. KMA'ların da teorik olarak rezonans frekansının belirlenmesi için nümerik hesaplama yöntemleri kullanan simülasyon programlarının sonuçları veya deneysel sonuçlar optimize edilerek çeşitli yaklaşımlar önerilmiştir [5]. Önerilen yaklaşımlarda, dikdörtgen MA'lar için literatürde yaygın olarak kullanılan etkin dielektrik sabiti ve iletken boyundaki uzamayı hesaplayan ifadeler de kullanılmaktadır [5]. Bu yöntemin kullanılması formüllerin sayısını artırmakta ve hesaplama süresini uzatmaktadır. Sunulan çalışmada, çok katmanlı algılayıcılara (ÇKA) dayanan YSA ile herhangi bir bilgi ya da formülasyon kullanılmaksızın UHF bandında çalışan bir CKMA'nın rezonans frekansı, iyi bir yaklaşıklıkla belirlenebilmektedir.

2. C-Şekilli Kompakt Mikroşerit Anten

CKMA, Şekil 1'de görüldüğü gibi boyutları (L x W) olan dikdörtgen MA'nın ışıma yapmayan herhangi bir kenarında (l x w) boyutlarında bir boşluk açılmasıyla elde edilmektedir. Dikdörtgen MA'da açılan bu boşluğun etkisiyle etkin rezonans uzunluğu artmakta, böylece rezonans frekansında azalma meydana gelmektedir. Bu sayede anten boyutları küçültülerek istenilen rezonans frekansı elde edilebilmektedir. Bir CKMA'da iletkene açılan boşluğun boyutlarının artmasıyla, etkin rezonans uzunluğu ve yüzey akımları artmaktadır [4].

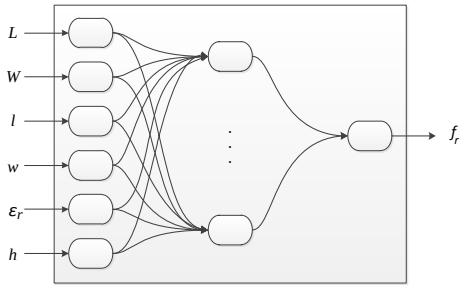


Şekil 1. CKMA Geometrisi

3. C-Şekilli Kompakt Mikroşerit Anten Rezonans Frekansının YSA ile Hesaplanması

YSA, biyolojik sinir sisteminin çalışma prensibi temel alınarak geliştirilmiştir [9]-[12]. YSA, nöronların birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. YSA'ların birçok yapısı mevcuttur. Bu yapılardan çok katmanlı algılayıcı (ÇKA), mühendislik problemlerinde başarılı ve yaygın bir şekilde kullanılmaktadır ve sunulan çalışmada da ÇKA'ya dayanan YSA tercih edilmiştir.

CKMA'ların simülasyonları FDTD (Finite Difference Time Domain) yöntemini kullanan XFDTD elektromanyetik simülasyon programı ile yapılmıştır [13]. UHF bandında çalışan, fiziksel (h, dielektrik tabanın yüksekliğini belirtmek üzere, L, W, l, w ve h) ve elektriksel parametreleri (ε_r) farklı 144 adet CKMA'nın simülasyonu yapılarak her bir anten için rezonans frekansı (f_r) değerleri elde edilmiştir. ÇKA ağında, anten parametreleri giriş olarak, elde edilen rezonans frekansı (f_r) değeri çıkış olarak ağa sunulmuştur. Rezonans frekansını hesaplamak için kullanılan YSA modeli Şekil 2'de gösterilmiştir.

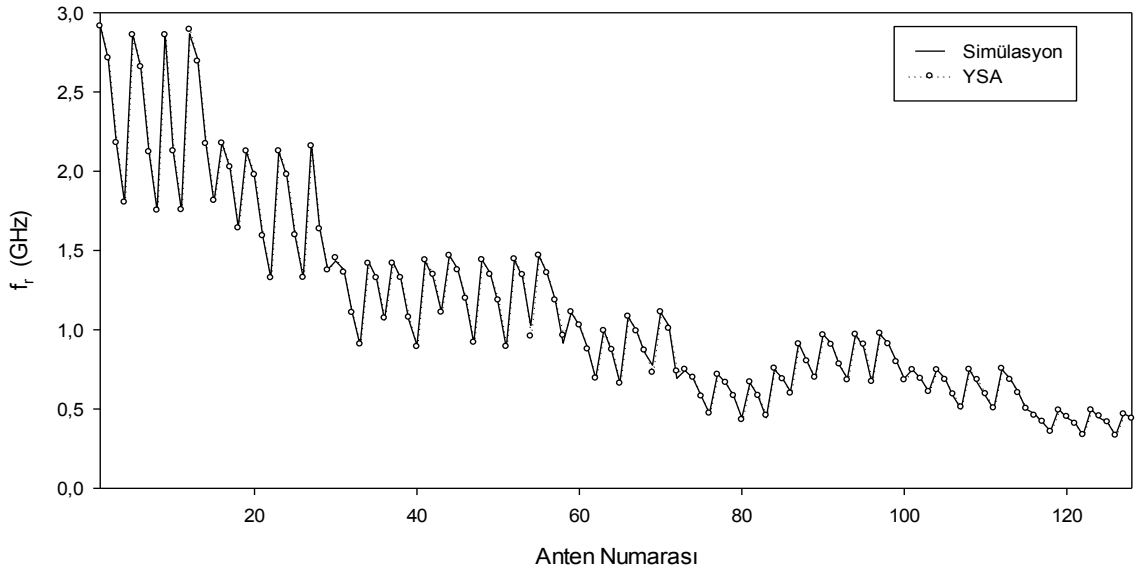


Şekil 2. Rezonans frekansını hesaplamak için kullanılan YSA modeli

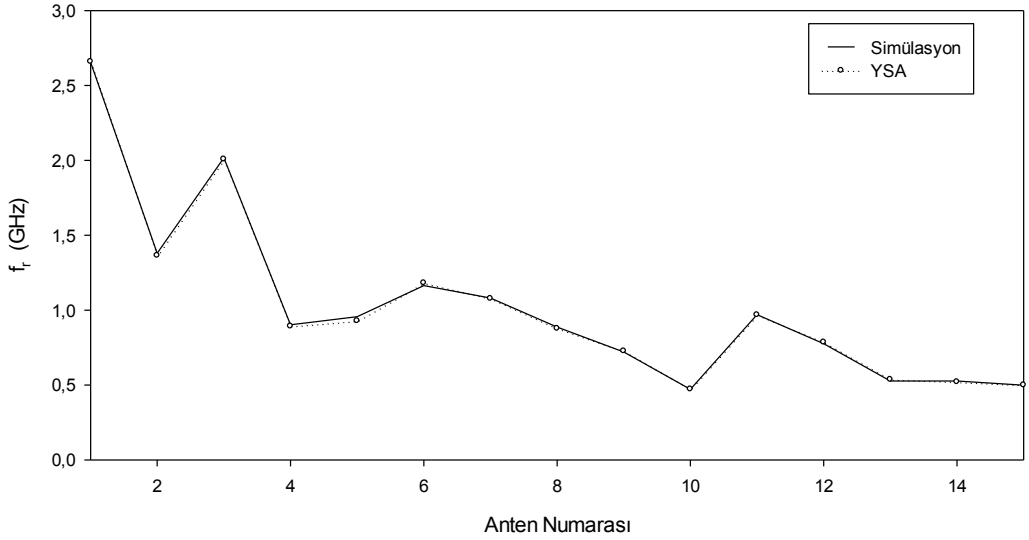
Simülasyonu yapılan 144 antenin rezonans frekansı değerlerinin 129'u ÇKA ağının eğitiminde, çözüm uzayını temsil edecek şekilde seçilen 15 simülasyon verisi ise test için kullanılmıştır. Levenberg-Marguardt algoritması ile eğitilen ÇKA ağı için epok sayısı 300, minimum gradyent 10^{-10}, μ değeri 0.0001, μ değerindeki artış 4, μ değerindeki düşüş 0.1, maksimum μ değeri 10^{10} olarak seçilmiştir. Simulasyon sonuçlarından elde edilen rezonans frekansı değerleri ile ÇKA ağının hesapladığı rezonans frekansı sonuçları Şekil 3'te gösterilmiştir. Şekil 3'te görüldüğü gibi simülasyon ile ÇKA sonuçları oldukça iyi bir uyum içerisindedir. 129 adet eğitim verisi için ortalama yüzde hata değeri % 0.95 olarak elde edilmiştir. ÇKA'nın başarısını göstermek için, test verileri kullanılarak simülasyon sonuçlarından elde edilen rezonans frekansı değerleri kullanılarak YSA'nın hesapladığı rezonans frekansı sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Test sonuçları ile simülasyon sonuçlarının iyi bir uyum içerisinde olduğu Şekil 4'te görülmektedir. 15 test verisi için ortalama yüzde hata değeri % 0.98 olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlar, ÇKA'ya dayanan YSA'nın UHF bandında çalışan CMKA'ların rezonans frekansının belirlenmesinde başarılı bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir. Bu sayede eğitilen ağın girişlerine farklı anten parametreleri girilerek rezonans frekansı değeri hesaplanabilir.

Tablo 1. Test verileri için elde edilen rezonans frekansları

Yama boyutları (cm)						Rezonans frekansları (GHz)		Yüzde hata (%)
L	W	l	w	h	ε_r	Simülasyon	YSA	
3	2	1.5	0.7	0.16	2.33	2.654	2.658	0.165
3	2	0.7	1.5	0.16	4.28	1.380	1.364	1.195
3	2	2	0.7	0.16	4.28	2.017	2.007	0.495
3	2	1.2	1.5	0.16	9.8	0.902	0.892	1.142
3	2	2	1.5	0.16	9.8	0.956	0.927	3.002
6	4	3	2	0.3	2.33	1.164	1.181	1.426
6	4	2	0.9	0.3	4.28	1.081	1.076	0.416
6	4	4	2	0.3	4.28	0.887	0.877	1.138
6	4	3	0.9	0.3	9.8	0.721	0.726	0.679
6	4	4	3	0.3	9.8	0.471	0.472	0.233
9	6	2	1.3	0.6	2.33	0.970	0.967	0.299
9	6	4	3	0.6	2.33	0.776	0.786	1.250
9	6	2	4	0.6	4.28	0.527	0.537	1.840
9	6	6	4	0.6	4.28	0.527	0.520	1.347
9	6	6	1.3	0.6	9.8	0.499	0.499	0.040
Ortalama yüzde hata								0.98



Şekil 3. Eğitim verileri için simülasyon ile YSA sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 4. Test verileri için simülasyon ile YSA sonuçlarının karşılaştırılması

5. Sonuç

Bu çalışmada, CKMA'ların rezonans frekansının belirlenmesinde YSA'ya dayanan bir ÇKA modeli önerilmiştir. 144 adet CKMA'nın simülasyonu yapılarak her bir anten için rezonans frekansı değerleri elde edilmiştir. Eğitim ve test verileri için ÇKA için hesaplanan değerler, simülasyon sonuçları ile iyi bir uyum içerisinde olduğu görülmüştür. 129 eğitim verisi için ortalama yüzde hata değeri %0.95, 15 test verisi için ortalama yüzde hata değeri ise %0.98 olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlar, ÇKA'ya dayanan YSA'nın UHF bandında çalışan CMKA'ların rezonans frekansının belirlenmesinde başarılı bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

Kaynaklar

[1]. Howell J.Q., "Microstrip antennas", IEEE Trans Antennas Propagatation Magazine, AP-23, s. 90–93, 1975.
[2]. Kumar G. ve Ray K.P., Broadband Microstrip Antennas, USA, Artech House, 2003.
[3]. Garg R., Bhartia P., Bahl I. ve Ittipiboon A., Microstrip Antenna Design Handbook, Londra, Artech House, 2001.
[4]. Deshmukh A.A. ve Kumar G., "Formulation of resonant frequency for compact rectangular microstrip antennas", Microwave and Optical Technology Letters, cilt 49, s. 498–501, 2007.
[5]. Ermis S., "Determining the resonant frequency equation of c-shaped compact microstrip antenna by using differential evolution algorithm", Yüksek Lisans Tezi, Mersin Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mersin, Türkiye, 2009.
[6]. Paulson M., Kundukulam S.O., Aanandan C.K. ve Mohanan P., "Resonance frequencies of compact microstrip antenna", Electronics Letters, cilt 37, s. 1151–1153, 2001.
[7]. Paulson M., Kundukulam S.O., Aanandan C.K. ve Mohanan P., "Resonance frequencies of compact microstrip antenna", Electronics Letters, cilt 37, s. 1151–1153, 2001.
[8]. Bhunia S., Sarkar D. ve Biswas S., "Reduced size small dual and multi-frequency microstrip antennas", Microwave and Optical Technology Letters, cilt 50, s. 961–965, 2008.
[9]. Sheta A.F., Mohra A. ve Mahmoud S.F., "Multi-band operation of a compact H-shaped microstrip antenna", Microwave and Optical Technology Letters, cilt 35, s. 363–367, 2002.
[10]. Sagiroglu S. ve Guney K., "Calculation of Resonant Frequency for an Equilateral Triangular Microstrip Antenna with the Use of Artificial Neural Networks", Microwave and Optical Technology Letters, cilt. 14, s. 89-93, 1997.
[11]. Christodoulou C.G. ve Georgiopoulos M., Application of Neural Networks in Electromagnetics, Artech House, MA, 2001.
[12]. Guney K. ve Sarikaya N., "A hybrid method based on combining artificial neural network and fuzzy inference system for simultaneous computation of resonant frequencies of rectangular, circular, and triangular microstrip antennas", IEEE Trans Antennas Propagation Magazine, AP–55, s. 659–668, 2007.
[13]. XFdtd, Remcom Inc., State College, PA, versiyon 6.0, 2008.

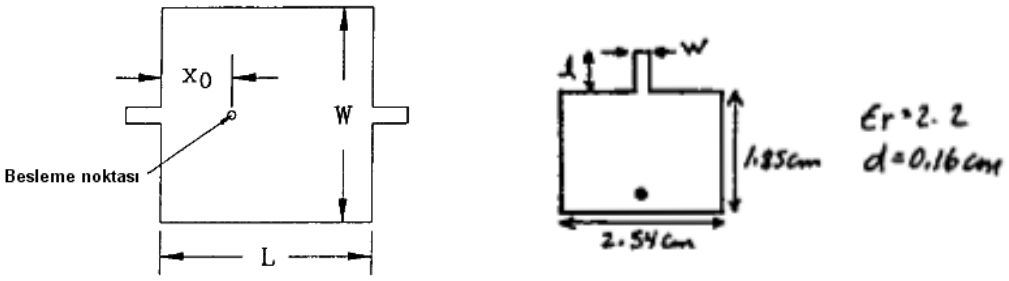
Dairesel Polarizasyonlu Frekansı Değiştirilebilir Konik Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten Tasarım ve Analizi

Volkan AKAN[1], Erdem YAZGAN[2]
[1]TÜBİTAK UZAY, İletişim Sistemleri Grubu,
ODTÜ, Ankara,
volkan.akan@uzay.tubitak.gov.tr
[2]Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü,
Beytepe, Ankara,
yazgan@hacettepe.edu.tr

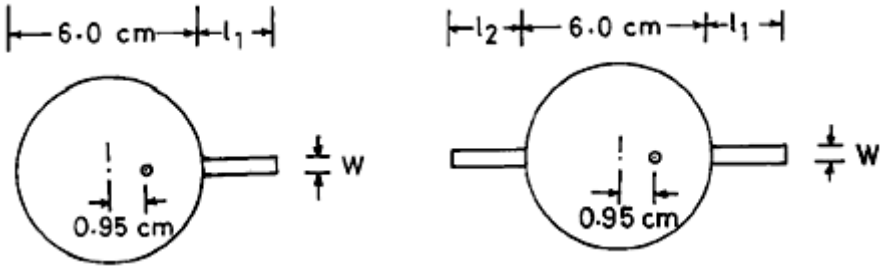
Özet: *Özellikle LEO (Low Earth Orbit) uydu haberleşmesi için dairesel polarizasyonlu antenler tercih edilmektedir. Bunun nedeni uydunun sürekli hareket halinde olması ve polarizasyon uyumsuzluk kaybının dikkate alınma zorunluluğudur. Ayrıca uydu üzerinde kısıtlı alan ve hacim bulunmasından dolayı da antenin mümkün olan en küçük boyutlarda ve ağırlıkta olması gerekmektedir. Son olarak uydunun kısıtlı güç bütçesi düşünüldüğünde antenin pasif ve konik bir ışıma örüntüsüne sahip olması elektromanyetik enerjinin düşük yükselme açılarına yönlendirilmesi için oldukça önemlidir. Bu çalışmada özellikle LEO uydularında kullanılmak üzere iki noktadan prob beslemeli dairesel polarizasyonlu ve frekansı değiştirilebilir konik ışıma örüntüsüne sahip mikroşerit anten analiz ve tasarımı çalışmaları sunulmaktadır.*

1. Giriş

Mikroşerit yapıların anten olarak kullanılması ilk olarak Deschamps [1] tarafından ortaya atılmıştır. Yapının uygulanması ise Gutton ve Baissinot [2] tarafından gerçekleştirilmiştir. Malzeme üretimindeki hızlı gelişmeler sayesinde de bu antenlere olan ilgi de artmıştır. İlk pratik uygulama 1970 lerde Munson [3] ve Howell [4] tarafından yapılmıştır.Özellikle mikroşerit antenlerin bant genişliği oldukça düşük ve kalite faktörü oldukça yüksektir. Yapılan tasarımlarda özellikle taban malzemesinin (dielektrik) tek biçimli olmaması, üretim hataları vb. durumlardan dolayı rezonans frekansının kayması olasıdır ve uygulamada çok karşılaşılan bir sorundur. Bu nedenle bu antenlerin üretiminden sonra çalışma frekansına çekilmesi için kolay ayar yapılabilir olması uygulama kolaylığı sağlamaktadır. Bu amaçla genel literatürde ayarlama şeritleri kullanılan mikroşerit anten yapıları üzerine çalışmalar yapılmıştır. Dörtgensel mikroşerit anten için Plesis [5] ve Pozar [6] tarafından uygulamalı çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Önerilen bu yapılar Şekil 1'de görülmektedir.



Şekil 1 Ayarlama şeritleri ile önerilen dörtgensel mikroşerit anten yapıları [5, 6].

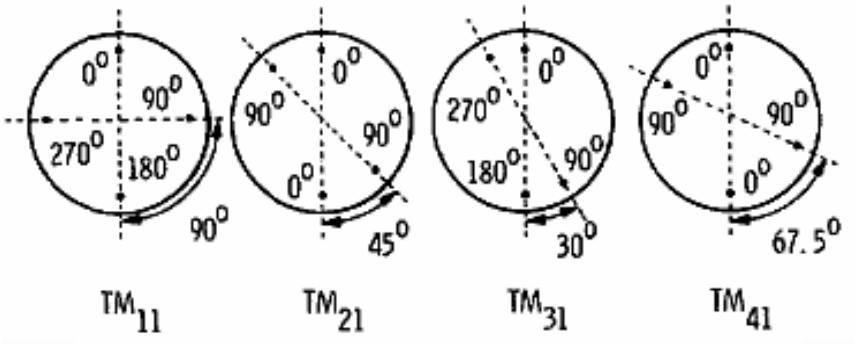


Şekil 2 Ayarlanabilir dairesel mikroşerit anten yapıları [7].

Dairesel mikroşerit antenler içinse bu yapı frekans ayarlanabilirliği ve çift frekans da çalışma amacıyla Ray ve Kumar [7] tarafından yapılmıştır. Şekil 2'de önerilen ayarlanabilir dairesel mikroşerit anten yapıları görülmektedir.

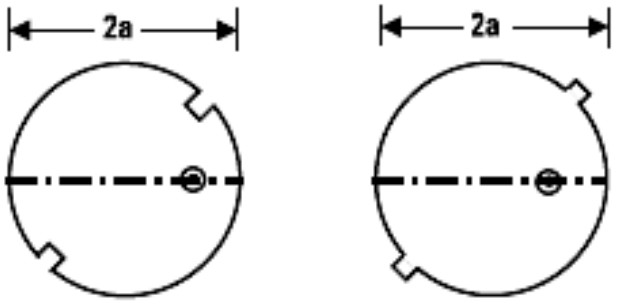
2. Dairesel Polarizasyonlu Frekansı Değiştirilebilir Konik Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten için Önerilen Yapı

Koaksiyel prob besleme ile dairesel kutuplanmalı dairesel yapıdaki mikroşerit antenlerin analiz çalışmaları konik ışıma örüntüsü sağlamak için Huang [8] tarafından literatüre sunulmuştur. Bu çalışma sonunda elde edilen yapılar dairesel mikroşerit antenin aralarında 90'ar derece faz farkı bulunan 4 problu besleme ile yapılan TM_{11}, TM_{21}, TM_{31} ve TM_{41} modlarının uyarılmasına dayanmaktadır. Bu uyarımlar aşağıdaki şekilde görülmektedir. Çok problu besleme tekniklerinde karşılaşılan en büyük sorun uygulama zorluğudur. Özellikle frekans yükseldiğinde antenin çapı küçülmekte ve besleme noktalarının pozisyonları birbirlerine çok yaklaşmaktadır ki bazı durumlarda uygulama yapılamaz hale gelmektedir. Bu nedenle genel literatürde tek problu çalışmalar da yapılmıştır. Tek problu besleme ile pertürbasyon tekniği kullanılarak dairesel kutuplanmış dörtgen mikroşerit anten çalışması ilk olarak Haneishi [9] ve diğerleri tarafından yapılmıştır.



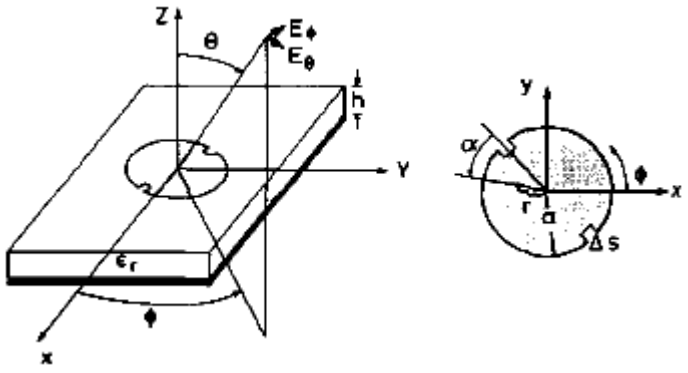
Şekil 3 Konik ışıma örüntüsü ve dairesel polarizasyon için elde edilen yapıların 4-problu beslemeleri ve bu beslemeler arasındaki fiziksel açı değerleri [8].

Şekil 4' de görüldüğü üzere antenin simetrik olarak karşılıklı olan uçlarına pertürbasyon çentikleri-şeritleri yerleştirilerek ortogonal yönlerde akım dağılımları yaratılarak dairesel kutuplanmış ışıma oluşturulması sağlanmıştır [10].



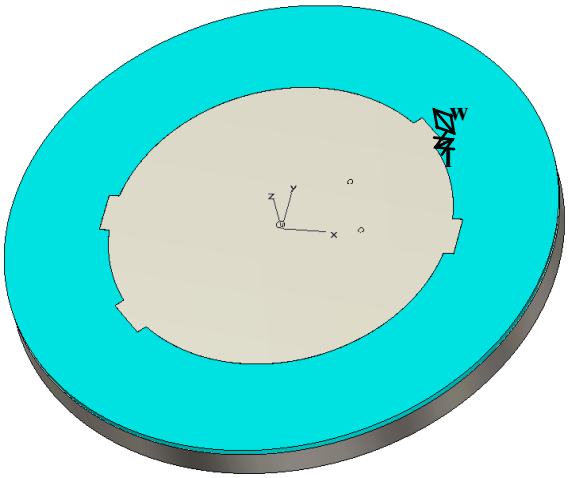
Şekil 4 Tek noktadan prob beslemeli dairesel polarizasyondaki 45^0 açılı çentik ve şerit yerleştirilmiş dairesel mikroşerit antenler [10].

Ayrıca dairesel mikroşerit anten için konik ışıma örüntülü tek prob beslemeli dairesel kutuplanmış yapı için de literatürde çalışmalar mevcuttur [11]. Önerilen bu yapı Şekil 5'de gösterilmektedir.

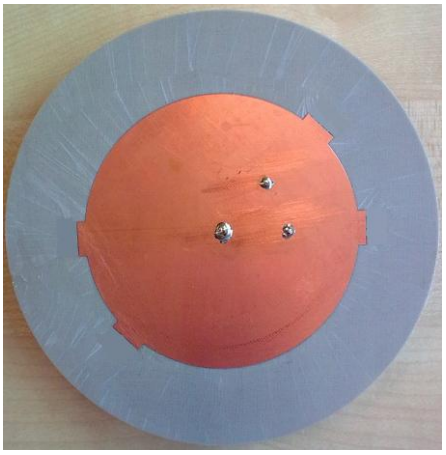


Şekil 5 Tek prob beslemeli dairesel polarizasyon ve konik ışıma örüntüsü için önerilen dairesel mikroşerit anten yapısı [11].

Yine bu yapıda da dairesel polarizasyon için çentikler kullanılmış konik ışıma örüntüsü içinse sadece TM_{21} uyarımı için besleme noktasının yeri değiştirilmiştir. Bu çalışmada ise [7]'de kullanılan yapılara benzer olarak frekans ayar saplamaları TM_{21} modunda uyarılmış dairesel mikroşerit antene uygulanmaktadır. Fakat antenin her iki prob girişine aralarında 90^0 faz farkı bulunan sinyal uygulanmaktadır. Şekil6'da elektriksel özellikleri ε_r=2.45, tanδ=0.0016 olan PCB üzerine yapılmış ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit antenin benzetimi için yapılan modellemesi görülmektedir. Şekil 7'de ise bu antenin üretilmiş prototipi görülmektedir.

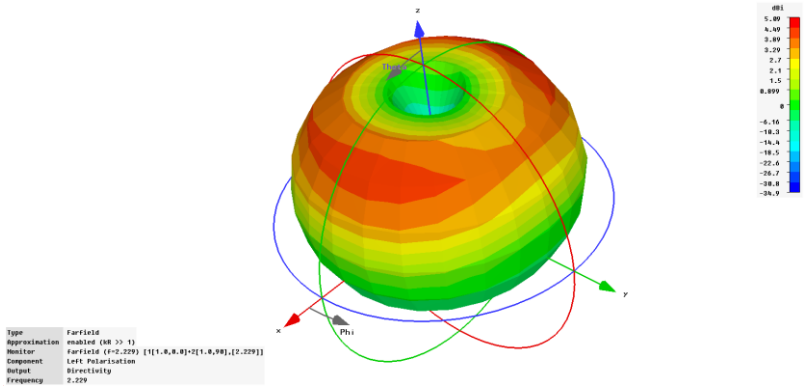


Şekil 6 h=1.575mm, εr=2.45, tanδ=0.0016, TM_{21}, f =2.229GHz, w=10mm, l_1= l_2=2.44mm, parametrelerine sahip ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit anten.



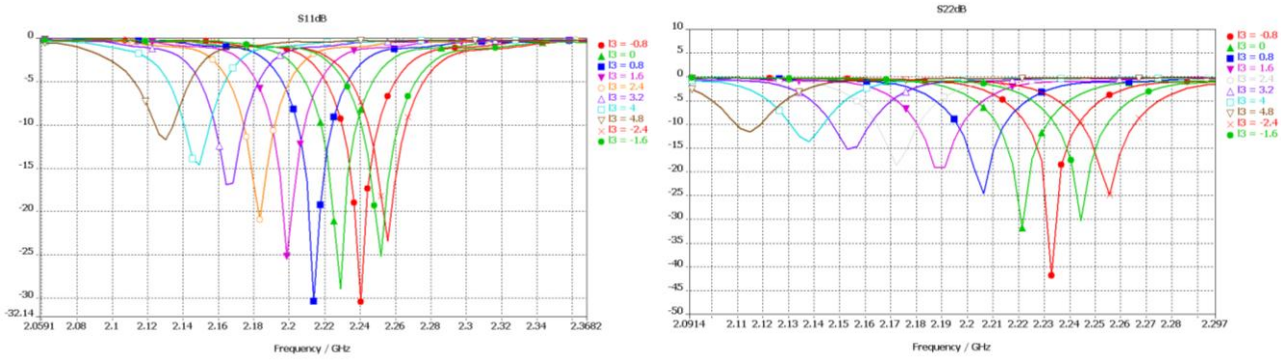
Şekil 7 h=1.575mm, εr=2.45, tanδ=0.004, TM_{21}, f =2.229GHz, w=10mm, l_1= l_2=2.4mm, parametrelerine sahip ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit antenin üretilmiş prototipi.

Buradan görüldüğü üzere x ve y eksenine 45^0'lik açı yapan bir diğer eksen üzerine iki prob TM_{21} modunda birbirlerine ortogonal alan yaratacak şekilde yerleştirilmişlerdir. Problardan biri diğerine göre 90^0'lik faz farkı ile beslenmektedir. Böylece antenin dairesel polarizasyonda ışıma yapması sağlanmaktadır. Her iki prob ekseninde bulunan ayar saplamaları frekans kaymalarını tolere etmek için ya da antenin çalışma frekansını değiştirmek için kullanılabilir. Şekil 8'de bu antenin benzetim sonucu elde edilen LHC polarizasyonunda 3-boyutlu yönlülüğü görülmektedir.

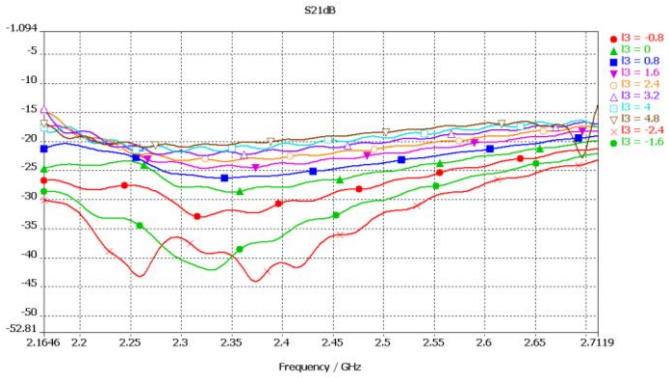


Şekil 8 h=1.575mm, ε_r=2.45, tanδ=0.0016, TM_{21}, w=10mm, l_1= l_2=2.4mm, parametrelerine sahip ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit antenin f =2.229GHz için üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü.

Beklenildiği üzere dairesel polarizasyonlu konik ışıma örüntüsü Şekil 8'deki gibi elde edilmektedir. Antenin ışıma örüntüsü doğrulaması için deneysel test çalışmaları devam etmektedir. Şekil 9'da her iki besleme noktası için benzetimle elde edilen S11; Şekil 10 da ise yine benzetimle elde edilen S21 parametreleri farklı saplama boyları için görülmektedir. Belirtilen fiziksel parametrelerle S11 ve S21 -15dB'nin altında kalması hedeflendiğinde antenin çalışma frekansı 2165MHz ile 2255MHz aralığında değiştirilebilmektedir.



Şekil 9 Yukarıda özellikleri verilen anten için farklı saplama uzunlukları (l+l3) için rezonans frekansın her iki port için değişimi .



Şekil 10 Yukarıda özellikleri verilen anten için farklı saplama uzunlukları (l+l3) için S21'in değişimi .

3. Sonuç

Mikroşerit antenler askeri ve sivil haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu kullanım alanlarından bir tanesi de uydu haberleşmesidir. Özellikle LEO uydu haberleşmesi için boyutları, kullanılan malzemelerin uzaya uygunluğu, ağırlığı ve maliyeti göz önüne alındığında kolaylıkla tercih edilmektedirler. Şimdiye kadar koaksiyel prob besleme ile dairesel kutuplanmalı dairesel yapıdaki mikroşerit antenlerin analiz çalışmaları konik ışıma örüntüsü sağlamak için Huang [8] tarafından, tek problu besleme ile pertürbasyon tekniği kullanılarak dairesel kutuplanmış dörtgen mikroşerit anten çalışması ise Haneishi [9] literatüre sunulmuştur. Bu makalede ise özellikle LEO uydularında kullanılmak üzere iki noktadan prob beslemeli dairesel polarizasyonlu ve frekansı değiştirilebilir konik ışıma örüntüsüne sahip mikroşerit anten analiz ve tasarımı çalışmaları sunulmaktadır. Elektriksel özellikleri yukarıda belirtilen PCB üzerine yapılan modellemede her iki prob ekseninde yerleştirilen saplamalar sayesinde antenin çalışma frekansı değiştirilebilmektedir.

Kaynaklar

[1] Deschamps, G. A., ‘‘Microstrip Microwave Antennas,’’ Proc. 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
[2] Gutton, H., and G. Baissinot, “Flat Aerial for Ultra High Frequencies,” French Patent No. 70313, 1955.
[3] Munson, R. E., ‘‘Single Slot Cavity Antennas Assembly,’’ U.S. Patent No. 3713162, January 23, 1973.
[4] Howell, J. Q., ‘‘Microstrip Antennas,’’ IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-23, January 1975, pp. 90–93.
[5] Plesis, M., Cloete, J., “Tuning Stubs for Microstrip-Patch Antennas”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 36, No. 6, December 1994.
[6] Pozar, D.M., “Trimming Stubs For Microstrip Feed Networks and Patch Antennas”, IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, December 1987, pp.26-28.
[7] Ray, K.P., Kumar, G., “Tuneable and Dual-Band Circular Microstrip Antenna with Stubs”, IEEE Transactions on Antennas And Propagat., Vol. 48, No. 7, July 2000, pp.1036-1039.
[8] Huang, J., “Circularly Polarized Conical Patterns from Circular Microstrip Antennas”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, No.9, pp.991-994, Sept.1984.
[9] Haneishi, M., Yoshida, S., “A Design Method of Circularly Polarized Rectangular Microstrip Antenna by One-Point Feed”, Electronics and Communications in Japan, Vol. 64-B, No.4, 1981.
[10] Haneishi, M., Nambara, T., Yoshida, S., “Study on Ellipticity Properties of Single-Feed-Type Circularly Polarized Microstrip Antennas”, Electronics Letters, Mar. 4, 1982, vol. 18, No. 5, pp. 191-193.
[11] Nakano, H.; Vichien, K.; Sugiura, T.; Yamauchi, J., “Singly-fed patch antenna radiating a circularly polarised conical beam”, Electronics Letters, Vol. 26, Issue 10, May 1990, pp.638 – 640.

Çift Frekansta Çalışan Yeniden Yapılandırılabilir Ayrık Halka Yansıtıcı Dizi Anten Birim Hücre Tasarımı

Caner Güçlü[1], Julien Perruissau-Carrier[2], Özlem Aydın Çivi[1]
[1] Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
cguclu@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr,

[2]Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC), Barselona, İspanya
julien.perruisseau@cttc.cat

Özet: *Bu çalışmada K ve Ka bantlarında bağımsız çalışabilen, RF MEMS anahtarlarla yeniden yapılandırılabilir özellik kazandırılmış, ayrık halka elemanlı yansıtıcı dizi anten birim hücresi tasarlanmıştır. Tasarlanan birim hücre, dairesel polarizasyonlu dalgaların polarizasyon yönlerini koruyarak yansıtmakta ve faz kontrolünü sağlamaktadır. Ayrı halka elemanı, iletken tabaka ile sonlandırılmış 0.5mm kuvartz taban üzerinde RF MEMS anahtarlarla birlikte üretilecektir. Çift frekanslı dizi iç içe geçmiş farklı boyutlarda iki ayrık-halka dizisi şeklinde tasarlanmıştır.*

1. Giriş

Bu çalışmada, dairesel polarizasyonda çift frekansta çalışan, yeniden yapılandırılabilir yansıtıcı dizi anten için birim eleman tasarımı yapılmıştır. Yeniden yapılandırma, RF MEMS anahtarların birim eleman tasarımıyla bütünleştirilmesi ile sağlanmıştır. Yansıtıcı dizi antenler, yansıtıcı antenlerin ve dizi antenlerin avantajlarını bir araya getirerek, düşük maliyet ve yüksek performans sağlamaktadır. Yeniden yapılandırılabilir uygulamalarda ise, çoklu bant uygulamaları, örüntü şekillendirme ve elektronik tarama yetenekleri kazanırlar. Bu nitelikleri gerçekleyebilmek bakımından seçilen yansıtıcı elemandan elde edilen faz eğrisinin, doğrusal ve 360° kapsamlı olması önemlidir [1]. Doğrusal polarizasyonlu yansıtıcı dizi antenlerde elemanın fazını kontrol etmek için, eleman büyüklüğünü değiştirmek, kapasitif yükleme, çıkıntılar ekleyerek faz denetleme gibi birçok yöntem vardır [2], [3]. Dairesel polarizasyonlu yansıtıcı dizi antenlerde ise, bu geometri değiştirme yöntemlerine ek olarak farklı fiziksel açılarda konumlandırılmış özdeş elemanlar da kullanılabilir [4]. Birim elemandan yansıyan dalganın, gelen dalgayla aynı yönde dairesel polarizasyona sahip bileşeni, elemanın fiziksel dönüş açısıyla doğru orantılı bir faz kaymasına uğrar.

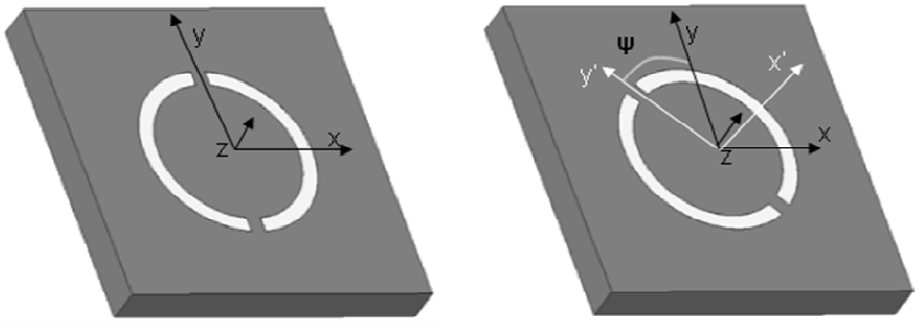
Bu çalışmada, yansıtıcı dizi birim elemanı olarak, arka tarafı iletken kaplı kuvartz taban malzemesi üzerine basılmış ayrık halka kullanılmıştır. Ayrık halka belli frekans aralıklarında, yüzeye dik gelen dairesel polarizasyonlu dalgaları, dönüş yönlerini koruyarak yansıtma niteliğine sahiptir. Ayrıca, ayrık halka, geometrisi bakımından farklı boyutlarda biraraya getirilerek çoklu frekans uygulamalarında kullanılmaya uygundur. Ayrık halkanın simetrik geometrisi, RF MEMS anahtar ile anahtarlanarak fiziksel dönüşü sağlayacak biçimde ayrığın açısal konumunu değiştirmeye elverişlidir.

Şekil 2'te görüldüğü gibi 3 çift karşılıklı anahtar yoluyla, her seferinde açıklıkları oluştumak üzere karşılıklı iki anahtar açık ve diğerleri kapalı olmak üzere 3 farklı açısal konumda ayrık halka oluşturulabilmektedir. Bu çalışmada, iki farklı frekansta çalışan ayrık halka dizilerinin birbirinin içine geçecek şekilde Şekil 4'te görüldüğü gibi yerleştirildiği, dairesel polarizasyonlu, çift frekansta çalışan yeniden yapılandırılabilir yansıtıcı dizi anten için birim eleman tasarımı ve elektromanyetik benzetimi yapılmıştır

2. Teori ve Tasarım İlkeleri

Dairesel polarizasyonlu dalgaların fazının, yansıtıcı elemanın fiziksel açısına bağımlılığının matematiksel ifadesine erişmek tasarımın temel ilkelerini belirlemek açısından önemlidir. Hedeflenen ifadenin türetilmesi için gerekli tanımların yapılması yansıtıcı elemanın işlevsel niteliklerini belirlemek kadar, dairesel polarizasyonlu dalgaların ifadelerinin anlamlanmasını sağlayacaktır. Bu matematiksel işlemlerin ayrıntıları [4]ve [5]'te verilmiştir.

Dairesel polarizayonlu dalganın, ayrık halka birim hücresinden yansımasının, halkadaki ayrığın dönüş açısıyla olan ilişkisini incelerken Şekil 1'deki üslü ve üssüz koordinat sistemleri arasında ileri ve geri dönüşümler yaparak temel ifadeye erişebiliriz.



(a) (b)

Şekil 1. Yansıtıcı elemanla birlikte dönen üslü koordinat sistemi ve temel koordinat sistemi.

Şekil 1-(b)'deki birim hücreye, denklem (1)'deki gibi bir dairesel polarizasyonlu dalga gönderidiğimizde, yansıyan dalganın ifadesi denklem (2)'deki gibi olacaktır:

$$\overrightarrow{E^{gelen}} = (\hat{a}_x \pm j\,\hat{a}_y)E^{gelen}\,e^{jz} \tag{1}$$

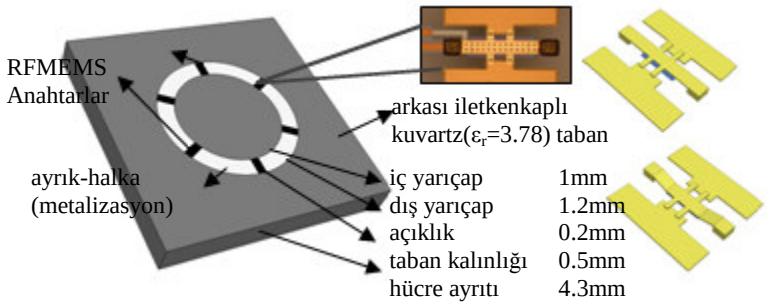
$$\overrightarrow{E^{yansıyan}} = 0.5E^{gelen}\Gamma_{eş-pol.}(\hat{a}_x \mp j\,\hat{a}_y)e^{\pm j2\psi}e^{-jz} + 0.5E^{i}\Gamma_{çapraz-pol.}(\hat{a}_x \pm j\,\hat{a}_y)\,e^{-jz} \tag{2}$$

Denklem (1) ve (2)'den yola çıkarak, yansıyan dalgada eş polarizasyonlu ve çapraz polarizasyonlu iki bileşen oluştuğu görülür. Yansıyan dalganın içindeki eş polarizasyonlu bileşenin fiziksel dönüş açısıyla doğru orantılı bir faz kazandığı, buna karşılık yansıyan dalganın çapraz polarizasyonlu bileşeninde böyle bir değişikliğin bulunmadığı görülmektedir. Ayrıca dikkat edilmesi gereken başka bir nokta, eş polarizasyonlu yansıyan bileşenin fazındaki katkının, polarizasyonun sağ veya sol dairesel polarizasyona göre işaret değiştirmiş olmasıdır. Son olarak üzerinde durulması gereken önemli bir nokta da bu faz katkısının frekanstan ve eş polarizasyonlu dalganın yansıma seviyesinden bağımsız oluşudur.

Bu bilgiler ışığında elimizdeki yansıtıcı eleman hakkında sağlamamız gereken bir koşul, çalışma frekansında yansıma esnasında çapraz polarizasyonu kabul edilebilir ölçülerde bastırmasıdır. Bu çalışmada seçilen birim elemanın dairesel polarizasyonlu aydınlatma altındaki bir yansıtıcı dizi anten elemanında fiziksel dönüşle faz kontrolü prensiplerini uygulamaya uygun olması gerekmektedir.

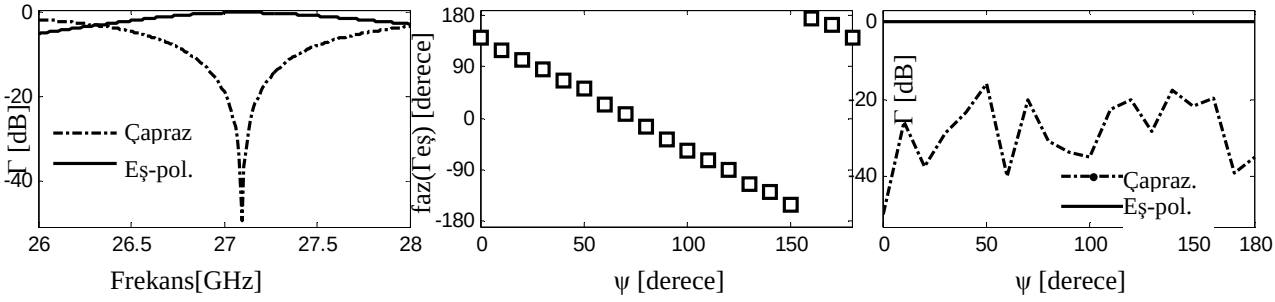
3. Yansıtıcı Birim Eleman Olarak Ayrık-halka

Ayrık-halka bu çalışma kapsamında yansıtıcı dizi anten birim elemanı olarak seçilmiştir, çünkü toprak düzlem üzerinde kuvartz tabanda tasarlanan ayrık halka elemanı, üzerine dik olarak düşen dairesel polarizasyonlu bir dalgayı eş polarizasyonlu olarak yansıtabilir. Yapının simetrik olması nedeniyle, fiziksel dönüş etkisini uygulamak yalnızca ayrığın konumunu değiştirerek kolayca halledilir. Üzerindeki ayrığın açısal konumunun değişmesi sonucu dairesel polarizasyonlu dalgaların fazı kontrol edilir.



Şekil 2. Benzetimi gerçekleştirilen tek frekanstaki ayrık-halkalı birim hücre ve RF MEMS anahtarlar.

Ansoft HFSS mikrodalga benzetimi kullanılarak tasarlanan örnek ayrık-halka birim elemanın faz kontrol eğrisi ve frekans tepkisi elde edilmiştir. Şekil 3-a'da görüldüğü üzere, tasarlanmış eleman 27.15GHz'de çapraz polarizasyonu bastırmıştır. Bu frekansta, ayrık halka yapısı fiziksel olarak çevrildiğinde doğrusal ve 360° kapsamlı bir faz eğrisi elde edilmiştir ve çapraz polarizasyon tüm açılar için iyi bastırılmıştır (Şekil 3 (b) ve (c)).



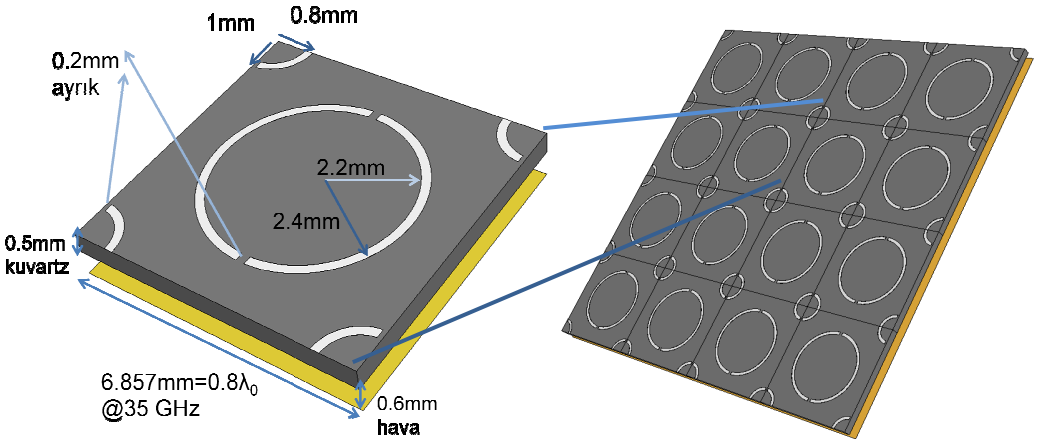
(a) (b) (c)

Şekil 3. Tek ayrık-halkadan oluşan yansıtıcı dizi elemanın karakteristiği, (a) frekans tepkisi, (b) faz eğrisi, (c) farklı açılar için yansıyan eş ve çapraz polarizasyon seviyeleri.

Elemanının yeniden yapılandırılabilir hale getirilmesi, üzerinde koyulan RF MEMS anahtar çiftleriyle gerçekleştirilmiştir (Şekil 2). Toplam 6 adet olmak üzere, 60° fiziksel açı aralığıyla yerleştirilen anahtarların, halka üzerinde karşılıklı olarak eşleştirilmesi ile 3 anahtar çifti oluşturulur. Bu çiftlerden 2 tanesi uyarılmış, 1 tanesi uyarılmamış olduğunda ayrık-halka yapısı elde edilir. Böylece 60° fiziksel arayla yerleşmiş RF MEMS anahtar çiftleri, 120°'lik faz çözünürlüğü sağlar.

3- Çift Frekansta Çalışan Birim Hücre

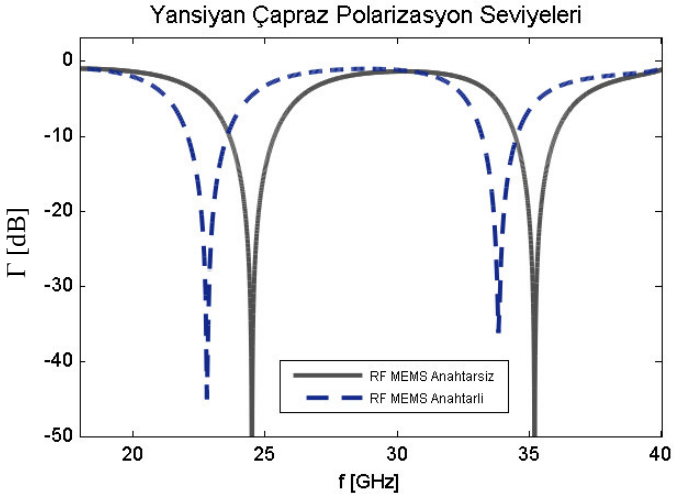
Çift frekansta çalışan bir hücre oluşturmak için iki ayrı boyutta ayrık-halka tasarlamak ve bunları bir arada kuvartz tabana yerleştirmek gereklidir. Alternatifler, bu halkaları eş merkezli olarak yerleştirmek ya da iki ayrı boyutta halka içeren birim hücre dizilerini köşeli/merkezli iç içe geçirmektir. Amaç oluşturulan çift frekanslı bu yeni birim elemanın iki frekansta bağımsız faz kontrol yeteneğine sahip olmasıdır. Bu yönde yapılan tasarımlar eş merkezli halkaların, eşlenim bakımından büyük dezavantaja olduğunu ortaya çıkarmıştır ve tasarımın Şekil 4'te gösterilen hali tercih edilmiştir. Sonuçta, tasarlanan birim eleman K ve Ka bantlarında faz kontrol yeteneğine sahiptir.



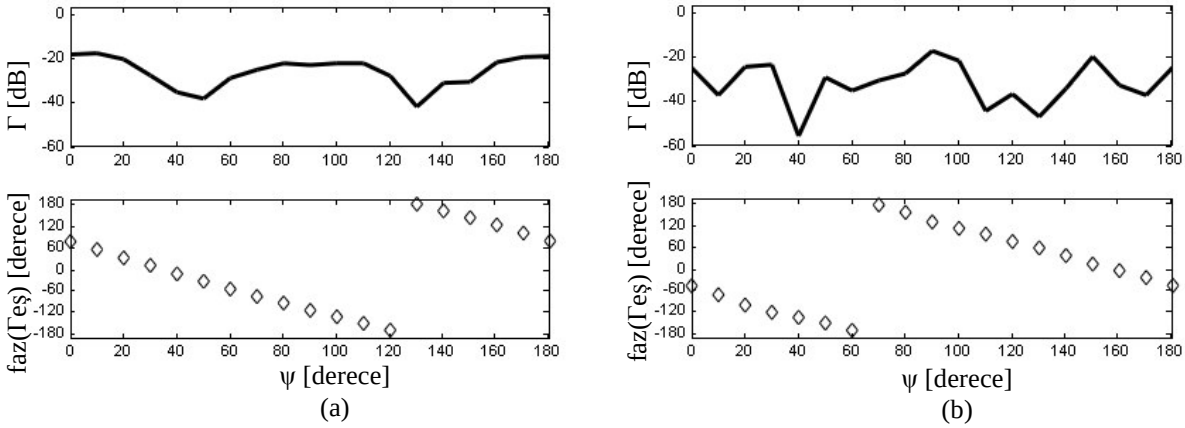
Şekil 4. Çift frekansta çalışan, yansıtıcı birim eleman yapısı.

EM benzetimler, Ansoft HFSS yazılımında periyodik sınır koşulları ve sonsuz düzlemsel dizi kabulü kullanılarak yapılmıştır. Beklendiği gibi ODTÜ RF MEMS grubunun geliştirdiği RF MEMS anahtar ayrık halkayla bütünleştirildiğinde frekans tepkisinde kayma olmakla beraber bu beklenen ve telafi edilebilecek bir durumdur. Şekil 5'te görüldüğü üzere 24.4GHz ve 35GHz olmak üzere, K ve Ka bantlarında çapraz polarizasyon bastırılmıştır.

Büyük ayrık-halka düşük bantta ve küçük ayrık-halka da yüksek bantta fazı kontrol etmektedir. İlgili bantlarda, faz kontrolünde görevli ayrık-halka döndürüldüğü ve diğeri statik tutulduğu durumlarda benzetimler yapılmıştır. Şekil 6'da açıkça görüldüğü gibi, tasarlanan yansıtıcı dizi anten birim hücresi K ve Ka bantlarında işlevini beklendiği gibi yerine getirmektedir, faz eğrisi doğrusal ve 360° kapsamlı, çapraz polarizasyon ise tüm açısal konumlar için kabul edilebilir derecede düşük seviyelerdedir.



Şekil 5. Çift frekansta çalışan birim hücrenin frekans tepkisi (RF MEMS anahtarları benzetime dahilken ve dahil değilken).



Şekil 6. Çift frekansta çalışan birim hücrenin (a) K bantında, (b) Ka bantında çapraz polarizasyon bastırma ve faz eğrisi.

3. Sonuç

0.5mm kuvartz taban üzerinde, K ve Ka bantlarında dairesel polarizasyonlu dalgaların fazını kontrol edebilen yansıtıcı dizi anten birim hücresi tasarlanmıştır. Birim hücre yansıtıcı dizi antenlerin temel beklentilerini karşılayacak faz aralığına ve doğrusallığa sahiptir. Kullanılan anahtar teknolojisi ODTÜ RF MEMS grubu tarafından geliştirilmiştir ve tasarım ODTÜ RFMEMS üretim süreci kullanılarak ODTÜ MEMS Merkezinde üretilecektir .

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK-EEEAG-107E090 ve COST-IC0603-ASSIST tarafından kısmen desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] Pozar, D.M.; Targonski, S.D.; Syrigos, H.D., "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.45, no.2, pp.287-296, Şubat 1997

[2] Javor, R.D.; Xiao-Dong Wu; Kai Chang, "Beam steering of a microstrip flat reflectarray antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994. AP-S. Digest* , vol.2, no., pp.956-959 vol.2, 20-24 Haziran 1994

[3] Pozar, D.M.; Metzler, T.A., "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," *Electronics Letters* , vol.29, no.8, pp.657-658, 15 Nisan1993

[4] Huang, J.; Pogorzelski, R.J., "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.46, no.5, pp.650-656, Mayıs 1998

[5] Han, C.; Rodenbeck, C.; Huang, J.; Kai Chang, "A C/ka dual frequency dual Layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , sayı.52, no.11, pp. 2871-2876,Kasım 2004

RF MEMS ANAHTARLI AYARLANABİLİR YANSITICI DİZİ ANTENİ

Ömer Bayraktar, Özlem Aydın Çivi ve Tayfun Akın
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
bomer@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr, tayfuna@metu.edu.tr,

Özet: *Bu bildiride huzme yönü RF MEMS anahtarlar ile ayarlanabilen, 10x10 elemanlı düzlemsel yansıtıcı dizi anteni sunulmuştur. Dizi elemanı olarak yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteni kullanılmıştır. Dizideki yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenin iletim hatlarında bulunan RF MEMS anahtarlar ile iletim hatlarının boyları değiştirilerek elektromanyetik dalganın yansıma fazı ayarlanmış ve ana huzmenin yönünün değiştirilmesi amaçlanmıştır. 26.5 GHz'de tasarlanan yansıtıcı dizi anteninde toplam 90 tane RF MEMS anahtar bulunmaktadır. ODTÜ-MEMS tesislerinde geliştirilen yüzey mikro işleme ve pul bağlama üretim süreçleri ile yansıtıcı dizi anteni, RF MEMS anahtarlar ile tek parça olarak üretilmektedir. Benzetimler ile ana huzmenin istenildiği gibi yaklaşık 40°'ye döndürüldüğü gösterilmiştir.*

1. Giriş

Yansıtıcı dizi anteni kaynak anten tarafından aydınlatılır ve üzerine gelen elektromanyetik dalganın yansıma fazı her bir dizi elemanında ayrı ayrı ayarlanarak ana huzmenin yönü belirlenir [1]. Çanak antenlerle karşılaştırıldığında, çanak antenlerin küresel yapısına göre mikroşerit yansıtıcı dizi anteni düz ve basit bir yapıya sahiptir ve parça parça üretilerek istenilen geometrik yüzeye kolayca monte edilebilir. Ayrıca yansıtıcı dizi antenlerinde uygun tasarım ile özel şekillendirilmiş ana huzme ışınımları elde edilebilir [2]. Geniş bantlı dizi elemanları kullanılarak geniş bantta çalışan yansıtıcı yüzeyler oluşturulabilir [3]. Yansıtıcı dizi anten yapısında, dizi anten elemanlarına ayarlanabilirlik özelliği katılarak elektronik tarama yapılabilir. Elektronik tarama yapabilen faz dizili antenlere göre yansıtıcı dizi antenleri, mikroşerit besleme ağı içermemesi ve beslemenin uzaydan yapılması sebebi ile daha az kayba sahiptir.

Literatürde ayarlanabilir dielektrik malzeme, pin diyot ve MEMS anahtar yapıları kullanan ayarlanabilir yansıtıcı dizi antenleri sunulmuştur [4]-[6]. RF MEMS içeren örnekler sadece birim eleman olarak üretilmiş veya incelenmiştir. Bu bildiride RF MEMS anahtarlar ile tek parça üretilmiş yansıtıcı dizi anteni sunulmuştur. Daha önce sunulan çalışmaya [7] göre bu bildiride daha fazla eleman sayısına sahip bir dizi anlatılmıştır.

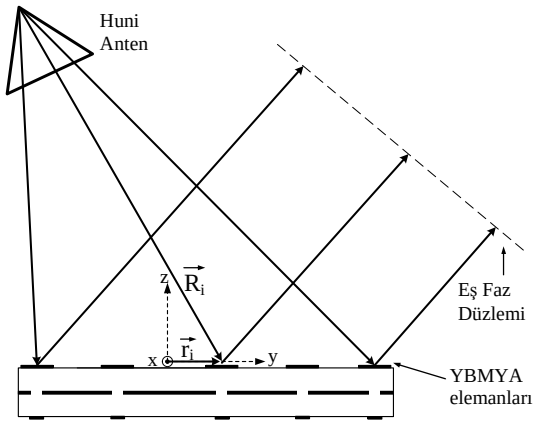
2. Yansıtıcı Dizi Anteni Tasarımı

Yansıtıcı dizi anteninin yapısı Şekil 1'de gösterildiği gibidir. Dizi elemanı olarak Şekil 2 (a)'da belirtilen yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anten (YBMYA) kullanılmıştır. Huni antenden yayılan elektromanyetik dalga, dizi yüzeydeki yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenlere gelir. Toprak düzlemindeki yarık sayesinde iletim hattına bağlanır. İletim hattının ucu açık devre olması sebebi ile elektromanyetik dalga geri yansıyarak tekrar antene bağlanır ve uzaya yayılır. Elektromanyetik dalganın mikroşerit iletim hattında aldığı mesafe, dizi elemanından ayrılırken aldığı faz kayma miktarını belirler. Dizi elemanlarından yasıma sonucu oluşan ana huzmenin belirli bir yöne yönlendirilmesi için, her bir dizi elemanında gerçekleşen faz kayma miktarının belirlenmesi gerekmektedir. Faz kayma miktarları denklem 1 yardımı ile bulunur.

$$-k_0\left(R_i+\vec{r}_i.\hat{r}\right)+\psi_i=2\pi N \qquad (1)$$

Denklem 1'de k_0 elektromanyetik dalganın uzayda yayılım sabiti, R_i kaynak anten ile i inci dizi elemanı arasındaki mesafe, r_i referans koordinat sistemi ile i inci dizi elemanı arasındaki vektörsel mesafe, r küresel koordinat sisteminde ifade edilen yarıçapsal birim vektör, ψ_i elektromanyetik dalganın i inci dizi elemanındaki faz kayma miktarı ve N tam sayıdır. Dizide toplam 100 eleman vardır. Her bir eleman için, ana huzmeyi xz-düzleminde küresel koordinatlarda θ=0° ye yönlendirmek için ψ_{i1} değerleri hesaplanır. Ardından yine xz-düzleminde ana huzmeyi θ=40° ye yönlendirmek için ψ_{i2} değerleri bulunur. Sıradaki adım ψ_{i1} ve ψ_{i2} değerlerine

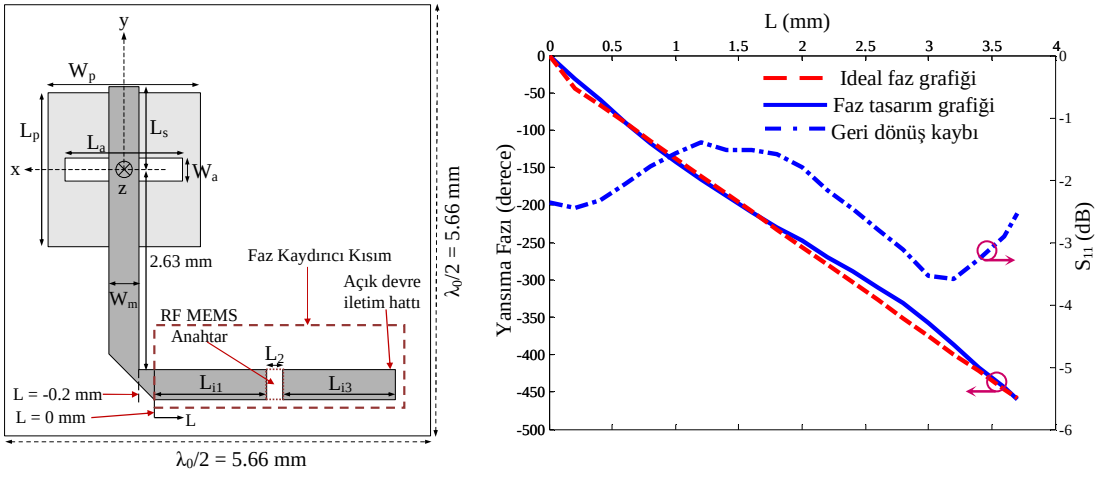
karşılık gelen, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenindeki iletim hattı uzunluklarını bulmaktır. Bu uzunluk değerleri bulunduğunda RF MEMS anahtarlar yardımı ile iletim hattının boyu iki uzunluk değeri arasında değiştirilerek ana huzme 0° ve 40°'ye yönlendirilebilir duruma gelir.



Şekil 1. Yansıtıcı dizi anteni yapısı.

2.1 Dizi Elemanı Tasarımı

Yansıtıcı diz anteninde kullanılan Şekil 2'de gösterilen yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteni iki adet 500 µm kalınlığındaki cam (ε_r=4.6, tanδ=0.005) tabakalardan oluşur. Cam tabakalardan birinin üzerinde bulunan L_p=W_p=2.03mm boyutlarına sahip yama anten, toprak düzlemine açılmış L_a=1.55mm W_a=0.3mm boyutlarındaki yarık sayesinde diğer cam pul üzerinde bulunan, RF MEMS anahtar içeren W_m=0.4mm genişliğindeki iletim hattına bağlanır. Ls=1.1mm uzunluğunda ucu açık devre kütük ile anten uzaya uyumlandırılmıştır. Yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anten HFSS yardımı ile periyodik sınır koşulları kullanılarak sonsuz dizi haline getirilmiştir. Böylece dizi elemanları arasındaki bağlaşımlar, benzetimlerde hesaba katılmıştır. Sonsuz dizi, 26.5GHz'de y yönünde doğrusal polarmış düzlem dalgası ile uyarılmıştır. Yansıyan elektromanyetik dalganın faz değerleri L uzunluğuna bağlı olarak hesaplanmış ve Şekil 2 (b)'de gösterilen faz tasarım grafiği elde edilmiştir. Faz tasarım grafiği, ideal iletim hattı için hesaplanan faz grafiğine oldukça yakındır. Şekil 2 (b)'de değişen L değerleri için hesaplanan geri dönüş kaybı grafiğinde en fazla kayıp L=3.1mm için 3.63 dB olup bu kayıp, dielektrik kaybı, iletken kayıpları ve geri ışınım kayıplarından oluşmaktadır.



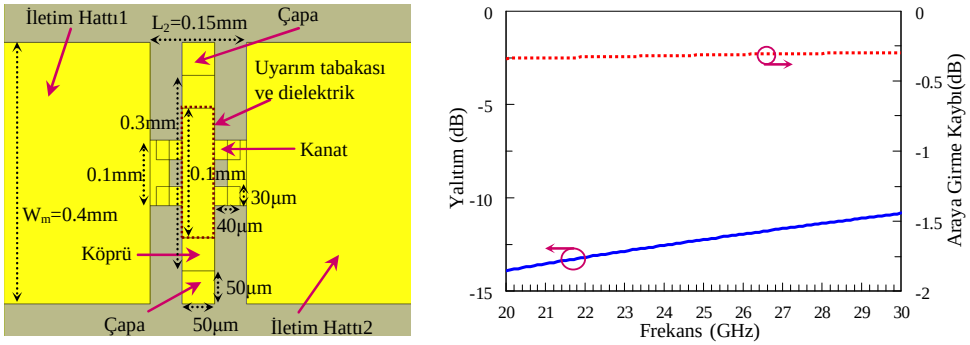
(a) **(b)**

Şekil 2. (a) Ayarlanabilir yansıtıcı dizi anteninde kullanılan, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama anteni. **(b)** 26.5 GHz'de faz tasarım grafiğinin ideal faz grafiği ile karşılaştırılması ve geri dönüş kaybı.

Ana huzmeyi 0° ve 40° ye döndürmek için hesaplanmış ψ_{i1} ve ψ_{i2} değerleri, faz tasarım grafiği kullanılarak Şekil 2 (a)'da belirtilen L_{i1} ve L_{i1}+L_2+L_{i3} iletim hattı uzunlukları bulunmuştur. İletim hatlarının arasına yerleştirilen RF MEMS anahtar ile iletim hattının uzunluğu, L_{i1} ve L_{i1}+L_2+L_{i3} arasında değiştirilerek ana huzmenin yönünün 0° ve 40° arasında değiştirilmesi amaçlanmıştır.

2.2 Seri RF MEMS Anahtar Tasarımı

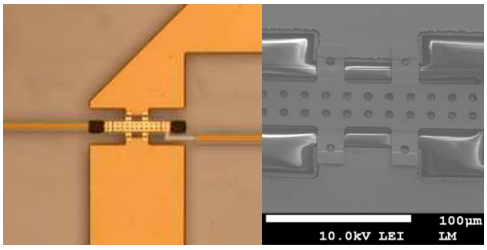
Yansıtıcı dizi anteninde kullanılan seri RF MEMS anahtar Şekil 3 (a)'da gösterildiği gibi cam katmana çapa noktalarından sabitlenmiş bir köprü yapısıdır. Köprü yukarı konumunda iken kanatlar iletim hatlarına temas etmemekte ve iki iletim hattı birbirinden elektriksel olarak yalıtılmaktadır. Köprünün altında bulunan uyarım tabakası ile köprü arasına uygulanan DC gerilim ile köprü aşağı konuma getirildiğinde, kanat noktaları iki iletim hattına da değerek elektriksel iletkenlik sağlanır. Köprünün yukarı konumu için kanatlar ile iletim hatları arasında kalan boşluk 2 µm olarak tasarlanmıştır. Şekil 3 (b)'de gösterilen benzetim sonuçlarında 20-30 GHz bandında yalıtım 10 dB'den fazla, araya girme kaybı 0.5 dB'den azdır. RF MEMS anahtarlara DC gerilim, uyarım hatları ile sağlanır. RF performansın etkilenmemesi açısından, RF MEMS anahtar yakınında Si-Cr katmanından oluşan, düşük dirençli uyarım tabakası kullanılmıştır. Gerilim kaybını önlemek amacı ile Si-Cr hatlara DC gerilim, iletkenliği iyi olan altın (Au) hatlar ile sağlanmıştır.



Şekil 3. Seri RF MEMS anahtarın **(a)** üstten görüntüsü **(b)** EM benzetim sonuçları.

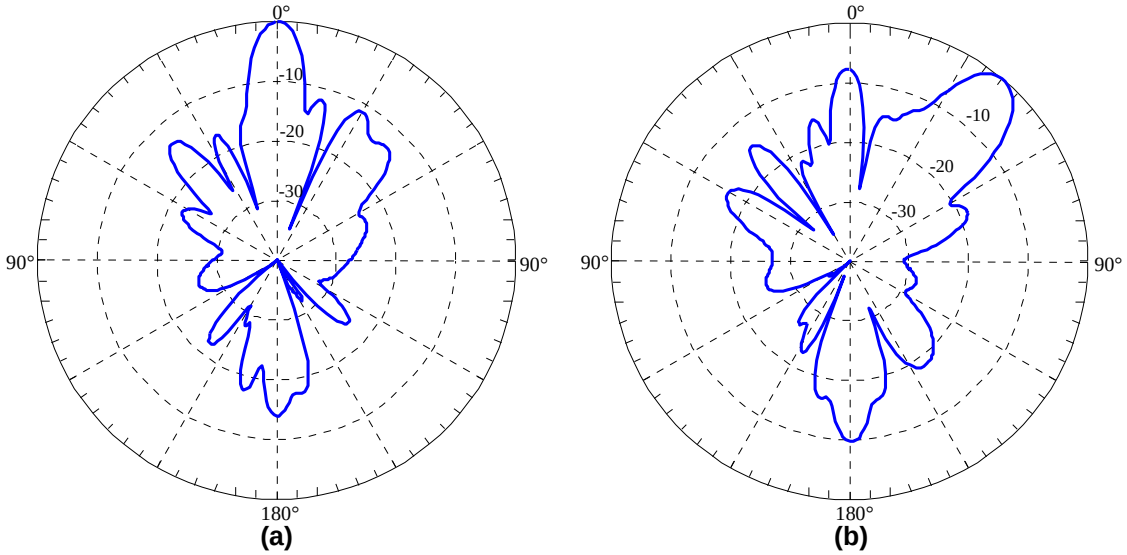
3. Üretim ve Benzetim Sonuçları

Yansıtıcı dizi anteninde kullanılan seri RF MEMS anahtarlar, ODTÜ-MEMS tesislerinde geliştirilen, ODTÜ RF MEMS yüzey mikro işleme [8] üretim süreci kullanılarak üretilmiştir. Üretilen RF MEMS anahtarın mikroskop ve SEM görüntüleri Şekil 4'te gösterilmiştir. Ayarlanabilir yansıtıcı dizi anteni, ODTÜ RF MEMS yüzey mikro işleme üretim sürecine, geliştirilen pul bağlama üretim süreci eklenerek üretilmektedir.



Şekil 4. RF MEMS anahtarın mikroskop ve SEM görüntüleri.

Tasarlanan yansıtıcı dizi anteni 26.5 GHz'de elektriksel olarak büyük bir yapıdır. Bu sebepten dolayı dizinin benzetimleri, HFSS'de yapının parçalara ayrılmasıyla yapılmıştır. Ayrıca dizi içerisinde bulunan RF MEMS anahtar yapıları ile dizi boyutları arasındaki büyük oransal fark benzetimleri zorlaştırmaktadır. Bu sebeple RF MEMS anahtarların yukarı durumu seri sığa ve aşağı durumu seri endüktör olarak modellenip benzetimler yapılmıştır. Yansıtıcı dizi anteninin benzetimleri Şekil 5'te sunulmuştur. Şekil 5 (a)'da dizi içerisindeki RF MEMS anahtarlar uygun pozisyona getirilerek ana huzme yancada (xz-düzleminde) $\theta=0°$ ye yönlendirilmiş, Şekil 5 (b)'de RF MEMS anahtarların pozisyonları değiştirilerek yancada (xz-düzleminde) ana huzmenin $\theta=40°$ ye yönlenmesi sağlanmıştır. Anten kazancı 11.9 dB ve verimliliği 0.25 olarak hesaplanmıştır. Kayıpların çoğu taşma kayıplarında kaynaklanmaktadır. Yansıtıcı dizi anteninin taşma kaybı 6.51 dB olarak hesaplanmış olup bu kayıp uygun kaynak anten tasarımı ile düşürülebilir.



Şekil 5. 26.5 GHz de H-düzleminde elde edilen ışınım örüntüsü benzetim sonuçları: **(a)** RF MEMS anahtarlar yardımı ile huzme θ=0° yönünde **(b)** RF MEMS anahtarlar yardımı ile huzme θ=40° yönünde.

3. Sonuç

Bu çalışmada seri RF MEMS anahtarlar kullanılarak, yarık bağlaşımlı mikroşerit yama antenlerden oluşan, tek parça, 10x10 elemanlı düzlemsel bir yansıtıcı dizi anteni tasarlanmıştır. HFSS ile yapılan benzetimler sonucunda, ana huzmenin yönünün 0° ve 40° arasında değiştirilebileceği gösterilmiştir.

Bilgilendirme

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK-EEEAG-104E041), Devlet Planlama Teşkilatı (DPT) ve Avrupa Birliği 6. Çerçeve Programı kapsamında AMICOM (Advanced MEMS For RF and Millimeter Wave Communications) Mükemmeliyet Ağı tarafından desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1]. D.M. Pozar, S.D. Targonski ve H.D. Syrigos, “Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 2, s. 287-296, Şubat 1997.
[2]. J. A. Encinar ve J. A. Zornoza, “Three-Layer Printed Reflectarrays for Contoured Beam Space Applications,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 5, s. 1138-1148, Mayıs 2004.
[3]. J. A. Encinar ve J. A. Zornoza, “Broadband Design of Three-Layer Printed Reflectarrays,” IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol 51, s. 1662-1664, Temmuz 2003.
[4]. T. Metzler ve D. Schaubert, “Scattering from a Stub Loaded Microstrip Antenna,” Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. Digest, Haziran 1989, s. 446 - 449,.
[5]. F. Venneri, L. Boccia, G. Angiulli, G. Amendola ve G. Di Massa, “Analysis and Design of Passive and Active Microstrip Reflectarrays,” Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Eng., vol. 13, s. 370-377, 2003.
[6]. J. Perruisseau-Carrier ve A. K. Skrivervik, “Monolithic MEMS-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360° phase range,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, s. 138–141, 2008.
[7]. Ö. Bayraktar,K. Topalli,M. Ünlü, I.Istanbulluoglu, E. U. Temoçin, H. I. Atasoy, S. Demir, Ö. Aydin Çivi, S. Koç ve T.Akin, “RF MEMS Teknolojisi ile Yansitici Dizi Anteni Tasarimi,” National URSI Symposium Turkey, 6-8 Eylül 2006, Hacettepe, Ankara, Türkiye, s. 438-440.
[8]. Kagan Topalli, Ozlem Aydin Civi, Simsek Demir, Sencer Koc ve Tayfun Akin, “A Monolithic Phased Array using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.56, no.2, s. 270-277, Şubat 2008.

Mikroşerit Hat ile Seri Beslenmiş Yarık Anten Dizilerinin Analizi ve Tasarımı

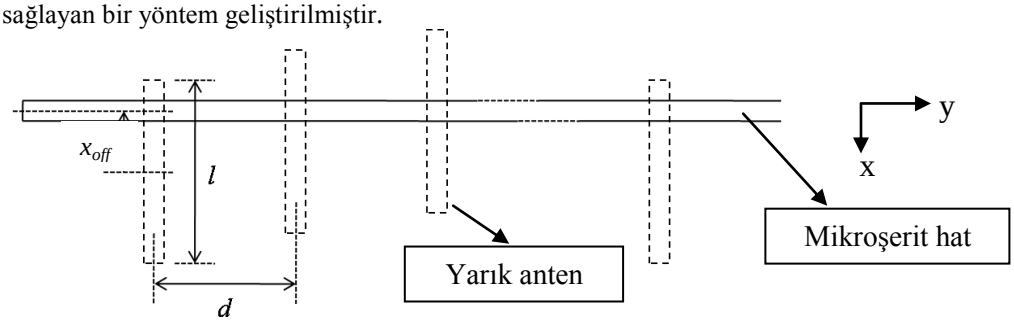
Mustafa İncebacak[1], Lale Alatan[2]
[1]ASELSAN
Mehmet Akif Ersoy Mahallesi 296. Cadde No: 16
06370 Ankara
mincebacak@aselsan.com.tr

[2] Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
06531 Ankara
lalatan@metu.edu.tr

Özet: *Mikroşerit hat ile seri beslenmiş yarık anten dizilerinin, hedeflenen bir ışıma örüntüsünü sağlayacak şekilde tasarlanmasında kullanılabilecek bir analiz yöntemi geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntem, dizi elemanları arasındaki etkileşimi gözönüne alması nedeni ile tamdalga analiz yöntemleri kadar doğru sonuçlar vermektedir. Öte yandan, eşdeğer devre modelleri kullanması nedeni ile hesaplama süreleri açısından tamdalga analiz yöntemlerine nazaran çok daha verimli çalışmaktadır.*

1. Giriş

Seri beslenmiş anten dizileri, elemanlar arası faz farkının frekansla değişmesinden dolayı dar bantlı yapılar olmalarına rağmen, besleme devresinin kapladığı fiziksel alanın küçük olması nedeni ile bir çok uygulamada tercih edilmektedir. Seri beslenmiş dizi örneklerine en çok dalgakılavuzu ile beslenmiş yarık anten dizilerinde rastlanmaktadır. Üretim kolaylığı, maliyeti ve alıcı/verici devreleri ile kolay entegre edilebilmeleri nedeni ile mikroşerit hat ile beslenmiş yarık anten dizilerinin çok yüksek güç seviyeleri gerektirmeyen uygulamarda dalgakılavuzu ile beslenmiş dizilere cazip bir alternatif oluşturabileceği düşünülmektedir. Bu çalışmada, Şekil 1'de gösterildiği gibi mikroşerit hat ile seri beslenmiş yarık antenlerin doğru ve verimli bir şekilde analizinin yapılmasına olanak sağlayan bir yöntem geliştirilmiştir.



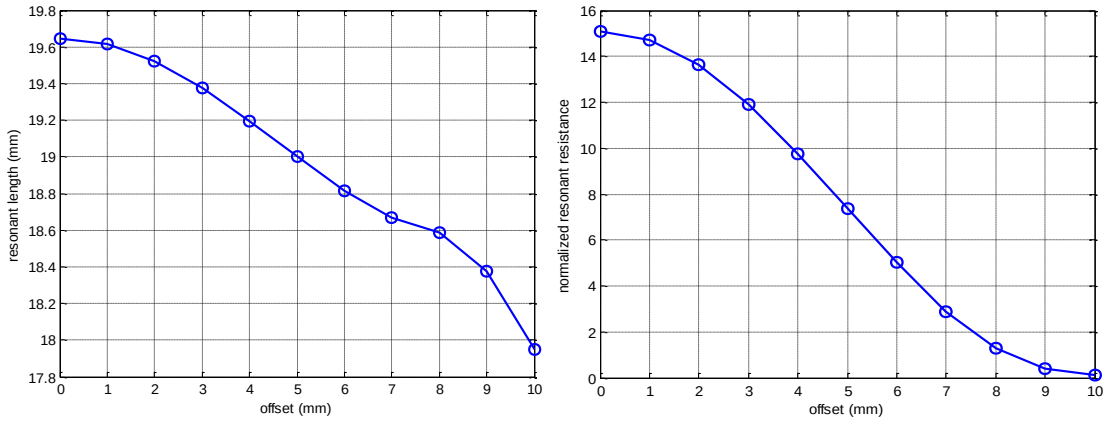
Şekil 1. **Mikroşerit hat ile seri beslenmiş yarık anten dizisi**

Yarık anten dizilerinde, yarıkların merkezinin mikroşerit hata olan uzaklığı (x_{off}) ve yarıkların uzunluğu (l) besleme katsayılarının büyüklüğünü belirlemekte, besleme katsayıları arasındaki faz farkı ise yarıklar arası uzaklık (d) ile sağlanmaktadır. Bu dizilerin analizi için literatürde iki yöntem önerilmiştir. [1]'de önerilen yöntem elemanlar arası etkileşimi de içeren bir tamdalga analiz metodudur. Bu nedenle sonuçları çok doğru ve güvenilirdir. Ancak x_{off} ve l parametrelerinin farklı değerleri için Momentlar Metodu sonucunda elde edilen matris denkleminin tekrar çözülmesi gerekmektedir. Dolayısıyla, istenen besleme katsayılarını sağlayacak l ve x_{off} değerlerinin optimize edildiği tasarım problemlerinde, bu yöntemin uygulanması tercih edilmemektedir. [2]'de sunulan yöntemde ise elemanlar arası etkileşim analizlere katılmamış, her bir yarık anten x_{off} ve l değerlerine bağlı olarak seri bir empedans ile modellenmiş ve iletim hattı denklemleri kullanılmıştır. Bu yöntem basitliği nedeni ile tasarım problemlerinde rahatlıkla kullanılabilmekte ancak tasarım sonucunda elde edilen yapı

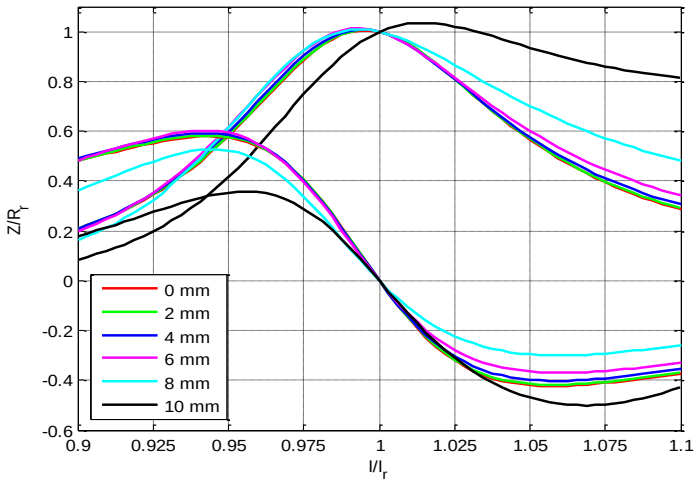
tam dalga yöntemleri ile analiz edildiğinde, yan hüzme seviyesi gibi bazı tasarım hedeflerinin tam olarak sağlanamadığı gözlenmektedir. Bu uyumsuzluğun elemanlar arası etkileşimin analizlerde gözardı edilmesine bağlı oluştuğu düşünülmüştür. Bu çalışmada, dalgakılavuzu ile beslenmiş yarık anten dizileri için önerilmiş olan [3], yarık antenleri, yarıklar arası etkileşimi de ekleyerek aktif empedanslar cinsinden modelleyen yöntem, mikroşerit hat ile beslenmiş yarık anten dizilerine uyarlanmıştır. Bidirinin ikinci bölümünde, önerilen analiz yöntemi özetlenmekte, üçüncü bölümünde, önerilen yöntemle elde edilen sonuçlar, Zeland firması tarafından geliştirilen tamdalga analiz yazılımı IE3D ile elde edilen simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmakta ve son bölümünde sonuçlar tartışılmaktadır.

2. Önerilen Analiz Yöntemi

Mikroşerit hat ile beslenen yarık antenler seri empedans olarak modellenebilmektedir. Yarıkların öz empedansları x_{off} ve l değerleri ile belirlenmektedir. Yarıkların rezonans uzunluklarının ve rezonans dirençlerinin x_{off} değerine göre değişimlerini gösteren IE3D simülasyon sonuçları Şekil 2'de sunulmaktadır. Şekil 3'den de gözlenebileceği gibi farklı x_{off} değerleri için rezonans empedansına normalize edilmiş yarıkların öz empedanslarının yarık uzunluğuna göre değişimleri rezonans uzunluğa normalize edilerek çizildiğinde çok büyük x_{off} değerleri dışındaki tüm x_{off} değerleri için grafikler çok yakın çıkmaktadır. Böylelikle Şekil 3'deki grafiğe interpolasyon yapılarak herhangi bir x_{off} ve l değeri için yarıkların öz empedansları kolaylıkla hesaplanabilmektedir.

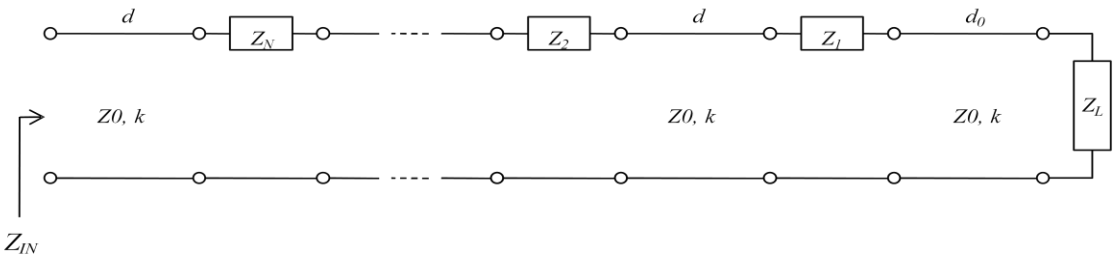


Şekil 2 Rezonans uzunluğun ve rezonans direncin x_{off} değerine göre değişimi



Şekil 3 Farklı x_{off} değerleri için yarık öz empedansının normalize yarık uzunluğuna göre değişimi

Yarıkların öz empedans değerleri kullanılarak yarık anten dizileri Şekil 4'deki gibi eşdeğer devre ile modellenebilmektedir.



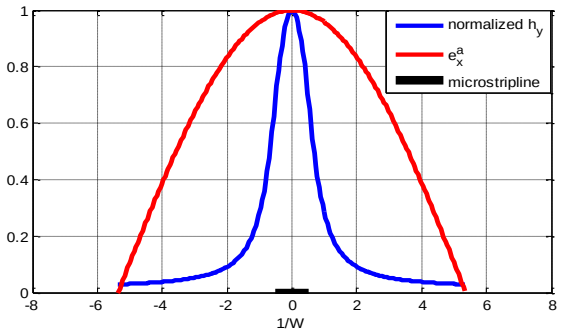
Şekil 4 Yarık anten dizisinin yarık öz empedansları cinsinden eşdeğer devresi

Öz empedans değerleri tek bir izole yarık için hesaplanmaktadır. Dizi içerisindeki bir yarığın empedansı ise dizi elemanları arasındaki etkileşim nedeni ile öz empedanstan farklılaşmaktadır. Dizi ortamındaki yarığın empedansı aktif empedans (Z^a) olarak tanımlanmakta ve [3]'dekine benzer bir şekilde aşağıdaki denklemlerle ifade edilmektedir.

$$\frac{Z_n^a}{Z_0} = \frac{f_n^2(l_n, x_{offn})}{\dfrac{f_n^2(l_n, x_{offn})}{Z_n / Z_0} + K_2 \sum_{m=1}^{N} \dfrac{V_m^s}{V_n^s} p_{mn}} \qquad K_2 = jZ_o k_0 / 2\eta_0$$

$$f_n(l_n, x_{offn}) = \frac{1}{2}\int_{S_a} e_x^a(x,y) h_y(x,y) ds \qquad p_{mn} = \int_{S_a}\int_{S_a} e_x^a(x,y) G_{yy}^{HM}(x,y;x_0,y_0) e_x^a(x_0,y_0) ds ds_0$$

Burada η_0 havanın dalga empedansı, Z_0 mikroşerit hattın karakteristik empedansı, Z_n n numaralı yarığın öz empedansı, V_n^s n numaralı yarığın voltajı, h_y mikroşerit hattın oluşturduğu manyetik alanın y bileşeni, e_x^a yarık üzerinde varsayılan elektrik alan dağılımı ve G_{yy}^{HM} bir tarafında dielektrik tabaka olan mükemmel iletken üzerindeki manyetik akımın oluşturduğu manyetik alanın Green fonksiyonudur. p_{mn} terimi yarıklar arası etkileşimi ifade eden reaksiyon integralidir. G_{yy}^{HM} ve h_y'nin hesaplanması için frekans uzayındaki Green fonksiyonlardan pozisyon uzayındaki Green fonksiyonlara dönüşüm gerekmektedir. Bu işlemin kolay yapılabilmesi için [4]'de önerilen yöntem uygulanarak pozisyon uzayındaki Green fonksiyonları kompleks eksponansiyaller cinsinden ifade edilmiştir. İncelenen örnek için e_x^a ve h_y'nin x yönündeki değişimi Şekil 5'de gösterilmektedir. p_{mn} ve f_n ifadelerindeki integraller nümerik olarak hesaplanmıştır.

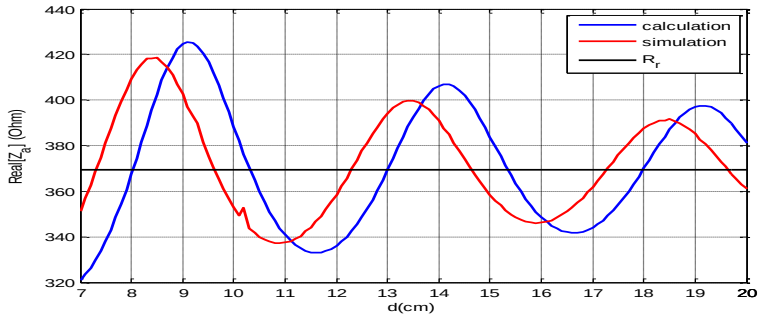


Şekil 5 e_x^a ve h_y'nin x yönündeki değişimi

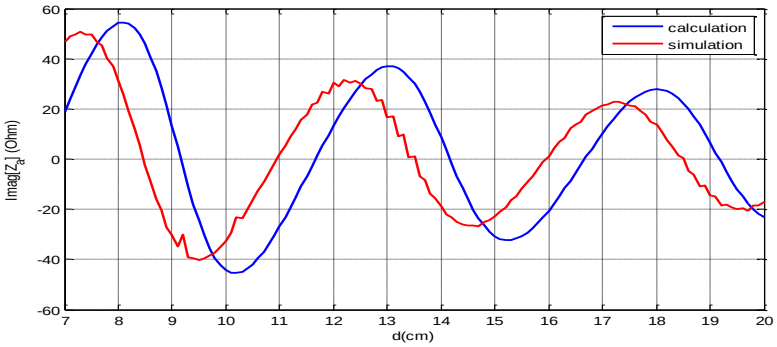
3. Analiz Sonuçları

Hesaplanan aktif empedans değerlerinin doğruluğunu test etmek amacı ile 30 mil kalınlığında, 3.55 dielektrik sabiti olan dielektrik malzeme üzerindeki iki elemanlı yarık anten dizisi incelenmiştir. 50Ω'luk mikroşerit hattın genişliği 1.741cm olarak hesaplanmıştır. 1cm genişliğindeki yarık antenler incelenmiş ve x_{off}=5cm için izole yarığın 6 GHz'deki rezonans uzunluğu 19 cm, rezonans direnci ise 370Ω olarak hesaplanmıştır. Aynı parametrelere sahip iki yarık, yarıklar arasındaki mesafeyi 7cm'den 20cm'ye kadar arttırarak IE3D ile

incelenmiştir. Bu çalışmada önerilen yöntemle hesaplanan aktif empedans değerleri IE3D simulasyon sonuçları ile karşılaştırmalı olarak Şekil 6'da sunulmaktadır. Grafikler incelendiğinde yarıklar arası mesafe arttıkça aktif empedansın reel kısmının rezonans dirence yakınsadığı, imajiner kısmının ise beklendiği gibi sıfıra yakınsadığı görülmektedir. Ayrıca simülasyon sonuçları ile önerilen analiz yöntemiyle hesaplanan sonuçların büyüklük açısından uyum içinde oldukları ancak mesafeye bağlı değişimde ufak bir kayma olduğu gözlenmektedir. Bu kaymanın nedeni araştırılmakta ve sonuçların başka bir yöntemle doğrulanabilmesine yönelik olarak anten üretim ve ölçüm çalışmaları devam etmektedir.



(a)



(b)

Şekil 6 İki elemanlı yarık anten dizisindeki bir elemanın aktif empedans değerinin elemanlar arası uzaklığa bağlı değişimi (a) Reel kısım (b) İmajiner kısım

4. Sonuç

Mikroşerit hat ile beslenmiş yarık anten dizilerinde, elemanlar arasındaki etkileşimi kapsayan aktif empedans değerlerinin hesaplanmasına yönelik işlemsel olarak verimli bir yöntem önerilmiştir. Aktif empedans değerleri ile yarık voltajları arasında $Z_n^a / Z_0 = K_1 f_n(l_n, x_{offn}) V_n^s / I_n$ şeklinde bir bağıntı vardır (I_n mikroşerit hat mod akımları). Bu bağıntı ve iletim hattı denklemleri kullanılarak x_{off} ve l değerleri verilen bir dizinin yarık voltajları, dolayısıyla dizinin ışıma örüntüsü, hesaplanabilmektedir. Bu analiz yöntemi optimizasyon algoritmaları ile birleştirilerek istenen ışıma örüntülerini sağlayacak x_{off} ve l değerleri bulunarak yarık anten dizileri tasarlanacaktır.

5. Kaynaklar

[1] Pozar, D., "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 34, no. 12, s. 1439-1446, Aralık 1986.

[2] Tulintseff A.N., "Series-fed-type linear arrays of dipole and slot elements transversely coupled to a microstrip line," *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, cilt 1, s. 128–131, Haziran 1993.

[3] Elliott, R.S., *Antenna Theory and Design*, IEEE Press and John Wiley & Sons Inc., NJ, USA, 2003.

[4] Aksun, M.I., "A robust approach for the derivation of closed-form Green's functions", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 44, no. 5, s. 651-658, Mayıs 1996.

FLASH KART BELLEKLİ HOLTER CİHAZI TASARIMI VE ÖN TARAMA AMAÇLI UYKU APNE ALGILAMA ANALİZİ

Tolga DÜNDAR, Atila YILMAZ*
Aselsan AŞ
MGEO Grubu
Ankara
tdundar@mgeo.aselsan.com.tr

Hacettepe Üniversitesi*
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
ayilmaz@hacettepe.edu.tr

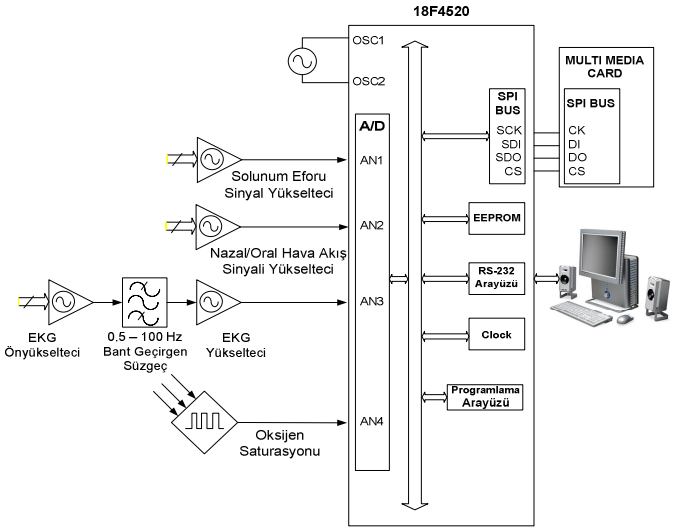
Özet: *Uyku Apne Sendromu (UAS) kalpdamar rahatsızlıkları ve yaşam kalitesi için önemli bir risk teşkil eden uyku hastalığı türü olarak bilinmekte ve genellikle pahalı, hastanın geceyi hastanede geçirmek zorunda kaldığı polisomnografi yöntemi ile tanısı konulmaktadır. Bu çalışmanın amacı polisomnografik kaydın tamamının ya da bir kısmının ev ortamında yapılabilir olduğu taşınabilir bir sistem ile maliyeti düşürebilmek ve daha geniş bir hasta grubuna ön tanı koyabilmektir. UAS ön tanısına yönelik olarak EKG, solunum çabası, oronazal hava akışı ve oksijen doyumu sinyallerini aynı anda yüksek kapasiteli sayısal bellek üzerine kaydetmek amacıyla bir Taşınabilir Kayıt Cihazı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çalışma kapsamında Yapay Sinir Ağları (YSA) yöntemi kullanılarak apne sezimine yönelik yordamlar geliştirilmiştir. YSA modeli olarak Dağıtılmış Zaman Gecikmeli Sinir Ağı modeli kullanılmış ve girdi olarak kalp atım hızı değişimi bilgisinden, kandaki oksijen doyum oranından ve oronazal hava akış miktarından yararlanılmıştır.*

1. Giriş

Uykuda tekrarlayan üst solunum yolu tıkanmaları ile karakterize ve sıklıkla oksijen doyumunda azalmayla birlikte görülen bir sendrom olarak tanımlanan Uyku Apne Sendromu (UAS) tanısı genellikle hastanın geceyi uyku laboratuarında geçirmesi ile elde edilen polisomnografi kayıtları ile konulmaktadır[1]. Ancak Polisomnografi hem pahalı hem de her hastaya kolayca uygulanamayan bir yöntemdir. Bu nedenle çalışmanın hedefi uyku testlerinin ev rahatlığında, kolay ve daha ucuza yapılabilmesi amacıyla fizyolojik sinyallerin taşınabilir cihazlara uzun süre kaydedilerek hastalığın teşhisine yönelik kolaylık sağlamaktır. Taşınabilir cihazlar kısıtlı kanal sayılarına rağmen uyku apne tanısında polisomnograflar kadar etkin olarak kullanılması amaçlandığında, hangi kanalların mutlaka gerekli olduğu da ayrıca bir tartışma konusudur. Bu tartışma doğrultusunda, American Academy of Sleep Medicine (AASM) uyku gözlemi için kullanılan ekipmanları kanal sayılarına göre dört düzeyde sınıflandırmıştır[2]. Çalışmamızda, UAS hastalığının ön tanısına yönelik olarak EKG, solunum çabası, oronazal hava akışı ve oksijen doyumu sinyallerini aynı anda yüksek kapasiteli sayısal bellek üzerine kaydetmek amacıyla III. Düzey Taşınabilir Bir Holter Kayıt Cihazı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan holter kayıt cihazı ile analog manyetik sistemlerde bulunan gürültülerin önüne geçmek ve bilgisayarlar üzerinde ayrıca ekipmanlara ihtiyaç duyulmadan analiz yapabilmek amacıyla sayısallaştırılan fizyolojik sinyallerin, günümüzde yaygın bir şekilde kullanılan FAT32 (File Allocation Table) dosya sistemine uygun şekilde kaydedilmesiyle büyük donanımlara gerek olmadan düşük maliyete esnek bir yapıda veri kaydına, transferine ve gözlemlenmesine olanak sağlanmaktadır. Bu sayede günümüz bilgisayarları üzerinde standart olarak bulunan kart okuyucular ile daha geniş bir hasta grubuna ön tanı koyulabilmesi, laboratuvar sıraları yükünün azaltılabilmesi ve maliyetin düşürebilmesi hedeflenmektedir. Uyku apnesini EKG , EEG, oksijen doyumu veya hava akış verileri üzerinden sinyal işleme yöntemleri ile algılama çabası birçok çalışmada yer almaktadır [3,4]. Bu çalışmada ise UAS ön tanısı amaçlı, insan beyninin bilgi işleme teknolojisinden esinlenerek geliştirilmiş bir yaklaşım olan Yapay Sinir Ağları (YSA) yöntemi kullanılarak apne sezim yordamları geliştirilmiştir. Çalışmamızda YSA modeli olarak zaman gecikmeli ağ yapılarından biri olan dağıtılmış zaman gecikmeli ileri beslemeli sinir ağı (ZGSA) modeli tercih edilmiştir. Ağ girişi olarak kayıt edilen kanallardan türetilmiş özellikler seçilmiş ve apne anlarını dinamik bir yapıda belirlemek üzere tasarlanmıştır. İlk bölümde donanım tasarımının temel unsurları anlatılırken, takip eden bölümlerde donanım yazılımı ve sezim yazılımı safhasındaki çalışmalar verilmiştir. Son kısımda ise tüm genel sistem özellikleri, avantajları ile birlikte uyku apnesi çalışmalarındaki kullanımından bahsedilmiştir.

2. Elektronik Donanım Tasarımı

Elektronik donanımı sayesinde genliği yükseltilip süzgeçten geçirilen solunum çabası, oronazal hava akışı ve EKG sinyali ile oksijen doyum miktarının saptanmasında kullanılacak olan frekans bilgisi sayısallaştırılmak üzere mikrodenetleyiciye verilmektedir. Mikrodenetleyici seçilen referans gerilimlerine göre veriyi sayısallaştırarak FAT32 formatına uygun bir biçimde yüksek kapasiteli anlık bellek birimine SPI (Serial Peripherial Interface) üzerinden göndermektedir. Ayrıca yazılımın geliştirilmesi sırasında mikrodenetleyicinin dahili RS-232 seri kanal çıkışları gerilim dönüştürücü aracılığıyla bilgisayara bağlanarak test ve bakım amaçlı veri transferi yapılabilmektedir. Bu çalışma ile gerçekleştirilen taşınabilir kayıt cihazının Tasarım Blok Şeması Şekil 1'de verilmektedir.



Şekil 1. Tasarım Blok Şeması

Tasarlanan cihazda sayısala çevrilecek 4 adet analog giriş bulunmaktadır; ancak kullanılan PIC18F4520 mikrodenetleyicisinin özelliği sayesinde analog giriş sayısı 13'e kadar çıkarılabilmektedir. Böylelikle yeni fizyolojik sinyallerin eklenebilmesine da olanak sağlanmaktadır. Sırasıyla göğüs üzerindeki hareketi algılayan BIOPAC SSL5 duyarga ile elde edilen solunum çabası sinyali yükseltilerek birinci kanaldan, ağız ve burunda yer alan iki adet sıcaklılığa bağlı olarak direnci değişen yarıiletken devre elemanları olan termistörler aracılığıyla elde edilen oronazal hava akışı sinyali yükseltilerek ikinci kanaldan, sağ ve sol el bileğine takılan iki adet almaç ile, referans amaçlı abdomen bölgeye yerleştirilen bir adet almaç ile elde edilen EKG sinyali ön yükselteçten ve bant geçiren süzgeçten geçirilip yükseltilerek üçüncü kanaldan, parmağa takılan ışık şiddetini frekansa çevirici programlanabilir TAOS TSL230R optik duyargadan elde edilen ışığın kırınım bilgisi ise oksijen doyum oranının hesaplanmasında kullanılmak üzere dördüncü kanaldan mikrodenetleyiciye iletilmektedir. Bu çalışmada ön-yükselteç (fark yükselteci) olarak Analog Devices ürünü olan AD621 entegresi kullanılmıştır. Fark yükselteçleri tipik olarak da 90 dB den daha büyük bir ortak işareti bastırma oranına (CMRR) sahip olmakla birlikte sinyaller 10 ila 10000 arasında bir kazanç ile yükseltilebilmektedir. EKG sinyalinin süzülmesinde 0.5 Hz kesim frekansına sahip dördüncü dereceden "Butterworth" yüksek geçirgen süzgeç ile 100 Hz kesim frekansına sahip ikinci dereceden "Butterworth" alçak geçiren süzgeç kullanılmış ve süzgeç devrelerinde National Semiconductor ürünü olan LM324 opamp entegresi tercih edilmiştir [5].

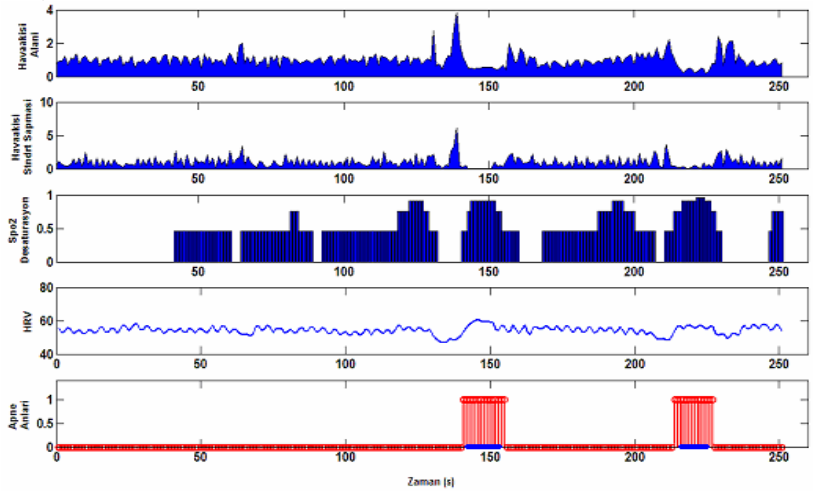
3. Donanım Yazılımı Tasarımı

Bu çalışmada gerçekleştirilen donanım yazılımı, analog EKG, solunum çabası ve oronazal hava akışı sinyallerinin sayısala çevrilmesi, oksijen doyumu seviyesinin hesaplanması, sayısallaştırılan ve hesaplanan verilerin SPI üzerinden MMC kartına FAT32 sistemine uygun bir şekilde kaydedilmesi olmak üzere 4 temel işlevi yerine getirmektedir. Analog sayısal çevirim modülü, analog giriş sinyallerinin gerçek zamanlı olarak 10 bitlik yüksek çözünürlükte sayısallaştırılması ve bu sayısal verilerin mikrodenetleyici üzerinde bulunan geçici hafıza üzerine kaydedilmesi işlemlerini gerçekleştirmesi için geliştirilmiş yazılım modülüdür. MMC haberleşme arayüz modülü, donanım birimlerinin ilklendirme ayarlarını yaparak kullanıma hazırlama ve MMC üzerine SPI veriyolu üzerinden veri yazma ve silme işlemlerini gerçekleştirmektedir. FAT32 dosya yönetim sistemi modülü, taşınabilir kart bellek üzerine kaydedilen verilerin FAT32 dosya sistemi ile kayıt edilmesini sağlamaktadır.

Oksijen doyumu hesaplama modülü, parmak ucuna yerleştirilen iki farklı dalga boyuna sahip olan kırmızı ve kızılötesi LED'lerin sağlamış olduğu ışığın, parmak ucundaki soğurulma miktarına göre değişim gösteren sinyalin frekans değerlerinin karşılaştırılması ile oksijen doyum miktarının hesaplanması işlevini gerçekleştirmektedir [6, 7].

4. Apne Sezim Yazılımı

Geliştirilen apne sezim algoritmasında, kalp ritim düzeninin değişmesi, oksijen doyum seviyesinin azalması ve hava akışının kesilmesi temel alınmıştır. Apne sezim yazılımı sinyal işleme katmanı, yapay sinir ağları katmanı ve son işlem kliniksel doğrulama katmanı olmak üzere üç ana katmandan oluşmaktadır. Sinyal işleme katmanında yapay sinir ağlarına girdi olarak verilecek sinyallerin hazırlanması işlemi gerçekleşmektedir. QRS sezim algoritması ile EKG sinyalinden R-R aralıkları hesaplanarak kalp hızı değişkenliği, oronazal hava akışı sinyalinden ortalama hava akışı ile standart sapması ve oksijen doyumu seviyesinin normalize edilmesiyle desatürasyon bilgisi çıkarılmaktadır. Yapay sinir ağları katmanında, birden çok girdinin nöron süzgeçten geçirilebilir olması ve zamana göre değişken sinyallerin girdi olarak verilebilmesi sebebiyle zaman gecikmeli ağlardan dağıtılmış zaman gecikmeli ileri beslemeli sinir ağı (ZGSA) modeli tercih edilmiştir. Son işlem katmanında kliniksel apne tanımlamaları göz önünde bulundurularak yapay sinir ağları çıkışındaki apne anları doğrulanmaktadır [8]. Yapay sinir ağı modelinde öğrenme, test ve doğrulama amaçlı olmak üzere, Hacettepe Üniversitesi Tıp Fakültesi Göğüs Hastalıkları Anabilim Dalı Uyku Laboratuarları' nda ölçümleri yapılan üç ayrı apne hastasından alınan polisomnografik veri yığınları kullanılmıştır. Veri yığınları uzman doktor tarafından incelenmiş ve manuel olarak apne anları skorlanmıştır. Sistemin performans ölçümünde, uzman doktor tespitleri "altın standart" olarak kabul edilmiştir. Şekil 2'de UAS hastanın apne anlarının sezilmesinde izlenen işlem adımları özetlenmiştir.



Şekil 2. Apne Sezim Aşamaları ve Apne Anları

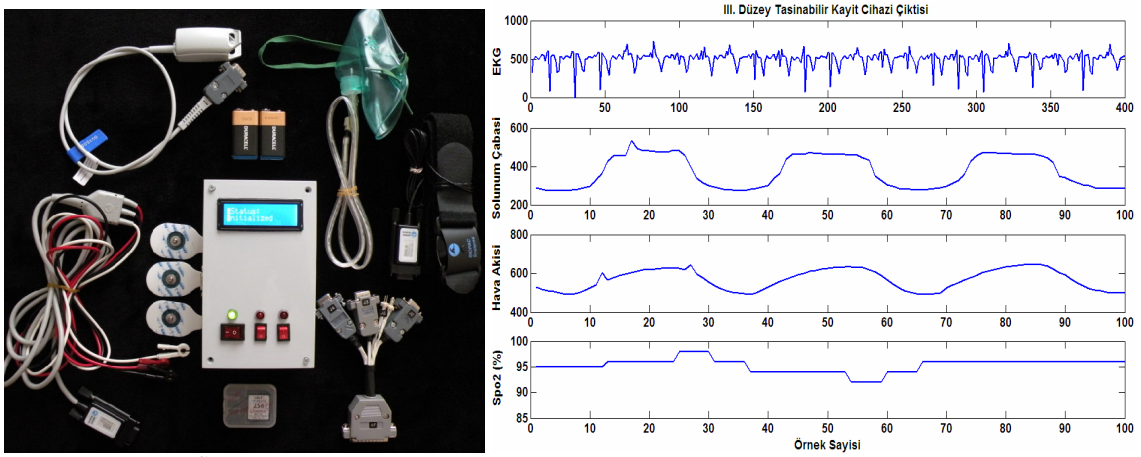
Apne sezim algoritmasında, karar verme aşamasında, bulunan optimum eşik değeri tercih edildiğinde duyarlılık 0.98, özgüllük 0.96 ve genel doğruluk 0.96 olarak hesaplanmıştır. Apne sezim algoritmasında hangi sinyalin belirleyici rol oynadığını ve sonuca ne oranda etki ettiğini görebilmek için test amaçlı kullanılacak veri yığınından alınan hava akışı, oksijen doyumu ve EKG sinyalleri ayrı ayrı yapay sinir ağlarına girdi olarak verilmiş ve Çizelge 1'deki sonuçlar elde edilmiştir. Sonuç olarak tüm sinyallerin bir arada değerlendirilmesi ile, apne sezim başarı yüzdesinin arttırıldığı ve oluşabilecek gürültüden kaynaklı bozulmalar ile veri kayıplarının da önüne geçildiği görülmüştür [9].

Çizelge 1. Fizyolojik Sinyallerin Sonuca Etkisi

Fizyolojik Sinyal	**Özgüllük**	**Duyarlılık**	**Eşik Değeri**
Hava Akışı	%85	%73	>0.45
SpO_2	%81	%81	>0.51
EKG	%78	%68	>0.57

5. Sonuçlar ve Değerlendirme

UAS ön tanısına yönelik olarak EKG, solunum çabası, oronazal hava akışı ve oksijen doyumu sinyallerini aynı anda yüksek kapasiteli sayısal bellek üzerine kaydetmek amacıyla III. Düzey Taşınabilir Holter Kayıt Cihazı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Uzun süreli sayısal kayıt, ayarlanabilir Analog/Sayısal dönüştürücü çözünürlüğü (8-10 bit), değişebilen örnekleme hızı (100-1000 örn/ sn), küçük boyutlar ve hafif ağırlık sayısal taşınabilir kaydedicilerin temel avantajları arasında yer almaktadır. Cihaz ayrıca düşük güç tüketimi yanı sıra herhangi bir hareket eden mekanik aksama sahip olmamasından ötürü uyku esnasında sessiz çalışabilmektedir. Böylelikle hastanelerdeki uyku testleri öncesi çok daha elverişli ortamda ön tetkik imkanı sağlanabilecektir. Şekil 2'de holter cihazı ile FAT32 formatına uygun olarak MMC' ye kaydedilen fizyolojik sinyaller gösterilmektedir.



Şekil 2. III. Düzey Taşınabilir Holter Kayıt Cihazı ve Kaydedilen Sinyaller

Sonuç olarak apne sezim yazılımında elde edilen başarı oranının, kayıt esnasında oluşabilecek gürültüden kaynaklı veri kayıplarına karşı alınabilecek iyileştirme çalışmaları ile korunabileceği gözlenmiştir. Ayrıca kaydedilen verilerin eşzamanlı olarak görüntülenmesi ile hayati sorunların kullanıcıya bildirebilmesi ve taşınabilir kayıt cihazına bağlanacak ayrı bir zamanlayıcı ile gerçek zamanın veri olarak kaydedilmesi fizyolojik değerlendirme aşamasında faydalı bir bilgi olacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma Sanayi ve Ticaret Bakanlığı tarafından SANTEZ Projesi olarak desteklenmektedir. Katkılarından dolayı Hacettepe Üniversitesi Göğüs Hastalıkları ABD Öğretim Üyesi Doç Dr A.Uğur Demir'e teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1]. American Sleep Disorders Association. Practice parameters for the indications for polysomnography and related procedures: ASDA Standards of Practice Committee. Sleep ; 20: 406- 22, 1997
[2]. Flemons W, Littner M, Rowley JA, Gay P,et al.Home Diagnosis of Sleep Apnea: A Systematic Review of the Literature CHEST; 124: 1543-79, 2003
[3] Penzel, T., McNames, J., De Chazal, P., Systematic Comparison Of Different Algorithms For Apnea Detection Based On Electrocardiogram Recordings, Med. Biol. Eng. Comput., 40, 402-407, 2002
[4] Levy, P., Pepin J.L., Accuracy of Oximetry For Detection of Respiratory Disturbances in Sleep Apnea Syndrome, Chest 109: 395-399, 1996
[5] Karadeniz Ö., Uyku Apne Analizi İçin Flash Multimediacard Bellekli Holter Cihazı Tasarımı, Hacettepe Üniversitesi Yüksek Lisans Tez Çalışması, 2007
[6] Townsend, N., Pulse Oximetry, Medical Electronics Michaelmas Term, 2001
[7] Bachiochi, J., TSL230R-Based Pulse Oximeter, Circuit Cellar, Issue 173, 2004
[8] J.Y. Tian, J. Q. Liu, Apnea Detection Based on Time Delay Neural Network, Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference Shangai, Çin, 1-4, 2005
[9] Dündar T., Uyku Apne İçin Ön Tanı Amaçlı Üçüncü Düzey Holter Cihazı Tasarımı ve Sinir Ağları Tabanlı Uyku Apne Sezimi, Hacettepe Üniversitesi Yüksek Lisans Tez Çalışması, 2010

Multiple Sclerosis (MS) Hastalığının Asıl Nedeni

Cahit Canbay
Yeditepe Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
canbay@yeditepe.edu.tr

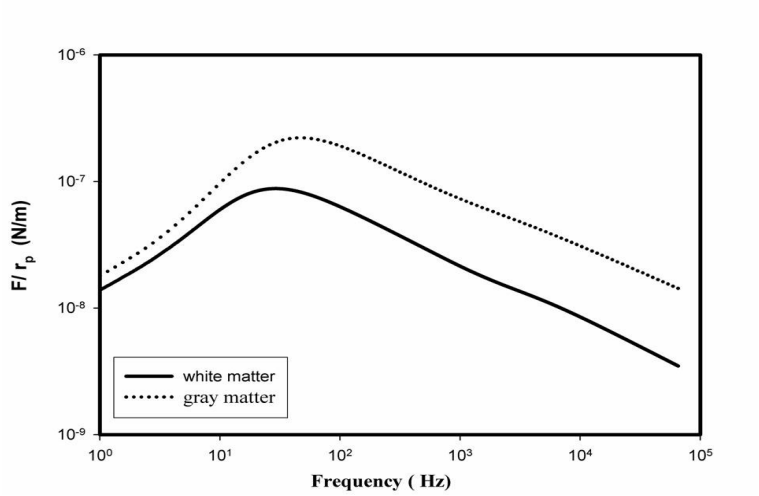
Özet: *Multiple sclerosis (MS), şimdiye kadar asıl nedeni bilinmeyen, sinir sistemindeki sinirlerin üzerindeki miyelin tabakasındaki temel proteinin, çocukluktan başlayarak yirmili yaşlarda etkisini gösteren şekilde, yok olarak, çoğunlukla beynin beyaz madde bölgesinde toplanması, MR teknikler ile anlaşılan, nadiren görülen bir hastalıktır. Literatürde MS'in nedenini genetik, bağışıklık sistemi ve bazı çevresel faktörler açısından araştıran çok sayıda çalışma olmasına karşın, bu çalışmaların hiçbirisinde, bu güne kadar kesin kanıtlar bulunamamıştır. Ancak, bu çalışmada iddia ve ispat ediyorum ki, MS hastalığının asıl nedeni dielektroforetik kuvvettir ve bu hastalık, hastalığın tarihsel sürecinin incelenmesine gerek olmaksızın, insanlık tarihi kadar eski, ve giderek de kontrol edilemeyen elektromagnetik kaynakların artmasına bağlı olarak artması gerekir.*

1. Giriş

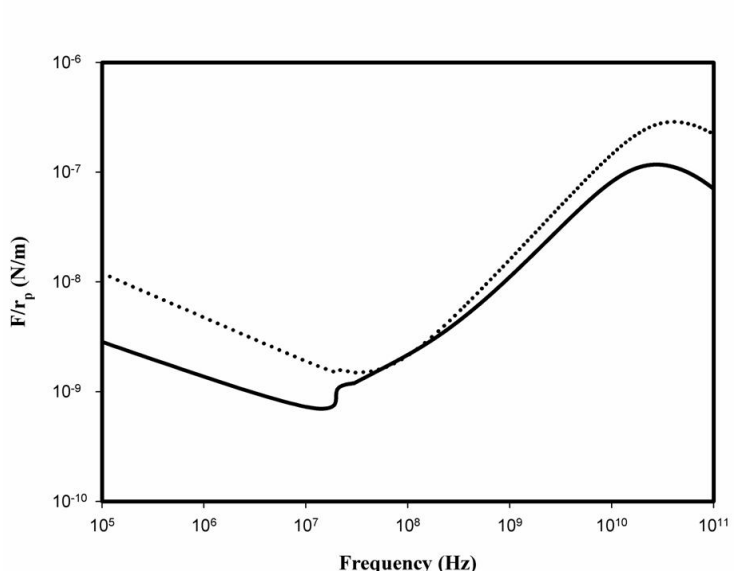
Bu çalışmada Clausius-Mossoti denklemi ve ortamların dispersif özellikleri kullanılarak, temel proteinin (Myelin Basic Protein, MBP) beyindeki beyaz ve gri maddenin bulunmuş olduğu bölgede toplanmasına, dielektroforetik kuvvetin neden olduğu gösterilmiştir [1]. Bulunan sonuçların doğruluğu, literatürde yapılan deneysel çalışmalarla [2] ve insan vücudu üzerinde elektromagnetik alan dağılımı üzerine yapılan sayısal çalışma [3] sonuçları arasındaki kıyaslamalarla, açıklanmıştır. Tüm bunlarla da yetinilmeyerek, Dünya Sağlık Örgütünün(WHO), MS hastalığının yeryüzündeki raslanma sıklığı üzerine hazırlamış olduğu, 2008 yılı raporu [4], keryonik haritalar [5] bir arada incelenerek, ileri sürmüş olduğum iddiaların doğruluğu desteklenmiştir. Yorumlar, doğal olarak elektromagnetik gerçekler ve olaylar açısından irdelenerek gerçekleştirilmiştir. Çalışmada, tıp uzmanlarının MS hastalığının teşhis tedavi ve izlenmesi konularındaki belirlemiş olduğu gerçekler anlamlandırılmıştır. Literatürde MS'in nedenini genetik, bağışıklık sistemi ve bazı çevresel faktörler açısından araştıran çok sayıda çalışma olmasına karşın, bu çalışmaların hiçbirisinde, benim açıkladığım kadar kesin kanıtlar bulunamamıştır [1], [6], [7].

2. Yöntem

Sinir lifini kaplayan myelin tabakası, elektriksel işaretin iletilmesi açısından, izoleli elektrik kablolarının plastik kaplamasının işlevini görür. Aynı kablolarda olduğu gibi myelin kaplama, sinir liflerinin kısa devre olmasını önler ve elektriksel işaretin yayılmasını kolaylaştırır. Myelin tabakasının zarar görmesi işaretlerin karışmasına, sinir lifi her nereye gidiyorsa, o bölgeye ilişkin fonksiyon bozukluklarına neden olur. Beyin sinir liflerinin yoğun olarak bulunduğu beyaz ve gri madde ve sanki radyal doğrultularda, kabaca atar ve toplar damarlardan oluşur. Myelin (Myelin Basic Protein, MBP) % 80 yağ oranıyla bir yağ küresi gibi modellenebilir [8]. Burada ilk yapılacak, acaba elektrik alan nedeniyle oluşan kuvvet, yaklaşık küreye benzeyen bu proteine etki ederek, bağ kuvvetini yenip MBP'i liften ayırabilir mi? sorusuna yanıt vermektir. Beyaz ve gri madde içinde bulunan sinir lifi üzerindeki MBP'ye etkiyen dielektroforetik kuvvet, Clasius–Mossoti denklemi [1] yardımıyla bulunabilir. Modellenen ortamların ortam parametrelerinin dispersif özellikleri de gözönüne alınarak dielektroforetik kuvvetin parçacık yarıçapına oranıyla (F/r_p), frekans arasındaki değişim $10\text{-}10^5$ Hz ve $10^5\text{-}10^{11}$ Hz frekans bölgeleri için çizildiğinde Şekil 1-2 bulunur [1]. Ayrıca da ifade etmek gerekir ki, yapılan laboratuvar çalışmalarında ve araştırmalarda protein parçacıklarını (MBP partikül kütlesi m_p=18.5 kDa, yarıçapı r_p=1.525 nm) sinir lifinden ayırabilmek için gerekli kuvvet F/r_p=0.05 mN/m, olarak bulunmuştur. Bunun anlamı ise kaynağı ne olursa olsun bir elektrik alandan dolayı oluşan dielektroforetik kuvvet, proteini sinir lifinden ayırmaya meyillendirir, elektrik alan şiddeti bağ kuvvetini yenecek değerde ise ayırabilir. Bu, MS hastalığı için gerekli **ilk koşuldur**. İnsan vücudu sürekli elektrik alanla aynı koşullarda olmayacağı için, etkiyen kuvvetler dengesi durumuna bağlı olarak elektrik alan, alanın kutuplaşma doğrultusu, şiddeti, frekansı, etkime süresi ve ortam parametreleriyle değişecektir.



Şekil 1. Beyaz ve gri madde içindeki MBP üzerine etkiyen dielektroforetik kuvvetin frekansla (10^0-10^5 Hz) değişimi.



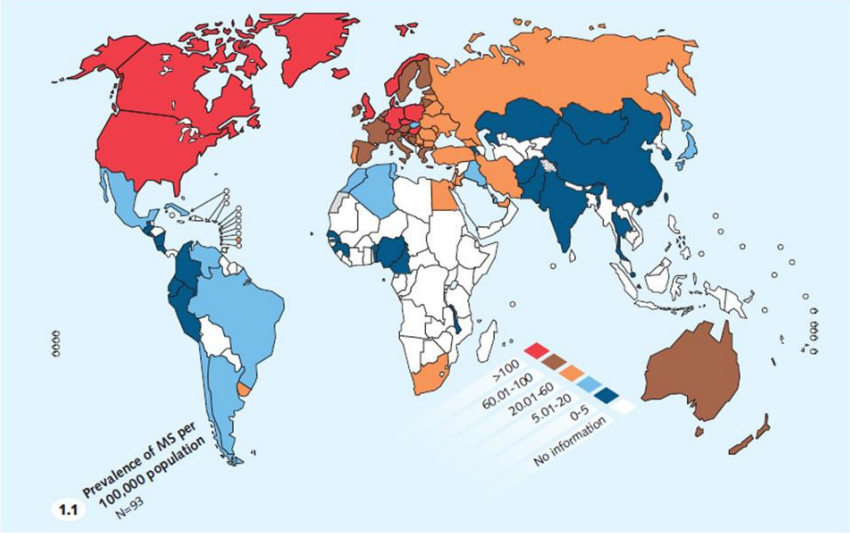
Şekil 2. Beyaz ve gri madde içindeki MBP üzerine etkiyen dielektroforetik kuvvetin frekansla (10^5-10^{11} Hz) değişimi.

3. Elektromagnetik Alanın Kaynağı

Sinir lifini kaplayan myelin tabakasının zamanla yer değiştirerek bir yerlerde toplanmasına, yani MS'e neden olan asıl etmenin dielektroforetik alanlar olduğunu gösterdikten sonra, bu alanları yaratacak kaynakların beklenen MS etkisi yaratma olasılığı hangi koşullar ve ölçülerde var olduğunu belirlemek gerekecekti. MS hastalığının tarihsel gelişimini merak etmedim, etmek de istemedim. Çünkü MS'in tarihsel gelişimi konusunda bilgiyi kendim çıkarmak istedim. Hesap sonuçlarının doğruluğu konusunda güvenim tamdı. Ancak şüpheci yaklaşımla doğal ve yapay kaynakların özellikleri, MS'in asıl nedeninin dielektroforetik kuvvet olduğu gerçeğiyle paralellik gösterecek mi? Bu güne kadar MS belirti ve bulgular konusunda yapılan araştırmalar ile benim bulgularım uyumlu mu? Soruları tek tek yanıtlanmıştır. Genelde insan vücudu temel alınarak incelenmesi koşulunda, elektromagnetik alanların kaynaklarını içsel ve dışsal kaynaklar olarak, dışsal kaynakları ise doğal ve yapay kaynaklar olarak ayırabiliriz. İçsel kaynaklar insanın yediği, içtiği, düşündüğü, öfkelendiği, vücut yapısı, genetik durumu vb. durumlarla ilgili olarak oluşan elektromagnetik alanlardır. Doğal kaynakların başında ise içinde yaşadığımız dünyanın elektrosferi, magnetosferi ve onları değiştiren güneş rüzgarları, dünya dışı

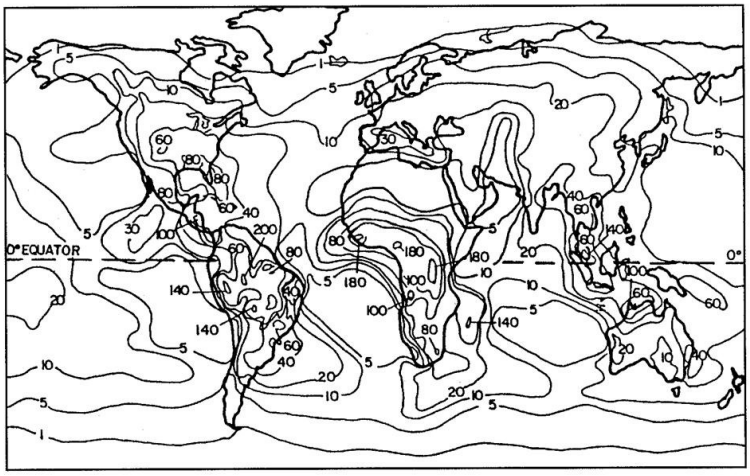
cisimlerin etkileri ve atmosferik etkiler diye özetlenebilir. Atmosfer içinde olan yıldırım, şimşek, bulutların durumu, yeryüzü ve yeraltının elektriksel ortam parametreleri, topoğrafyası vb. olaylar sonucu, elektrosferde Schumann Rezonans frekanslarında oluşan elektrik alan dağılımının incelenmesi gerekir. Burada önemli olan, hangi nedenle olursa olsun, yaşanılan yerdeki elektrik alan şiddeti ve frekansıdır. İddiama paralel **ikinci bulgu** myelini ayırıcı kuvvetin dünya üzerindeki Schumann Rezonans frekanslarında (7.8, 14, 20, 26, 33, 39, ve 45 Hz) oluşan elektrik alan dağılımı ile çok ilintili olmasıydı. Yani, MS hastalığı insan var olduğundan beri olmalıydı. Sonradan incelediğim, MS'in tarihi konusunda, bir Alman araştırmacının çalışmasına göre [9] MS olarak bilinmese de, aynı belirtileri gösteren olaylarla insanlar karşılaşmış, ve yapay kaynakların artmasıyla da, hastalığa yakalananların sayısı giderek artış göstermiştir [4]. Yapay kaynaklar ise yaklaşık iki yüzyıldır gündemde olan, yüksek gerilim hattından cep telefonlarına kadar sayısız her türlü insan yapısı elektromagnetik alan kaynaklarıdır.

İddiamı doğrulayan**, üçüncü bulgu**, Dünya Sağlık Örgütünün (WHO) 2008 raporuna göre hazırladığı MS dağılım haritası (Şekil 3) ile yıllık yıldırım sayılarının dağılımlarını veren keryonik haritanın (Şekil 4) karşılaştırılması sonucu bulunan bilgidir. Buna göre yıllık bulutlu gün sayısı yüksek, yıllık yıldırım sayısı çok düşük olan yerler MS hastalığı açısından riskli yerlerdir. Faroe ve Orkney adaları iyi birer örnektir ve buralarda sadece yılın 5, 6 günü güneşlidir ve yıllık yıldırım sayısı 1-5 arasındadır, MS hastalığının en yüksek oranda rastlanıldığı yerlerdir. Tersine bulutsuz gün sayısı yüksek olan yerler ile bulutlu olmakla birlikte yıldırım sayısı yüksek olan yerler MS açısında risk taşımayan yerlerdir. Afrika'nın büyük bir kesimi, Güney Amerika'nın büyük bir kesimi, ve Asya'nın güneyi buna örnektir. Bu olguyu kısaca "yumuşak atın tekmesi pekdir" özdeyişi ile ya da "çok fazla tepki vermeyen toplumlar veya insanlar problemlidir" diye anlamlandırabiliriz. Yani her nerede ve alanda olursa olsun gerilimi azaltmanın yollarını aramalıyız.



Şekil 3. Dünyadaki MS hastalığının dağılımı [4].

Hiç araştırma yapmaksızın MS haritasında (**Şekil 3)** bilgi alınamayan beyaz gözüken çoğu yerlerin de risk taşımayan yerler olarak gösterilmesi gerekir. İddiamı doğrulayan, **dördüncü bulgu** ise, bir elektrik alan içinde ayakta duran bir insan vücudunda oluşan elektrik alan çizgileri (**E**) veya akım yoğunluklarının (**J**) davranışı ve MS belirtileri arasındaki paralelliktir. MBP'lerin sinir lifinden ayrılıp beyaz madde içinde toplanması dielektroforetik kuvvet sayesinde gerçekleşir. Elektrik alan gradyentinin maksimum olduğu yerler, beyinde sinir lif yoğunluğunun yüksek olduğu beyincik, beyin ve beynin görme merkezi bölgeleridir ve dolayısı ile buralara ilişkin şikayetler ortaya çıkacaktır.



Source: World distribution of thunderstorm days, Part II, published by World Meteorological Organization (1956)

Şekil 4. Keryonik Harita [5].

4. Sonuç

Bu güne kadar MS(Multiple Sclerosis) hastalığının nedeni üzerine çok sayıda genetik, bağışıklık sistemi, alınan gıdalar, vitaminler ve çevresel faktörler tabanlı çalışmalar yapılmış, ancak net bir bilgiye ulaşılamamıştır. Bu çalışma MS hastalığının asıl nedeninin dielektroforetik kuvvet olduğunu, gerekçelerini açıklayarak, insanlık tarihi kadar da eski bir hastalık olduğunu, hastalığın tarihsel sürecini incelemeksizin, ortaya koyan ilk çalışmadır. Diğer araştırmacılar tarafından genetik, bağışıklık, vitamin ilişkisi, vb açılardan bulunan araştırma bulguları asıl elektromagnetik olayların zaman içinde yavaş yavaş etkisinin, ya da diğer etkenlerin kısmi bir sonucudur.

Kaynaklar

[1]. Canbay C., "The Essential Environmental Cause of Multiple Sclerosis Disease", Progress in Electromagnetics Research, 101, s.375-391, 2010.
[2]. Kaune W. T. ve Forsythe W. C., "Current densities measured in human models exposed to 60 Hz electric fields," Bioelectromagnetics, 6(1), s.13-32, 1985.
[3]. Chen K. M., Chuang H. R., ve Lin C. J., "Quantification of interaction between ELF-LF electric fields and human bodies," IEEE Trans. Biomed. Eng., 33(8), s.746-756, 1986.
[4]. "MS Atlas," WHO, 2008.
[5]. Substations Committee of the IEEE Power Engineering Society, "IEEE guide for direct lightning stroke shielding of substations," IEEE Std 998-1996, i-163, 1996.
[6]. Ramagopalan S. V., Mc Mahon R. Dyment D. A., Sadovnick A. D., Ebers G. C., ve Wittkowski K. M., "An extension to a statistical approach for family based association studies provides insights into genetic risk factors for multiple sclerosis in the HLA-DRBI gene," BMC Med. Genet., 10(10), 2009.
[7]. Doerksen S. E., Motl R. W., ve Mc Auley E.,"Environmental correlates of physical activity in multiple sclerosis: A cross-sectional study," Inter. J. Behav. Nutr. Physic. Act., 4(49), 2007.
[8]. Hu Y., Doudevski I., Wood D., Moscarello M., Husted C., Genain C., Zasadzinski J. A., ve Israelachvili J., "Synergistic interactions of lipids and myelin basic protein," Proc. Natl. Acad. Sci., 101(37), s. 13466-13471, 2004.
[9]. History of MS. http://www.ms-in-europe.com/news/

Dokunmasız Elektriksel İletkenlik Görüntülemesi için Gerçekçi Kafa Modeli ile Duyarlılık Matrisi Analizi

Reyhan Zengin, Nevzat G. Gençer
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
reyhan@eee.metu.edu.tr, ngencer@metu.edu.tr,

Özet: *Bu çalışmada, gerçekçi kafa modelinde dokunmasız yolla elektriksel iletkenlik görüntülemesi için duyarlılık matrisi analizi yapıldı. Gerçekçi kafa modeli oluştururken laboratuarımızda T1 ağırlıklı Manyetik Rezonans (MR) kafa görüntülerinden bölüntülenmiş kafa dokuları kullanıldı. Kafa dokuları bilgilerini kullanarak ANSYS yazılımı ile her bir katmanında 64x64 hacimsel eleman bulunan 72 katmanlık bir model oluşturuldu. Oluşturulan gerçekçi kafa modeli, kafa derisi, kafatası, beyaz madde, gri madde ve beyin sıvısından oluşmaktadır. Akım kaynağı olarak 50 kHz frekansında her birisinin içinden 1A sinusoidal akım geçen 7x7 örgüsünde bobinler seçildi. Alıcı ve verici bobinler sırasıyla kafanın 1 cm ve 2 cm yukarısına yerleştirildi. Duyarlılık matrisi, karşılıklılık teoremi kullanılarak elde edildi. Gerçekçi kafa modelinde elde edilen duyarlılık dağılımları, bütün alıcı-verici bobinler için görüntülendi. Gerçekçi kafa modelinde iletkenlik değeri en yüksek olan beyin sıvısında duyarlılığın yüksek olduğu gözlendi. Duyarlılık matrisi, dokunmasız yolla elektriksel iletkenlik görüntülemesi için geri çatma algoritmalarında kullanılabilir.*

1. Giriş

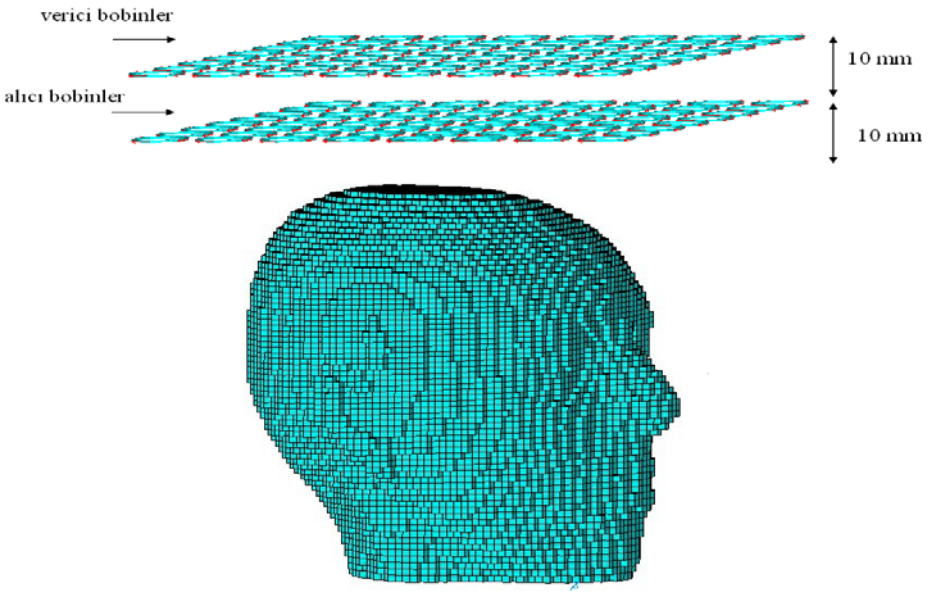
Dokunmasız yöntemle dokuların iletkenlik görüntülemesi indüklenen akımların yarattığı manyetik alanların ölçülmesine dayanır [2]. Jeofiziksel tarama amaçlı kullanılan [1] bu yöntemin tıbbi görüntülemede kullanılması yönünde fizibilite çalışmaları tamamlanmıştır [3]. Bu yöntemde bilinen bir iletkenlik dağılımı için manyetik alanların çözülmesi *ileri problem* olarak adlandırılır. İleri problemin doğrusallaştırılması sonucu ortaya çıkan katsayı matrisine *duyarlılık matrisi* denilir. Bir önceki çalışmamızda [4] homojen iletken bir hacim ve belirli bir alıcı-verici bobin düzeni için duyarlılık matrisi *karşılıklılık teoremi* kullanarak hesaplanmıştır. Bu çalışmada, yine aynı yöntem kullanılacak, ancak gerçekçi bir kafa modeli için duyarlılık matrisi hesaplanacaktır. Eş-eksenli bobin çiftleri için duyarlılık dağılımları gösterilecektir.

2. Gerçekçi Kafa Modeli

T1 ağırlıklı Manyetik Rezonans (MR) görüntülerinden yararlanarak insan kafasına ait doku bilgisi elde edilmiştir. Kafa dokularının görüntü işleme teknikleri ile bölütlenmesi sonucu 72 katmandan oluşan bir gerçekçi kafa modeli oluşturulmuştur [5]. Her bir katmanında 64 x 64 eleman bulunan gerçekçi kafa modeli ANSYS yazılımı ile hacimsel olarak modellenmiştir. Kafa modeli, kafa derisi, kafatası, beyin sıvısı, beyaz ve gri maddeden oluşmaktadır. Beyin dokularının 50 kHz frekansındaki iletkenlik değerleri [6-8] Tablo.1'de verilmiştir.İleri problem çözümünde, akım kaynağı olarak 50 kHz frekansında her birinin içerisinden 1A sinuzoidal akım geçen ve yarıçapları 1 cm olan 7x7-bobin sistemi kullanılmıştır. Bobin sistemi, alıcı ve verici bobinlerde oluşmaktadır. Alıcı ve verici bobinler sırasıyla gerçekçi kafa modelinin 1 cm ve 2 cm yukarısına yerleştirilmiştir (Şekil.1).

Doku	İletkenlik (S/m)
Kafa derisi	0.2900
Kafatası	0.0206
Beyin Sıvısı	2.0000
Gri madde	0.1275
Beyaz madde	0.0776

Tablo.1.50 kHz frekansında beyin dokularının iletkenlik değerleri.



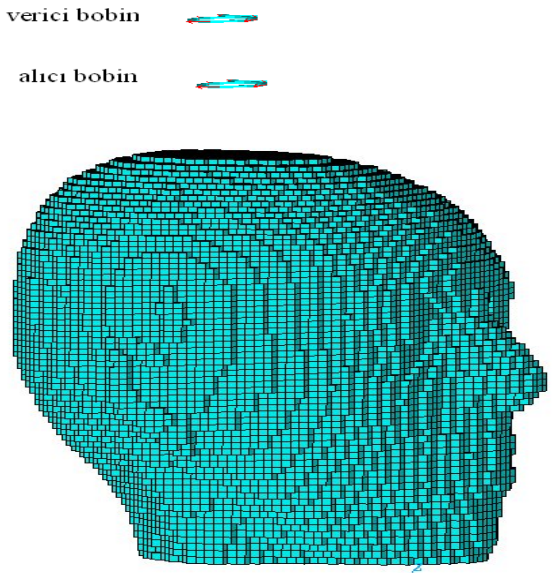
Şekil.1. Herbir katmanı 64x64 elemandan oluşan 72 katman gerçekçi kafa modeli ve 7x7- bobin sitemi

3.Duyarlılık Matrisi Analizi

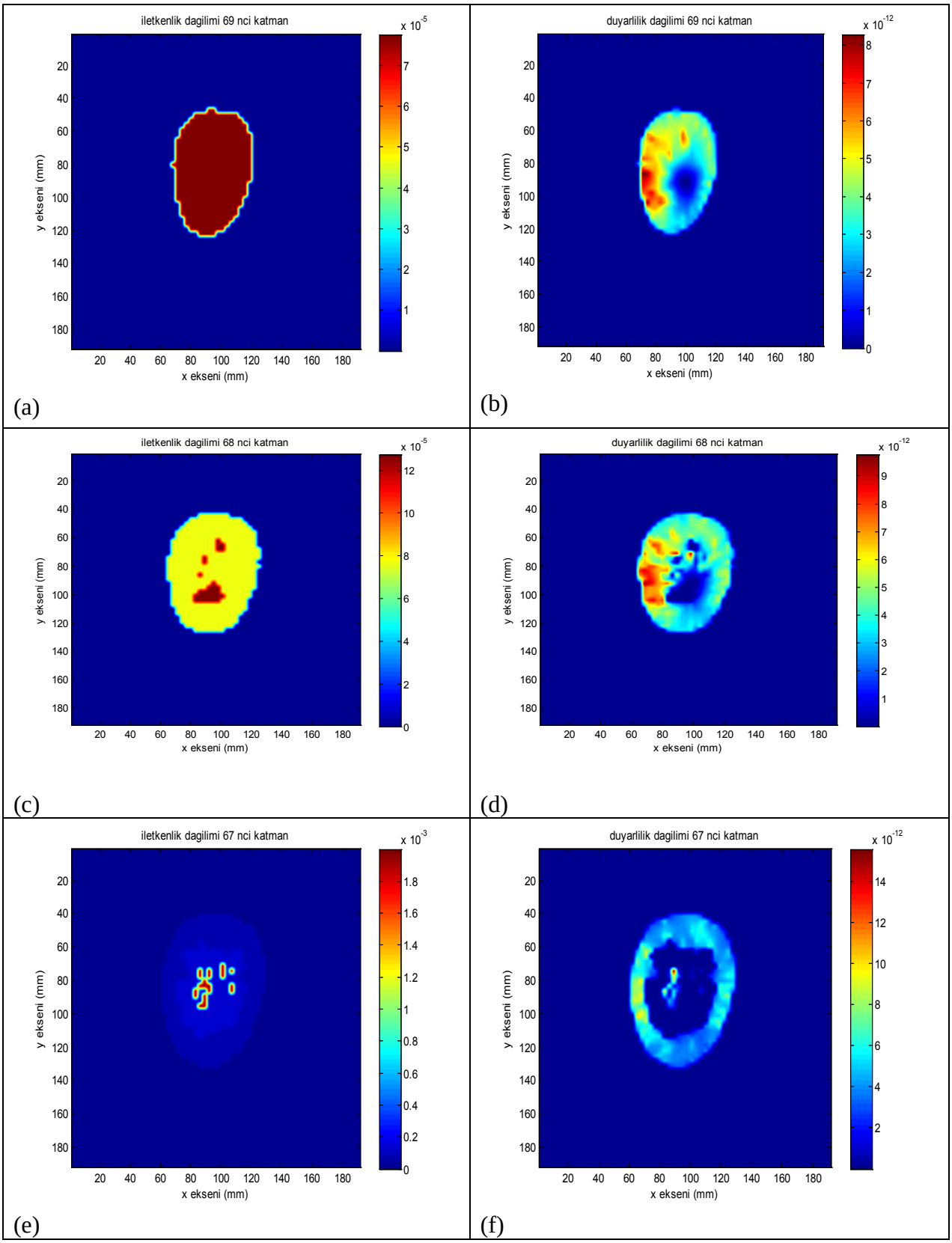
Bir önceki çalışmamızda [4] olduğu gibi bu çalışmada da duyarlılık matrisi karşılıklılık teoremi ile hesaplanmıştır. Duyarlılık matrisi aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanır [9]:

$$\mathbf{S}_i = \frac{\mathbf{J}_{T_i} \bullet \mathbf{J}_{R_i}}{\boldsymbol{\sigma}_i} \qquad (1)$$

burada J_{Ti} ve J_{Ri} i'ncı hacim elemanında verici ve alıcı bobinler tarafından indüklenen burgaç (eddy) akımlarını, σ_i aynı hacim elemanının iletkenlik değerini, $\mathbf{S}_i$ ise alıcı bobin ölçümünün i'ncı elemandaki iletkenlik değişimine olan duyarlılığını gösterir. Duyarlılık matrisinin boyutları (ölçüm sayısı × görüntülenecek eleman sayısı) kadardır. Ölçümleri elde etmek için 49 verici bobinden biri akım indüklemek için enerjilenir ve bu işlem bütün verici bobinler için tekrarlanır. Toplamda 2401 (=49x49) ölçüm elde edilir. Gerçekçi kafa modeli her bir katmanında 64x64 eleman olan 72 katmandan oluştuğu için toplam eleman sayısı 294912 (=72x64x64)'dir. Duyarlık matrisi de 2401x294912 boyutundadır.



Şekil.2. Eş-eksenli iki bobin ve gerçekçi kafa modeli



Şekil.3.(a) ve (b) 69. katmandaki iletkenlik ve duyarlılık dağılımları, (c) ve (d) 68. katmandaki iletkenlik ve duyarlılık dağılımları, (e) ve (f) 67. katmandaki iletkenlik ve duyarlılık dağılımları.

Denklem (1) yardımıyla hesaplanan duyarlılık matrisine ait duyarlılık örüntüsü seçilmiş eş eksenli (co-axial) iki bobin düzeni (Şekil.2) için Şekil.3'te verilmiştir.

Tablo.2'de gerçekçi-kafa modelindeki 67., 68. ve 69. katmanlarda görülen dokular ve bu katmalarda oluşan en yüksek duyarlılık değerleri verilmiştir.

Katman	Doku isimleri	En yüksek duyarlılık değeri ($x10^{-12}$)
69. katman	Kafa derisi	8.29
68. katman	Kafa derisi, kafatası	9.79
67. katman	kafa derisi, kafatası, beyin sıvısı	15.75

Tablo.2. Eş eksenli bobinler için dokularda oluşan katmanlardaki dokular ve en yüksek duyarlılık değeri.

5. Tartışma

Gerçekçi kafa modeli ANSYS yazılımı ile oluşturularak belli bir bobin düzeni için duyarlılık matrisi analizi yapıldı. Duyarlılık matrisi, karşılıklılık teoremi ile oluşturuldu. Bütün bobin düzenleri için duyarlılık dağılımı görüntüleri elde edildi. Bu çalışmada yalnız eşeksenli iki bobin (Şekil.2) için duyarlılık dağılımı verildi. Duyarlılık dağılımı dokuların iletkenlik değerine ve bobinlerden uzaklığına bağlı olarak değişir. İletkenliği yüksek olan dokuda daha fazla duyarlılık oluşur ancak bobinlerden uzaklaştıkça da duyarlılık değeri küçülür. İletkenlik değeri en yüksek olan beyin sıvısı ilk olarak 67. katmanda görüldüğü için en yüksek duyarlılık da bu katmanda oluştu (Tablo.2). Duyarlılık matrisi, dokunmasız yolla elektriksel iletkenlik görüntülemesi için geriçatma algortimalarında kullanılabilir. Bundan sonraki çalışmalarımızda, verici/alıcı olarak kullanılan bobin örgüsü 128 kanallı EEG elektrot düzeninde yerleştirilecek ve görüntüleme performansını belirlemeye yönelik benzetim çalışmaları yapılacaktır.

6. Teşekkür

Bildiri yazarlarından Reyhan Zengin, Öğretim Üyesi Yetiştirme Programı kapsamında Selçuk Üniversitesi adına Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde doktora yapmaktadır. Selçuk Üniversitesi'ne katkılarından dolayı teşekkür ederiz.

Kaynaklar

[1]. Wait J. R., "Geo-Electromagnetism, " Academic Press, New York, 1982.
[2]. Tarjan P. P., "Electrodeless measurements of the effective resistivity of the human torso and head by magnetic induction," IEEE Trans. Biomed. Eng. ,BME-15,1968.
[3]. Gencer N. G., Tek M. N., " Imaging Tissue Conductivity via Contactless Measurements: A Feasibility Study,", Elektrik, 6 (3), TÜBİTAK, 1998.
[4]. Zengin R., Gencer N. G. , "Duyarlılık Matrisi Analizi ve Dokunmasız Elektriksel İletkenlik Görüntülemesi", BIYOMUT 2010, Nisan, Antalya, 2010.
[5]. Ahi S. T., "Developing Realistic Head Models for the Forward Problem of EEG," Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara,2007
[6]. Gabriel S., Lau R. W., Gabriel C., "Dielectric properties of biological tissues,1. Literature survey," *Phys. Med. Biol.*, 41, 1996.
[7]. Gabriel C., Gabriel S., Corthout E., "Dielectric properties of biological tissues,2. Measurements," *Phys. Med. Biol.*, 41, 1996.
[8]. Gabriel S., Lau R. W., Gabriel C., "Dielectric properties of biological tissues,III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," ," *Phys. Med. Biol.*,vol. 41, 1996.
[9]. Geselowitz D., "An application of electrocardiographic lead theory to impedance plethymosgraphy," IEEE Trans. Biomed. Eng., 18, s. 38-41, 1971.

Biometrik Veri Aktarımı İçin Genel Sistem Tasarımı

Bahattin TÜRETKEN[1], Fatma ZENGİN[2]

[1] TÜBİTAK-Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü (UEKAE)
Anten Test ve Araştırma Merkezi
[2]Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü
Fizik Bölümü
bahattin@uekae.tubitak.gov.tr, f.zengin@gyte.edu.tr

Özet: *Sağlık sektöründeki gelişmelerle birlikte hastaya ilişkin değişik parametrelerin takibi modern yöntemlerin uygulanması açısından önemlidir. Teknolojinin beraberinde getirmiş olduğu akıllı ev sistemleriyle hastanın kalp ritimleri, kandaki şeker oranı, vücut sıcaklığı gibi fizyolojik parametrelerin izlenmesi mümkün olabilmektedir. Bu teknoloji hastanın yaşam kalitesinin arttırılmasında bir umut kaynağı olarak görülmektedir. Akıllı ev sistemleri için gerekli olan network teknolojisiyle telemetri iletişiminde eş zamanlı bilgi sağlanabildiği için kullanılacak olan sensörler ve ekit(implant) antenler üzerine yapılan çalışmalara olan ilgi gün geçtikçe artmaktadır. Bu çalışmada söz konusu isterler için bir sistem ve ekit anten tasarımı yapılmış üretilip parametreleri ölçülmüştür.*

1. Giriş

Artan dünya nüfusuyla birlikte sağlık sektöründe karşılaşılan sıkıntılar pek çok ülkenin sorunu haline gelmiştir. Yapılan araştırmalara göre 2025 dünya nüfusunun 761 milyonu 65 yaş üzerinde olacağı tahmin edilmektedir. Bu ise yalnızlaşan yaşlı popülasyonda Alzheimer, solunum ve kalp yetmezliği gibi kronik hastaların sağlık bakımını daha da zorlaştırmaktadır [1]. Haberleşme sistemlerindeki gelişmelerle uzaktan sağlık izleme sistemleri bu tür durumlarda kişilere daha iyi imkanlar sunarak yaşam kalitesini artırmaktadır. Gelişen akıllı ev sistemleriyle hastanın uzaktan izlenmesi, belli sağlık parametrelerinin ilgili kişilerce takibi daha da kolaylaşmaktadır.

Günümüzde RF ve biosensör teknolojisi birleştirilip sensörler vücut içinde sürekli izlenmesi gereken fizyolojik parametreleri ölçerek dıştaki bir alıcıya iletilebilmektedir. Bu durum cihazlar arası iletişimi sağlayacak antene önemli bir rol kazandırmaktadır [2]. Medikal uygulamalardaki gelişmelerle birlikte uzaktan sağlık takibi ile tıbbi verilerin her yerden sürekli izlenmesi ve bu veri bilgilerine her yerden ulaşılabilmesi hedeflenmektedir.

Söz konusu sistemlerde tansiyon, nabız düzeni, vücut ısısı, solunum hızı, kandaki şeker ve oksijen miktarı gibi sağlık parametrelerinin ölçümü yanında bazı sinir ve kas sinyallerinin kaydedilmesi ve yutulabilen kapsüller ile gastrointestinal görüntüleme gibi işlemler gerçekleştirilebilir. Şimdiye kadar yapılan çalışmalarda söz konusu sistemler için kullanıcıya farklı türde sensör cihazlar sunulmuştur. Bu cihazlar hasta tarafından giyilebilir, endoskopik görüntüleme için yutulabilir veya vücut içine implant edilebilir [3,4,5,6,7].

Teknolojideki gelişmelerle kişiler hastane dışında, ev, ofis veya farklı ortamlarda izlenerek olası acil durumlarda ilgili kişi ya da kurumlar uyarılabilmektedir. Hastanın uzaktan izlenmesine imkan sağlayan böyle bir sistemle farklı yollarla iletişim sağlanarak vakit kaybı olmaksızın müdahale mümkün olur. Kullanılacak uygun sensör ağlarla akıllı ev sistemleri telemetri iletişimde eş zamanlı bilgi sağlayabildiği için elde edilen parametreler RF kablosuz sensör modülden eş zamanlı olarak görüntülenebilir. Genelde sistem maliyetinin az olması için RF iletişim tercih edilir [8]. Bu ise finansal açıdan zorlayıcı ve kısıtlı bakım kaynakları olan hastaneler için evden izleme sistemlerini daha cazip kılmaktadır.

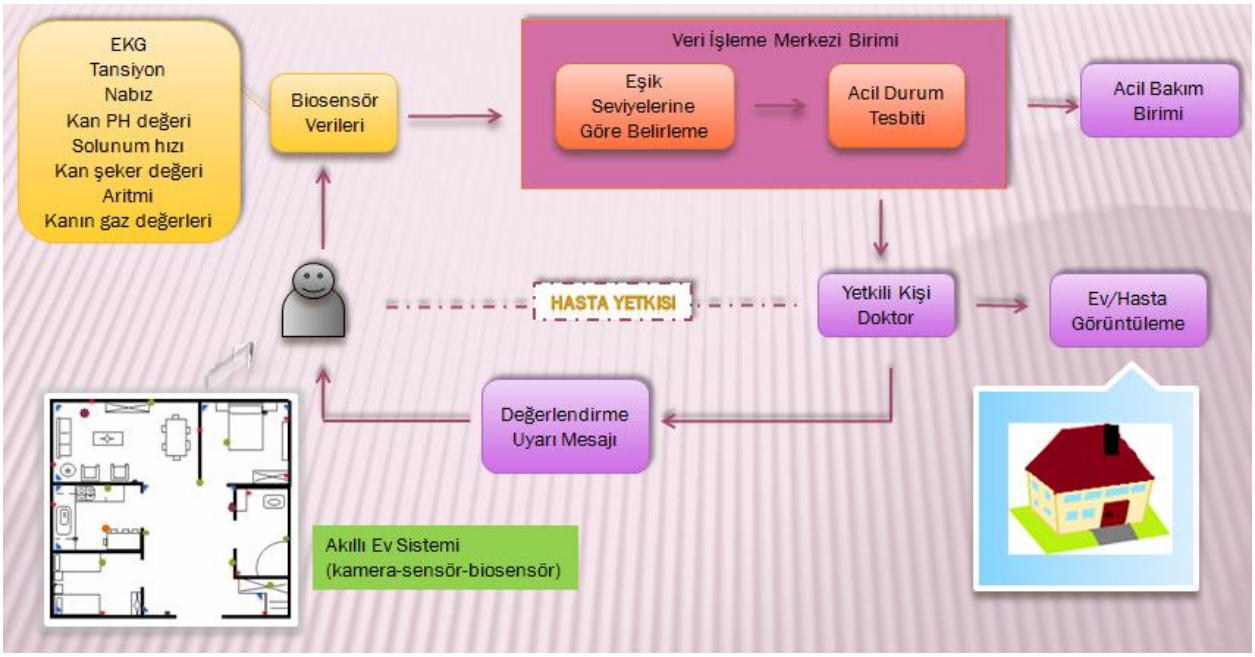
Bu çalışmada akıllı ev sistemlerinin sunacağı faydalardan yararlanarak hastayı daha bağımsız kılacak ve yaşamını kolaylaştıracak şekilde bir sistem tasarımı yapılmıştır.

2. Genel Sistem Tasarım Yöntemi

Telekomünikasyon teknolojisi kullanarak hastalara uzaktan teşhis konulup tedavi uygulama yöntemleri teletıpta önemli bir yere sahiptir. Kablosuz elektronikleri içeren ekit edilebilir cihazlar yüksek hızlı veri transferi ve algılama uygulamalarında uzaktan kontrolü sağladığı için teşhis ve tedavi cihazlarındaki kullanımı artmaktadır. Bu da teletıpı gittikçe popüler hale getirmektedir.

Bu çalışma içeriğinde genel tasarım yöntemi, vücut içi implant, vücut dışında ilgili yerlerde bulunan sensörler ve elde edilen verileri işleyen merkez birim olmak üzere üç uygulamadan oluşmaktadır. Veri iletimi implantta bulunacak olan özel bir anten vasıtasıyla gönderilmektedir. Gelen verilerin toplanması ve iletilmesinde akıllı ev teknolojisinden faydalanarak verilerin merkez birime iletilmesi ve belli kriterlere göre değerlendirme yapıldıktan sonra ilgili kişilere (doktor, hasta bakıcı, acil yardım vs.) uyarı mesajı gönderilebilecektir. Bu tür uygulamalar için sensörler RF hattıyla merkez birime eş zamanlı veri iletebilme özelliğine sahip olmalıdır. Ayrıca sensörlerin veri sinyalleri ile birlikte yer ve zaman bilgisini de içermesiyle geriye yönelik bir takip ve değerlendirmede yapılabilir.

Dünyada bir çok kişinin karşılaştığı kardiovasküler hastalıkların neden olduğu gizli kalp rahatsızlığı, aritmi gibi kronik durumlar ve yaş ilerlemesiyle ortaya çıkan idraktaki kavramsal anlayış azalmasının neden olduğu Alzheimer hastalığı akıllı ev sistemleri sayesinde düzenli olarak kontrol edilebilmektedir. Çalışma kapsamında önerilen sistem şekil 1 de görülmektedir.



Şekil 1. Sistemin genel işleyişi

Akıllı evde bulunacak herbir sensör farklı veri alımları için tasarlanmıştır. Kullanılacak farklı sensörler yardımıyla akıllı ev sistemleri hastanın fiziksel aktivitelerini kaydederek hasta yaşam tarzını belirleyecektir. Dolayısıyla hasta uzaktan gözlemlenebildiği için hastanın günlük/haftalık.. değerlendirilmesi yapılabilir. Bunun için hastaya sistem üzerinden bir takım sorular sorularak gelen yanıtlara göre müdahale edilip bazı uygulamalar yaptırılabilir. Ayrıca evde bulunacak olan güvenlik kameralarıyla hastaya dair herhangi bir acil durumda hasta uzaktan görüntülenerek takip edilebilecektir. Tabi burada hastayı uzaktan gelişigüzel görüntülemek söz konusu değildir. Bu tür görüntülemeler bir takım kronik durumlarda belli eşik seviyelerinin aşıldığı zaman hastanın doktora veya ilgili kişilere vereceği yetki ile gerçekleşecektir. Bu sistemlerin hastayı eve bağımlı kılacağı düşünülmemelidir. Hastanın evde olmadığı durumlarda üzerinde bulunduracağı özel bir PDA ile veri iletimi gerçekleştirilebilir.
Evde bulunan sensörlerin eşit durumda olan iki veya daha fazla hastanın verilerini karıştırması gibi bir olasılık yoktur. Çünkü sistemde hasta üzerinde bulunan ve belli bir takım şifreler içeren kimlik tanımlama bulunmaktadır. Sistemdeki sensörlerin çalışması bu kimlik numaralarının tanımlanmasıyla başlayacaktır.
Elde edilen verilerin merkez birime iletilmesinde kablosuz iletişim sistemlerinin en yenisi olan 3G teknolojisinden faydalanarak görüntülü ve online/eş zamanlı bilgi iletimi sağlanabilecektir. Veri işleyen merkez birim ise hasta verilerini sensör tipini ve hasta kimlik bilgisini içeren mesajlar alarak değerlendirecektir. Dolayısıyla veri iletimi kriptolojik olarak sağlanıp üçüncü bir şahıs tarafından müdahale edilmesi olası değildir. Farklı hastalar için farklı kimlik bigileri yüklenerek bir sistemden birçok hasta izlenebilecektir.

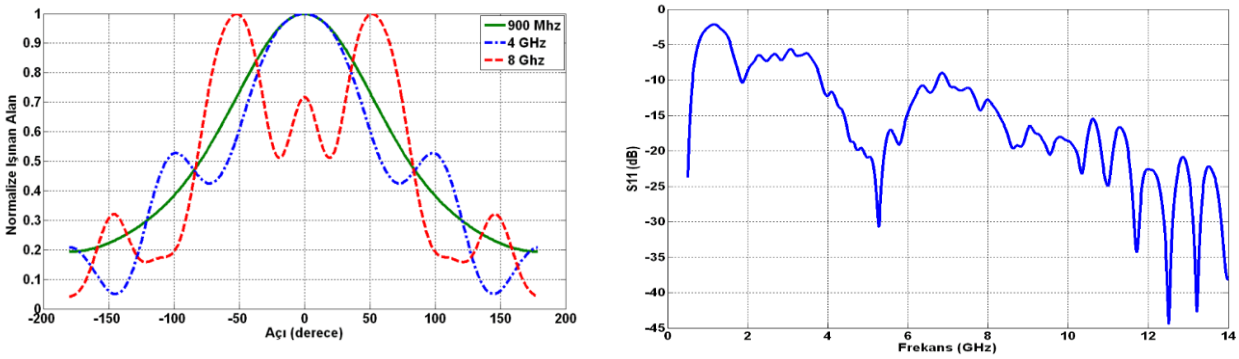
2.1. Ekit Anten Tasarımı

Genel sistem tasarımında kullanılacak sensörlerle kişiye ait EKG, nabız, kandaki gaz parametreleri, tansiyon, kanın PH değeri, kandaki şeker oranı, solunum hızı, aritmi gibi parametreler ölçülebilecektir. Kişilere ait hayati önem taşıyan bu verilerin elde edilerek başka merkezlere gönderilmesi ve kullanılması için belli birimlerce kabul edilmiş RF band aralıkları mevcuttur. Örneğin, kablosuz iletişim için Federal Haberleşme Komisyonu tarafından tıbbi implant haberleşmede 402 MHz-405 MHz MICS bandı, bilimsel ve tıbbi haberleşme için 2.4 GHz-2.48 GHz ISM bandı, tıbbi telemetri için 608 MHz-614 MHz, 1395 MHz-1400 MHz, 1427 MHz-1432 MHz frekans aralıkları belirlenmiştir. Dolayısıyla tıbbi veri iletiminde kullanılacak olan antenin bant aralığı önem taşımaktadır. Bu çalışmada aynı zamanda söz konusu isterler için geniş bantlı ekit anten tasarımı yapılıp antene ilişkin parametreler incelenmiştir. Tasarlanan ekit anten şekil 2 de gösterilmiştir.



Şekil 2. Ekit anten

Anten tasarım sürecinde antenin çalışacağı ilgili frekans aralığı, vücut içinde bulanacağı ortamın özellikleri ve yerleştirileceği konum göz önüne alınarak modelleme yapılmıştır. İnsan vücudu farklı özelliklere sahip ortamlardan oluşmaktadır. İşlem frekansına bağlı olarak insan vücudu güç soğurulması, frekans ve radyasyon etkisiyle büyük kayıplara neden olabilir. Bunlar dokuların karakteristik özelliklerine bağlı olarak değişir. Dolayısıyla bir ekit antenin vücutla biyouyumluluk sağlaması ve vücut içinde gereksiz ışıma yapmaması gerekir. Bunun için tasarlanan anten uygun bir kavite içerisine yerleştirilerek gereksiz ışıma önlenmiştir. Antene dair ölçüm sonuçları sırasıyla anten ışıma diyagramı ve anten geri dönüş kaybı olarak şekil 3 te verilmiştir.



Şekil 3. Anten ölçüm sonuçları

3. Sonuçlar ve Tartışma

Sonuç olarak medikal hedeflere yönelik kullanılabilecek bir genel sistem tasarımı yapılmıştır. Bu çalışma ile hedeflenen hasta üzerinden alınan fizyolojik sinyallerin RF kablosuz iletişimi ile izlenmesidir. Çalışma kapsamında fizyolojik görüntü sistemleri, fiziksel aktivite izleme ve kablosuz iletişimlerden bahsedilmiştir. İmplanttaki veri iletimini sağlayacak olan ekit antenin frekans aralığı tüm uygulamalarda kullanılabilmesi için geniş tutulmuştur. Ayrıca veri iletiminde sisteme belli eşik değerlerinin tanımlanmasıyla gereksiz ve yersiz bilgi iletiminin önüne geçilmesi hedeflenmiştir. Tamamlanan sembolik ve sayısal çalışmalarla böylesi bir sistemin gerçekleştirilmesine yönelik laboratuar çalışmalarına başlanmıştır.

4. Kaynaklar

[1]. P.E Ross, ‘’Maniging Care Through the Air’’ IEEE Spectrum, 2004, s 14-19.
[2]. F.Zengin, B.Turetken, E.Akkaya, S.E.San, ‘’Ultra Wideband Antenna Design For Implant Applications’’, Biomedical Engineering Meeting (BIYOMUT), 2010 15th National, Antalya, TURKEY.
[3]. Shnayder V., Chen B., Lorinez K., Fulford-Jones, T.R.F., Welsh M. ‘’Sensor Networks for Medical Care’’, Harvard University Technical Report TR-08-05, 2005.
[4]. Dishman E., ‘’Inventing Wellness System for Aging in Place’’ IEEE Computer, vol. 37, no.5, 2004.
[5]. Aslantaş V., Kurban R., Caglıkantar, A., ‘’A Low Cost Wireless Healthcare Monitoring System and Communication to a Clinical Alarm Station’’ 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, TURKEY, 2006.
[6]. Laerhoven, K.V., Lo B.P., Ng, J.W., Thiemjarus S., King R., et.al., ‘’Medical Healthcare Monitoring With Wearable and Implantable Sensors’’, 6. International Conference on Ubiquitous Computing, Tokyo, Japan.
[7]. Thomas F. Budinger, ‘’Biomonitoring With Wireless Communications’’, Annu. Rev. Biomed. Eng., 2003.
[8]. Özdemir S., ‘’Remote Health Monitoring Using Wireless Body Area Networks’’, Teknoloji, vol.11, no. 3, s.167-175, 2008.

Acil Müdahaleden Taburcu Edilinceye Kadar Hasta Takibinde RFID Teknolojisinin Kullanılması

Ali EREN, Mustafa ALÇI
Erciyes Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kayseri
aeren38@gmail.com, malci@erciyes.edu.tr ,

Özet: *Hastaların; ambulansta başlayan, hastanede devam eden süreçte takip edilmesi doğru tedavinin uygulanması açısından önemlidir. Bazı ülkelerde yanlış tıbbi uygulamalar sonucunda ölümlerin yüksek olması, doğru takip sisteminin oluşturulmasını gerekli kılmaktadır. RFID sistemleri; hastanelerde ilaç ve cihazların yönetiminde, tıbbi müdahalelerin izlenmesinde kullanılmaktadır. Bu çalışmada RFID sistemleri hakkında bilgi verilmekte önerilen uygulama anlatılmaktadır. Bu sistemle internet üzerinden hasta verilerinin uzman doktorlarla paylaşılması sağlanabilmektedir. Veritabanını kullanarak sınıflandırma algoritmaları üretilip, hastaları durumlarına göre birbirinden ayırmakta kullanmak mümkündür. Sağlık Bakanlığı tarafından oluşturulacak ulusal veritabanıyla sağlık kuruluşlarının hizmet kalite seviyeleri belirlenebilecektir. Sağlık kuruluşları bu verileri kullanarak hastalarının memnuniyetlerini sağlayacak, hizmet sunum paydaşlarının yetkinliklerini artırabileceklerdir.*

1. Giriş

Hastalara verilen sağlık hizmetinin kalitesinin artırılmasında hastane öncesi ve hastane içerisinde geçen süreçte hastanın izlenmesi ve durumunun tanımlanması önem arzetmektedir. Hizmet kalitesinin iyileştirilmesi için hastaların ve hastalara bireysel olarak hizmet verenlerin birbirlerinden ayrıştırılması gerekmektedir. Tanımlama ve ayrıştırma ile hasta ve hastaya müdahale eden sağlık ekibinin izlenmesi, yapılan müdahalelerin doğruluğu ve ekibin yetkinliğinin analiz edilmesini sağlayacaktır. Türkiye'de ambulansta çalışan sağlık teknisyenlerinin çoğunluğu hastanın tanımlanmasından ziyade hastaya müdahale edilmesi ve sağlık hizmetinin verilmesine odaklanmaktadır. Bazen hastayla ilgili formların doldurulmasının gereksiz ve zaman kaybettiren işlemler olduğu düşünülmektedir. Hastalar izlenebilmektedir ama verilen sağlık hizmetlerinin izlenme zincirinde bazı belirsizlikler oluşabilmektedir. Şayet sağlık hizmeti zincirinde yetkin olmayan bir müdahale varsa, bu müdahalenin kaynağını bulmak, iyileştirmek ve tekrarını önlemek mümkün olmamaktadır.

Bazı çalışmalarda [1-3], yanlış ilaç kullanımının her yıl hastaneye yatanların A.B.D.'de %2,9 ile %3,7'sinde, İngiltere ve Avusturalya'da %10 ile %16'sında olduğu ortaya konulmaktadır. A.B.D.'de önlenmesi muhtemel olan tıbbi hatalardan dolayı hastanede ölen insanların sayısının yıllık olarak 44.000 ila 98.000 kişi civarında olduğu sanılmaktadır. A.B.D.'de tıbbi hatalardan dolayı ölen insanların sayısı; otomobil kazaları, kanser, AIDS v.b. sebeplerden ölenlerin sayısından fazladır. Tıbbi hataların toplam maliyetinin 17 milyar USD ile 29 milyar USD arasında olduğu tahmin edilmektedir.

Kaushal ve arkadaşları[3]; tıbbi hataları; ilaçların tavsiyesi, yazımı, hazırlanması, verilmesi ve izlenmesi aşamalarında oluşan hatalar olarak tasnif etmektedir. Bu aşamalarda görülen bazı hatalar aşağıda özetlenmiştir:

- Hastaya yanlış ilacın verilmesi.
- Hastaya yanlış veya uygun olmayan tedavinin uygulanması.
- Hastaya doğru tedavinin uygulanması sırasında ilaçların yanlış etiketlenmesi, bileklik isimlerinin karıştırılması, kan ve doku numunelerinin yanlış işaretlenmesi veya beslenme tabaklarının yanlış verilmesi.
- Hastaya yanlış teşhis konulması.
- Yanlış hastanın ameliyat odasına getirilmesi.
- Yanlış tahlil sonuçları ve tıbbi dokümantasyondan dolayı ameliyatın iptal edilmesi.

Yanlış ilaç kullanmanın muhtemel bir sonucu da ilaçlara bağlı olarak gelişen advers olaylardır. İlaca bağlı olarak gelişen advers olay (İAO); yanlış ilaç kullanma sonucunda yapılan tıbbi müdahaleler ile oluşan negatif etkileri ifade etmektedir. İAO'lar sonucunda hastaların hastanede yatış süreleri uzamakta, hastalar için ekstra masraflar oluşmakta ve ölüm vakaları görülebilmektedir.

Hastanelerde sunulacak sağlık hizmetlerinin kaliteli ve sürdürülebilir olması için; hastanın, acil müdahale ile başlayan hastane içerisindeki tedavi işlemleriyle süren tedavi sürecinin sağlıklı bir şekilde izlenmesi önemlidir. İzleme için değişik sistemler kullanılabilir. Önemli olan kullanılan sistemin kolay kullanılabilir, uzun ömürlü, ekonomik ve güvenli olmasıdır. Takip sisteminin oluşturulması; fiziksel boyutlar, kullanım ömrü, kullanım ortamına dayanıklık, hizmet tanımındaki detayların izlenmesi, güvenilirlik (kopyalanma), güncelleme, izlenebilirlik, okuma,

yeniden kullanılabilirlik, maliyet ve uygulama kolaylığı açısından incelendiğinde barkod etiketlerin maliyet açısından uygun, uygulama açısından sıkıntılı olduğu görülmektedir. Azalan maliyet ve uygulama kolaylığı radyo frekansı ile kimliklendirme yapan (RFID) ürünleri öne çıkarmaktadır [4]. Standart barkod uygulaması ile RFID transponder (veri gönderici) uygulamasının kıyaslaması Tablo-1'de yapılmıştır.

RFID sistemlerde veri aktarımının manyetik alan ile gerçekleştirilmesi hastalar açısından hareket serbestliği sağlamaktadır. Bu çalışmada RFID teknolojisinin acil müdahale sonrasında hastanın taburcu olmasına kadar hastane içerisindeki işlemlerde kullanılmasının sağlayabileceği faydalar ortaya konulmaya çalışılmıştır.

Tablo-1 Standart Barkod ile RFID uygulamasının kıyaslanması

	Standart Barkod	**RFID**
Fiziksel boyut	Geniştir, eni ve boyu'nun oranı okunabilmesi için korunmalı	Transponderin okunabilmesi için ebat kısıtlaması yoktur.
Kullanım ömrü	Kısadır.	Uzundur.
Kullanım ortamına dayanım	Kullanım ortamında çabuk yıpranır.	Her türlü ortamda kullanılabilir
Hizmet tanımındaki detayların izlenmesi	Barkod boyutları artacağı için zordur.	Transponder içerisindeki bellek yeni tanımlar için yeterlidir.
Güvenilirlik (kopyalanma)	Rahatlıkla kopyalanıp çoğaltılabilir.	Kopyalanması zordur.
Güncelleme	Baskı yapıldıktan sonra güncellenemez.	Güncellenebilir.
İzlenebilirlik	Sadece parti bazında ürün izlemeye uygundur.	Parti içerisindeki ürünlerin herbiri ayrı ayrı izlenebilir..
Okuma	Okunabilmesi görüş açısına bağlıdır.	Transponder değişken mesafelerden okunabilir.
Maliyet	Çok ucuz	Her geçen gün ucuzluyor
Yeniden kullanılabilirlik	Kullanılamaz	Kullanılabilir

2. RFID Sistemleri

Bir RFID sistemi; etiket, okuyucu, haberleşme yazılımı, veri tabanı v.b. birimlerden oluşmaktadır [5]. RFID sistemlerinin ana elemanları etiketler (transponder da denilmektedir) ile okuyucu devrelerdir. Kullanılacağı uygulama yerine ve transponderin tipine göre ya transponderin kendi içerisindeki sabit veri yada kaydedilmiş özel veriler kullanılmaktadır. RFID okuyucunun başlatmış olduğu okuma talebine cevap olarak yayılan kodlanmış veri olarak kullanılmaktadır. Bütün bu işlemler temassız olarak elektromanyetik alanlar kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

Günümüzde RFID transponderler, personel takip sistemlerinde (PDKS), temassız ödeme sistemlerinde, araçlarda ateşleme sistemlerinde, ürünlerin izlenmesinde, özel cihazların takibinde, hayvanların soy geçmişleri ve hastalıklarının takibinde ve acil müdahale merkezlerinde hastaların takibinde kullanılmaktadır [5-9].

2.1. RFID Okuyucu

Okuyucu devre; transponderlerin etkinleştirilmesi, transponderlerin enerjilerini elde edecekleri manyetik alanın oluşturulması, transponderlere gönderilecek sinyallerin kodlanması ve transponderlerden gelen sinyallerin kodlarının çözülmesi gibi değişik işlevleri gerçekleştirmektedir. Okuyucunun gerçekleştireceği işlev; okuyucu üzerindeki yazılım ile seçilmektedir. Ayrıca okuyucu üzerindeki yazılım ile okuyucu tarafından aynı anda birden fazla RFID transponderin okunması önlenmektedir. Bazı uygulamalarda ise okuyucu devre transponder içerisindeki veri ile etkinleşen bir anahtarlama elemanı olarak kullanılmaktadır.

Okuyucu ile transponder arasındaki iletişim süreci; okuyucudan yayılan sürekli radyo frekansında (RF) sinüs dalga taşıyıcılı sinyal ile başlamaktadır. Transponder okuyucunun oluşturduğu RF manyetik alan içerisine girdiğinde çalışması için gerekli olan enerjiyi bu manyetik alandan almaktadır. Transponder; çalışması için gerekli olan yeterli enerji seviyesini elde ettiğinde, taşıyıcı RF sinüs dalgayı, depoladığı veri ile modüle ederek yaymaktadır. Okuyucu devre yayılan modüleli sinyali algılayarak kodlanmış sinyalden, transponder tarafından gönderilen veriyi kod çözerek elde etmekte ve merkezi bilgisayara aktarmaktadır.

2.2. RFID Transponder

Bir RFID transponderi içerdiği veriyi yayabilmek için enerjiye gereksinim duyar. İhtiyaç duyulan enerji ya bir bataryadan yada okuyucunun üretmiş olduğu manyetik alandan indüklenme yoluyla temin edilir. Transponderler enerjilendirilme şekillerine göre; aktif, pasif ve yarı-pasif diye gruplandırılabilirler. Enerjilendirme işlemini batarya

ile gerçekleştiren transponderlere aktif transponderler denilmektedir. Batarya kullanımından dolayı transponderin boyutları büyümekte ve kullanım ömrü ise bataryanın ömrü ile sınırlı kalmaktadır. Pasif transponderlerde ise enerjilendirme işlemi okuyucunun üretmiş olduğu manyetik alandan indüklenme yoluyla elde edilmektedir. Pasif transponderlerin boyutları küçüktür, hafiftirler, kullanım ömürleri uzundur ve maliyetleri düşüktür. Pasif transponderlerin okuma mesafesi düşüktür ve yüksek güçlü bir okuyucuya gereksinimleri vardır. Performansları elektromanyetik gürültüye sahip ortamlarda düşüktür. Bu cihazlar ile ilgili olarak çalışma frekansları, modülasyon ve kodlama yöntemleri, çakışmama rutinleri ve iletişim protokollerini tanımlayan temassız arabağlantı standartları (ISO14443, ISO15693, ISO 18092, ETSI EN 302 208-1/2) hazırlanmıştır [9].

2.3. Çalışma Frekans Aralığı

RFID çalışma frekanslarının tahsisleri ülkelerin kendi kanun ve düzenlemelerine göre yapılmaktadır. ISO ve benzeri kuruluşların uyumlulaştırma çabalarına rağmen RFID uygulamaları için uluslararası bazda tahsis edilen frekanslarda farklılıklar bulunmaktadır. Örneğin UHF olarak Avrupada 868 MHz kullanılırken Amerikada 915 MHz kullanılmaktadır. Hali hazırda RFID uygulamalarında küresel bazda uyumlu olarak kullanılabilecek çok az frekans değeri bulunmaktadır. RFID uygulamalarında ortak olarak kullanılan üç frekans aralığı Tablo-2'de özetlenmiştir.

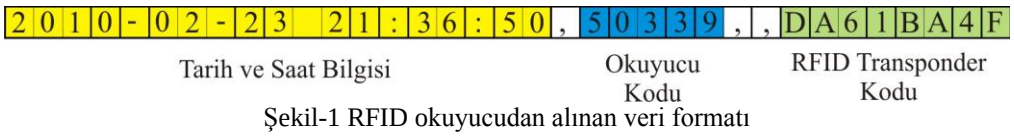
Genel olarak düşük frekanslı pasif transponderler; yaklaşık olarak 30 cm etkin okunma mesafesine, yüksek frekanslı pasif transponderler; yaklaşık olarak 1 m. civarında okunma mesafesine ve UHF pasif transponderler ise; 3 ile 5 m. arasında okunma mesafesine sahiptirler. Aktif transponderlerde okuma mesafesi uzundur. Bir aktif transponder kullanılarak 100 m. mesafeye kadar okuma işlemi gerçekleştirilebilmektedir [10-13].

Tablo 2.RFID için kullanılan frekans bantları ve uygulama alanları

Frekans bantları	Özellikler	Uygulama alanları
Düşük 100–500 kHz	Kısa ve orta okunma mesafesi, ucuz, düşük okuma hızı	Erişim kontrolü, hayvan tanımlama, araç immobilizer sistemleri
Orta 10–15 MHz	Kısa ve orta okunma mesafesi, ucuz, orta okuma hızı	Erişim kontrolü, PDKS, akıllı kart, kütüphane uygulamaları
Yüksek 850–950 MHz, 2.4–5.8 GHz	Uzun okunma ve görme açı mesafesi, pahalı, yüksek okuma hızı	Raylı sistem aracı izleme, geçiş ücreti ödeme, palet, konteyner ve araç takibi

3. Yöntem

Tam donanımlı bir ambulansa kablosuz internete bağlanabilen bir tablet PC veya dizüstü bilgisayar yerleştirilerek acil EKG ve hastabaşı monitör verilerinin hastaneye aktarılması sağlanmaktadır. Ambulansta müdahale edilen hastanın bileğine RFID transponder takılmaktadır. Acil müdahale ekibi ve hastane içerisindeki birimlerde de okuyucular bulunmaktadır. Herbir okuyucu; koduna göre ekiplere zimmetlenmektedir. Zimmetlenen cihaz kodları hastane vardiya listesi ile eşleştirilmektedir. Hastaya bağlanan RFID etiketinin okunmasıyla birlikte okuyucu kodu ile hastanın tanımlayıcı kodu ambulastan internet üzerinden, hastane içerisinde ise yerel ağ üzerinden bir sunucuya aktarılmaktadır. Okuyucudan alınan veri formatı örneği Şekil-1'de görülmektedir. Hastanedeki veritabanı üzerinde sağlık teknisyeni veya hemşireler tarafından hasta ile ilgili bilgiler; hastanın kendisi veya yakınları ile doldurulmaktadır. Hastaya uygulanan sınıflama algoritmalarına verilen cevaplar ve hastaya yapılan tıbbi uygulamalar veritabanında kaydedilmektedir. RFID transponderler güvenlik açısından sadece hasta tanımında kullanılmaktadır, üzerlerine hastayla ilgili herhangi bir bilgi kaydı yapılmamaktadır. Hastanın taburcu olması aşamasında ise; RFID transponderler hastanın daha sonraları hastaneye yapacağı ziyaretler düşünülerek o hasta için ayırt edilip başka bir hasta için kullanılmayabilir.



Şekil-1 RFID okuyucudan alınan veri formatı

4. Sonuçlar

RFID sistemleri; hastanın izlenmesi, hızlı ve doğru tanımlanması, hastanın hastaneden en iyi sağlık hizmetini almasını, teşhis ve tedaviye başlanması sırasında oluşan zaman kayıplarının en aza indirgenmesini ve yanlış tıbbi uygulamalara maruz kalmasını engellemektedir.

RFID teknolojisi; sağlık hizmetlerinin kalitesinin artırılması, nüfusun giderek yaşlanması nedeniyle tıbbi destek ve izlemede kullanılan tıbbi cihazların takibi, uzman personel sıkıntısı, yanlış ilaç uygulamaları sonucu gelişen advers olaylardan kaynaklanan tıbbi hataların azaltılabilmesi için teletıp hizmetlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Sağlık hizmeti veren kuruluşlarda RFID'nin kullanımı; izleme, tanımlama ve yetkilendirme, otomatik veri toplama ve aktarımı ile algılama olmak üzere dört sınıfta toplanabilir [11]. RFID transponderler hem hastalar hem de sağlık

hizmeti veren personel tarafından kullanılabilmektedir. Dört sınıftaki uygulamaların hepsinde RFID transponderler, hastalara doktorlar ve hemşireler tarafından uygulanan tedavilerin ve hastaya ayrılan zamanın ölçülmesi ve analiz edilmesi için kullanılmaktadır [6,12-14]. Veritabanında hastaya yapılan müdahaleler ve yapanların kayıtları tutulmaktadır. Veri toplama ve veri madenciliği analiz tekniklerini kullanarak, sağlık kuruluşları kendi personellerinin performanslarını, bilgi seviyelerini ölçebilmekte ve böylece personellerinin yetkinlik seviyesini ve kuruluşlarının hizmet kalitesini artırmakta, buna göre iyileştirme fırsatını yakalayabilmektedirler. Ayrıca veritabanındaki verileri kullanarak teşhis algoritmaları üretmek ve bunları hastaları ayırt etmede ve sınıflamada kullanmak da mümkündür.

Jerry H. Gurwitz ve arkadaşlarının yapmış olduğu bir çalışmada [15], yanlış ilaç kullanımına bağlı gelişen advers olaylardan %27,6'sının önlenebilecek tarzda olduğu belirtilmektedir. Sağlıklı çalışan bir tanımlama düzeni ile en azından advers olayların oranı düşürülebilir. Böylece hastaların sağlık kuruluşuna olan güvenini ve hastanın sağlık kuruluşundan memnuniyeti sağlanabilir.

Hasta bilgilerinin internet ortamında erişilecek bir sunucuda tutulması erişim işlemlerini kolaylaştırmaktadır. Kırsal kesimlerde ve küçük şehirlerde bulunan hastanelerde toplanan veriler; daha iyi sağlık hizmeti verebilmek için bu yerleşim yerlerinden uzaktaki konusunda uzman olan doktorlar, teknisyenler ve hemşireler ile paylaşılabilir, onların görüşleri alınarak hastalara müdahaleler yapılabilir. Bu yöntem ile küçük yerleşim yerlerindeki yetersiz sağlık kuruluşlarının bilgi ihtiyacı karşılanabilir.

Kaynaklar

[1]. King W.J., Paice N., Rangrej J., Forestell G.J., Swartz R., "The Effect of Computerized Physician Order Entry on Medication Errors and Adverse Drug Events in Pediatric Inpatients," Pediatrics, 112 (3), Eylül 2003, s.506-509.

[2]. Lai C. L., Chien S. W., Chang L. H., Chen S. C., Fang K., "Enhancing Medication Safety and Healthcare for Inpatients Using RFID," PICMET 2007 Proceedings, Portland, Oregon – USA, 5-9 Ağustos 2007, s.2783-2790.

[3]. Kaushal R., Bates D. W., Landrigan C., McKenna K. J., Margaret D., Clapp M. D., Federico F., ve Goldmann D. A., "Medication errors and adverse drug events in pediatric inpatients," Journal of the American Medical Association, 285, 2001, s. 2114-2120.

[4]. http://www.ids-healthcare.com/Common/Paper/Paper_165/RFIDvsBARCODES.pdf

[5]. Wang S. W., Chen W. H., Ong C. S., Liu L., Chuang Y. W., "RFID applications in hospitals: a case study on a demonstration RFID project in a Taiwan hospital," Proceedings of the 39th Hawaii International Conference on System Sciences, 4-7 Ocak 2006, s.1-10.

[6]. Xiao Y., Shen X., Sun B., Cai L., "Security and Privacy in RFID and Applications in Telemedicine," IEEE Communications Magazine, Nisan 2006, s. 64-72.

[7]. Hancke G. P., Kuhn M. G., "An RFID Distance Bounding Protocol," Proceedings of the First International Conference on Security and Privacy for Emerging Areas in Communications Networks, Atina, Yunanistan, 5 – 9 Eylül 2005, s. 67-73.

[8]. Li C. J., Liu L., Chen S. Z., Wu C.C., Huang C. H., Chen X. M., "Mobile Healthcare Service System Using RFID," Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Networking, Sensing & Control Taipei, Tayvan, 21-23 Mart 2004, s. 1014-1019.

[9]. Roberts C. M., "Radio frequency identification (RFID)," Computers & Security, 25, s. 18 – 26, 2006.

[10]. Aksoy O., Telemedicine Patient Identification with RFID; An Embedded Approach, Yüksek Lisans Tezi, Rochester Institute of Technology, Kate Gleason College of Engineering, Rochester, A.B.D., Temmuz 2009.

[11]. Vilamovska A. M., Hatziandreu E., Schindler H. R., Constantijn van Oranje-Nassau, Han de Vries, Joachim Krapels, Study on the requirements and options for RFID application in healthcare Identifying areas for Radio Frequency Identification deployment in healthcare delivery: A review of relevant literature, RAND Corporation, İngiltere, 2009.

[12]. Turcu C., Turcu C., Popa V., "an RFID and Agent Technologies Based System For the Identification and Monitoring of Patients," 8th International Conference on Development and Application Systems, Suceava, Romanya, 25 – 27 Mayıs 2006, s.234-241.

[13]. Catarinucci L., Cappelli M., Colella R. ve Tarricone L., "A Novel Low-Cost Multisensortag For RFID Applications in Healthcare," Microwave and Optical Technology Letters, 50 (11), Kasım 2008, s.2877-2880.

[14]. Huang S. R., Horng G. W. ve Jong G. J., "Intelligent Hospital Space Platform Combined with RFID and Wireless Sensor Network," International Conference on Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing, 15 – 17 Ağustos 2008, Harbin, Çin, s.1001-1004.

[15]. Gurwitz J. H., Field t. S., Harrold L. R., Rothschild J., Debellis K., Seger A. C., Cadoret C., Fish L. S., Garber L., Kelleher M., Bates D. W., "Incidence and Preventability of Adverse Drug Events Among Older Persons in the Ambulatory Setting," JAMA, 5 Mart 2003- 289 (9), s.1107-1116.

MEDİASTEN BÖLGESİNE UYGULANAN RADYOTERAPİNİN OTONOM SİNİR SİSTEMİ ÜZERİNDEKİ ETKİLERİNİN İNCELENMESİ

Metin YILDIZ*, Ayşe BEKMEZCİOĞLU*, Gökhan ÖZYİĞİT**

***Başkent Üniversitesi,**
Mühendislik Fak., Biyomedikal Mühendisliği Bölümü,
Ankara
myildiz@baskent.edu.tr, ayse.bekmezcioglu@meditel.com.tr,

****Hacettepe Üniversitesi,**
Tıp Fak., Radyasyon Onkolojisi A.D.,
Ankara
gozyigit@hacettepe.edu.tr

Özet: *Kalbin radyoterapi sırasında ışınlama alanında kalması uzun dönemde kalp rahatsızlıkları sebebi ile ölümlere yol açabilmektedir. Bu çalışmada; otonom sinir sisteminin(OSS) kalbi de içine alan mediasten bölgesine uygulanan radyoterapiden etkilenip etkilenmediği OSS'nin girişimsiz bir göstergesi olarak kabul edilen Kalp Hızı Değişkenliği(KHD) analizleri vasıtasıyla incelenmiştir. 12 gönüllünün ilk ve 15. radyoterapi seanslarına ait tedavi öncesi verilerin istatistiksel karşılaştırılması sonucu, 15. fraksiyondan önce ortRR'nin düştüğü, LF/HF oranının ise anlamlı miktarda yükseldiği, tedavi sonrasında RR aralıklarının standart sapması ile tüm KHD güç spektrumu parametrelerinin anlamlı düzeyde düştüğü görülmüştür. Buna göre; mediasten bölgesine uygulanan radyoterapinin, alınan radyasyon dozuna bağlı olarak OSS aktivitelerinde değişimlere sebep olabileceği sonucuna varılmıştır.*

1. Giriş

İyonize radyasyonun insan sağlığı üzerine etkileri ile ilgili pek çok çalışma bulunmaktadır. Bunlar incelendiğinde genel olarak iyonize radyasyonun, kan ve lenf sistemi, gastrointestinal sistem, deri, göz, merkezi sinir sistemi ile kalbe olan etkileri üzerinde durulduğu görülür[1,2].

Kalbin radyoterapi sırasında ışınlama alanında kalması sonucu kardiyak yapılarda önemli bozukluklar gelişebilmekte ve bu durum uzun dönemde (10-20 yıl) kalp rahatsızlıkları sebebi ile ölümlere yol açmaktadır[3]. Kıraç, 2007 radyoterapinin uzun dönemde kalpte meydana getirdiği yapısal ve işlevsel değişiklikleri; perikardit, endokardiyal fibrozis, iskemiye bağlı olmayan miyokardiyal fibrozis, koroner arterlerde tıkanma, büyük damarlarda hasar, ileti sistemi hasarları, ventrikül yetersizliği, kardiyak ritim bozukluğu şeklinde saymıştır[3].

Tamamen istemsiz olarak kasılıp gevşeyen kalbin çalışması otonom sinir sistemi (OSS) tarafından düzenlenmektedir. Kalp atım hızı ve kalp kasılma gücü OSS nin sempatik ve parasempatik dalları tarafından kontrol edilir. Kalp Hızı Değişkenliği (KHD) spektral analizleri OSS'nin girişimsiz bir göstergesi olarak kabul edilmektedir[4]. KHD Güç Spektral Yoğunluğunun (GSY) LF (0.04-0.15 Hz arasındaki) bileşenin gücünün sempatik ve parasempatik, HF (0.15- 0.4 Hz) bileşeninin gücünün ise parasempatik aktivite ile ilişkili olduğu kabul edilmektedir. LF/HF oranı simpato-vagal denge olarak isimlendirilmekte ve sempatik ve parasempatik aktivitelerin birbirine göre durumu hakkında göreceli olarak bir bilgi sağlamaktadır [4]. Literatürde kanser hastaları üzerinde yapılan sadece birkaç KHD çalışmasına rastlanmaktadır. Bunlardan bazılarında kanser tedavisinde kullanılan kardiyotoksik veya nörotoksik kemoterapi ilaçlarının OSS aktivitelerinde değişimler oluşturduğu belirtilmiştir[5,6]. Diğerlerinde ise; kanser hastalarının genellikle kemoterapi ve radyoterapiyi birlikte almaları dolayısı ile OSS'de görülen değişimlerin kemo ve radyoterapinin birlikte etkisi olduğu belirtilmiştir [7,8,9].

Bundan önce hiç bir çalışmada, kalbin direkt olarak iyonize radyasyona maruz kaldığı kanser hastaları üzerinde bir KHD analizi çalışması yapılmamıştır. Bu çalışmanın amacı, kalp atım hızı ve kalbin kasılma gücünü kontrol eden sinir sistemi dalı olan OSS aktivitelerinin kalbi de içine alan mediasten bölgesine uygulanan radyoterapi sırasında alınan radyasyon dozuna bağlı olarak değişip değişmediğini incelemektir.

2. Yöntem

Bu amaçla; kalbin kısmen alan içerisine alındığı 12 kanser hastasından ilk radyoterapi fraksiyonundan hemen önce ve sonra, 15. radyoterapi fraksiyonundan hemen önce ve sonra olmak üzere, KHD sinyallerini elde etmek için 5'er dakikalık elektrokardiogram (EKG) kayıtları alınmıştır. Çalışmaya yaş ortalamaları 52.9±10.4, kilo ortalamaları 68.2±12.6 olan 12 (5 kadın 7 erkek) hasta katılmıştır. Bu araştırma Hacettepe Üniversitesi Etik Kurulu tarafından bilimsel etik açısından onaylanmış, gönüllü olan denekler deney hakkında bilgilendirilerek yazılı onayları alınmıştır.

Çalışmada tümörün 3 boyutlu olarak görüntülenmesine ve 6 MV'luk foton enerjisi ile ışınlanmasına imkan veren doğrusal hızlandırıcı (Elekta Synergy Platform) cihazı kullanılmıştır. Deneklere her bir seansta 180-200 cGy radyasyon uygulanarak yaklaşık olarak hepsinin eşit miktar radyasyona maruz kalmaları sağlanmıştır. EKG kayıtları yapılmadan önce, denekler 5 dakika dinlendirilmiş, kayıtlar denekler aç karnına iken ve yatar pozisyonda alınmıştır. Kayıtlar için MP30 (*BIOPAC* Systems, Inc.**,** Goleta, CA) fizyolojik veri toplama sistemi kullanılmıştır. Gönüllülerin EKG'leri kaydedilirken, tek kullanımlık gümüş-gümüş klorür elektrotlar kullanılmış ve DI EKG derivasyonu kaydedilmiştir. EKG sinyalleri 1 KHz ile örneklenerek 10 bit çözünürlükle bilgisayara aktarılmıştır.

KHD sinyallerinin elde edilmesi için Menrad, 1981 tarafından geliştirilen QRS tespit algoritması kullanılmıştır [10]. QRS komplekslerindeki R dalgalarının zamanları bulunup farkları alınarak KHD sinyalleri elde edilmiştir. Analizler için 120 saniye civarındaki uzunluklardaki durağan KHD sinyalleri seçilmiştir. KHD sinyalleri 2 Hz ile yeniden örneklenmiş, güç spektral yoğunlukları (GSY) bulunmadan önce sinyallerin ortalaması atılmıştır. KHD sinyallerinin GSY'si bulunurken, AR (Auto Regresive) parametrelerine dayanan Yule Walker Metodu kullanılmıştır. AR model derecesi 18 olarak seçilmiştir.

Karşılaştırmalar için Task Force,1996 tarafından önerilen KHD analizi parametrelerinden; ortalama RR aralıkları (ortRR), RR aralıklarının standart sapması (stdRR), güç spektral yoğunluğu üzerindeki LF ve HF bölgelerinin güçleri, LF/HF oranı parametreleri hesaplanmıştır. Anderson Darling normalite testi uygulanarak verilerin normal dağılıma uyduğu görüldükten sonra, ilk ve 15. radyoterapi fraksiyonları öncesinde ve sonrasında alınan kayıtlardan hesaplanan KHD parametreleri eşleştirilmiş student t-test kullanılarak karşılaştırılmıştır. $P<0.05$ değerleri ilgilenilen parametrenin anlamlı şekilde değiştiği şeklinde yorumlanmıştır.

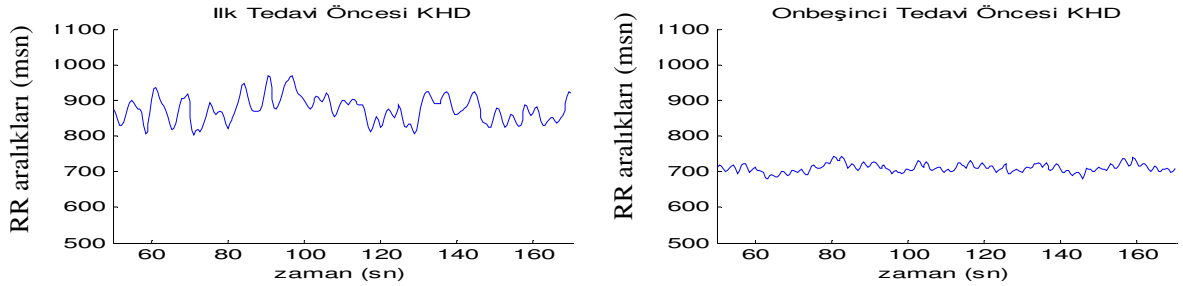
3. Deney Sonuçları

Şekil1'de deneklerden birine ait ilk radyoterapi fraksiyonu öncesi ve sonrasına ait KHD sinyalleri karşılaştırma yapabilmek için yan yana gösterilmiştir. Şekle göre; ortRR ve stdRR nin bariz şekilde azaldığı söylenebilir. Bu KHD sinyallerinin GSY'leri ise şekil2'de görülmektedir. Buna göre; KHD sinyalinin LF ve HF güçlerinde bir azalma görülmektedir. Şekil3 ve 4'te ise ilk ve 15. radyoterapi fraksiyonu sonrasındaki KHD ve KHD GSY'leri görülmektedir. Radyoterapi uygulanmasından sonra da öncesindekine benzer KHD ve KHD GSY'si değişimleri göze çarpmaktadır.

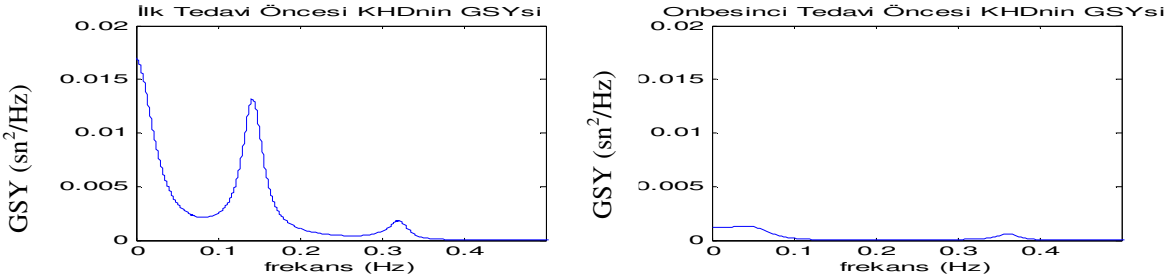
Grafikler üzerinde görülen bu değişimlerin, tüm denekler için istatistiksel olarak anlamlı düzeyde olup olmadığını görmek için tüm deneklere ait hesaplanan KHD parametrelerinin ortalama ve standart sapmaları tablo1'de verilmiştir. Tabloya göre, ilk ve 15. radyoterapi öncesine ait KHD parametrelerinin karşılaştırılması sonucu, stdRR'nin anlamlı düzeyde ($P=0.01$) düştüğü, LF/HF oranının ise anlamlı miktarda yükseldiği ($P=0.03$) görülmektedir. ilk ve 15. Radyoterapi seansları sonrasında ise stdRR ($P=0.01$) ile LF ($P=0.03$) ve HF (0.02) güçlerinde anlamlı düşüşler gözlenmiştir.

4. Tartışma ve Sonuç

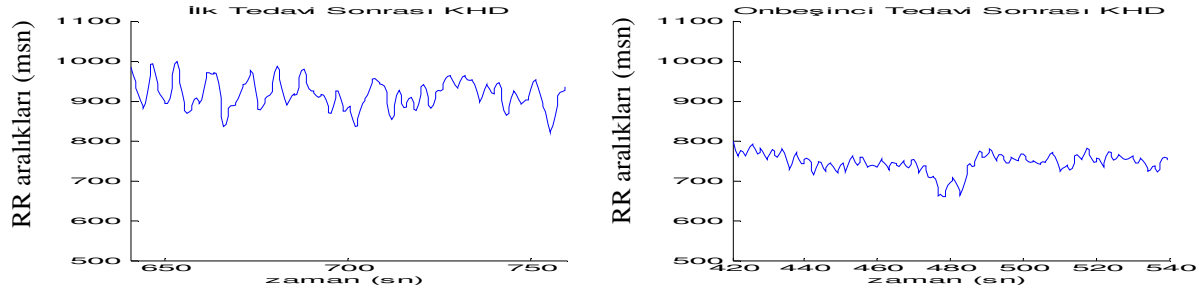
İlk ve 15. radyoterapi öncesi ve sonrasında KHD'nin zaman ve fekans düzlemi parametrelerinden bazılarında anlamlı değişimler gözlenmiştir. Bu değişimler ANS aktivitelerinde azalmaya işaret eden türdeki değişimlerdir.



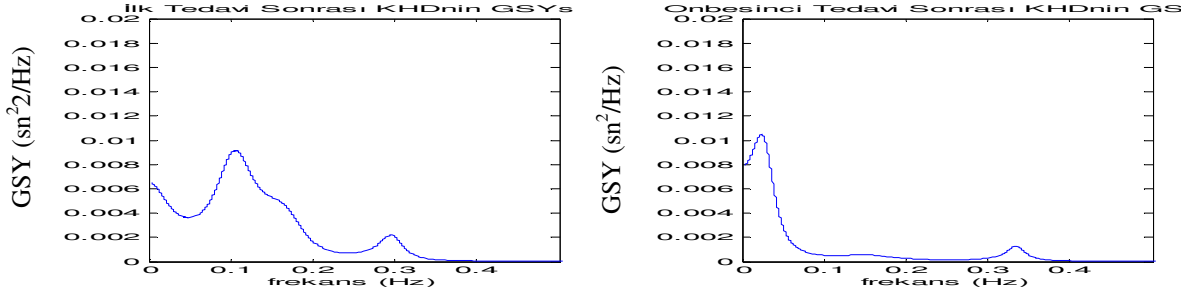
Şekil1. Deneklerden birine ait ilk ve 15. radyoterapi uygulaması öncesindeki KHD sinyalleri



Şekil2. Aynı deneğe ait KHD sinyallerinin güç spektral yoğunlukları



Şekil 3. Aynı deneğe ait ilk ve 15. radyoterapi uygulaması sonrasındaki KHD sinyalleri



Şekil 4. Aynı deneğe ait KHD sinyallerinin güç spektral yoğunlukları

Tablo1. İlk ve 15. radyoterapi seansları öncesi ve sonrasına ait KHD parametreleri (RTs: RadyoTerapi seansı)

N = 12	1. RTs Öncesi	15. RTs Öncesi	1. RTs Sonrası	15. RTs Sonrası
ortRR (ms)	773,17±121,74	720,00±106,34 (*)	750,75±101,92	722,50±105,51
stdRR (ms)	18,33±11,91	13,75±4,59	23,67±14,47	12,67±5,19 (&&)
LF (ms^2)	176,06±236,27	59,71±38,17	241,60±285,03	52,49±42,82 (&)
HF (ms^2)	167,31±247,62	39,71±49,82	124,40±134,09	37,11±38,23 (&)
LF/HF	1,45±0,83	2,31±1,13 (*)	2,08±1,12	2,12±1,33

1. ve 15. radyoterapi öncesi verilerin karşılaştırılması *P<0.05,
1. ve 15 radyoterapi sonrası verilerin karşılaştırılması &P<0.05, &&P<0.01

Bu çalışmada, literatürde ilk defa olarak, kalbinde radyoterapi alanında kaldığı hastalar üzerinde çalışıldığı için sonuçlarımızın tam olarak karşılaştırılabileceği bir çalışma yoktur. Fakat kemoradyoterapinin KHD üzerindeki etkilerini inceleyen birkaç çalışma bulunmaktadır. Bunlardan Hirvonen ve ark., 1989, Meinardi ve ark., 2001, Watanuki ve ark., 2007 nın çalışmalarında kemoradyoterapi sonrasında kalp atım hızında artış, Ekholm ve ark., 1999, ise düşüş görülmüştür. Bu çalışmada da, alınan radyasyon dozuna bağlı olarak ortRR aralıklarında düşüş, yani kalp atım hızında bir artış görülmüştür. KHD güç spektrumunun OSS'nin parasempatik bileşeninden etkilenen HF gücünde gördüğümüz azalma, Hirvonen ve ark., 1989, Watanuki ve ark., 2007 tarafından da görülmüştür. LF/HF oranında ilk tedaviye göre 15.tedavi öncesi gördüğümüz artış, tedavi sonrası verileri için görülmemiştir. Ekholm ve ark., 1999, ve Watanuki ve ark., 2007, tedavi sonrasında LF/HF oranında azalma görmüşlerdir. Sonuçlarımızın literatürdeki çalışmaların bazı sonuçları ile uyuşup bazıları ile uyuşmamasının nedeni, bu çalışmada diğerlerinden farklı olarak kalbin de radyasyona maruz kalması olabilir.

KHD verilerini elde ettiğimiz kayıtların tedaviden hemen önce ve sonra alınmış olmaları deneklerin tedavinin oluşturduğu strese maruz kalmasına yol açmıştır. İlk tedavi öncesi ve sonrası verilere bakıldığında stresin KHD GSY si üzerine olan etkisini gösterir şekilde LF/HF oranında sempatik aktivitenin artışını gösteren bir değişim görülmektedir. 15. Tedavi öncesi ve sonrası veriler arasında ise böyle bir değişim görülmemiştir. Bu durum tedavi seansları tekrarlandıkça hastaların duruma alışmasından kaynaklanmış olabilir. Fakat bu durum tedavi öncesi ve sonrası verilerin birbiri ile karşılaştırmalarının sonuçlarını etkileyecek nitelikte değildir. İlk tedavi öncesi ile sonrası arasında LF, HF parametrelerinde ortalama olarak %30 lar civarındaki değişimlere karşın ve 15. tedavi öncesi ve sonrası verileri için %10 lar civarında kalmıştır. Fakat hem ilk ve 15. tedavi öncesi, hem de sonrası verilerdeki LF, HF değişimleri %350-%400 ler civarındadır. Bu durum bu değişimlerin tedavinin oluşturduğu kısa süreli stres kaynaklı olmadığını göstermektedir.

LF/HF oranı dışındaki KHD GSY parametrelerinde ilk ve 15. tedavi öncesinde görülen düşüş eğiliminin 15. tedavi öncesi ile sonrası arasında da devam ettiği dikkate alınırsa; mediasten bölgesine uygulanan radyoterapinin, alınan radyasyon dozuna bağlı olarak OSS dallarının aktivitelerinde değişimlere sebep olabileceği söylenebilir. Bundan sonraki çalışmalarda; KHD parametrelerinde görülen değişimlerin ağırlıklı olarak kemoterapi mi? yoksa radyo terapi mi? kaynaklı olduğu araştırılabilir.

5. Teşekkür

Bu çalışma "Mediasten bölgesİne uygulanan radyoterapinin otonom sinir sistemi üzerindeki etkilerinin incelenmesi" ismi ve BA09-01 proje nosu ile Başkent Üniversitesi tarafından Bilimsel Araştırma Projesi olarak desteklenmiştir.

6. Kaynaklar

[1]. Kaya, A.,"İyonize Radyasyonun Biyolojik Etkileri", Dicle Ü. (Jour.Of Med. School), c:29, s:3, 2002.
[2]. Seyrek, E. Radyoizotopların Üretimi ve Radyoterapide Kullanılması, Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, 2007.
[3]. Kıraç, S., "Radyasyon Ve Kalp", Anadolu Kardiyoloji Dergisi, s.276-282, sayı:1, 2001.
[4]. Task Force., Heart rate variability: "Standards of measurements, physiological interpretation, and clinical use", Task Force of ESC/NASPE.Circulation, 93, 1043-1065, 1996.
[5]. Ekholm E.M.K., Salminen E.K., Huikuri H.V., et al: "Impairment of heart rate variability during paclitaxel therapy", American Cancer Society, vol. 88, s. 2149-2153, 2000.
[6]. Meinardi M.T., Van Veldhuisen D.J., Gietema J.A., Dolsma W.V., Boomsma F., Van den Berg M.P., Volkers C., Haaksma J., De Vries E.G.E., Sleijfer D.Th., Van der Graaf W.T.A., "Prospective Evaluation Of Early Cardiac Damage Induced By Epirubicin-Containing Adjuvant Chemotherapy And Locoregional Radiotherapy In Breast Cancer Patients", J Clin Oncol 19:2746-2753, 2001.
[7]. Hirvonen H.E., Salmi T.T., Heinonen E., et al: "Vincristine Treatment Of Acute Lymphoblastic Leukemia Induces Transient Autonomic Cardioneuropathy", Cancer 64:801-805, 1989.
[8]. Gambardella A., Pesce L., Barbieri M., Lombardi G., Gambardella L., Varncchio M., "Metabolic changes in elderly mainourished cancer patients after propranolol administration combined with intralipid infusion", Annals Of Oncology, vol. 9, s. 31, 1998.
[9]. Watanuki K., "Evaluation Of Autonomic Dysfunction Associated With Chemoradiotherapy For Oral Cancer: Analysis Of Heart Rate Variability", AAOMS, 2007.
[10]. Freisen. G. M., Jannett T. C, Jadallah M. A, Yates S. L, Quint S. R. and Nagle H. T., A Comparison of The Noise Sensitivy of Nine QRS Dedection Algorithms. IEEE Trans. Bio. Med. Eng, 37:85-98, 1990.

Teletıp Sistemlerinin Teknolojik Gelişimi

Özlem Coşkun
Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Bölümü
Süleyman Demirel Üniversitesi
oulukut@mmf.sdu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, teletıp genel hatlarıyla incelenmiş ve başlıca uygulama alanlarına, kullanılan yöntemlere değinilmiştir. Teletıp, iletişim araçları kullanılarak uzaktaki bir hasta ile hekim arasındaki iletişimi ifade etmektedir. Teletıp ve telesağlık sistemlerinin en genel hedefi, yaygın, ucuz ve kaliteli sağlık hizmeti sağlanmasıdır. Teletıp'ın tarihi telefonun icat edildiği yıllara kadar uzanmaktadır. Teletıp sistemlerinin gelişimi, iletişim teknolojilerin gelişimi ile paralel bir şekilde olmaktadır. Günümüzde internet gibi tüm dünyayı kapsayan iletişim ağı ve gelişen web teknolojileri sayesinde, sağlık bilgi sistemleri ve teletıp sistemleri web üzerine taşınmaktadır. Internet' in yaygınlığı ve ucuzluğu nedeni ile sağlık hizmetleri daha büyük kitlelere ulaştırılabilmektedir. Pek çok üniversite ve çeşitli kuruluşlar, teletıp sistemleri hakkında çalışmalar yapmaktadır. Bu çalışmalar genellikle hükümetler tarafından büyük ölçüde desteklenmekte ve teletıp sistemlerinin geliştirilmesi tavsiye edilmektedir.*

Anahtar Kelimeler– *Teletıp, telesağlık*

1.Giriş

Kelime anlamıyla teletıp uzaktan-tıp ve terim anlamıyla ise tıbbi bilginin teknolojik imkanlarla uzaktaki bir hastanın yardımına ulaştırılması olarak tanımlanabilir. Teletıpın genel amacı modern bilgi ve haberleşme teknolojilerini kullanarak yeterli bilgi ve eğitimin bulunmadığı uzaktaki bir noktaya uzman bazlı bir sağlık desteği taşımaktır. Teletıp kavramı ilk olarak 30 yıl kadar önce günümüzde de kullanılmakta olan PSTN hatlar üzerinden kullanımı şeklinde ortaya atılmıştır. Teletıp uygulamalarında canlıların hareketlerini sınırlamadan doğal yaşam alanlarında izlenebilmesine olanak sağladığı için kablosuz biyotelemetri sistemleri daha çok tercih edilmektedirler [1]. Teletıp, "elektronik bilgi ve haberleşme teknolojilerinin" sağlık hizmeti sağlamak ve destek sistem olarak kullanılmasıdır. Hastaneler bir kısım sağlık hizmetini bu yolla vermektedirler. Ayrıca hava yolları şirketleri de uçuş sırasında yolcuların ve personelin olası sağlık sorunları için teletıp uygulamalarından yararlanmaktadırlar. Teletıpın başarıyla uygulandığı bir başka yer de hapishanelerdir. Tutukluların sağlık durumları teletıp yardımı ile sürekli olarak denetlenebilmektedir [2].

Özellikle son birkaç on yılda gözlenmekte olan yaşlı nüfustaki artış ve bu yaşlı nüfusun beraberinde getirdiği sağlık giderleri üzerindeki baskısı uzmanları çözüme zorlamıştır Sürekli hastanede tutulacak kronik(kalp, diyabet, astım vs.) hastaların yaşlılar gibi maiyetleri yukarı çekeceği aşikârdır. Bu guruptaki hastaların kendi yaşam alanlarında yaşam kalitelerine müdahale olmaksızın hastane imkanları ile gözetlenip müdahale edilebilmesi her iki taraf için de avantajlar sağlayacağı düşünülmektedir. Operasyon öncesi ve operasyon sonrası hasta gözetimi hem hasta güvenliği hem de hastalığın seyri ile ilgili bilgi toplama imkanı sunabiliyor olması bu sistemlere olan talebi arttıracağı düşünülmektedir. Acil durum olarak bilinen ambulans uygulamalarında kritik müdahale sürecinde ön bilgilendirme büyük öneme sahiptir. Temel canlılık bilgilerinin servis öncesi ulaştırılması ve gerekli uzman ve ortamın vaktinde hazırlamaya olacak potansiyel katkı bu sistemleri vazgeçilmez olacağı düşünülmektedir [3].

Teletıp, başlıca üç kısımda ele alınabilir.

Tıbbi karar desteği: Merkezden uzakta bulunan sağlık personeline gerekli olan tüm bilgilerin sağlanmasıdır. Bu sayede hekimler online veri tabanlarını tarayabilmekte ve sorunun çözümü için ihtiyaç duydukları bilgi ve belgelere ulaşabilmektedir.

Uzaktan algılama: Teletıpın bu yönü, asıl amacın en eski tarafıdır. EKG, kan basıncı, ultrason, hasta görüntüleri, röntgen filmleri, deri yüzeyinin görüntüleri gibi bilgilerin merkeze iletilmesinin sağlanmasıdır.

İşbirliği anlaşması:Bir hekimin uzaktaki bir hekimin hastası için, iletilen verileri değerlendirerek görüş bildirmesidir.

2.Teletıp'ın Tarihçesi

İlk olarak 1960 yılında NASA tarafından kullanılmaya başlanmıştır. Ancak, günümüzde gerek klinik gerek maddi gerekse teknik nedenlerle gereken gelişimi gösterememiştir. Teletıp, tıbbi konsültasyon, tanı, tıbbi ve hasta eğitimi, cerrahi işlemler gibi değişik yönleri vardır. Teletıp ilk defa 1959 yılında Nebrska Üniversitesi'nde Psikiyatri Bölümünde görüntülü telekomünikasyon yardımıyla kullanılmıştır. 1968 yılında Massachusetts Hastanesi ile Boston Havaalanı arasında kurulan video bağlantısı sayesinde havaalanında sürekli hekim bulunması ihtiyacını ortadan kaldırmıştır. Bu sırada kardiyoloji, dermatoloji ve radyoloji takipleri başarıyla uygulanmıştır. 1968 yılında INTERACT programıyla Vermont Üniversitesi kırsal alanlarda teletıp kullanılarak uzman doktorlardan konsültasyon ve eğitim sağlandı. 1974 yılında NASA tarafından tele tanı denenmiştir. 1989 yılında uluslararası teletıp yardımıyla konsültasyon uygulanmıştır. 1994 yılında NASA, WHO, Dünya Bankası gibi kuruluşlar Büyük Sağlık Ağı'nı kurmak için bir araya gelmişlerdir. Amerika'da askeri ve sivil olarak teletıp için ayrılan bütçe 240 milyon dolar olarak bildirilmiştir [4].

3.Başlıca Kullanım Alanları

Uzaktan hasta takibi. Hastaya ait veriler uzak mesafeye iletilmek amacıyla çeşitli elektronik cihazlarla alınır ve değerlendirilmek üzere izleme merkezine gönderilir. Örneğin, uzaydaki astronotların kalp atış hızları, kandaki oksijen, karbondioksit miktarı gibi veriler çeşitli yöntemlerle dünyadan izlenebilmektedir. Yine teletıp ile sağlık merkezlerine uzak yerlerde çalışanların ya da hastane dışındaki hastaların tıbbi verileri uzaktan takip edilebilmektedir.

Hastalığın tanı ve tedavisi. Hastalığın tanısının konmasında zorlanıldığı durumlarda, hastaya ait bilgi ve yapılan tetkikler, bilişim ve iletişim araçları aracılığıyla başka merkezlere gönderilir. Uzakta bulunan uzmanlar veya merkezler aracılığıyla teşhis konulabilir ve tedavi düzenlenebilir.

Tıbbi eğitim ve araştırma. Veritabanlarına erişim ve özel seminerler ile tıp merkezlerine uzakta bulunan sağlık personeli ve hastalar için sürekli bir eğitim ve araştırma olanağı sağlanır [5].

4. Teletıp Çeşitleri

Teletıp yöntemleri daha çok radyoloji, kardiyoloji, dermotoloji, psikiyatri alanlarında ve acil tıp, video konferans için kullanılmaktadır. Teletıbbın bu alanlar için uygulamaları özel isimler alırlar. Teleradyoloji, telekardiyoloji, telepsikiyatri, telecerrahi, telepatoloji örnek olarak verilebilir. Teleradyoloji hastalara ait radyolojik görüntülerin başka bir merkeze gönderilerek, karşı taraftan görüş alınması şeklinde uygulanır. Gönderilecek olan bilgi bilgisayarlı tomografi (CT), manyetik rezonans filmleri (MRI) olabilir. Geniş bant teknolojisi gerektirir. (128 kps-1,5 Mbs). Ayrıca daha çok hastane içerisinde kullanılan CS (resim arşivleme ve iletişim sistemi) sistemi de teleradyoloji uygulaması olarak görülebilir. Bu sistem yerel ağ (LAN) kullanır. Resimler arşivlenir ve veri tabanı sayesinde kullanıcılar bu resimler ulaşabilir. Teleradyoloji bir çok ülkede teletıbbın en yaygın kullanım şeklidir [6]. Telekardiyoloji, EKG sinyalleri yada kalp atış sesleri gibi tıbbi bilgilerin uzak merkeze aktarılması şeklinde uygulanır. Uzmanlar arasında video konferans ve hasta doktor arasında görüntü ses aktarımı uzun yıllardan bu yana kullanılmaktadır. Telecerrahi. Telecerrahi uzaktan ameliyat şeklinde kullanılmaktadır. Cerrah uzaktan kontrol ettiği bir robot yoluyla hastaya temas etmeden ameliyat gerçekleştirebilmektedir [7]. Telepatoloji, teletıp yöntemleri ile patolojistler, uzak bir merkezdeki mikroskobu kontrol edebilirler. Ya da çeşitli patolojik slaytların başka bir merkeze gönderilip görüş alınması şeklinde uygulanır [8].

5. Uzaktan Tıbbi Görüntüleme ve Hasta Takip Sistemleri

Teletıp konusundaki çalışmalar yeni değildir, literatürde geçmiş 30-40 yılda yayınlanmış makalelere rastlamak mümkündür. Uygulamalara ise ilk defa 1960lı yıllarda Kuzey Amerika'nın hekim bulunmayan, uzak kırsal yerleşim yerlerinde yaşayanlara birinci basamak sağlık hizmeti vermek amacıyla başlanılmıştır. Bu yerleşim yerleriyle, tıp merkezleri arasında kurulan özel hatlar sayesinde, patoloji örnekleri incelenebilmiş, röntgen filmleri değerlendirilebilmiş hatta akciğer konsültasyonu yapılabilmiştir. Bir başka uygulamada ise, mayıs 1999'da bir grup doktor ve dağcı Everest tırmanışında, taşıdıkları algılayıcılar ve vericiler sayesinde yüksekliğin, soğuğun ve yorgunluğun etkilerini anında aşağıdaki doktorlara iletmişler ve tırmanış daha güvenli hale gelmiştir.

Amerika ve Çin arasında gerçekleştirilen bir çalışma da, Sun Micro Systems Inc. tarafından geliştirilen bir sistem ile, Çin'li hastaların hastalıkları Amerika'da bulunan uzman hekimler tarafından teşhis edilebilmekte ve Çin'deki doktorların tedaviye bu teşhislerin ışığı altında devam etmesi sağlanabilmektedir. ABD'de Medical College of Georgia, hastalarını lokal teletıp ağına entegre ederek, hekimlerin hastalarını on-line ziyaret edebilmelerini ve günün her saatinde teledanışmanlık yapabilmelerini sağlamıştır. Genellikle yatalaklardan oluşan hastalar, etkileşimli video ile kliniğe bağlıdır ve elektronik steteskop yada nabız ölçer gibi özel aletler hastanın sağlık durumunu kliniğe ulaştırmaktadır. Elektronik kamera ve mikrofon ile sonuçlar on-line olarak hekime iletilmekte, hekimde hastaya talimatlar verebilmekte yada bir reçete gönderebilmektedir [9].

6. Teletıpta Kullanılan Teknolojiler

Standart Telefon Ağı (POTS). En basit ve yaygın olarak kullanılan yöntem standart telefon ağıdır. Bir çeşit devre anahtarlamalı yöntemdir. Kullanılan devre, sadece görüşme yapıldığı zaman iki nokta arasında kurulur, görüşme bittiği zaman iptal edilir. Normal telefon hatları ile verimli bir şekilde canlı görüntü ve ses aktarmak zordur. Küçük çaplı sakla-gönder projelerinde kullanılması daha uygundur [11].

ISDN (Integrated services digital network). Video konferans için standart olarak kullanılan bu yöntem 128 Kbps hızında bilgi iletimi sağlar. Video konferans sistemi video monitör, video kamera, mikrofon, hoparlör ve kodlayıcı-kod çözücüden (CODEC) oluşur. Kapasitenin ve resim kalitesinin yüksek olması için bana genişliğinin büyük olması gerekir. ISDN hatları mevcut telefon ağ yapısı üzerinden ses, data ve video bilgilerinin taşınması için tasarımlanmıştır. Sağlanan bant genişliği bir çok medikal cihazın da kullanımına izin verir. Örneğin telefon hattı üzerinden doktorlar elektronik steteskopla elde edilen sesleri dinleyebilirler yada otoskop vasıtasıyla hastaların kulak, burun, boğaz iç yapılarını inceleyebilirler [10].

Kiralık Hat (Leased Line). Hızlı, kaliteli ve 24 saat kesintisiz internet bağlantısı sağlar. Kiralık hat kullanıcı sistemine çekilen özel bir hat üzerinden çalışır. Hat sürekli aktiftir, bağlantı kopması, bağlantı sağlayamama gibi sorunlar yaşanmaz. İletim için TDM veya DXX iletişim teknolojilerini kullanılmaktadır. 64 kbps – 2Mbps hızlarında iletişim yapılabilir. Şehir içinde kullanımı daha uygundur [7].

Frame Relay. Bir çeşit kiralık hattır ve verilerin çok yüksek hızlarda iletilmesini sağlar. Hız 1,5-2 Mbps seviyelerine çıkabilir. Veriler frame adı verilen paketler şeklinde aktarılırlar. Hata kontrolü sadece verinin iletildiği noktada yapıldığı için hız yüksektir. Maliyetin yüksek olması sebebiyle daha çok şehirler arasında kullanılır [10].

XDSL (Djital Subscriber Line). Gelişmiş modülasyon teknikleri kullanır. Son yıllarda ortaya çıkmış, yüksek bant genişliği, yüksek hızda ses ve görüntü iletimi sağlayan yeni bir teknolojidir. Lokal santraller ile kullanıcılar arasında telefon görüşmelerinde kullanılan 2 telli hattı kullanır. Bant genişliği 1,2 MHz'e kadar çıkmaktadır. ADSL, RADSL, HDSL (Yüksek Data Gönderen Sayısal Abone Hattı), SDSL ve VDSL (Çok Yüksek Hızlı Data gönderen sayısal Abone Hattı) çeşitleri vardır. Data sıkıştırılarak gönderilir ve veri iletim hızı 52 Mbps seviyesine kadar ulaşabilir [12].

Kablo TV. Kablo TV, kullanıcılara geniş bant ve hızlı internet erişimi, data aktarımı, TV, radyo yayını gibi hizmetler sağlar. Çeşitli ortamlardan gelen veriler, TV, radyo sinyalleri birleştirilip paketler halinde fiber optik yada koaksiyel kablo üzerinden kullanıcıya iletilir. 64 kbps alım,16 kbps iletim ve bunun katları şeklinde hızlara ulaşmak mümkündür [10].

Uydu erişimi. Özellikle uzak ülkeler ve kıtalar arası yapılan teletıp uygulamalarında kullanılır. 9,6 Kbps – 622 Mbps hızlarda iletişim yapılabilir. Düşük hızlar için VSAT, noktadan noktaya yüksek hızlı bağlantılar için ise SCPC teknolojisi kullanılmaktadır [11].

*GSM (*Global System for Mobile Communication). 890-915MHz arası çalışır. 9,6 kbit/s iletişim hızlarına ulaşılabilir. En popüler sayısal sistemdir. Ses kalitesi analog sistemlere göre daha iyidir. Konuşma şifrelenir, abonenin güvenliği sağlanır. PSTN, ISDN, GPRS gibi varolan diğer sistemlerle uyumlu bir biçimde çalışır. GSM özellikle hastaların evden takibinde verilerin merkeze aktarılması için kullanılmaktadır [13].

GPRS (General Packet Radio Service). GSM şebekeleri üzerinden 171,2 kbps hızlarda veri iletilebilmesini sağlar. Mobil cihaz kullanıcılarına kesintisiz internet bağlantısı sunar. Aynı hattın birden çok kullanıcı tarafından paylaşılabilmesini sağlayan paket anahtarlama yöntemini kullanmaktadır. Sürekli bağlantı vardır fakat gerçekleşen veri miktarı üzerinden ücret ödenir [13].

Bluetooth. 2,4 GHz-2,48 GHz frekans bandını kullanarak ses ve veri iletimi sağlar. Bu bant Amerika'da ISM (endüstriyel, bilimsel ve medikal) bant olarak adlandırılmaktadır. Bandın kullanımı lisanssız olup 721 Kbps hızına ulaşabilir. Desteklediği mesafe yaklaşık 10 metredir fakat opsiyon olarak bu uzaklık 100 metreye kadar çıkabilmektedir. RF (Radyo Frekansı) çıkış gücü nominal 0dBm (1 mW), opsiyon olarak da 20dBm (100 mW) olarak belirlenmiştir [14].

802.11/802.11b/802.11a. Kablosuz iletişim standartlarıdır. 802.11, 2,4 GHz bandında FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum) tekniğini kullanır ve 2 Mbps hızına ulaşılabilir. 802.11b ise yine 2,4 GHz frekans bandında DSSS (Direct Squence Spread Spectrum) modülasyon tekniği ile 11 Mbps hızlarına çıkabilir. 802.11a ise 5 GHz bandında çalışır ve 54 Gbps hızlarına ulaşır. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) tekniğini kullanır [15].

7.Sonuçlar

Kablosuz teknolojinin yakın gelecekte tüm yerleşim birimlerinde kullanılmaya aday bir teknolojisi olacağı düşünülürse, hem hastaların gezginliği hem de doktorların gezginliği sağlanacaktır. Bir hasta dünyanın farklı yerlerinden farklı bir çok doktor tarafından gözlenebilecek ve teşhis konulabilecektir. Bu sistemin kullanılmasıyla, kablosuz sistemin elektromanyetik kirliliğine ilave bir elektromanyetik kirlilik olmadan biyotelemetrik ölçümler gerçekleştirilebilecektir. Sistem hem fiziksel boyutları küçük olduğu için hastayı çok az rahatsız edecek hem de maliyeti düşük olduğu için hasta ve hastaneye az mali külfet getirecektir. İletim işlemi sistemden bağımsız bir şekilde gitgide gelişen bir teknoloji olduğundan sistemin kullanılabilirliği zamanla önemli oranda artacaktır. Aynı şekilde, TCP/IP ve internet uyumlu cihazların artmasıyla alıcı noktalarda çok daha pratik çözümler üretilebileceği düşünülmektedir. Tüm bu avantajlarının yanı sıra sistemin bazı dezavantajları ve kısıtları bulunmaktadır. Sistemin elektromanyetik kirliliğe neden olması kaçınılmazdır. Bu elektromanyetik kirliliğin hem çevreye hem de hastanın kendisine kesin kanıtlanmamış olmasına rağmen zarar vereceği düşünülmektedir. Sistemin elektronik devre elemanlarının elektrik alan, manyetik alan, ısı, nem gibi fiziksel şartlardan etkilenmesi sistemin kısıtlarındandır. Ayrıca verici üzerindeki yazılımlara virüsler ve hackerlerin zarar vermesi mümkündür.

Kaynaklar

[1].Garshnek V. and Burkle F. M., "Applications of Telecommunications to Disaster Medicine", Journal of the American Medical Informatics Association, Vol:6, No:1, 26-37, Jan / Feb 1999.
[2].Yılmaz E., "Uzayda Olsanız da Sağlınız Denetim Altında", Bilim Teknik Dergisi, No:376, 50-53, Mart 1999.
[3].M.D. Melnyk, J.M. Silberman, A Wireless Electrocardiogram System, Yüksek Lisans Tezi, Cornell University, May 2004
[4]. Craig, J., Patterson, V., "Introduction to the practice of telemedicine". Journal of Telemedicine and Telecare, sayı 11, sayfa 3-11, 2005.
[5].Filho P.B., Azevedo F.M., "Proposal of a Telemetry System for Bioelectrical Signals Monitoring", Valência, Espanha, , 140-143, 27-28 November 1997.
[6].Aas, M. H,"Organizational cooperation in teleradiology". Journal of Telemedicine and Telecare, sayı 11, sayfa 45-51, 2005
[7].http://www.acponline.org/journals/impact/winter2002.htm
[8].http://www.telepathology.com/
[9].Bilgel, N, Internet ve tıp, S.37, 1997, İstanbul
[10].http://www.telekom.gov.tr
[11].http://www.telekom.gov.tr
[12].http://inet-tr.org.tr/inetconf7/bildiriler/88.doc
[13].http://www.gsmworld.com/
[14].http://e-dergi.emo.org.tr/index.php
[15].http://cisn.odtu.edu.tr/2002-6/ieee.php

Çamur Miktarının Azaltılmasında Yeni Bir Teknoloji: Darbeli Elektrik Alan Uygulaması

Gönül Tuğrul İçemer[1], Emine Can[1], Şükrü Özen[2]

[1]Akdeniz Üniversitesi
Çevre Mühendisliği Bölümü
Antalya
gicemer@akdeniz.edu.tr, eminecan@akdeniz.edu.tr,

[2]Akdeniz Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Antalya
sukruozen@akdeniz.edu.tr

Özet: *Atıksu arıtma işlemleri sonucu oluşan atık çamurun bertarafı, yüksek hacim ve düşük katı madde içeriği nedenleriyle sorun olmaktadır. Bertarafı güç olan bu çamurun çürütülmesi ve suyunun alınması temel problemdir ve bu sorunların çözümü için mekanik, ısıl, kimyasal ve biyolojik yöntemler araştırılarak yeni teknolojiler üretilmiştir. Yukarıda sözü edilen tüm yöntemler, biyolojik ayrışma işlemi için bir ön işlem niteliği taşımakta ve çamur katı maddesindeki hücre bileşenlerini ve diğer organik maddeleri serbest bırakarak ayrışma hızı ve derecesinde bir artış sağlamaktadırlar. Bu yöntemlerle gerçekleşen işlemler sonucu havalandırma havuzlarında daha iyi ayrışma verimi, kuru katı içeriğinde artış, şişkin çamurun engellenmesi, susuzlaştırma için polimer ve flokulant kullanımının azaltılması sağlandığı düşünülmektedir. Bu çalışmada, sabit aralıklarla arıtma çamuruna elektriksel yük veren Darbeli Elektrik Alan (DEA) yöntemi uygulanarak çamurun flok yapısının mekanik bozunmasının sağlanması amaçlanmıştır. Darbeli Elektrik Alan yönteminin çamur flok yapısının bozulması ve kuru maddesinin azaltılması üzerine etkileri araştırılmıştır.*

1. Giriş

Atıksu arıtımı sonucu oluşan sıvı ya da yarı katı halde, kokulu; uygulanan arıtma işlemine bağlı olarak ağırlıkça %0.25 ile %12 katı madde içeren atıklar arıtma çamuru olarak isimlendirilir. [1]

Atıksu arıtma işlemleri sonucu oluşan atık çamurun yüksek hacim ve düşük katı madde içeriği nedenleriyle bertarafı sorun olmaktadır. Günümüzde çamur için en yaygın kullanılan bertaraf yöntemi bu çamurların katı atık deponi alanlarında ayrılan özel bir bölgede depolanmasıdır. Fakat yüksek alan gereksinimi nedeniyle çamur hacminin azaltılması gerekmektedir. Bu amaçla çamur kurutma yatakları, çamur lagünleri, çamurun araziye yayılması gibi yüksek alan gereksinimi olan yöntemlerin yanı sıra kimyasal madde ve enerji girdisiyle yüksek maliyetli olan belt filtreler, santrifüjler, vakum filtreler ve filtre presler kullanılmaktadır. Bu geleneksel yöntemlerin dezavantajları nedeniyle çamur hacminin azaltılmasında kullanılabilecek yeni yöntemler araştırılmaktadır.Bu yöntemlerden bazıları Hidrostatik Yüksek Basınç, Mikrodalga, Ultrases, Plazma ve Darbeli Elektrik Alan'dır.

DEA yöntemi iki elektrot arasına yerleştirilmiş materyale yüksek yoğunluklu elektrik darbeleri gönderilmesi ile uygulanır. Bu yöntemde uygulanan elektrik alan kuvveti, muamele süresi, spesifik enerji, darbe geometrisi, muamele sıcaklığı, ortam faktörleri, iletkenlik ve uygulanan materyalin özelliği elektrik alanın etkisini arttıran yada azaltan önemli parametrelerdir.

Bu yöntem özellikle gıda sektöründe mikroorganizmaların inaktivasyonunda kullanılan ısıl olmayan bir işlemdir. Atıksuda ve arıtma çamurunda ise inaktivasyon ve çamur hacmine etkilerini inceleyen az sayıda çalışma mevcuttur. Bu konuda yapılan çalışmalarda DEA' nın anaerobik çürüme tankında bekleme süresini ve çürütücü hacmini azalttığı, çamur flok yapısını bozduğu ve mikrobiyal hücre duvarlarını tahrip ettiği görülmüştür. [2] Bunun yanı sıra filamentli bakterilerin flok yapısında bozulmalara, çöken çamur hacminin azalmasına, organik maddelerin bozunmasına ve gaz üretiminin artmasına neden olduğu görülmüştür. [3] Ayrıca DEA uygulamasının suda partikül miktarını arttığı saptanmış [4] ve flok yapısını parçalayarak çözünebilir kimyasal oksijen ihtiyacı/toplam kimyasal oksijen ihtiyacı oranında 4,5 kat ve hücre dışı polimer miktarında 6,5 kat artış olduğu belirlenmiştir. [5]

Bu çalışmada Lara evsel atıksu arıtma tesisi dengeleme havuzundan alınan çamur numunelerini farklı şiddetlerde DEA uygulanmış ve DEA' nın çamurun fiziksel özelliklerine (pH, sıcaklık, iletkenlik), Askıda Katı Madde (AKM), Kimyasal Oksijen İhtiyacı (KOİ) ve Katı Madde (KM) içeriğine etkisi incelenmiştir.

2. Materyal ve Metot

2.1. Materyal

Bu çalışmada evsel atıksuların biyolojik olarak arıtılması sonucu oluşan çamur örnekleri kullanıldı. Çamur numuneleri Lara Atıksu Arıtma Tesisi dengeleme havuzundan alınarak soğuk zincirde (4 °C' de) laboratuara getirildi. Çamur özellikleri zamana bağlı değişim gösterdiği için tüm analizler aynı gün içerisinde tamamlandı.

2.1.1. Lara Atıksu Arıtma Tesisi

Lara evsel atıksu arıtma tesisi Antalya Su ve Atıksu İdaresi (ASAT) Genel Müdürlüğü tarafından Antalya'nın doğu bölümünde 350.000 nüfusa eşdeğer biyolojik arıtım yapacak şekilde işletmeye alınmıştır. Artıma tesisinde Tam Nitrifikasyon ve Deninitrifikasyon ile biyolojik ve kimyasal olarak Fosfor gideriminin sağlandığı Bardenpho prosesi uygulanmaktadır. Arıtılmış atıksular dezenfeksiyon sonrası derin deniz deşarjı ile bertaraf edilmektedir. [6]

2.2. Metod

Çalışmada, çamur örneklerinin susuzlaştırılması, çamurun katı madde içeriğinin arttırılması ve çamur hacminin azaltılması amacıyla örneklere 3,7–6,3 kV/cm elektrik alan şiddetinde, 1000Hz frekans ve 1dk süre ile DEA uygulanmıştır.
Uygulama öncesi ve sonrasında örneklerde Askıda Katı Madde (AKM), Katı Madde (KM), Kimyasal Oksijen İhtiyacı (KOİ) ve Çamur Hacim İndeksi (ÇHİ) analizleri Standart Metot'a göre [7] ve KM içeriği Kocasoy 1994'e göre [8] yapılmıştır.
Bunun yanı sıra laboratuarda muamele öncesi ve sonrası örneklerin iletkenliği (iletkenlik ölçer ile), sıcaklılığı (termometre ile) ve pH'ı (pH metre ile) ölçülmüştür.

2.3 DEA DÜZENEĞİ

Çalışmada gerekli olan darbeli elektrik alanı (DEA) elde edebilmek için gerilimi 20kV, frekansı 5kHz, akımı 10mA maksimum değerlerine kadar ayarlı olarak çıkabilen bir kaynak tasarımı yapılmıştır.(Kaynak tasarımı, imalatı ve testleri Akdeniz Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü laboratuarında gerçekleştirilmiştir). Deneysel amaçlı gerçeklenen kaynaktan yukarıda verilen maksimum değerlere kadar yükselebilen kare darbe elde edilmiştir. Deneylerde paralel plaka elektrot sistemi kullanılarak deneyler için planlanan elektrik alan şiddetleri elde edilmiş ve numunelere uygulanmıştır. Paralel plaka olarak 2mm kalınlığında 23x13 cm boyutlarında bakır levhalar kullanılmıştır. Paralel levhalar, homojen elektrik alan elde edebilmek için bir toprak zemin üzerine birilerine d mesafesinde yerleştirilmiştir. Plakalar ağaç ayak üzerine tespit edilip birbirlerine paralel yerleştirilmiştir. Ara mesafe, uygulanacak elektrik alan şiddetine bağlı olarak ayarlanabilmektedir. Elektrik alan dağılımında bozucu etkilerin oluşmaması amacıyla besleme kabloları plakaların orta noktalarına bağlanmıştır. Plakalar arasında oluşan elektrik alan değeri uygulanan gerilim ve plakalar arası mesafeye bağlı olarak değişim gösterir.

$$E = V / d \qquad [1]$$

Burada; V plakaya (+) uygulanan gerilim değeri (kV) ve d (m) plakalar arası mesafedir.

3. Bulgular ve Tartışma

Arıtma çamuru örneklerine 3.8-6.3 kV/cm elektrik alan şiddeti uygulanarak çamurun fiziksel özelliklerinde değişimler incelenmiş ve tesisin dengeleme (son çökeltim havuzundan) alınan örneklerin bazı fiziksel özellikleri Tablo 1'de özetlenmiştir. Biyolojik arıtma tesislerinin son çökeltim havuzlarında beklenen katı madde içeriği % 1–4 arasında değişmekte olup dengeleme havuzundaki ham çamur örneğinde %3.6 değeri bu aralık içinde bulunmaktadır.

Tablo1. Ham çamurun özellikleri

Sıcaklık (°C)	İletkenlik (µS/cm)	pH	ÇHİ (ml/L)	AKM (mg/L)	KM (%)	KOİ (mg/L)
27,4	2087	7,07	925	13183	3,6	6223

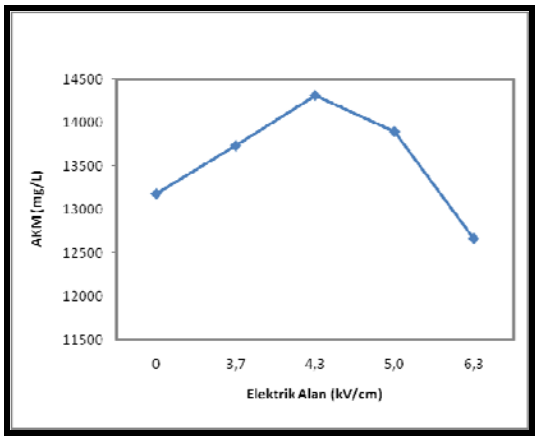
İletkenlik ve pH değerlerinde önemli bir farklılık gözlenmemiş olup sadece 4.3 kV/cm uygulama sonrası tüm parametrelerde bir artış bulundu. Bu artış, hücrenin transmembran potansiyelini etkilediği ve oluşan porların geri

dönüşümsüz hale geldiğini göstermektedir. İletkenlik ve pH'da yükselme mikroorganizma inaktivasyonunu da artışına neden olmaktadır. Ayrıca, hücre parçalanmasını etkileyen koşullardan biri olan darbe sıklığı artarsa suyun elektrik yükü değişeceği için inaktivasyon ya da hücre parçalanması da artacaktır. Hücre dengeleşimi (homeostazi) bozulurken, düşük pH'lı hücre ortamlarında sitoplazma kötü yönde etkilenecektir.[9]

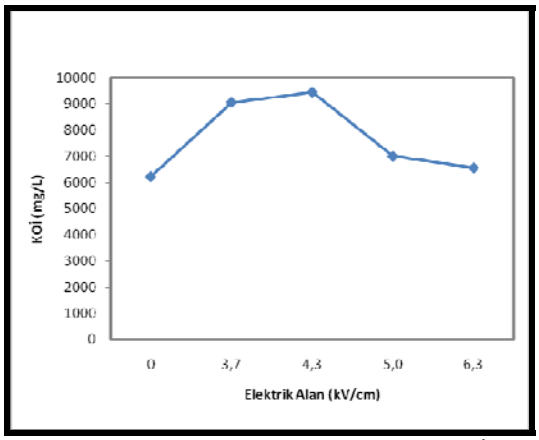
Biyolojik çamurların susuzlaştırılmasını flokların partikül boyut dağılımı, bağlı su içeriği, viskosite, yapı ve kompozisyonu ile hücre dışı polimerik maddeler gibi pek çok faktör etkilemektedir [10]. Çamur floklarının su tutma kapasitesi hücre dışı polimer içeriklerine bağlıdır. Bu nedenle çamur susuzlaştırmasında önemli bir faktördür.

Tablo2. Çamur örneklerinde muamele sonrası analiz sonuçları

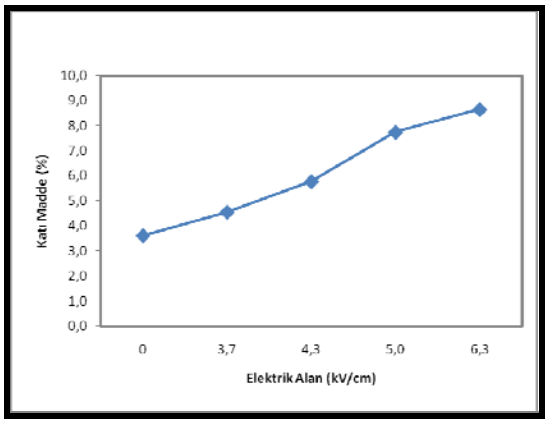
Uygulama No	Elektrik Alan Şiddeti (kV/cm)	Sıcaklık (°C)	İletkenlik (µS/cm)	pH	AKM (mg/L)	KM (%)	KOİ (mg/L)
0	Ham çamur	27,4	2087	7,07	13183	3,6	6223
1	3,7	26,5	2148	7,02	13735	4,5	9056
2	4,3	26,3	2778	7,12	14313	5,8	9445
3	5,0	25,3	2090	7,06	13898	7,7	7001
4	6,3	25,2	2067	7,08	12668	8,6	6556



Şekil 1a. DEA uygulaması sonucunda AKM miktarında değişim



Şekil 1b. DEA uygulaması sonucunda KOİ miktarında değişim



Şekil 1c. DEA uygulaması sonucunda KM miktarında değişim

Çamur floklarının ve hücre dışı polimerlerin kırılması, floklar içinde bulunan suyun sıvı ortama geçmesiyle katı madde içeriğinin artması ve hacminin azalması beklenmektedir. Hücrenin parçalanması ve hücre içeriğinin çamur matriksine geçmesi için elektrik alan uygulandı ve çamur numunelerinde farklı elektrik alan şiddeti uygulama sonrası analiz sonuçları Tablo 2'de özetlenmiştir. Uygulanan elektrik alan şiddetindeki artışına paralel

olarak çamurun katı madde miktarında önemli oranda bir artışına neden olmuştur(Şekil 1c). Arıtma çamurlarının katı madde içeriği ile çamur hacmi arasında ters orantılı ilişki bulunmaktadır. Ancak, KOİ ve AKM'da 4.7 kV/cm E.A şiddetine kadar bir artış gözlenmiş, 5.0 ve 6.3 kV/cm E.A şiddetinden sonra azalma eğilimi Şekil 1a ve 1b'de görülmektedir. DEA uygulama sonrası hemen analiz yapıldığından kimyasal reaksiyonların gerçekleşme süresinin çok kısa olması KOİ değerlerinin gerçekçi açıklamamaktadır. Uygulama sonrası bekleme süresi eklenmesi gerektiği kanaati oluşmuştur.

Töpfl'ün[11] doktora çalışmasında, Loeffler vd, PEF-arıtılmış çamur biyolojik aktivitesinde azalma ve su fraksiyonunda organik madde artışı olduğunu gösterdi. 26 kV/cm ve 800 kJ/kg uygulama sonrası, çamur süzüntüsünde KOİ'nın % 25'in üzerinde arttığını ve 40°C'nin üzerinde sıcaklık artışına izin verildiği zaman enerji gereksinimi azaldığını belirtmişlerdir. Bir başka denemelerinde 1,5 kV/cm muamele ve 360 kJ/l lük enerji girdisi sonrası, % 15 kadar KOİ oluştuğu rapor edilmiştir. Anaerobik parçalanma sırasında ise, uçucu askı katı madde (VSS) ve gaz üretiminde ısıl arıtma için 445 kJ/l'nin aksine 150 kJ/l DEA enerji girdisiyle %8 ve %19 verim sağlanabileceği bulunmuştur. Termal arıtım için% 50 enerji ihtiyacının aralığında en fazla ısı geri kazanımı dikkate alındığında yaklaşık 225 kJ/kg indirilecektir. Yine aynı araştırıcılar, DEA uygulaması sonrası organik madde salınımı susuzlaştırmada olduğu gibi parçalamada iyileştirme sağlayacağını belirlemek için Fransa'da (Ondeo, Evry), bir waster su fabrikasında 2 aylık alan testler sırasında 1000 kJ / kg enerji girişi ve 15 kV/cm, 35°C'de DEA uygulayarak fazla çamurdaki toplam katı maddenin %45 artışı ve uçucu katı maddenin de %53'ün üzerinde artışa neden olduğunu belirlemişlerdir. Aynı zamanda suyun metal içeriklerinde artış gözlemişlerdir. Bulgularımıza göre arıtma çamurunun toplam katı madde içeriğinde % 55 oranında bir artış olduğu hesaplanmıştır.

4. Sonuç

Mekanik kopma, ozon uygulaması, termal ya da ultrases uygulamaları gibi yaygın parçalama tekniklerinin aksine DEA uygulamalarının temel avantajı kısa proses süresidir ve hücre membranlarının geçirgenliğinin doğrudan ve etkin olduğu kanıtlanmıştır. Ülkemizde arıtma çamurlarının büyük çoğunluğu arazide depolanmaktadır. Arazide depolama kullanım kolaylığı nedeniyle tercih edilmekle birlikte son yıllarda çamur miktarındaki artış arazide depolama seçeneğini sınırlamaktadır. DEA yöntemi kullanılarak çamur kuru maddesinde yaklaşık %55 artış çamur hacminin de bu oranda azalmasına neden olacak ve daha fazla depolama imkânını sağlayacaktır. Kaynak tasarımı, imalatı ve testleri Akdeniz Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü laboratuarında gerçekleştirilen cihazın pilot uygulama için geliştirilmesi ile diğer geleneksel yöntemlere göre ve ülkemiz kaynaklarının değerlendirilmesi açısından önemli avantajlar sağlayacağına inanılmaktadır.

5. Kaynaklar

[1]. Filibeli A., "Arıtma Çamurlarının İşlenmesi", Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Yayınları No: 255, 2002.
[2]. Müller J., Winter A., ve Strünkmann G., "Investigation and assessment of sludge pretreatment processes", Water Science and Technology, 49 (10), s.97-104, 2004.
[3]. Kopplow O., Barjenbruch M., ve Heinz V., "Sludge pre-treatment with pulsed electric fields", Water Science and Technology, 49 (10), s.123-129, 2004.
[4]. Koners U., Schmidt W., Löffler M., Schwartz F., Heinz V., ve Knorr D., "Impact of pulsed electric field (PEF) applıcatıon on partıcle sıze of actıvated wastewater treatment sludge", PARTEC, 2007.
[5]. Choi H., Jeong S., ve Chung Y., "Enhanced anaerobic gas production of waste activated sludge pretreated by pulse power technique", Bioresource Technology 97, s.198-203, 2005.
[6]. http://www.asat.gov.tr/?page=pages&PID=302 Erişim tarihi:14.07.2010, Saat:11:25
[7]. Standard Methods for the Examination of Water and Wastewater, APHA, AWWA, WEF 19. Ed. Washington, DC, 2005.
[8]. Kocasoy G., "Atıksu Arıtma Çamuru ve Katı Atık ve Kompost Örneklerinin Analiz Yöntemleri", Boğaziçi Üniversitesi Çevre Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1994.
[9]. [Barbosa-canovas, G.V., Tapia, M.S., Cano, M.P. Novel Food Processing Technologies. 2005. CRC PRESS]
[10]. Fleming,H.C., Wingender, J. "Relevance of microbial extracelluler polymeric substance (EPSs)- Part I: Structral and Ecological Aspects" Water Science and Technology, 43(6):1-8, 2001.
[11]. Töpfl, S. Pulsed Electric Fields(PEF) for permeabilization of cell membranes and in food-and processing-aplications, process and eqipment design and cost analysis. Doktora tezi, Berlin Teknik Üniversitesi, Berlin.

Binalar Arasında Dalga Yayılımının İki Yönlü Sonlu Elemanlar Parabolik Denklem Yöntemiyle Modellenmesi

Gökhan Apaydin[1*], Özlem Özgün[2], Mustafa Kuzuoğlu[3], Levent Sevgi[4]

[1] Zirve Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gaziantep, Tel: +903422116793, Fax: +903422116677
gokhan.apaydin@zirve.edu.tr

[2] Orta Doğu Teknik Üniversitesi – Kuzey Kıbrıs Kampusu
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Güzelyurt, Mersin 10
ozozgun@metu.edu.tr

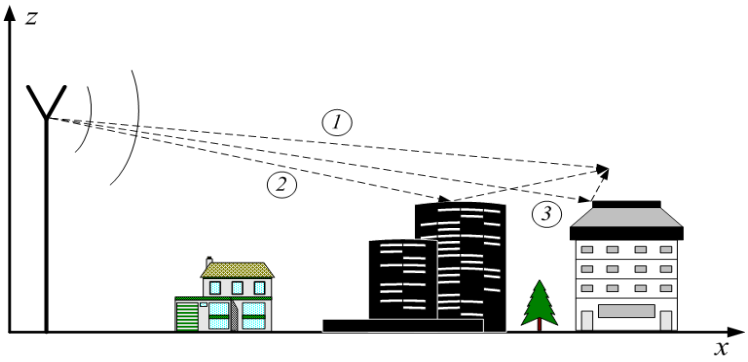
[3] Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
06531 Ankara
kuzuoglu@metu.edu.tr

[4] Doğuş Üniversitesi
Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
lsevgi@dogus.edu.tr

Özet: *Kent içi GSM antenlerin binalar arasındaki dalga yayılımları, sonlu elemanlar yaklaşımı kullanılarak parabolik denklem yöntemiyle modellenmiştir. Genel olarak uzak mesafelerde kolay ve hızlı çözüm sağlaması açısından Fourier dönüşümü kullanan adım adım parabolik denklem modeli tek yönde ilerleyen dalgalar için yaygın kullanılmıştır. Şehir içinde ise binalar arasında dalga yayılımı problemlerinde (binalara ve yere göre) uygun sınır koşullarını etkin biçimde kullanan sonlu elemanlar yöntemi daha elverişli görülmektedir. Özellikle geriye dönen dalgaların etkisinin de önemli olduğu bu problemlerde iki yönlü parabolik denklem modeli ile sonlu elemanlar yaklaşımı kullanmak daha avantajlıdır. Bu çalışmada yöntem anlatılmış ve sonuçlar gösterilmiştir. Sunumda yöntem analitik çözüm teknikleri ile karşılaştırılacak, iki yönlü parabolik denklem sonlu elemanlar yöntemi kullanmanın olumlu/olumsuz tarafları tartışılacaktır.*

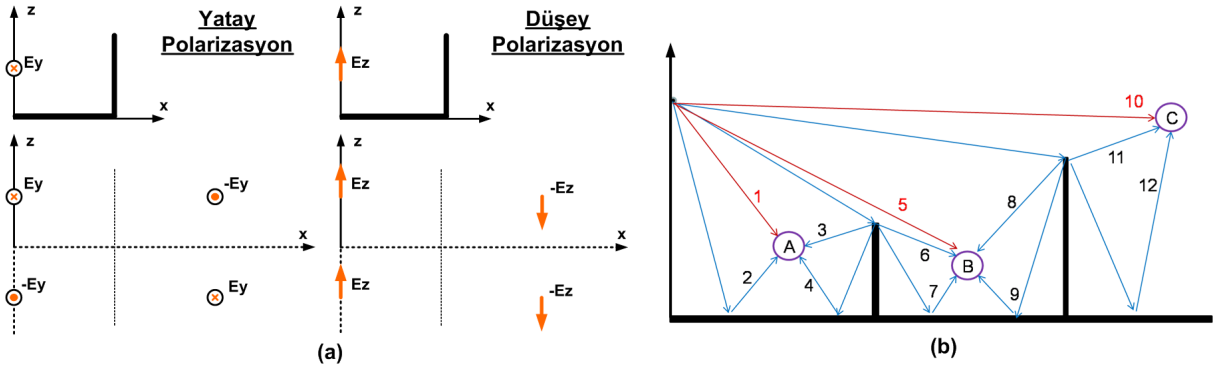
1. Giriş

Kablosuz iletişim sistemlerinin şehir içi yaşam alanlarımız içerisinde yaygın olarak kullanılması elektromanyetik (EM) dalga yayılımının yaşantımızdaki rolünün artmasına sebep olmuştur. Ülkemizde binalar arasındaki EM dalga yayılımlarının sayısal yöntemler ile incelenmesi üzerine model geliştirmek çevremizdeki EM alan seviyelerinin hızlı tespiti açısından önem teşkil etmektedir. Bu şekilde pahalı ve zaman alıcı uzun ölçmeler yerine kısa sürede az ölçme yaparak şehir içi EM dalga yayılımları tespit edilebilir. Örneğin, bir cadde boyunca bir binanın çatısına veya yüksek bir direğin tepesine yerleştirilen bir antenin kapsama alanı bulunabilmektedir veya sokak aralarındaki EM dalga yayılım problemlerinin çözümünde kullanılan yeni modeller geliştirilmektedir. Şekil 1'de iki boyutlu kartezyen koordinatlarda troposferdeki atmosferik değişimleri modelleyen yerleşim bölgesi içinde oluşturulan EM dalga yayılım problemi görülmektedir. Bugün gelinen noktada uygun koşullar altında bu tip iki boyutlu problemlerin sayısal yöntem ile modellenmesinde adım-adım parabolik dalga denklemi yöntemi kullanılabilir. Şekil 2'de ise geometrik optik ışın ve kırınım teorisi yaklaşımlarının karma kullanımına ait analitik modelin uygulanması resmedilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere, kent içi ve binalar arası dalga yayılımının modellenmesinde çoklu kırınım modeli karşılaştırmalar ve model kalibrasyonu için kullanılabilecektir.



Şekil 1. Yerleşim bölgesi içinde iki boyutlu EM dalga yayılım problemi: geometrik optik ışın için bileşenler (1) doğrudan dalga, (2) yansıyan dalga, (3) kırınım dalga.

Daha önceki çalışmalarda [1-4] genel olarak uzak mesafelerde kolay ve hızlı çözüm sağlamak açısından Fourier dönüşümü kullanan adım adım parabolik denklem çözümü "tek yönde ilerleyen dalgalar" için uygun bir yöntemdir. Şehir içinde çevresel koşul etkileri arttıkça binalar etrafında EM dalga yayılım problemlerinde (binalara ve yere göre) gerekli sınır koşullarının uygulanması önem kazanmaktadır. Bu nedenle geriye dönen dalgaların etkisini de hesaba katan iki yönlü parabolik denklem ile sonlu elemanlar yöntemi [5-9] kullanmanın avantajları vardır. Bu çalışmada iki yönlü parabolik denklem ile sonlu elemanlar yöntemi anlatıldıktan sonra analitik çözüm teknikleri (Şekil 2) [10-12] ile elde edilmiş sonuçlarla karşılaştırılacak ve iki yönlü parabolik denklem sonlu elemanlar yöntemi kullanmanın olumlu/olumsuz tarafları tartışılacaktır.



Şekil 2. (a) Yüzey sınırlarının farklı polarizasyonlar için modellenmesi (b) Geometrik optik ve kırınım teorisine göre bazı direk, yansıyan ve kırınım yapan bileşenler.

2. İki Yönlü Sonlu Elemanlar temelli Parabolik Denklem Yöntemi

Parabolik denklem, iletim yönüne yakın açılarda ilerleyen ve aynı yönde yavaş değişim gösteren EM dalga yayılımları için skalar Helmholtz dalga denkleminin çözümünü verebilmektedir [1-2]. EM dalga yayılım problemlerinde yatay düzlemde açısal simetri olduğu varsayılarak, k_0 boşluktaki dalga sayısını, $n(x,z)$ ortam kırılma indisini, $u(x,z)$ yatay/düşey polarizasyon için elektrik/manyetik alanı göstermek üzere mesafe ile hızlı değişen faz terimini ayırarak ($u(x,z) = \exp(ik_0 x)\,\tilde{u}(x,z)$) iki boyutlu (x yatay uzaklık, z yükseklik) parabolik dalga denklemi

$$\left\{\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + 2ik_0\frac{\partial}{\partial x} + k_0^2\left(n^2(x,z)-1\right)\right\}\tilde{u}(x,z) = 0 \qquad (1)$$

şeklinde gösterilir. Ortam kırılma indisinin mesafeden bağımsız olduğu durumlarda, $Q = \left(k_0^{-2}\partial^2/\partial z^2 + n^2(z)\right)^{1/2} = (1+q)^{1/2}$, $q = k_0^{-2}\partial^2/\partial z^2 + (n(z)^2 - 1)$ olmak üzere ileriye ve geriye giden dalgalar ayrılarak

$$\left\{\frac{\partial}{\partial x}+ik_0(1-Q)\right\}\left\{\frac{\partial}{\partial x}+ik_0(1+Q)\right\}\tilde{u}(x,z)=0 \tag{2}$$

birinci kısım ileriye giden dalgaları, ikinci kısım geriye giden dalgaları belirtir. $q<<1$ olmak üzere $(1+q)^{1/2}\approx 1+q/2$, $(1+q)^{1/2}\approx(1+0.75q)/(1+0.25q)$ gibi kök yaklaşımları kullanılarak tek yönde ilerleyen dalga

$$\left\{A_0\frac{\partial^3}{\partial z^2\partial x}+A_1\frac{\partial}{\partial x}+A_2\frac{\partial^2}{\partial z^2}+A_3\right\}\tilde{u}(x,z)=0 \tag{3}$$

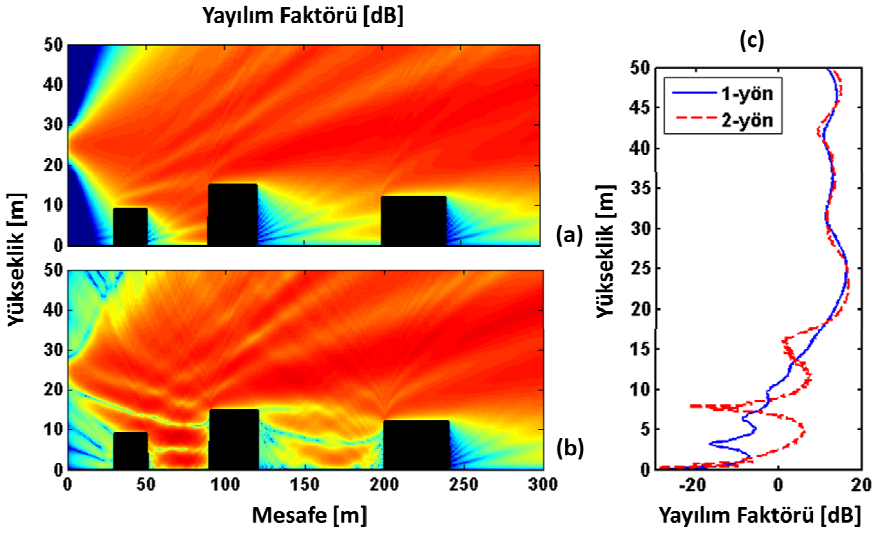
şeklinde gösterilir. Sonlu elemanlar yönteminin (3)'de verilmiş olan tek yönde ilerleyen dalga için elde edilen parabolik denklem ile çözülmesindeki genel fikir kısaca, düşey profilin küçük parçalara ayrılması (elemanlar) ve $z=0$ ve $z=Z_{max}$ için sınır koşullarına uygun şekilde matrislerin elde edilmesidir [6-9].

$\left(-A_0K^e_{mj}+A_1M^e_{mj}\right)\left\{\partial c^e_j/\partial z\right\}+\left(-A_2K^e_{mj}+A_3M^e_{mj}\right)\left\{c^e_j\right\}=\{0\}$ matris gösterimi yardımı ile her e elemanı için z^e_1 ve z^e_2 düğüm noktaları arasında d dereceli B temel fonksiyonları ile $K^e_{mj}=\int_{z^e_1}^{z^e_2}\frac{\partial B^e_m}{\partial z}\frac{\partial B^e_j}{\partial z}dz$, $M^e_{mj}=\int_{z^e_1}^{z^e_2}B^e_mB^e_jdz$ kullanılarak c^e_j katsayılarından elde edilen düşey alan adım adım yatay profilde Crank-Nicholson yöntemi ile ilerletilerek sağlanmış olur (n_e düşey profildeki eleman sayısı olmak üzere $e=1..n_e$, $j=1..d$, $m=1..d$) [6-9].

Dalga yayılım problemlerinde sınır koşulları şartlarının sağlanmasında 60-100 MHz'den yüksek frekanslar için yüzey sınırları mükemmel iletken kabul edilebilir. Bu şekilde Şekil 2a'da gösterildiği gibi yatay polarizasyon için yer yüzeyinde alanın sıfır olması, düşey polarizasyon için yer yüzeyinde alanın yüzeye göre türevinin sıfır olması sağlanır. Bina yüzeyinde ise her zaman sıfır olması gerekir.

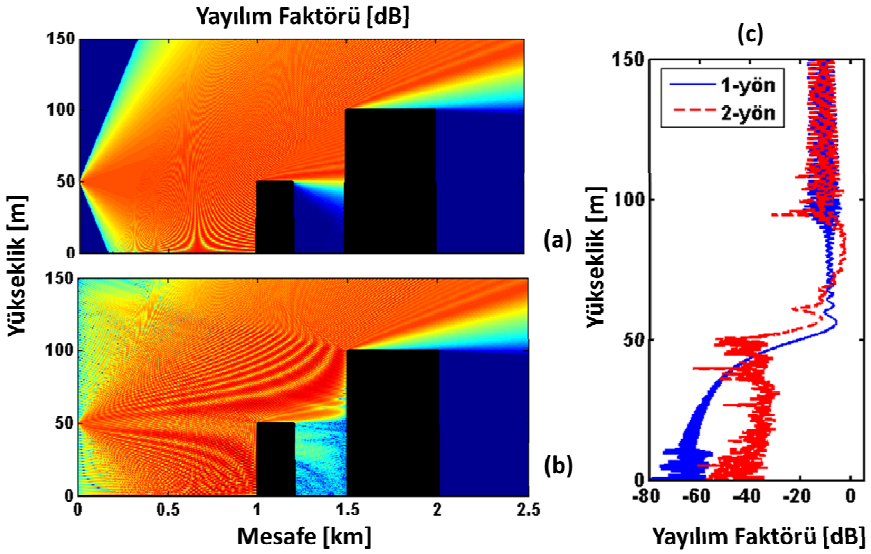
3. Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde binalar arasında EM dalga yayılımı iki yönlü parabolik denklem ile sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak gösterilecektir. Birinci uygulamada; 25 m yüksekliğinde 100 MHz frekanslı kaynak, standart atmosfer ortamda (yüksekliğe bağlı kırılma indis eğimi 118 N/km), 30 m/90 m/200 m mesafede 20 m/30 m/40 m genişlikli 9 m/15 m/12 m yükseklikli üç bina kullanılmıştır (Referans [6]-Şekil 7).



Şekil 3. Binalar arasında EM dalga yayılım faktörünün parabolik denklem ile sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak gösterilmesi: (a) mesafe-yüksekliğe bağlı tek yönlü yayılım, (b) mesafe-yüksekliğe bağlı iki yönlü yayılım, (c) 150 m mesafede yüksekliğe bağlı yayılım faktörü.

İkinci uygulamada; 50 m yüksekliğinde 3 GHz frekanslı kaynak, boşlukta ($n(z)$=1), 1000 m/1500 m mesafede 200 m/500 m genişlikli 50 m/100 m yükseklikli iki bina kullanılmıştır (Referans [12]-Şekil 9).



Şekil 4. Binalar arasında EM dalga yayılım faktörünün parabolik denklem ile sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak gösterilmesi: (a) mesafe-yüksekliğe bağlı tek yönlü yayılım, (b) mesafe-yüksekliğe bağlı iki yönlü yayılım, (c) 1.4 km mesafede yüksekliğe bağlı yayılım faktörü.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada sonlu elemanlar temelli parabolik dalga denklemi modeli kullanılarak kent içi binalar arasında EM dalga yayılımı modellenmiştir. Yöntemin olumlu/olumsuz yönleri örneklerle ele alınmış ve tartışılmıştır.

Kaynaklar

[1]. Levy M. F., Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Wave Propagation. The Institution of Electrical Engineers, London, U.K, 2000.
[2]. Sevgi L., Complex Electromagnetic Problems and Numerical Simulation Approaches. IEEE Press/Wiley, Piscataway, NJ, 2003.
[3]. Zaporozhets A. A. ve Levy M. F., "Modelling of radiowave propagation in urban environment with parabolic equation method", Electronics Letters, 32(17), s. 1615-1616, 1996.
[4]. Sevgi L., Uluisik C. ve Akleman F., "A Matlab-based two-dimensional parabolic equation radiowave propagation package", IEEE Antennas Propag. Mag., 47(4), s. 164-175, 2005.
[5]. Ozgun O., "Recursive two-way parabolic equation approach for modeling terrain effects in tropospheric propagation", IEEE Trans. Antennas Propag., 57(9), s. 2706-2714, 2009.
[6]. Arshad K., Katsriku F. A. ve Lasebae A., "An investigation of tropospheric wave propagation over irregular terrain and urban streets using finite elements," Proc. 6th WSEAS Conf. on Telecommunications and Informatics, Mart 2007, Dallas, TX.
[7]. Apaydin G. ve Sevgi L., "FEM-based surface wave multi-mixed-path propagator and path loss predictions", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., 8, s. 1010-1013, 2009.
[8]. Apaydin G. ve Sevgi L., "Numerical investigations of and path loss predictions for surface wave propagation over sea paths including hilly island transitions", IEEE Trans. Antennas Propag., 58(4), s. 1302-1314, 2010.
[9]. Apaydin G. ve Sevgi L., "The split step Fourier and finite element based parabolic equation propagation prediction tools: canonical tests, systematic comparisons, and calibration", IEEE Antennas Propag. Mag., 52(3), 2010.
[10]. Neve M. J. ve Rowe G. B., "Mobile radio propagation prediction in irregular cellular topographies using ray methods", IEEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation, 142(6), s. 447-451, 2002.
[11]. Ufimtsev P. Y., Theory of Edge Diffraction in Electromagnetics. Tech Science Press, Encino, California, 2003.
[12]. Sevgi L., "A ray-shooting visualization Matlab package for 2d ground-wave propagation simulations", IEEE Antennas Propag. Mag., 46(4), s. 140-145, 2004.

Yer Dalga Yayılımının Parabolik Denklem Yöntemiyle Modellenmesi ve Karma Yol Problemleri

Gökhan Apaydin[1*], Özlem Özgün[2], Mustafa Kuzuoğlu[3], Levent Sevgi[4]

[1] Zirve Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gaziantep, Tel: +903422116793, Fax: +903422116677
gokhan.apaydin@zirve.edu.tr

[2] Orta Doğu Teknik Üniversitesi – Kuzey Kıbrıs Kampusu
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Güzelyurt, Mersin 10
ozozgun@metu.edu.tr

[3] Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
06531 Ankara
kuzuoglu@metu.edu.tr

[4] Doğuş Üniversitesi
Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
lsevgi@dogus.edu.tr

Özet: *Yer dalga yayılımı ve orta/yüksek frekans bantlarında (300 kHz – 30 MHz) ve yüzey empedans koşulunun önemli olduğu karma yol problemleri ele alınmıştır. Önceleri, hesaplamalar sadece homojen atmosfer ve küresel yeryüzü koşulları altında ve mod-ışın yöntemleriyle yapılabilmekteydi. Bilgisayar teknolojilerindeki gelişmelere paralel güçlü yazılımların ortaya çıkmasıyla homojen olmayan atmosfer özellikleri, kaynak yeri ve frekansı, yüzeydeki empedans farklılıkları (deniz, kara gibi değişimler), yeryüzü yükselti farklılıkları (tepeler, vadiler gibi değişimler) modellenebilir olmuştur. Parabolik denklem yöntemi bu amaçla yaygın kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntem kullanılarak ve "sonlu elemanlar" ve "Fourier dönüşümlü adım adım" yaklaşımlarıyla geliştirilen yazılımlar kullanılarak karma yol problemleri çözülmüş ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak tartışılmıştır.*

1. Giriş

Yeryüzünde iki nokta arasında kablosuz haberleşme linkinin gerçeklenmesinde elektromanyetik (EM) dalgalar kullanılır. Bu dalgalar; yer ve gök dalgaları olmak üzere iki şekilde yayılırlar. Yer dalgaları; yüzey dalgaları, yerden yansıyan dalgalar ve direk dalgalardan oluşur. Bu dalgalar genelde troposferdeki hava değişimlerinden etkilenir. Gök dalgaları ise iyonosfer tabakasından yansıyarak gelen dalgalardır. Yer ve gök dalgaları farklı frekanslarda farklı özellikler gösterir. Örneğin, 300kHz-3MHz band aralığındaki orta frekanslı gök dalgaları, iyonosfer tabakasındaki değişmelerden dolayı gündüz yer dalgalarına göre zayıf kalabilmektedir. Bu yüzden gök dalgaları geceleri yer dalgalarının ulaşamadığı uzak mesafelere iletişim sağlayabilir. 3-30MHz band aralığındaki yüksek frekanslı dalgalar, yer dalgaları ile birlikte iyonosfer tabakasından yansıyarak uzak mesafelere gök dalgaları ile de iletim yapabilir. Daha yüksek frekanslarda iyonosfer tabakası şeffaf davrandığından sadece yer dalgaları ile iletişim daha uygun olabilmektedir.

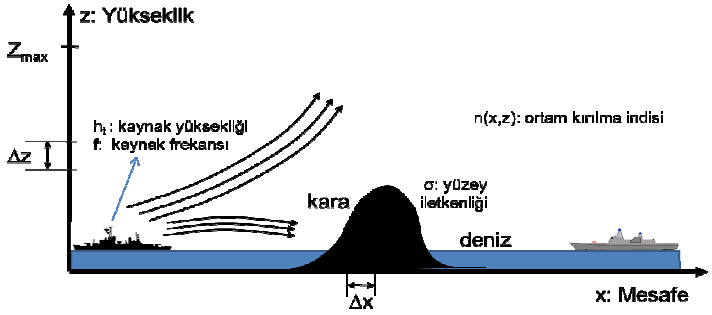
Yer dalgaları, yeryüzüne paralel ve yüzey eğrisini takip ederek ilerleyen dalgalardır. Uzun dalga boyuna sahip dalgaların zayıflamasının daha az olması, ayrıca orta ve yüksek frekanslarda yüzeyin mükemmel iletken yaklaşımından çıkıp yüzey kayıplarının dikkate alınması dalga menzil hesaplamaları yönünden önemlidir. Bu yüzden orta ve yüksek frekans kullanan haberleşme sistemlerinde yüzeyle ilgili parametreler önem kazanır. Örneğin; yer yüzeyi olarak kuru toprak yerine yüzey iletkenliği fazla nemli toprak veya deniz seçildiği zaman

yol kaybı daha az olup daha uzak mesafelerle iletişim sağlanmış olacaktır. Ek olarak frekansın ve kaynak yüksekliğinin artması yol kaybını daha fazla olmasına sebep olacaktır.

Yüzey dalga yayınımları, orta ve yüksek frekanslı kablosuz haberleşme ve iletişim sistemlerinde önemli bir yere sahiptir. Bu yüzden farklı kayıplı yüzey parametreleri, değişen atmosfer özellikleri, yüzey yükseltileri farklılıkları gibi etkilerin yol kayıpları hesaplamalarında analitik ve nümerik yöntemler kullanılarak ayrıntılı bir şekilde incelenmesi gerekir. Analitik yöntemler kullanılarak sadece belirli yol kayıp problemlerine çözüm sağlanabilir. Bu yüzden uygulamada nümerik yöntemlerin kullanılmasının avantajları mevcuttur.

Bu çalışmada; orta ve yüksek frekans bandlarında, yüzeydeki empedans koşullarının önem kazandığı uzak mesafe haberleşme sistemleri için yer dalgaları yayılımları incelenecektir. Daha önceki çalışmalarda yer dalgaları yol kaybı hesaplamaları, genel olarak düşey polarizasyon ile homojen atmosfer için küresel dünya dikkate alınarak ışın-mod yöntemi kullanılarak çıkarılmıştır [1-9]. Homojen olmayan atmosfer özelliklerine, kaynağın frekansına, yüzeydeki empedans farklılıklarına (deniz, kara gibi değişimler), kaynak yüksekliğine, yeryüzündeki yükselti farklılıklarına (tepeler, vadiler gibi değişimler) bağlı olarak görülen yer dalgaları yayılımları yol kayıplarında farklılıklar oluşturmaktadır. Bu değişkenlere bağlı oluşan farklılıklar "sonlu elemanlar" ve "Fourier dönüşümü kullanan adım adım" parabolik denklem çözümleri [10-12] yapılarak karşılaştırmalı olarak gösterilecek ve sonuçlar tartışılacaktır.

Şekil 1'de ele alınan yüzey dalga iletimi ve karma yol problemi resmedilmiştir. Bir uzak mesafe deniz haberleşme ya da tümleşik deniz/okyanus gözetleme sistemine ait olabilecek bu senaryoda verici sahilde karada olabileceği gibi, deniz üzerinde bir su-üstü platformunda da olabilir. Propagasyon yolu deniz/okyanus üzerinde düşey polarizasyonlu EM dalgalar yüksek iletkenlik nedeniyle az kayıpla yüzlerce km mesafelere erişebilir. Ancak, propagasyon yolunda kara/ada olması yol kayıplarını ciddi biçimde etkiler [3,4]. Deniz-kara geçişinde düşük iletkenlik nedeniyle EM dalgalarda (işaret seviyesinde) ani çökmeler yaşanır; ardından kara-deniz geçişinde ise işaret aniden yükselir. İlk defa Millington tarafından gözlenen ve gerek deneysel gerekse simülasyonlarla onaylanan bu etki karma-yol problemi olarak bilinmektedir [1-9].



Şekil 1. İki boyutlu dalga yayılımını etkileyen faktörler: kaynak frekansı, kaynak yüksekliği, yüzey iletkenliği, ortam kırılma indisi, yüzey şekli etkileri.

2. Parabolik Denklem Yöntemi ile Modelleme

EM dalga yayılımları için yatay düzlemde açısal simetri olduğu varsayılarak skalar Helmholtz dalga denkleminin çözümünden iki boyutlu (x yatay uzaklık, z yükseklik) parabolik dalga denklemi elde edilir (Şekil 1) [1]. k_0 boşluktaki dalga sayısını, $n(x,z)$ ortam kırılma indisini, $\psi(x,z)$ elektrik/manyetik alanı göstermek üzere mesafe ile hızlı değişen faz terimini ayırarak ($\psi(x,z) = \exp(ik_0 x)\, u(x,z)$) iletim yönüne yakın açılarda ilerleyen ve aynı yönde yavaş değişim gösteren standard parabolik denklem [1]

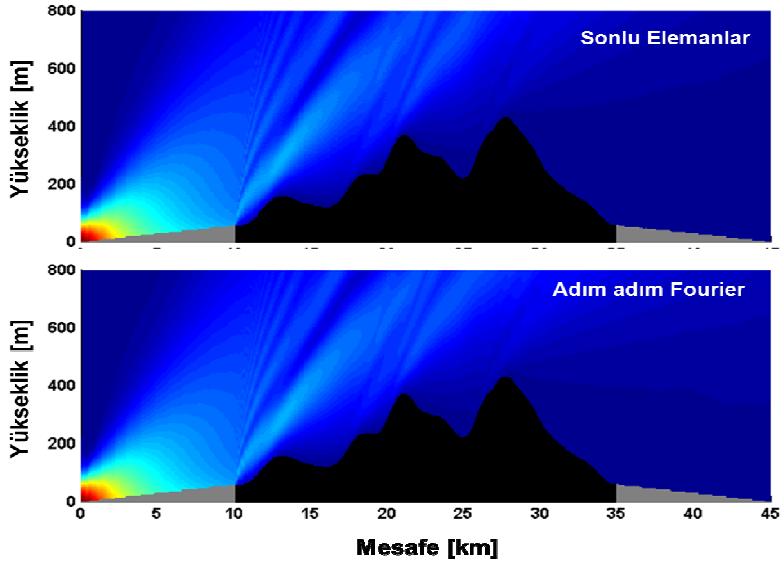
$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial z^2} + 2ik_0 \frac{\partial}{\partial x} + k_0^2 \left(n^2(x,z) - 1 \right) \right\} u(x,z) = 0 \qquad (1)$$

şeklinde elde edilir. Sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak tek yönde ilerleyen dalga çözümünde genel fikir kısaca, düşey alan profilinin küçük parçalara ayrılması (elemanlar) ve $z=0$ ve $z=Z_{max}$ için sınır koşullarına uygun şekilde matrislerin elde edilmesidir [10-12].

$\left(2ik_0 M^e_{mj}\right)\left\{\partial c^e_j / \partial z\right\}+\left(-K^e_{mj}+k_0^2(n^2-1)M^e_{mj}\right)\left\{c^e_j\right\}=\{0\}$ matris gösterimi yardımı ile her e elemanı için z_1^e ve z_2^e düğüm noktaları arasında d dereceli B temel fonksiyonları ile $K^e_{mj}=\int_{z_1^e}^{z_2^e}\frac{\partial B^e_m}{\partial z}\frac{\partial B^e_j}{\partial z}dz$, $M^e_{mj}=\int_{z_1^e}^{z_2^e}B^e_m B^e_j dz$ kullanılarak c^e_j katsayılarından elde edilen düşey alan adım adım yatay profilde Crank-Nicholson yöntemi ile ilerletilir (n_e düşey profildeki eleman sayısı olmak üzere $e=1..n_e$, $j=1..d$, $m=1..d$). Ortam kırılma indisi etkisi her elemanın orta noktasındaki değer kullanılarak sağlanır. Sınır koşul işlemleri için, öncelikle yüzey yükselti farklılıkları "koordinat dönüşümü" kullanılarak düz yüzey haline getirilir. Daha sonra yüzey empedans koşulu etkisi her adımda ilk düğüme eklenerek adım adım ilerleme yapılır [10-12].

3. Sayısal Sonuçlar

Gerek Fourier adım adım gerekse sonlu-elemanlar yaklaşımları kullanılarak geliştirilen parabolik denklem modellerinin MatLab tabanlı bilgisayar kodları hazırlanmış ve değişik problemler üzerinde denenmiştir [6-12]. Bu bölümde karma yol problemine ait tipik senaryolar ve sonuçlar sunulmuştur. Şekil 2'de 45km uzunluklu bir propagasyon senaryosu görülmektedir. Yol üzerinde ve vericiden 10km ötede keyfi yaratılmış tepelere sahip düzgün olmayan 25km uzunluklu bir ada bulunmaktadır. Her iki yaklaşımla modellenen karma yol problemine ait işaret seviyesinin uzaklık ve yükseklikle değişimi şekilde gösterilmiştir. Yüzey dalgaların ilerleyişi, yeryüzü eğriselliği nedeniyle dalga enerjisinin bir kısmının yüzeyden kopuşu, deniz-kara geçişindeki ani işaret değişimleri ve yansımalar/kırınımlar açıkça gözlenmektedir [12].

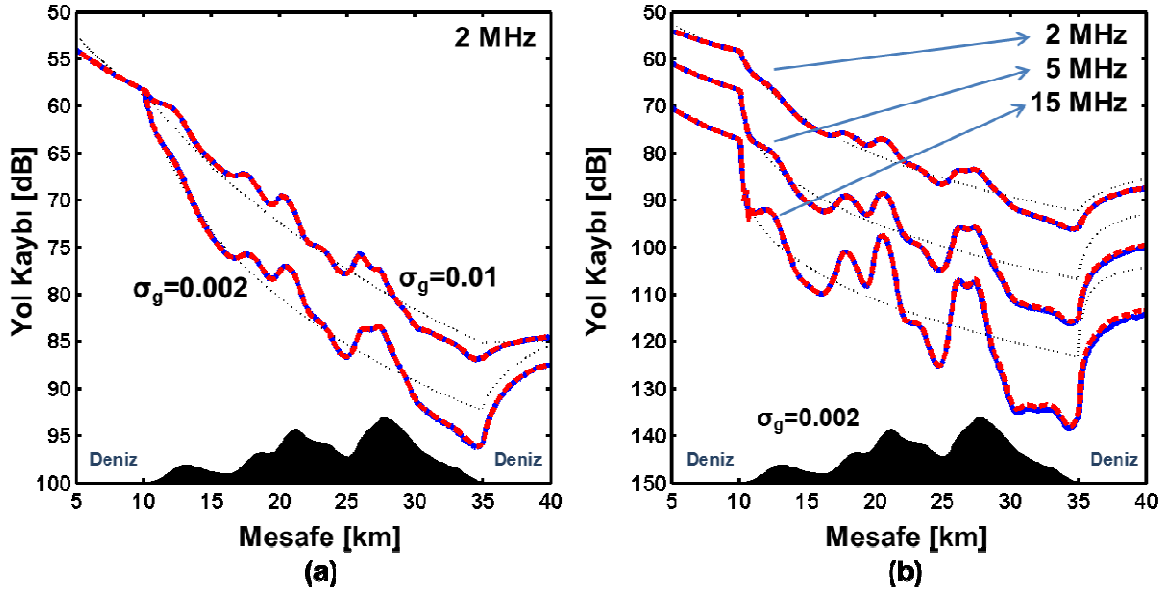


Şekil 2. İki nokta arasında haberleşmede ada çevresinde mesafe ve yüksekliğe bağlı alan değişimi (f=15 MHz).

Bu senaryoya ait mesafeyle yol kaybı değişimlerine ait iki örnek ise Şekil 3'te gösterilmiştir. Şekillerde nokta nokta gösterilen değişimler ada yüksekliği olmadan hesap yapan Millington modeline aittir. Böylece ada yükseltilerinin katkıları açıkça fark edilmektedir. Şekil 3a'da ada iletkenliğinin değişiminin etkisi verilmiştir. Şekil 3b'de ise frekans değişiminin yol kayıplarına etkilerine ait bir örnek yer almaktadır.

4. Sonuçlar

Özellikle uzun ve orta dalga frekansları (300 kHz – 30 MHz arası) yüzey dalga iletimi ile uzak mesafe deniz/okyanus haberleşmesinde kullanılır. Bu sistemlerde önemli bir problem deniz-kara-deniz geçişlerinde yaşanır. İlk defa Millington tarafından ortaya çıkarılan bu etki uzun yıllar analitik/sayısal (teorik) ve uygulamalı (ölçü yoluyla) irdelenmiştir. Bu çalışmada yer dalgaları yayılımı ve karma-yol problemi sonlu elemanlar yöntemi ile parabolik dalga denklemi kullanılarak modellenmiştir ve yol kayıplarını etkileyen parametreler karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.



Şekil 3. İki nokta arasında haberleşmede ada etkisi: mesafeye bağlı yol kaybı değişimi (a) kara iletkenlikleri etkisi: σ_g =0.01S/m ve σ_g =0.002S/m, (b) frekans etkisi: 2MHz, 5MHz, 15MHz, (mavi çizgi: sonlu elemanlar, kırmızı kesik çizgili: adım adım Fourier).

Kaynaklar

[1]. Sevgi L., Complex Electromagnetic Problems and Numerical Simulation Approaches. IEEE Press/Wiley, Piscataway, NJ, 2003.
[2]. Wait J. R. ve Walters L. C., "Curves for ground wave propagation over mixed land and sea paths", IEEE Trans. Antennas Propag., 11(1), s. 38-45, 1963.
[3]. ITU-R, Recommendations, P-368-7, "Groundwave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz", International Telecommunications Union, 1992.
[4]. Millington G. "Groundwave propagation over an inhomogeneous smooth earth", Proceedings of the IEE (UK), Part III, 96(39), s. 53-64, 1949.
[5]. Marcus S. W., "A hybrid (finite difference surface Green's function) method for computing transmission losses in an inhomogeneous atmosphere over irregular terrain", IEEE Trans. Antennas Propag., (40)12, s. 1451-1458, 1992.
[6]. Sevgi L., Uluisik C. ve Akleman F., "A Matlab-based two-dimensional parabolic equation radiowave propagation package", IEEE Antennas Propag. Mag., 47(4), s. 164-175, 2005.
[7]. Sevgi L., "A mixed-path groundwave field-strength prediction virtual tool for digital radio broadcast systems in medium and short wave bands", IEEE Antennas Propag. Mag., 48(4), s. 19-27, 2006.
[8]. Kawano T., Goto K. ve Ishihara T., "Ground wave propagation in an inhomogeneous atmosphere over mixed-paths", IEICE Trans. Electron., E90-C(2), s. 288-294, 2007.
[9]. Sevgi L., "Groundwave modeling and simulation strategies and path loss prediction virtual tools", IEEE Trans. Antennas Propag., 55(6), s. 1591-1598, 2007.
[10]. Apaydin G. ve Sevgi L., "FEM-based surface wave multi-mixed-path propagator and path loss predictions", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., 8, s. 1010-1013, 2009.
[11]. Apaydin G. ve Sevgi L., "Numerical investigations of and path loss predictions for surface wave propagation over sea paths including hilly island transitions", IEEE Trans. Antennas Propag., 58(4), s. 1302-1314, 2010.
[12]. Apaydin G. ve Sevgi L., "The split step Fourier and finite element based parabolic equation propagation prediction tools: canonical tests, systematic comparisons, and calibration", IEEE Antennas Propag. Mag., 52(3), 2010.

GENELLEŞTİRİLMİŞ TERS YAPAY AÇIKLIK RADARI (ISAR) İLE HAREKETLİ BİR GEMİNİN GÖRÜNTÜLENMESİ

MURAT ÜNAL, Prof. Dr. SEDEF KENT*, Yrd. Doç. Dr. MESUT KARTAL*
Nortel Netaş Telekomünikasyon
İstanbul
muratunal@hotmail.com.tr

*İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
kents@itu.edu.tr, kartalme@itu.edu.tr,

Özet: *Çalışmamızda denizde düz hareket eden bir geminin görüntülenmesine ait çalışmalar ve kendi merkezi etrafında dönme hareketi yapan bir hedefin görüntülenmesine ait çalışmalardan yararlanılarak denizde hareket eden bir geminin görüntülenmesi amaçlanmaktadır. SAR taşıyan bir uçakla denizdeki bir geminin tespitine yönelik simülasyon çalışması yapılmıştır. Hem gemi hem radar hareketli olduğu için genelleştirilmiş ISAR çalışması olmaktadır. Buradaki ISAR radar Doppler bilgisi kullanmaktadır. Doppler bilgisi elde edebilmek için Fourier dönüşümlerinden yararlanılmıştır. Fourier dönüşümüyle Doppler bilgisi elde ederken Doppler frekansı zamana gore değişiyor ise Doppler spektrum tam doğru elde edilmez ve bulanık hedef görüntüsü oluşur.*

1. Giriş

Menzil Doppler tekniği iki boyutlu ISAR görüntü elde etmek için kullanılan bir yöntemdir [1]. Menzil Doppler tekniğinin iyi sonuç vermesi için Doppler frekansının zamana göre sabit olması gerekir [2]. Bu kosul düz hareket eden hedefler için geçerli olsa da manevra yapan hedefler için geçerli değildir. Fourier dönüşümü ile menzil Doppler bilgisi elde edildiği zaman ve eğer Doppler frekansı da zamana göre sabit değilse elde edilecek radar görüntüsü bulanık olur [3]. Bunu önlemek için görüntüyü elde etmeden önce özel yöntemler uygulanır. Hareket telafisi adımlarından menzil izleme bu yöntemlerden biridir. Menzil izleme yöntemi kullanılmadan görüntü elde edildiği zaman görüntü kalitesi düşmektedir.

Bu çalısmada, denizde düz hareket eden bir geminin görüntülenmesiyle ilgili çalışmalardan ve manevra yapan bir hedefin görüntülenmesi ile ilgili çalışmalardan yararlanılarak denizde manevra yaparak hareket eden bir geminin ISAR görüntüsünün elde edilmesi amaçlanmıstır.

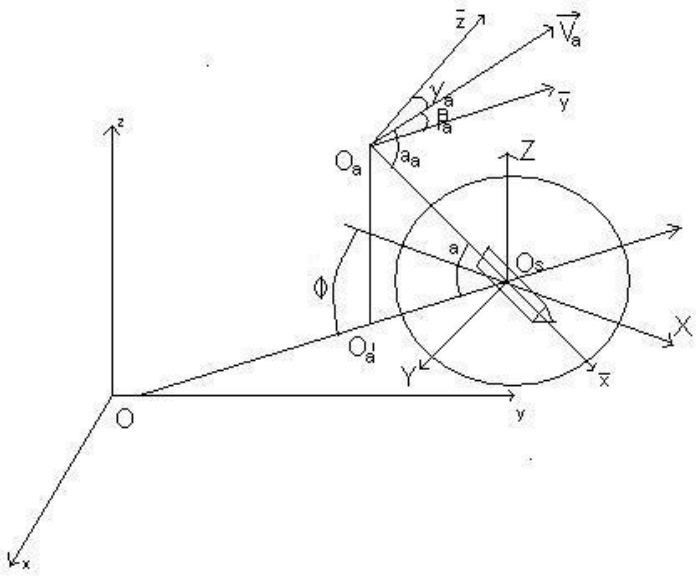
Bölüm 2' de genellestirilmis ISAR geometrisi anlatılmaktadır.

Bölüm 3' te hareket eden bir hedefin ISAR görüntüsünün elde edilmesi anlatılmaktadır. Geminin manevra bilgileri anlatılmıştır.

Son olarak bölüm 4' te de geminin görüntülenmesi amacıyla yapılan MATLAB çalısmasına yer verilmiştir.

2. Genelleştirilmiş ISAR Geometrisi

Sentetik dizi radarı hem SAR'ı hem de ISAR'ı kapsar [6]. ISAR sistemlerde hedef hareketli radar sabitken genelleştirilmiş ISAR geometrisinde hem radar hem hedef hareketlidir [1, 2]. Genelleştirilmiş ISAR sistemler her hava koşulunda iyi sonuç verdiği için özellikle denizdeki hedef gemileri belirlemede kullanılır [7, 8]. Şekil 2.1'de şematize edildiği gibi bir SAR taşıyan uçak ile geminin hareketleri Oxyz referans koordinat sisteminde tanımlanmıştır [1, 2]. Bu sistemde O_a noktası merkezli bir uçak bulunmakta ve O_S noktası merkezli gemiyi tespit etmeye çalışmaktadır. Gemi OsXYZ koordinat sistemine yerleştirilmiştir. $O_a\bar{x}$ doğrusu geminin kütle merkezinden geçmektedir. Uçağın kütle merkezi koordinatları $O_a(x_a, y_a, z_a)$ koordinatlarıdır. $O_{a'}(x_a, y_a, 0)$ koordinatları ise uçak koordinatlarının Oxy düzlemine izdüşümüdür.



Şekil 2.1: Genelleştirilmiş ISAR senaryosu

Burada Vax, Vay ve Vaz geminin hiz bileşenleridir.

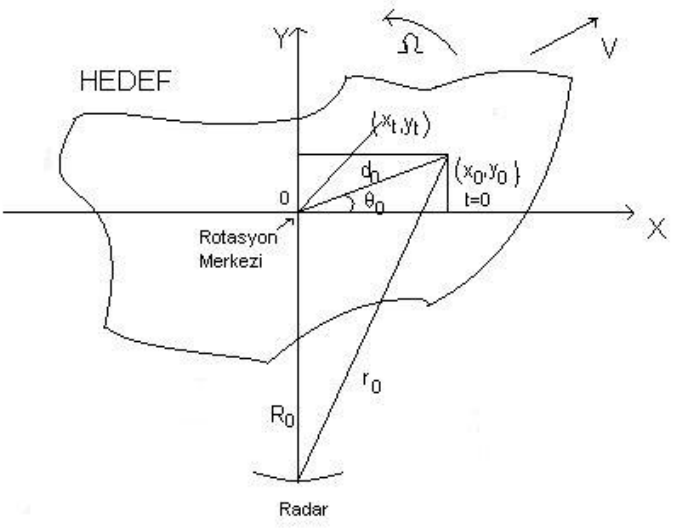
Bu sistemde $\cos\alpha$, $\cos\beta$ ve $\cos\gamma$ uçağın hızının kosinüs yönleridir. p darbe sayısı olmak uzere T_p darbe yansıma periyodudur. x_{a0}, y_{a0} ve z_{a0} SAR taşıyıcı uçağın ilk koordinatlarıdır.

Burada geminin lineer vektörel hız bileşenleri sistemde V_{xs} ve V_{ys} 'dir.

Ω_z geminin kütle merkezinin dikey yer değiştirmesinin açısal hızıdır. Bu hız deniz dalgaları tarafından oluşturulur. a_s geminin vektörel hızı ile Ox ekseni arasındaki açıdır. V_s ise gemi hız vektörünün genliğidir.

3. Hareket Eden Hedefin ISAR ile Görüntülenmesi

Hareket eden bir hedefin radarla görüntülenmesine ait geometri aşağıdaki şekildeki gibi gösterilebilir:



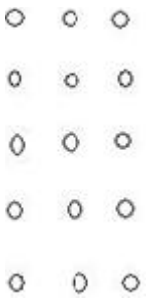
Sekil 3.1 : Hareket eden hedefin radarla görüntülenme geometrisi

Burada t=0 anında radardan hedefin geometrik merkezine olan uzaklık R0 olmak üzere radardan (x0,y0) saçıcısına olan uzaklık r0 olarak gösteriliyor. Saçıcıdan hedefin merkezine olan uzaklık d0'dir. θ_0 başlangıç rotasyon açısıdır. Ω hedefin açısal dönme oranıdır (açısal hız). $\rho(x_0, y_0)$ saçıcının yansıma katsayısıdır. fx ve fy frekans bileşenleri olmak üzere radar alıcısındaki işaret şu şekilde gösterilir.

$$S(f)_t = \exp(-j4\pi fR(t)/c)\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\rho(x,y)\exp\{-j2\pi(xf_x(t)-yf_y(t))\}dxdy \qquad \textbf{(3.1)}$$

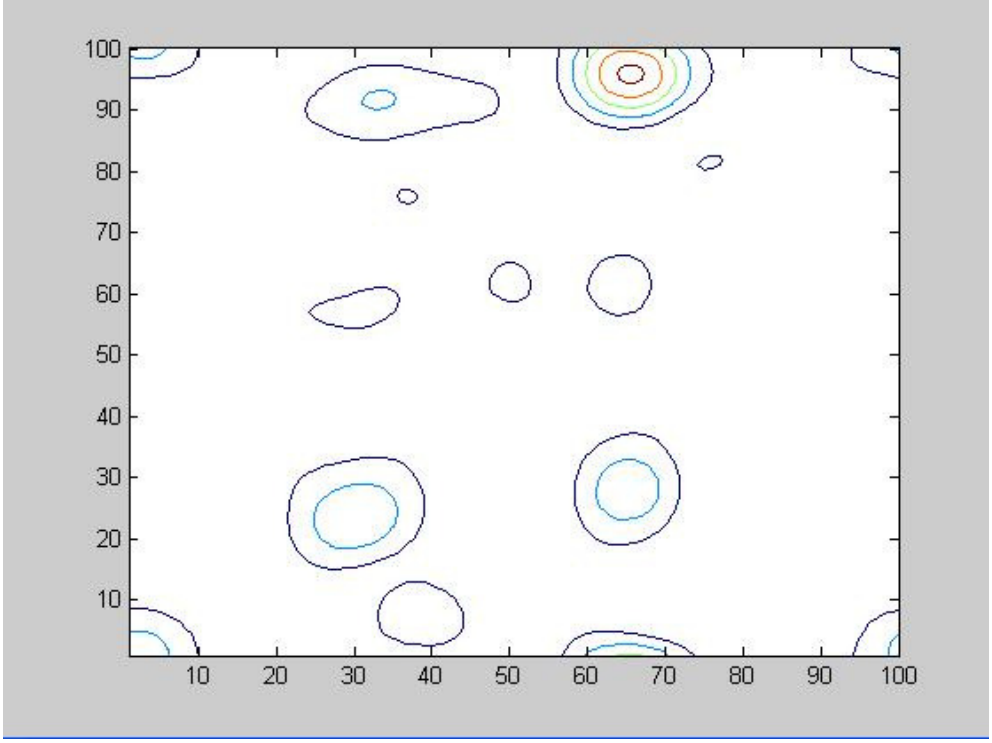
4. Hareketli Hedefi ISAR ile Tespit Etme Yazılımı

Aşağıda 15 saçıcıdan olusan bir geminin görüntülenmesi görülmektedir:



Sekil 4.1 : 15 saçıcıdan olusan bir gemi

Aşağıda bu geminin görüntülenmesi gösterilmektedir:



Sekil 4.2 : Geminin görüntülenmesi

Kaynaklar

[1] Lazarov Andon, Chavdar Minchev, 2005. ISAR imaging of the ship target at sea. The 24.th Digital Avionics Systems Conference, Ekim 30

[2] Lazarov Andon, Chavdar Minchev, 2007. SAR ship target imaging by induced complementary movement. IEEE, s. 441 - 446

[3] Chen C. Victor, Qian Shie, 1998. Joint time-frequency transform for radar range Doppler imaging. IEEE, Transactions on AES, volume: 34, no: 2, s. 486 - 498.

[4] Musman S., Kerr D., Bachmann C., 1996. Automatic recognition of ISAR ship images. IEEE, Transactions on AES, volume: 32, no: 4, s. 1392 - 1404.

[5] Jun Peng, Dan Liu, Guang-ming Wang, Haotian Yuan, 2007. Reconstruction of ISAR imaging using time – frequency distribution series method. IEEE, s. 351 - 354

[6] Wehner, D. R., 1994. High resolution radar. Boston: Artech House, 2. baskı.

[7] Lacomme P., J-P. Hardange, J-C. Marchias, E. Normant, 2001. Air spaceborn radar systems. New York: William Andrew Publishing.

[8] Maki A., Fukui K., Kawawada Y., Kiya M., 2002. Automatic ship identification in ISAR imagery: an online system using CMSM. Proceedings of the 2002 IEEE Radar Conference, Picataway, NJ, s. 206 - 211.

ΔE (Enerji Dengeleme) ve Kalman Filtresi Kullanarak Doppler Merkez Frekansının Kestirimi

Osman KARABAYIR, Sedef KENT, Mesut KARTAL
İstanbul Teknik Üniversitesi
Telekomünikasyon Mühendisliği Bölümü
Maslak, İstanbul
okarabayir_61@yahoo.com, kents@itu.edu.tr, kartalme@itu.edu.tr

Özet: *Yapay Açıklık Radarı (Synthetic Aperture Radar, SAR) yüksek çözünürlüğe sahip bir aktif mikrodalga görüntüleme sistemidir. Bu radarlarda yüksek çözünürlüğün sağlanabilmesi, radara dönen işaretin merkez frekansının doğru olarak hesaplanabilmesine bağlıdır. Radara dönen işaretin frekansı, radarın bulunduğu platformun hareketi nedeniyle belli bir Doppler kaymasına uğramaktadır. Doppler merkez frekansının hesabına yönelik arşivlerde çok sayıda yöntem bulunmaktadır ve en yaygın olarak kullanılanı Enerji Dengeleme yöntemidir. Bu yöntem, radara dönen işaretin spektrumunda anlık tepe değerleri bulunması durumunda hatalı sonuçlar verebilmektedir. Enerji Dengeleme yöntemindeki problem, Kalman filtresi kullanılarak giderilmiştir. Bu makalede, Enerji Dengeleme yöntemi ve Kalman filtresinin birlikte kullanıldığı yeni Doppler merkez frekansı kestirim yöntemi tanıtılmaktadır.*

1. Giriş

İşlenmiş bir SAR görüntüsünün kalitesi, ışınlandırılan hedeflerden yansıyan işaretlerin beklenen faz geçmişlerinin doğru bir şekilde kestirilmesine çok bağlıdır [1]. Kestirimde yapılacak hatalar, çapraz menzil işlemesinde kullanılacak uyumlu filtrenin hatalı bir şekilde tasarlanmasına, filtrenin yanlış tasarımı ise görüntü kalitesinin düşmesine sebep olacaktır. Daha açık bir ifade ile, yanlış filtre tasarımı, SNR oranının düşmesine, çapraz menzil belirsizlik oranının artmasına ve piksel konumunun değişmesine sebep olcaktır. Genel olarak, spesifik SAR görüntü kalite gereksinimleri için, Doppler merkez frekansının yeterli derecede doğru bir şekilde kestirilmesi gerekmektedir.

Doppler merkez frekansının kestirimine yönelik çok sayıda yöntem ve algoritma geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin birbirlerine göre maliyet, uygulanabilirlik ve karmaşıklık gibi durumlar yönünden bir takım avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. En yaygın kullanılan yöntem Enerji Dengeleme yöntemidir.

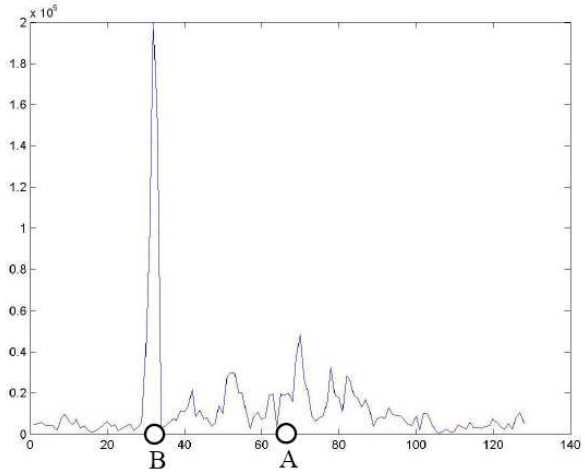
1.1 ΔE Algoritması (Energy Balancing)

ΔE Algoritması, Curlander (1982), Li (1985) ve Madsen (1986) tarafından tanımlanan, yaygın olarak bilinen bir frekans domeni yaklaşımıdır [2]. Bu algoritma, çapraz menzil yönünde en temel SAR özelliğini kullanır. Algoritmaya göre, anten hüzmesinin merkezindeki frekans Doppler frekansıdır ve bu frekans, frekans domeninde anten çapraz menzil (azimut) paterninin maksimum gücüyle orantılıdır. Frekans domeninde, gücün maksimum olduğu noktadaki frekans Doppler frekansıdır [3].

Maksimum güce bağımlı olan frekansı belirleyebilmek için, belli r uzaklığındaki (slant range) ayrık çapraz-menzil işareti olan A_r, Ayrik Fourier Transformu ile frekans domenine dönüştürülür ve spektrumun periodogramı hesap edilir. Bu noktada, toplamsal periodogramın, yavaş bir şekilde değişen anten patern fonksiyonunun hedeften yansıyan yüksek frekanstaki bilgi işaretiyle çarpımsal bir şekilde üst üste geldiğini düşünebiliriz. Bu sebepten dolayı, Madsen' in yaklaşımına göre, elde edilen son işaret alçak geçiren filtreden geçirilerek yüksek frekanslı bilgi bileşenleri işaretten ayırılır. Böylece, geriye sadece yavaş değişen anten patern fonksiyonu kalır.

2. Enerji Dengeleme Yöntemi ve Kalman Filtresi Kullanılarak Doppler Frekansının Kestirimi

ΔE algoritması teorik ve uygulama açısından basittir ve geniş bir uygulama alanı bulur. Yöntem, genel olarak işe yarar ancak yöntemle ilgili dikkat edilmesi gereken önemli bir nokta bulunmaktadır. Gürültü veya başka bir sebeple çapraz menzil işaretinin güç spektrumunda Doppler merkez frekansının bulunduğu noktalar dışında yüksek genlikli tepeler bulunması durumunda en yüksek tepenin bulunduğu frekans Doppler merkez frekansı olarak değerlendirilebilir.



Şekil 1 : Çapraz menzil işareti güç spektrumu

Bu durum Şekil 1' de örneklendirilmiştir. Şekle göre, gerçek Doppler merkez frekansı A noktasındaki frekans iken, B noktasında görülen yüksek genlikli tepe nedeniyle ΔE yöntemine göre Doppler merkez frekansı B noktası olarak algılanacaktır.

Literatürde, yukarıda açıklanan duruma yönelik çalışmalar yapılmıştır. Yapılan bir çalışmada, ΔE yöntemi uygulaması öncesinde belli bir eşik değerinin üzerindeki tepe genlikleri öncelikle yok edilmekte, ardından da yöntem uygulanmaktadır [4]. Yapılan bu işlem bahsedilen problemi giderebilmektedir ancak kullanılacak eşik değerinin seçimi çok kolay değildir ve yanlış eşik değeri seçimi Doppler merkez frekansının yanlış hesabına, dolayısıyla SAR verisinin yanlış işlenmesine sebep olacaktır.

Bu çalışmada, ΔE yönteminde bulunan probleme farklı bir açıdan yaklaşılmaktadır. Doppler frekansı dışındaki frekanslardaki tepelerin etkisini azaltmak üzere Kalman filtresinin özel bir kullanımı yani "Kalman Parametre Kestiricisi" kullanılmıştır.

2.1 Kalman Filtresi

Hedef izleme filtresi olarak son zamanlarda Kalman filtresi ve onun türevleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Filtre, adını bu filtreyi bulan Rudolf E. Kalman' dan almıştır. Kalman filtresinin türevlerini; Standart Kalman filtresi, Genişletilmiş Kalman filtresi ve Uyarlanmış Kalman filtresi olarak sıralayabiliriz [5].

A(k), B(k) ve C(k) değerleri Kalman filtresini oluşturan ara blokların impuls cevapları, z(k) gözlem uzayı, x(k) kestirilen parametre uzayı, w(k) ölçüm gürültü uzayı ve v(k) süreç gürültü uzayını temsil ettiği durumda temel Kalman eşitliklerini **(2.1)**' deki yazabiliriz:

$$\left.\begin{aligned} x(k+1) &= A(k)x(k) + B(k)w(k) \\ y(k) &= C(k)x(k) \\ z(k) &= y(k) + v(k) \end{aligned}\right\} \qquad \textbf{(2.1)}$$

Bu çalışmada, Kalman filtresinin ortalama kestirim hatasını minimize eden parametre kestirme özelliğini inceleyeceğiz.

2.2 Kalman Parametre Kestirici

(2.2)' deki gözlem eşitliğine sahip rasgele θ parametresi olsun.

$$z(k) = C(k)\theta + v(k) \qquad \text{k = 1, 2, …} \qquad \textbf{(2.2)}$$

θ parametresinin lineer ortalama karesel kestirimini hesaplamanın iki yolu vardır. Bunlardan birisi, parametrenin bütün gözlem uzayının elimizde olmasını gerektirir, bütün gözlem uzayını kullanarak θ' nın gerçek değerini hesap eder. Bu yönteme "Batch Processing" denir [6]. Rasgele parametreyi kestirmenin bir diğer yolu da Kalman modelini kullanmaktır. Bu yöntemde, bütün gözlem uzayının elimizde olması gerekmemektedir. Gözlem yapıldıkça sonuçlar rekürsif olarak hesap edilmektedir.

Kalman filtresinin parametre kestirim özelliği kullanılırken A(k) = I ve B(k) = 0 kabul edilebilir. Ayrıca, yukarıdaki kabuller doğrultusunda Kalman modelinin kestirim eşitlikleri de basitleşmektedir. Sonuç olarak, parametre kestirici modelin Kalman kazanç, parametre kovaryans ve parametre kestirim eşitlikleri **(2.3)**' deki gibi olur:

$$\left\{\begin{array}{l} \hat{\theta}_0 = \mu_\theta = 0 \\ V_{\hat{\theta}}(1/0) = V_\theta = 1 \\ K(k) = \dfrac{V(k/k-1)}{V(k/k-1)+1} \\ V(k+1/k) = (1-K(k))V(k/k-1) \\ \hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K(k)\left[z(k) - \hat{\theta}_{k-1}\right] \end{array}\right\} \qquad \textbf{(2.3)}$$

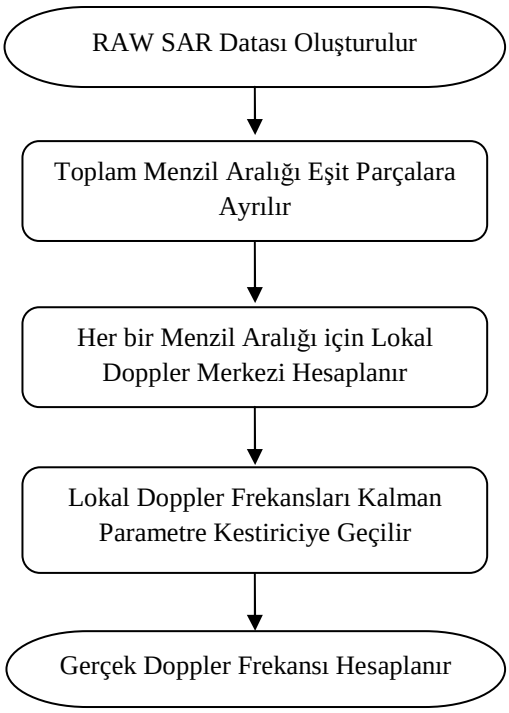
Yukarıdaki eşitlikler yardımıyla rasgele bir parametrenin gözlem uzayı kullanılarak parametrenin gerçek değeri kestirilebilmektedir. Eşitliklerde K değeri Kalman kazanç katsayısını, V ise parametrenin kovaryans vektörünü temsil etmektedir. Kalman kazanç katsayısı, K, kestirim değerini kontrol etmektedir, bu sayede, parametrenin bir sonraki adımdaki kestirim değeri bir önceki kestirim değerine yakın olmaktadır. Böylece, Kalman modelinin uygulandığı sistemde, kestirilen parametrenin gözlem uzayında beklenen değere çok uzak değerler olduğu durumda, Kalman kazanç değeri devreye girer ve kestirim sonucunu yine beklenen değerler sınırına çeker. Bu durumu bir örnekle açıklayalım. Parametremizin gerçek değerinin 140 olduğunu varsayalım. Gözlem uzayımız da Z(k) = [140, 130, 160] olsun. Bu gözlem uzayının ilk iki elemanını Kalman parametre kestiriciye girdi olarak verirsek sonuçta parametremizin kestirilmiş değerini 135 buluruz. Görüldüğü gibi sonucu gerçek değere yakın olarak hesapladı. Bir sonraki adım olarak üçüncü girdiyi de kestiriciye uygularsak üçüncü adım sonunda parametrenin kestirim sonucu 143 olur, yine gerçek değere yakın sonuç elde ettik. Burada gözlem uzayında bulunan 160 değeri gürültü sebebiyle gözlenen anlık tepe genlik değerleridir. Kestirim filtresi uygulanmadan gözlem uzayından örnekleme yapılsaydı 160 değeri sebebiyle yanlış hesaplamalar yapılacaktı.

2.3 Yeni Doppler Kestirim Yöntemi ve Yöntemin Akış Diyagramı

ΔE algoritmasında, belli bir menzil aralığında çapraz menzil çizgisi boyunca güç spektrumu hesaplanıp bu spektrumlar toplanmaktaydı. Sonuçta elde edilen spektrumda maksimum genliğin olduğu frekans Doppler merkez frekansı olarak tayin edilmekteydi. Yeni yöntemde ise toplam menzil aralığı belli sayıda eşit aralığa bölünmektedir. Herbir menzil aralığı için çapraz menzil çizgisi boyunca güç spektrumu hesaplanır. Herbir menzil aralığı için elde edilen güç spektrumlarının maksimum noktaları ile menzil aralıklarının lokal Doppler merkez frekansları hesap edilir. Son adımda ise, elde edilen lokal Doppler frekanslarını Kalman parametre kestiriciye gözlem uzayı olarak vererek gerçek Doppler merkez frekansı hesap edilmiş olur.

Menzil aralıklarında elde edilen lokal Doppler merkez frekansları birbirlerine yakın değerlerdedir veya yakın değerlerde olmaları beklenir. Kalman parametre kestiricinin hesapladığı gerçek Doppler frekansı lokal Doppler frekanslarının maksimumu ile minimumu arasında bir değer alır.

Yeni yöntemin akış diyagramı Şekil 2' te verilmiştir.



Şekil 2 : Doppler merkez frekansı kestirim metodu akış diyagramı

3. KAYNAKLAR

[1] **Giorgio F., Riccardo L.**, 1999. *Synthetic Aperture Radar Processing*, sayfa 30-70.

[2] **Madsen, S.N.**, 1986. *Speckle Theory Modelling, analysis, and applications related to Synthetic Aperture Radar data*, Ph.D. thesis.

[3] **Siewerth, J.,** 1989. *Theory and Quantitative Comparison of Doppler Centroid Estimation Methods*, German Aerospace Research Establishment, volume: 4, sayfa: 2576 – 2578, West Germany.

[4] **Wei Song, Fang Zhihong, Wang Hongyuan**, 2004. *An Improved Method of Doppler Centroid Estimation in SAR.*

[5] **Greg Welch, Gary Bishop**, 2006. *An Introduction to the Kalman Filter*, Department of Computer Science University of North Carolina at Chapel Hill.

[6] **Chun-Zhi JIN, Li-Juan JIA, Zi-Jiang YANG and Kiyoshi WADA.**, 2002. *Parameter estimation of autoregressive proesses by solving eigenvalue problem*, volume: 3, sayfa: 1265 - 1268.

Genetik Algoritma ile Doğrusal Anten Dizisi Tasarımında Çekicilik Fonksiyonu Kullanımının İncelenmesi

Fatih Yaman[1], Asım Egemen Yılmaz[2], Gerhard Wilhelm Weber[3]

[1,2] Ankara Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
fyaman@eng.ankara.edu.tr, aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr,

[3] Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Uygulamalı Matematik Enstitüsü
Ankara
gweber@metu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, istenilen bir ışıma örüntüsünü sağlayacak dizi yapısının bulunmasında, genetik algoritma ve çekicilik fonksiyonlarının birlikte kullanımı analiz edilmiştir. Bu amaçla, elemanları eşit uyarım genliğine sahip ve ardışık elemanları arasındaki faz farkı sabit olan bir doğrusal dipol anten dizisi model olarak alınmıştır. Klasik genetik algoritmadaki yöntem olan, popülasyondaki bireylerin ceza ve uygunluk değerlerinden yararlanılarak bireylerin bir sonraki nesle aktarılma olasılıklarının hesaplanması yerine, bireylerin olasılıklarının bulunmasında çekicilik fonksiyon değerleri kullanılmıştır. Model olarak alınan anten dizisi için, çekicilik fonksiyonlarının genetik algoritma sürecine başarı ile dâhil edilebileceği görülmüştür.*

1. Giriş

Evrim teorisindeki en iyi olan bireyin hayatta kalma ve genlerini sonraki nesillere aktarma olasılığının daha fazla olması esasına dayanan genetik algoritmalar, ayrık problemlerin çözümünde etkin olarak kullanılmaktadır. Bu anlamda, elektromanyetik kuramındaki belirli problemlere de başarı ile uygulanmaktadır.

Elektromanyetiğin popüler konularından birisi olan anten dizileri, tek anten ile elde edilemeyen bir ışıma örüntüsünün sağlanmasında kullanılan yapılardır. Anten dizilerinde dizi elemanlarının elektriksel özellikleri ve geometrik yerleşimleri önem kazanmaktadır. Genel olarak, anten dizilerinin istenilen doğrultuda dar bir ana hüzme ile düşük seviyeli yan hüzmelerden oluşan bir örüntüye sahip olması istenir. Anten dizileri doğrusal, düzlemsel veya dairesel yapıda olabilmektedir.

2. Genetik Algoritmalar

Genetik algoritmalar (GA) ilk defa 1975 yılında Holland tarafından ortaya konulmuştur [1]. Bu yöntemin yaygın olarak kullanılmaya başlanması ise Goldberg'in çalışmasının ardından gerçekleşmiştir [2]. Genetik algoritma, karmaşık fonksiyonların global optimum (maksimum veya minimum) noktalarının bulunması için gerekli çözümü sağlayan bir yöntemdir [3]. En iyinin yaşaması ve zayıf olanın elenmesi kuralına bağlı olarak, algoritma sürekli iyileşen çözümler üretmekte, kötü olan çözümler ise algoritmanın süreci gereğince elenmektedir [1-3]. Sonraki nesillerde sürekli benzer bireylerin ortaya çıkmasını önlemek maksadıyla rulet çarkı (seçim) ve çaprazlama işlemi sonrası oluşturulan ara popülasyon, mutasyon işlemine tabi tutulmaktadır [3]. İstenilen sonlandırma kriterine ulaşıldığında, elde edilen son popülasyondaki en iyi birey çözüm olarak alınarak algoritma sonlandırılmaktadır.

3. Çekicilik Fonksiyonları

Çekicilik fonksiyonları, çok cevaplı optimizasyon problemlerinde cevapların eş zamanlı olarak optimize edilmesi amacıyla kullanılan özel fonksiyonlardır. Bu fonksiyonlar yoluyla çok cevaplı bir problem, matematiksel dönüşümler kullanılarak tek cevaplı bir probleme dönüştürülmektedir. Çekicilik fonksiyonları ilk olarak Harrington tarafından geliştirilmiş [4], daha sonra Derringer ve Suich tarafından türevlenemeyen noktalar içeren farklı bir versiyonu önerilmiştir [5]. En yaygın kullanılan çok cevaplı optimizasyon tekniklerinden biridir.

Tek taraflı ve çift taraflı olmak üzere iki farklı çekicilik fonksiyonu yaklaşımı vardır. Tek taraflı bireysel çekicilik fonksiyonunda, cevap değişkeninin alabileceği en küçük veya en büyük değer belirlenirken, çift taraflı bireysel çekicilik fonksiyonunda cevap değişkeninin alabileceği en küçük ve en büyük değerler birlikte belirlenir [6-7]. Bu çalışmada kullanılan tek taraflı bireysel çekicilik fonksiyonu, Denklem (1)'de verildiği gibidir.

$$d_i = \begin{cases} 1 & y_i \le y_{\min} \\ 1 - \left(\dfrac{y_i - y_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}} \right)^r & y_{\min} < y_i < y_{\max} \\ 0 & y_i \ge y_{\max} \end{cases} \tag{1}$$

Burada y_i cevap değişkenini, y_{min} kabul edilebilir en küçük cevabı, y_{max} ise kabul edilebilir en büyük cevabı ifade etmektedir.

Çekicilik değeri $0 \le d_i \le 1$ aralığındadır. Cevabın çekiciliği arttığında, karşılık geldiği d_i bireysel çekicilik değeri de artmaktadır. Daha sonra çözüm kümesindeki bireysel çekicilik değerleri, Denklem (2)'de verilen geometrik ortalama yöntemi ile birleştirilmektedir [6-8].

$$D = \left(d_1 \times d_2 \times ..... \times d_n \right)^{1/n} \tag{2}$$

4. Doğrusal Anten Dizileri

Anten dizileri, farklı veya benzer antenlerin değişik şekillerde birleştirilmesiyle oluşturulmuş anten sistemleridir. Anten dizileri, tek bir anten ile yeterli olarak sağlanamayan düşük yan kulakçık seviyesi, dar ana hüzme, yüksek yönelme (*directivity*) yeteneği gibi özellikleri sağlamak amacı ile kullanılmaktadır [9-10]. Diziler, çeşitli geometrik şekillerde konumlandırılabilir. Dizi elemanlarının bir doğru üzerinde konumlandırılmaları durumunda ise dizi doğrusal anten dizisi olarak adlandırılır. Dizideki her bir anten elemanının uzak alandaki elektrik alan değeri,

$$\mathbf{E}_{toplam} = \mathbf{E}_{tek_eleman} \times DF \tag{3}$$

şeklinde tanımlanır [9]. Burada *DF*, Dizi Faktörü'dür. *N* elemanlı bir anten dizisinin Dizi Faktörü, $\psi = k\, d\, cos\theta + \beta$ olmak üzere,

$$DF = \frac{1}{N} \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi)}{\sin(\frac{1}{2}\psi)} \tag{4}$$

şeklinde tanımlanabilir [9]. Burada $k = 2\pi / \lambda$, d ardışık iki dizi elemanı arasındaki mesafe ve β ardışık iki dizi elemanı arasındaki faz farkıdır.

5. Yöntem, Bulgular ve Sonuç

Anten dizilerinde olması istenen en önemli özelliklerden birisi, yönelme yeteneğini belirleyen düşük Yarı Güç Bant Genişliği (*Half Power Beam Width*-HPBW) ile düşük Yan Hüzme Seviyesi'ne (*Side Lobe Level*-SLL) aynı anda sahip olmasıdır. Ancak uygulamada söz konusu iki özellik birbiri ile çelişir. HPBW değeri azaltılmak istendiğinde SLL değeri yükselir veya SLL değeri azaltılmak istendiğinde ana hüzmenin yönelme (HPBW) değeri azalır. Bu sorunun çözümü, iki isteğin aynı anda optimizasyonunu gerektirmektedir.

Bu çalışmada, üst limitleri belirlenen HPBW ve SLL değerlerinin altında bir örüntüye sahip ışıma örüntüsünün, genetik algoritma ve çekicilik fonksiyonları kullanılarak elde edilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla, çalışma frekansı 300 MHz olan, eşdeğer dipol elemanlardan oluşan ve ardışık elemanları arasındaki faz farkı eşit ($-\pi/2$) olan bir doğrusal anten dizisi model olarak alınmıştır. Bunun için öncelikle ana hüzmesi sıfır derece yönünde

olacak şekilde, HPBW değeri 46° ve ortalama SLL değeri 0.1 (normalize edilmiş güç seviyesi) olan bir ışıma örüntüsü, "istenen örüntü" olarak tanımlanmıştır. Daha sonra genetik algoritma kullanılarak bu değerlerden daha düşük HPBW ve SLL değerlerine sahip örüntü elde edilmeye çalışılmıştır. Denklem (1)'de verilen çekicilik fonksiyonunda HPBW için; r=1, y_{min}=0° ve y_{max}=46° olarak, SLL için r=1, y_{min}=0 *ve* y_{max}=0.1 olarak alınmıştır.

Üst sınırları belirlenen HPBW ve SLL değerlerine sahip ışıma örüntüsünü genetik algoritma ile elde etmek üzere; her biri 40 elemandan oluşan 80 bireye sahip bir başlangıç popülasyonu, ikili sayı sisteminde ve rasgele olacak şekilde oluşturulmuştur. Popülasyondaki her birey, anten dizisini temsil etmektedir. Bireydeki "1" rakamları dizideki aktif (yayımda olan) elemanları, "0" rakamları ise pasif elemanları göstermektedir. Çalışmada; iterasyon sayısı 50, çaprazlama oranı 0.2, mutasyon oranı 0.1 olarak seçilmiştir. Ayrıca genetik algoritmaların doğası gereği bulunan şans faktörünün sonuca olan etkisini en aza indirmek için, algoritma birbirinden bağımsız olarak 100 defa çalıştırılmıştır. Çalışmada elde edilen ve aşağıda sunulan sonuçlar, bağımsız denemelerin ortalaması olan değerlerdir.

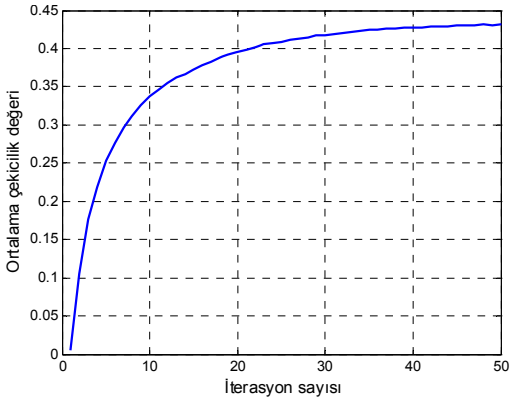
Klasik genetik algoritma sürecinde, seçim (seleksiyon) işlemine esas olmak üzere, önce popülasyondaki bireylerin istenen değere göre ceza ve uygunluk değerleri, daha sonra da uygunluk değerleri kullanılarak olasılıkları hesaplanmaktadır. Bireylerin olasılık değerleri, sonraki nesillere aktarılma ihtimalini belirlemektedir. Böylece iterasyon sayısı arttıkça, daha iyi bireylerden oluşan nesiller elde edilmektedir.

Bu çalışmada ise, klasik genetik algoritmadan farklı olarak popülasyondaki bireylerin uygunluk değerlerinin hesaplanması yerine, Denklem (1) kullanılarak bireylerin çekicilik değerleri hesaplanmıştır. Bulunan çekicilik değerleri kullanılarak her bir bireyin olasılık değeri bulunmuş ve sonraki nesillere seçim işlemi, bu olasılık değerleri yoluyla yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde; iterasyon sayısı ilerledikçe (yeni nesiller elde edildikçe) popülasyon bireylerinin ortalama çekicilik değerlerinin Şekil 1'de verildiği gibi arttığı görülmektedir. Dolayısı ile çekicilik fonksiyonlarından beklenildiği şekilde sonraki nesillerde bireylerin sağladığı çözüm kaliteleri yükselmektedir. Çekicilik değerlerinin yükselmesine bağlı olarak bireylerden elde edilen örüntünün HPBW ve SLL değerleri de iterasyona bağlı olarak Şekil 2 ve Şekil 3'de verildiği gibi azalmaktadır. İterasyon sonunda en fazla 46° olması istenen HPBW değeri 32°, en fazla 0.1 olması istenen SLL değeri ise 0.04 olarak elde edilebilmiştir. İstenen örüntü güç grafiği ile çekicilik fonksiyonları ve genetik algoritma ile elde edilen örüntü güç grafikleri karşılaştırılmak maksadıyla Şekil 4'de verilmiştir. Şekil 4'deki grafikten de görüldüğü gibi, çekicilik fonksiyonları genetik algoritma sürecine dahil edilebilmekte ve çok amaçlı optimizasyon problemlerinde oldukça başarılı sonuçlar vermektedir.

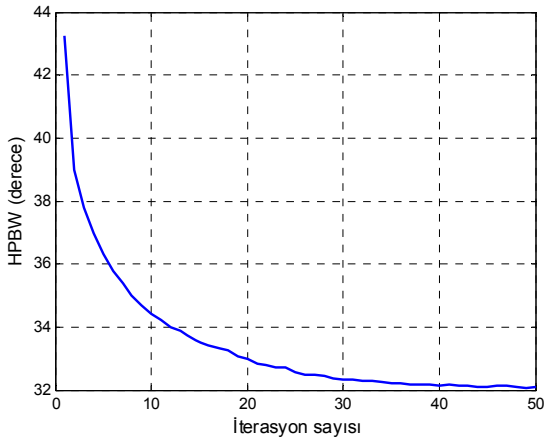
Yapılan çalışmada kullanılan algoritma MATLAB 7.3.0 platformunda geliştirilmiştir ancak MATLAB'ın Genetik Algoritma Araç Kutusu (*GA Toolbox*) kullanılmamıştır. Müteakip çalışmalarda, anten dizisi tasarımında karşılaşılan farklı optimizasyon sorunlarının çözümü ve farklı dizi parametrelerinin sentez edilmesi, çekicilik fonksiyon tanımlarının elde edilen sonuçların kalitesi üzerindeki etkisinin incelenmesi hedeflenmiştir.

Teşekkür

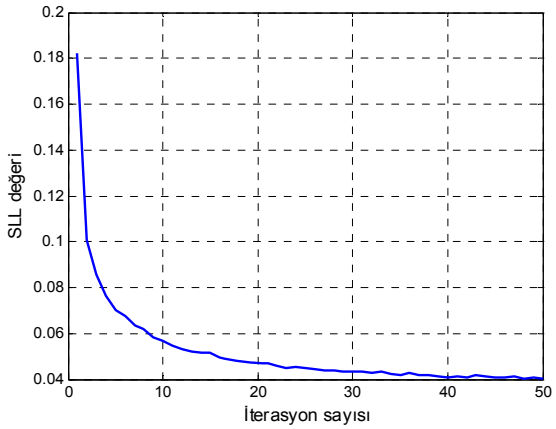
Yazarlar, çekicilik fonksiyonlarının kullanımı ve formülasyonundaki değerli katkılarından ötürü Sn. Başak Akteke-Öztürk'e teşekkürü bir borç bilir.



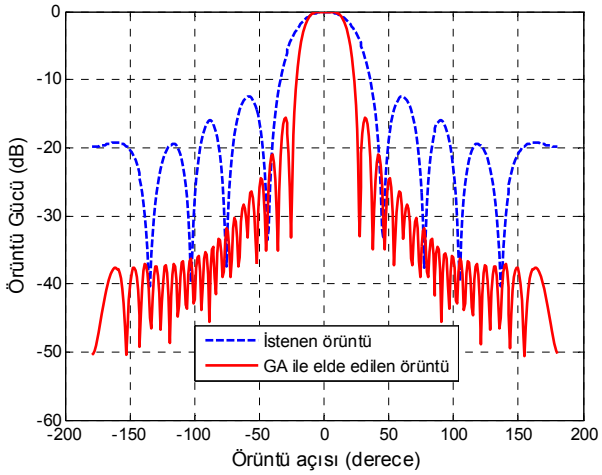
Şekil 1. Ortalama çekicilik değerleri.



Şekil 2. Ortalama HPBW değerleri.



Şekil 3. Ortalama SLL değerleri.



Şekil 4. İstenen ve GA ile elde edilen örüntü güçleri.

Kaynaklar

[1]. Holland, J., Adaptation in Natural and Artificial Systems, University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975.
[2]. Goldberg, D.E., Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning, Addison–Wesley Longman, 1989.
[3]. Michalewicz, Z., Genetic Algorithms+Data Structures= Evolution Programs, Springer-Verlag, Berlin, 1992.
[4]. Harrington, E.C., "The Desirability Function", Industrial Quality Control, 21, 494-498, 1965.
[5]. Derringer, G., Suich, R., "Simultaneous Optimization of Several Response Variables", Journal of Quality Technology, 12, 214-219, 1980.
[6]. Özler, C., "Çekicilik (Desirability) Fonksiyonları Üzerine Bir İnceleme", D.E.Ü.İ.İ.B.F. Dergisi, Cilt:14, Sayı:2, sayfa:111-121, İzmir, 1999.
[7]. Akteke Öztürk, B., Köksal, G. ve Weber, G.W., "Çekicilik Fonksiyonlarının Bileşke Fonksiyonları Olarak Çözümlenmesi", Yöneylem Araştırması ve Endüstri Mühendisliği 29. Ulusal Kongresi, Ankara, Haziran 2009.
[8]. Castillo, E.D., Montgomery, D.C., McCarville, D.R., "Modified Desirability Functions For Multiple Response Optimization, Journal of Quality Technology", cilt:28, sayı:3, Temmuz 1996.
[9]. Balanis, C.A., Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley&Inderscience Publication, New Jersey, 2005.
[10]. Visser, H.J., Array and Phased Array Antenna Basics, John Wiley & Sons Publication, 2005.

Dikdörtgen Mikro Şerit Yama Antenlerde Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonunun Karşılaştırılması

O. Tolga Altınöz, A. Egemen Yılmaz*
Hacettepe Üniversitesi
Bala Meslek Yüksekokulu Elektronik Teknolojisi Programı, Bala/Ankara
taltinoz@hacettepe.edu.tr
*Ankara Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, geleneksel Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonu (KPSO) karşılaştırılmaktadır. PSO ve KPSO, yakınsama hızı ve lokal optimal çözüme düşme problemlerine göre birbirlerinden ayrılmaktadır. Kaotik haritaların çözüm uzayındaki kaotik arama özelliğinin PSO algoritmalarına eklenmesiyle elde edilen KPSO algoritmasının PSO algoritmasına göre üstün ve zayıf yönleri, dikdörtgen mikro şerit yama anten probleminde elde edilen sonuçlar üzerinden karşılaştırılmaktadır. Karşılaştırma işlemi, dikdörtgen şeklindeki mikro şerit yama anten için optimal uzunluk ve genişlik değerlerini bulma problemi ile gerçekleştirilmektedir. Problemin girdileri yüzey dielektrik katsayısı, yüzey kalınlığı ve istenilen rezonant frekansı, çıktıları ise optimal uzunluk ve genişlik değerleridir. Çeşitli anten konfigürasyonları için KPSO ile elde edilen sonuçların, deneysel olarak elde edilmiş sonuçlara ve PSO ve GA ile elde edilmiş sonuçlara oldukça yakın olduğu gözlemlenmiştir.*

1. Giriş

Mikro şerit yama anten, basit ve hafif bir yapı olması ve düşük maliyeti nedeni ile endüstri uygulamalarından gündelik hayattaki kablosuz uygulamalara kadar geniş bir yelpazede geleneksel mikrodalga antenlere göre daha fazla tercih edilmektedir. Dielektrik yüzey kalınlığı çok küçük olan antenler için farklı matematiksel yöntemler geliştirilmiş olup, söz konusu yöntemler rezonant frekansı veya anten boyutlarının belirlenmesinde kullanılmaktadır. Ancak literatürdeki birçok formülasyon, dielektrik kalınlığının artması durumunda gerek karmaşıklaşması, gerekse doğruluğunu yitirmesi nedeniyle kullanılamamaktadır.

Bu çalışmada, geleneksel yöntemlerden farklı olarak doğadan-esinlenen optimizasyon algoritmalarından olan Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonu dikdörtgen mikro şerit yama antenin optimal uzunluk ve genişlik değerlerinin belirlenmesi amacıyla kullanılmaktadır. Basit matematiksel eşitlikler kullanması nedeniyle uygulanması oldukça kolay olan PSO algoritmasında, diğer optimizasyon algoritmalarında da olduğu gibi belirli problemlerde lokal optimuma takılma ve yakınsayamama problemleri yaşanmaktadır. Bu nedenle, PSO algoritmasının performansının iyileştirilmesine yönelik çalışmalar ve öneriler devam etmektedir. Son yıllarda, bu yöntemler arasından en dikkat çekenlerden biri de Kaotik PSO (KPSO) formülasyonu olmuştur. Bu formülasyon uyarınca, çözüm uzayındaki global optimum noktası, kaotik arama algoritması ile bulunmaya çalışılmaktadır. Bu çalışmada, geleneksel PSO ve KPSO algoritmalarının performansları, dikdörtgen mikro şerit yama anten probleminde karşılaştırılmaktadır.

2. Geleneksel Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) yöntemi, ilk olarak Eberhart ve Kennedy tarafından 1995 yılında ortaya atılmıştır [1]. PSO, hayvan (balık, kuş, böcek, vs.) sürülerinin davranışı üzerine geliştirilmiştir. Genel olarak, söz konusu sürünün besin kaynağı ararken ortaya koyduğu davranış üzerine kurulu olan bu yöntem; 1) her bir bireyin kendi hatıralarında yer etmiş olan iyi konuma gitme eğilimi olarak tanımlanabilecek bilişsel (*cognitive*) davranış biçimi, 2) her bir bireyin iyi konumlarda bulunan diğer bireyleri takip etme eğilimi olarak tanımlanabilecek sosyal (*social*) davranış biçimi, 3) her bir bireyin rastgele olarak arama yapma eğilimi olarak tanımlanabilecek keşifsel (*exploratory*) davranış biçimleri arasında bir denge olduğu varsayımına dayanmaktadır [2]. Sürünün bu davranışı formüle edilerek optimizasyon problemlerinin çözümünde kullanılmaktadır. Buna göre *d*-boyutlu bir fonksiyonun optimumu bulunurken, her bir parçacık *d*-boyutlu birer vektör olan rastgele başlangıç konumu ve hızı ile arama işlemine başlamaktadır [1-3].

PSO yönteminde parçacıklar, sürü içinde optimuma en yakın olan parçacığa doğru hareketlenmektedir. Bu nedenle parçacık konum bilgilerinin sürü içinde paylaşılması gerekmektedir. Bu çalışmada, her bir parçacığın diğer tüm parçacıkların konumunu bildiği ve böylelikle konum bilgisinin parçacıklar arasında değiş tokuş yapıldığı varsayılmaktadır. En iyi konumda bulunan parçacık konum bilgisinin tüm parçacıklar arasında paylaşılması esnasında, söz konusu parçacık "*gbest*" olarak adlandırılmaktadır. Diğer konum bilgisi paylaşım yönteminde ise paylaşım yalnızca parçacıkların komşuları ile yerel (*local*) bazda gerçekleşmektedir. Bu şekilde konum bilgisini paylaşma durumunda ise yerel olarak en iyi durumda bulunan parçacık "*lbest*" olarak adlandırılır. Bu iki paylaşım

biçimi arasındaki en büyük fark, yerel optimumun bulunmasında yaşanmaktadır. "*lbest*"li formülasyonda, yerel optimuma düşme durumu "*gbest*"li formülasyona göre daha az gözlenirken, "*gbest*" formülasyonu ise daha hızlı yakınsamaktadır [2-3]. Bu çalışmada, "*lbest*"li formülasyona kıyasla daha hızlı yakınsadığı için "*gbest*" yaklaşımı kullanılmıştır. Denklem (1) ve (2) PSO algoritmasında kullanılan hız (v) ve konum (x) güncelleme formüllerini vermektedir. Bu formüllerde kullanılan i parçacığı ve d çözüm uzay boyutunu ifade eder. Bilişsel ve sosyal sabitleri olarak adlandırılan c_1, c_2 katsayıları ve *rand()* düzgün dağılıma sahip [0,1] aralığındaki rastgele sayıları ifade etmektedir. Her bir parçacığın kendi hatıralarındaki en iyi konumu p_{id} ve optimuma en yakın olan parçacığın konumu ise p_{gd} olarak kullanılmıştır.

$$v_{id} = v_{id} + c_1 * rand() * (p_{id} - x_{id}) + c_2 * rand() * (p_{gd} - x_{id}) \tag{1}$$

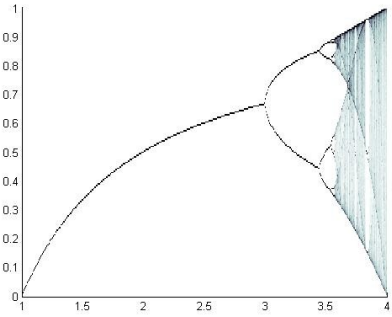
$$x_{id} = x_{id} + v_{id} . \Delta t \tag{2}$$

3. Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonu

Literatürde yapılan yeni çalışmalar ile, PSO formülasyonu geliştirilmektedir [4-8]. Önerilen bu yeni formülasyonlar, sürünün yakınsama hızı ve elde edilen optimum değerindeki hatayı iyileştirmeyi hedeflemektedir. Bazı yeni formülasyonlarda, sürünün optimuma ulaşırken d-boyutundaki uzayda taradığı bölge değiştirilmektedir. Sürü arama yaparken bulunduğu uzayda her defasında ancak belirli bir alanı taramaktadır. PSO formülasyonunda yapılacak bir iyileştirme, sürünün başlangıçta mümkün olan en geniş alanı taraması ve optimuma yaklaştıkça taranacak alanın daraltılması garanti edilerek sağlanmaktadır [2,6]. Sürü, başlangıçta mümkün olan en büyük alanı taramakta; sürü içindeki parçacıklardan herhangi biri diğerlerine göre optimuma daha yakın olacağından, sürü o parçacığa doğru hareketlenmektedir. Optimum değere yaklaştıkça taranan alanın daraltılması performansı arttırmaktadır [4,5].

Bu tarama işleminde kaotik haritaların kullanılması, KPSO algoritmasının esasını oluşturmaktadır. Sürünün lokal optimumda takıldığı durumda, belirli rastgelelikte geniş bir alanın taranması başlamakta ve daha optimal bir çözüm elde edilmesi durumunda sürü başlangıç koşulları ile çözümü bulmaya devam etmektedir. Aynı durumun tekrar yaşanması durumunda, taranan alanın boyutu küçültülmektedir. Bu sayede, hızlı yakınsama elde edilmektedir. Burada yapılan rastgele tarama işlemi, kaotik haritalar kullanılarak gerçekleştirilmektedir. En sık kullanılan kaotik harita, lojistik haritadır [9]. Denklem (3)-(6)'da, sırası ile lojistik harita denklemi, parçacık konum haritalama, ters haritalama ve tarama alan genişliği eşitlikleri verilmiştir. Denklem (3)'de lojistik harita denklemi verilmektedir. İlk defa 1940 yılında rastgele sayı üretilmesi için tanımlanan bu denklemde μ pozitif katsayıyı ifade etmekte ve Şekil 3'de gösterildiği gibi 4 değerini almaktadır. $x_{0,\ i=0}$ başlangıç değerini verir ve PSO uygulamasında bu başlangıç değeri parçacık konumu olarak seçilir.

$$x_{i+1} = \mu x_i (1 - x_i) \tag{3}$$



Şekil 1. Lojistik Haritanın Çatallanma Grafiği

Parçacık konum haritalama tekniğinde, parçacık konumları [0,1] arasına haritalanmaktadır. Böylelikle, parçacık konumları kaotik haritanın başlangıç değerini ifade edebilecek [0,1] aralığına normalize edilir. Koatik harita sonucunda yeni elde edilen değer, ters haritalama ile tekrar konum değerine dönüştürülmektedir. Algoritmanın sonunda ise performansın artırılması ve aynı bölgelerin tekrar aranmasının önlenmesi amacıyla, taranan alan her defasında azaltılmaktadır. Denklem (4)-(6) arasında verilen formüllerde $X\min$, $X\max$ sırası ile çözüm uzayının sınırlarını vermekte ve x_g, r ise pozitif bir sabit olarak her bir adımda çözüm uzayını daraltmak için kullanılmaktadır. KPSO'nun sözde kodu, Şekil 2'de verilmiştir.

$$cx_i = \frac{x - X\min}{X\max - X\min} \tag{4}$$

$$x = X\min + cx_i\left(X\max - X\min\right) \tag{5}$$

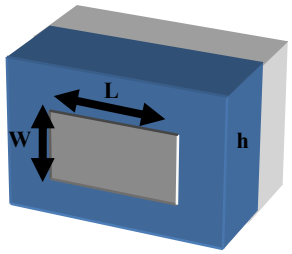
$$\begin{aligned} X\min &= \max\left(X\min, xg - r\left(X\max - X\min\right)\right) \\ X\max &= \min\left(X\max, xg + r\left(X\max + X\min\right)\right) \end{aligned} \tag{6}$$

Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyon Algoritması

Rastgele Hız ve Konum Bilgisinin Atanması
Do
For i = 1 to sürü_boyutu
Fit = Denklem 10 ile verilen fonksiyon sonucu
If fit < en iyi değer
Parçacık i'nin en iyi konumu = i'nin konumu
En iyi değer = fit
end if
end for
en iyi değeri ve ona karşılık gelen parçacığın bulunması
For i = 1 to sürü boyutu
Hızı güncelle (Denklem 1)
Konumu güncelle (Denklem 2)
end for
En yüksek hız sınırının kontrolü
For k = 0 to herhangi bir sayı (Bu çalışmada 20 alınmıştır)
Parçacık konumlarının haritalanması (Denklem 4)
Logistic harita kullanılarak yeni konumu tespiti (Denklem 3)
Ters haritalama (Denklem 5)
If yeni konum fonksiyon sonucu < eski konum fonksiyon sonucu
Konum = Yeni Konum
Break
End if
Tarama alanının azaltılması (Denklem 6)
end for
end for
while maksimum iterasyon

Şekil 2. Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonu Sözde Kodu

4. Problem Tanımı



Şekil 3. Dikdörtgen Mikro Şerit Yama Anten

Dikdörtgen mikro şerit yama anten, Şekil 3'te görülmektedir. Kara [10], [11], dikdörtgen mikro şerit yama antenin rezonant frekansı ile boyutları arasındaki ilişkiye dair Denklem (7)'de görülen formülasyonu elde etmiştir.

$$f_r = \frac{c_0}{2\left(L + \Delta W\right)\sqrt{\varepsilon_e(W)}} \tag{7}$$

Burada c_0 elektromanyetik dalgaların uzaydaki hızı olan ışık hızını, $\varepsilon_e(W)$ ise efektif dielektrik katsayısını vermektedir. $\varepsilon_e(W)$'nin genel ifadesi ise şu şekildedir:

$$\varepsilon_e(W) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\left(1 + \dfrac{10}{\mu}\right)^{ab}} \tag{8}$$

Kara'nın çalışmasında ([10] $ab = 0.5$ olarak tanımlanmakta ve ΔW şu şekilde verilmektedir:

$$\Delta W = 0.412h\frac{\left(\varepsilon_e(W) + 0.3\right)\left(W/h + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_e(W) - 0.258\right)\left(W/h + 0.813\right)} \tag{9}$$

Kaotik Parçacık Sürü Optimizasyonu için gerekli olan maliyet fonksiyonu, yukarıdaki formülasyon uyarınca oluşturulmuştur.

$$F = \left| f_{r_istenen} - f_{r_hesaplanan} \right| \tag{10}$$

5. Benzetim Çalışması

Bu çalışmada, [12]'de verilen deneysel sonuçlar temel alınmış olup; [13] ve [14]'de Genetik Algoritma ve Parçacık Sürü Optimizasyon ile elde edilen sonuçlar, bu çalışma kapsamında gerçekleştirilmiş olan KPSO algoritması sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Uygulanan PSO ve KPSO algoritmasında, sürü boyutu 20, iterasyon sayısı da 50 olarak seçilmiştir. Tablo 1'de KPSO sonuçları, literatürdeki GA ve PSO sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar literatürdeki diğer değerler ile uyumlu olup, KPSO'nun uygulanabilir bir yöntem olduğunu göstermektedir.

Tablo 1. Çeşitli problemler için GA, PSO ve KPSO ile elde edilen sonuçlar.

	Girdiler			Çıktılar(PSO) [14]		Çıktılar(GA) [13]		Çıktılar (KPSO)	
Ant.No	f_r (GHz)	ε_r	h (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)	W (mm)
1	6.2	2.55	2	14.294	8.978	14.382	8.975	14.387	8.828
2	8.45	2.22	0.17	11.844	9.412	11.867	9.456	11.852	9.785
3	7.74	2.22	0.17	12.888	19.314	12.9	19.337	12.896	19.098
4	3.97	2.22	0.79	25.104	13.023	25.306	13.007	25.284	13.019
5	5.06	2.33	1.57	18.603	18.442	18.6	18.4	18.64	16.673
6	5.6	2.55	1.63	16.178	13.44	16.070	13.34	16.089	13.135
7	4.805	2.33	1.57	19.612	21.703	19.573	21.696	19.585	21.481

Tablo 2 ise KPSO, PSO ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. KPSO algoritmasının PSO'ya kıyasla deneysel sonuçlara çok daha yakın değerler ürettiği görülmüştür.

Tablo 2. Çeşitli problemler için PSO ve KPSO ile elde edilen sonuçların deneysel olarak elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılması.

	Girdiler			Deneysel Sonuçlar [10,15]		Çıktılar (PSO)		Çıktılar (KPSO)	
Ant.No	f_r(GHz)	ε_r	h (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)	W (mm)
1	5.06	2.33	1.57	18.6	17.2	18.603	18.442	18.64	16.673
2	5.27	2.5	3	16.3	15.3	16.603	11.426	16.332	15.579
3	5.9	2.2	3	16	7	15.459	11.25	15.874	6.99
4	7.05	2.55	2.42	12	11.2	12.013	15.339	12.188	11.672

6. Sonuç

Bu çalışmada dikdörtgen mikro şerit yama antenler için genişlik ve yükseklik bilgileri KPSO kullanılarak elde edilmiş, elde edilen sonuçlar literatürdeki çalışmalarda PSO ve GA ile elde edilen değerler ile karşılaştırılmıştır. Tablo 2'den görülebileceği gibi, KPSO yönteminde sonucunda elde edilen değerlerin deneysel sonuçlara daha yakın çıktığı görülmüştür. Ancak bu yöntem daha fazla hesaplama gücü gerektirdiği için, fazla hesaplama zamanına ihtiyaç duyulmuştur.

Kaynaklar

[1]. Kennedy, J., Eberhart. R., "Particle Swarm Optimization", *IEEE Int.Conf. Neur. NWs,* p. 1942-1948, 1995.
[2]. Eberhart, R., Kennedy, J., "A New Optimizer Using Particle ....", *6th Int. Symp. Mic. Mach. Hum. Sci.*, p. 39-43, 1995.
[3]. Kennedy, J., Eberhart, R. C., "A Discrete Binary Version of the ....", *IEEE Int. Conf. Sys. Man & Cyb.*, p. 4104-4108, 1997.
[4]. Shi, Y., Eberhart, R., "A Modified Particle Swarm Optimizer", *IEEE Cong. Evol. Comp.*, p. 69-73, 1998.
[5]. Shi, Y., Eberhart, R., "Empirical Study of Particle Swarm Optimization", *IEEE Cong. Evol. Comp.,* p. 1945-1950, 1999.
[6]. Clerc, M., "The Swarm and The Queen: Towards a Deterministic and ...", *IEEE Cong. Evol. Comp.*, p 1951-1957, 1999.
[7]. Clerc, M., J. Kennedy, J., "The Particle Swarm – Explosion, ...", *IEEE Trans. Evol. Comp.*, Vol. 6, No. 1, p. 58-73, 2002.
[8]. Eberhart, R., Shi, Y., "Comparing Inertia Weights and Constriction Factors ...", *IEEE Cong. Evol. Comp.*, p. 84-88, 2000.
[9]. Park J.B., vd., "An improved particle swarm optimization for ...," *IEEE Trans. Pow. Sys.*, Vol. 25, No. 1, p. 156-166, 2010.
[10].Kara M., "The resonant frequency of rectengular microstrip...", *Mic. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 11, p. 55-59, 1996.
[11].Kara M., "Formulas for the computation of the physical properties ...", *Mic. Opt. Technol. Lett.*,, Vol. 12, p. 234-239, 1996.
[12].Weile D.S., Michielssen E., "Genetic algorithm optimization ...", *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 45, p. 343-353, 1997.
[13].Pattnaik S.S., vd., "Calculation of optimized parameters of …", *Mic. Opt. Technol. Lett.*,, Vol. 37, p. 431-433, 2003.
[14].Yilmaz A.E., Kuzuoglu M., "Calculation of optimized …", *Mic. Opt. Technol. Lett.*,, Vol. 49, No. 12, p. 2905-2907, 2007.
[15]. Chintakindi V.S., vd., "Parameters calculations of rectangular microstrip …", *IEEE Int. Conf. App. Elect*., p.1-4, 2007.

Mikrodalga FET Küçük – İşaret Modelinin Optimum Saçılma Parametreleri için Parçacık Sürü Optimizasyonu Yöntemi ile Elde Edilmesi

Ufuk Özkaya, Filiz Güneş
Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
34349 Beşiktaş /İstanbul
uozkaya@yildiz.edu.tr, gunes@yildiz.edu.tr

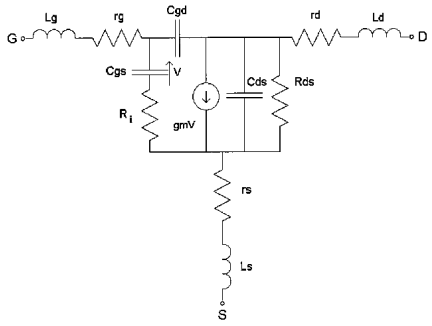
Özet: *Bu çalışmada, mikrodalga FET'inin iyi bir küçük-işaret davranışı için, günümüz teknolojisi limitleri içinde kalarak bir model oluşturulmuştur. Bu model oluşumu, bir kısıtlandırılmış optimizasyon problemi olarak ifade edilmiş ve gradyant ihtiyacı olmayan bir güncel yöntem olan "Parçacık Sürüsü" algoritması ile model elemanları tespit edilmiştir. Uygulama örneği, literatürdeki mevcut çalışmalar ile karşılaştırılmış ve elde edilen FET modellerinin performans ve kuvvetlendirici devrelerinde kullanımları açısından daha üstün olduğu onaylanmıştır.*

1. Giriş

Bu çalışmada, günümüz teknolojisinde elde edilebilecek "iyi" bir küçük- işaret davranışına sahip bir FET modeli araştırılmaktadır. Bu amaçla, problem kısıtlı bir optimizasyon problemi olarak ifade edilerek, gradyanta ihtiyaç duyulmayan "Parçacık Sürüsü" algoritması ile model elemanları tespit edilmiştir. Keza, literatürde, çalışmamızda ele alınan amaçları kısmen de olsa, karşılamak üzere FET modelleri üzerinde çalışılmıştır[1], [2], [3]. [2]'de gradyanta ihtiyaç duyulmayan evrimsel algoritmalar kullanılmıştır. Çalışmamızda, gerek "amaç" ve gerekse algoritma olarak [2]'de icra edilerek, önerdiğimiz model performansı ile karşılaştırılmıştır.
Gelecek bölümde, bir küçük- işaret davranışı ile model elemanları arasındaki ilişkiler verilmiştir. 3. bölümde ise, Parçacık Sürüsü" algoritması ana hatları ile tanıtılmış, 4 bölümde uygulama yapılmış ve oluşturulan modelin performansı verilerek literatür ile karşılaştırma yapılmıştır. Son bölüm ise sonuca ayrılmıştır.

2. FET Model Elemanları & Performans Parametreleri

FET devre modeli Şekil 1'de görülmektedir. FET modeli öz (g_m, C_{gs}, R_i, C_{ds}, R_{ds}, C_{gd}) ve parazitik (R_g, R_d, R_s, L_g, L_d, L_s) parametreler içermektedir.



Şekil 1. FET Devre Modeli

Şekil 1 deki FET modeli için, parazitik endüktanslar ihmal edilerek saçılma parametreleri model elemanları cinsinden aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir [1,2]:

$$S_{11}(f)=\frac{1+j2\pi fC_{gse}(R_{ie}-R_o)10^{-3}}{1+j2\pi fC_{gse}(R_{ie}+R_o)10^{-3}} \tag{1}$$

$$S_{12}(f)=\frac{j2\pi fR_oC_{gd}10^{-3}}{1-(2\pi fR_o10^{-3})^2C_{gd}C_{gsw}+j2\pi f(2C_{gd}+C_{gsw})R_o10^{-3}} \tag{2}$$

$$S_{21}(f)=\frac{2R_{dso}g_m}{(1+j2\pi fR_{io}C_{gse}10^{-3})\times(1+j2\pi fR_{dso}C_{dse}10^{-3})} \tag{3}$$

$$S_{22}(f)=\frac{(1+j4\pi fC_{gd}R_o10^{-3})R_{dsh}}{1+j2\pi fC_{gdh}(R_{dsh}+2R_o)10^{-3}-(2\pi fC_{gdh}10^{-3})^2R_{dsh}R_o} \tag{4}$$

Burada referans empedansı $R_o = 50\Omega$, f çalışma frekansı ve diğer parametreler de aşağıda tanımlanmıştır [1,2]:

$$R_{dso}=R_oR_{dse}/(R_o+R_{dse}),\ R_{dsh}=R_d+R_s+R_{ds}(1+g_mR_s) \tag{5}$$

$$C_{gdh}=C_{gd}\left(1+R_og_m+\frac{C_{ds}}{C_{gd}}\right),\ C_{gsw}=R_oC_{gd}\left(g_m+\frac{1}{R_{ds}}\right)+C_{gs}\left(1+\frac{R_o}{R_{ds}}\right)+C_{ds} \tag{6}$$

$$C_{gse}=C_{gs}+C_{gd}(1-g_a),\ C_{dse}=C_{ds}+C_{gd}(g_a-1)/g_a \tag{7}$$

$$R_{ie}=R_i+R_s+R_g,\ r_a=R_d+R_s(1+g_mR_{ds}) \tag{8}$$

$$g_a=-g_m\frac{R_oR_{dse}}{R_o+R_{dse}},\ R_{dse}=\frac{R_o+R_{ds}}{r_a+R_o} \tag{9}$$

Γ_S , Γ_L kaynak ve yük sonlandırmalarına sahip bir transistorun transdüser güç kazancı:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AS}}=\frac{\left(1-|\Gamma_L|^2\right)|S_{21}|^2\left(1-|\Gamma_S|^2\right)}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \tag{10}$$

Şeklinde ifade edilebilir [4]. Girişi ve çıkışı referans empedansı olan 50Ω ile sonlandırılmış olduğu durumda (10)'daki güç kazancı:

$$G_T(f)=|S_{21}(f)|^2 \tag{11}$$

haline indirgenir.

3.Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), 1995 yılında J. Kennedy ve R.C. Eberhart tarafından kuş sürülerinin davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiş popülâsyon tabanlı stokastik bir optimizasyon tekniğidir [5]. Kuş sürülerinin davranışları hakkında yapılan birçok araştırmanın sonucu olarak ortaya çıkmıştır. D boyutlu bir optimizasyon problemi için n adet parçacık kullanılması durumunda parçacıkların konumları:

$$X=\begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nD} \end{bmatrix}_{n\times D} \tag{12}$$

matrisi ile ifade edilir ve burada i. parçacığın konumu $x_i = [x_{i1},\ x_{i2},.....,x_{iD}]$ olarak ifade edilmektedir. Önceki en iyi uygunluk değerini veren i. parçacığın konumu $pbest_i=[p_{i1},p_{i2},.....,p_{iD}]$ olarak ifade edilir. $gbest = [g_1,g_2,.....,g_D]$ (Global en iyi)ise her iterasyonda tüm parçacıklar için en iyi pozisyon (çözüm)dur. Ayrıca i. parçacığın hızı da $v_i = [v_{i1},v_{i2},.....,v_{iD}]$ olarak ifade edilir. Parçacıkların bireysel performansları ve global en iyi tayin edilmesinden sonra, parçacıkların hızları ve konumları aşağıdaki denklemlere göre güncellenmektedir [5].

$$v_{im}^{k+1} = wv_{im}^{k} + c_1r_1(p_{im}^{k}-x_{im}^{k})+c_2r_2(g_m^{k}-x_{im}^{k}) \tag{13}$$

$$x_{im}^{k+1} = x_{im}^{k} + v_{im}^{k+1} \tag{14}$$

Burada m=1,...,D ve x_{im}^{k} parçacığın m. boyuttaki pozisyonu, v_{im}^{k} parçacığın m. boyuttaki hızı, p_{im}^{k} sağlanan en iyi parçacık pozisyonu (*pbest*), g_m^{k} sağlanan en iyi sürü pozisyonu (*gbest*), c_1 ve c_2 öğrenme katsayıları, r_1 ve r_2 (0-1) aralığında rasgele sayılar ve w sürünün atalet değeridir.

4. Uygulama

Tek ve çok hedefli optimizasyon işleminde dokuz adet FET model elemanı (g_m, C_{gs}, R_i, C_{ds}, R_{ds}, C_{gd}, R_g, R_d, R_s) optimizasyon değişkenidir ve her biri aşağıdaki sırası ile tek ve çok hedefli maliyet fonksiyonları kullanan parçacık sürüsü algoritması ile tayin edilmektedir:

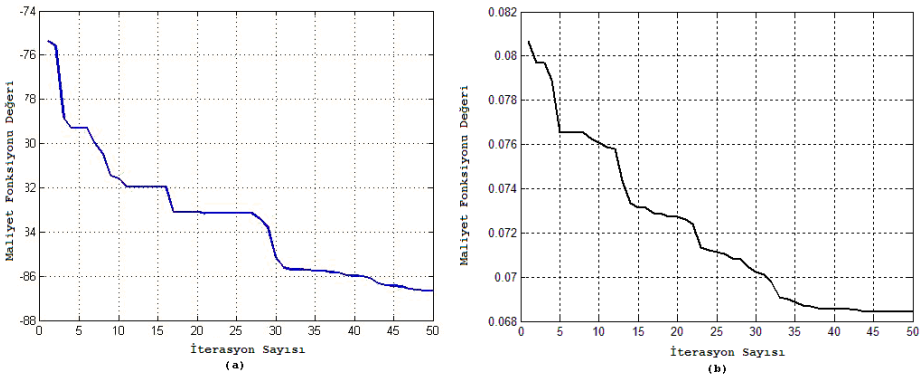
$$MF_1 = -\sum_{i=1}^{n} G_T(f_i) \qquad (15.1)$$

$$MF_2 = \sum_{i=1}^{n} \left| \frac{S_{11}(f_i) \times S_{12}(f_i) \times S_{22}(f_i)}{G_T(f_i)} \right| \qquad (15.2)$$

Burada n önceden belirlenen frekans bandındaki frekans örnekleme endeksidir. (15.1) deki maliyet fonksiyonunu minimize etmek tespit edilen bir çalışma frekans bandı boyunca güç kazancını maksimize etmeye denktir. (15.2) deki maliyet fonksiyonunun minimize edilebilmesi için payın minimize olurken paydanın da maksimize olması ile mümkün olacaktır, sonuçta giriş ve çıkış yansıma ve geri besleme kayıpları azalırken güç kazancı değeri artacaktır. Optimizasyon sürecinde frekans bandı 15–20 GHz aralığı olarak belirlendi. Ayrıca bilinmeyen 9 bileşenin arama uzayında alacakları minimum ve maksimum değerleri de günümüz yarı-iletken teknolojisine göre tespit edildi. Her iki optimizasyon işlemi için 20 parçacık kullanıldı ve maksimum iterasyon sayısı ise 50 olarak belirlendi. Her iki uygulama için öğrenme katsayıları 2, atalet (w) değeri 0.9 olarak alındı ve w her iterasyonda lineer olarak azaltıldı.
(15.1), (15.2) deki maliyet fonksiyonlarına PSO algoritmasının uygulanması sonucu elde edilen FET model eleman değerleri Tablo 1'de ve PSO yakınsama eğrileri sırasıyla şekil 2'de verilmektedir.

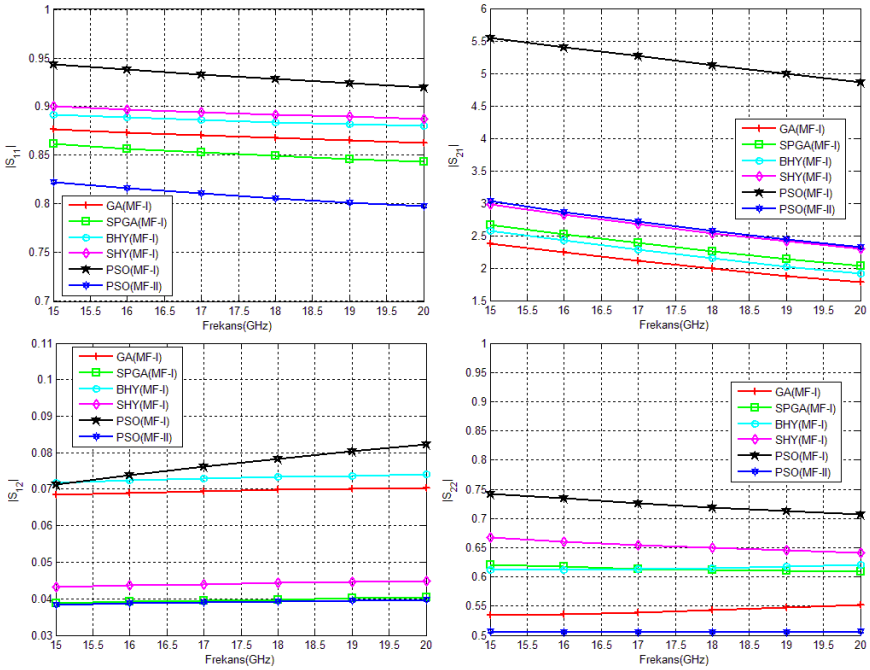
Tablo.1 Elde edilen FET model eleman değerleri

FET Model Elemanları	PSO Sonucu MF-I	PSO Sonucu MF-II	Değer Aralıkları	
g_m(S)	0.08	0.08	0.04	0.08
C_{gs}(pF)	0.1	0.279	0.1	0.6
R_i(Ω)	3.1056	5.997	2	6
C_{ds}(pF)	0.0237	0.076	0.02	0.08
R_{ds}(Ω)	594.4867	200.424	200	600
C_{gd}(pF)	0.01	0.01	0.01	0.02
R_g(Ω)	0.7858	0.932	0.1	1
R_d(Ω)	0.2775	0.142	0.1	1
R_s(Ω)	0.7206	0.102	0.1	1

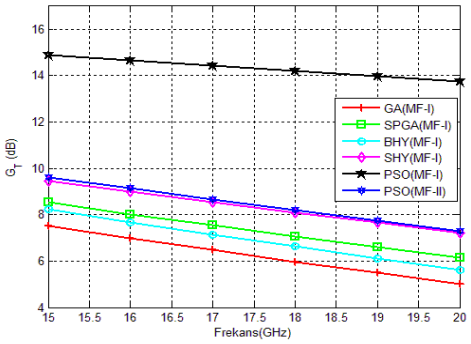


Şekil 2. PSO yakınsama eğrileri (a) MF_1, (b) MF_2

Literatür çalışmalarında [2] sadece tek bir hedef – kazanç maksimizasyonu (15.1) – içeren maliyet fonksiyonu SPGA(Sürekli Parametreli Genetik Algoritma), BHY(Bulanık Hibrid Yaklaşım), GA (Genetik Algoritma) ve SHY(Sürekli Hibrid Yaklaşım) algoritmaları kullanılarak FET modelleri türetilmiştir. Bu modellerin saçılma parametre performansları da çalışmada oluşturulan model performansı ile karşılaştırmak amacı ile şekil 3 ve 4'e ilave edilmiştir.



Şekil 3. Literatür [2]'deki FET modeli ve önerilen FET modellerinin küçük – işaret davranışları



Şekil 4. Literatür [2] deki FET modeli ve önerilen FET modellerinin Transdüser Güç Kazancı

5. Sonuçlar

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde tek hedefli optimizasyon (MF_1) sonucu oluşturulan FET modeli, çalışma bandı boyunca diğerlerine göre en büyük güç kazancı temin ederken, en yüksek yansıma ve ters iletim kayıplarına sahip olduğu da görülmektedir. Bu durum, çalışmadaki çok hedefli optimizasyonu (MF_2)zaruri kılmaktadır. Böylece MF_2 ile elde edilen FET model en düşük yansıma ve ters iletim kayıpları olması yanı sıra rakiplerinden daha yüksek güç kazancı da temin etmektedir. Bu aynı zamanda PSO algoritmasının üstün arama performansının bir başarısı olarak da ele alınmalıdır.

Kaynaklar

[1] C. Paoloni, "A simplified procedure to calculate the power gain definitions of FET's", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 3, s. 470-474, March 2000.
[2]T. Gunel, "A continuous hybrid approach to the FET modeling for the maximum transducer power gain", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 35, No. 5, s. 348-351, December 2002.
[3]T. Gunel, "A continuous hybrid approach to the noise modeling of FETs", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 38, No. 1, s. 56-60, July 2003.
[4] Gunes F, Cetiner BA , "Smith chart formulation of performance characterization for a microwave transistor", IEE Proceedings-Circuits Devices And Systems Vol.145 Issue: 6, s.419-428 , 1998.
[5]J. Kennedy, R. C. Eberhart, "Particle swarm optimization", Proceedings of IEEE Conf. Neural Networks IV, Piscataway, NJ, 1995.

Bir Mikrodalga Transistörün İşaret – Gürültü Parçacık Sürü Optimizasyon Temelli Yapay Sinir Ağı Modeli

Saliha Satikbuğa, Ufuk Özkaya, Filiz Güneş
Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Böl.
Beşiktaş 34349 İstanbul/Türkiye
s.satikbuga@hotmail.com, uozkaya@yildiz.edu.tr, gunes@yildiz.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, bir mikrodalga transistörün küçük – işaret ve gürültü davranışlarının bir parçacık sürü optimizasyonu temelli yapay sinir ağı modeli sunulmuştur ve klasik yapay sinir ağı modeli ile karşılaştırılmıştır. Genellikle Yapay sinir ağı modellerinin eğitiminde kullanılan geri yayılım algoritmasının yerine, bu çalışmada üstün arama performansı nedeniyle parçacık sürü optimizasyonu yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışma parçacık sürü optimizasyon temelli bir yapay sinir ağı modelleme yaklaşımının "doğruluk" ve "verimlilik" açılarından başarılı olduğunu göstermiştir.*

1. Giriş

Bir mikrodalga transistörün bir kutuplama noktasındaki küçük – işaret ve gürültü davranışı çalışma band genişliği boyunca saçılma parametreleri (S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}) ve gürültü parametreleri (F_{opt}, Γ_{opt}, R_N) ile ifade edilir. Saçılma ve gürültü parametreleri transistörün öz özelliklerine ve frekansa bağımlıdırlar. Saçılma parametreleri transistörün işaret güç kazancını ve empedans uyumsuzluğu kayıplarını ifade etmekte kullanılırken, gürültü faktörü transistörün girişi ve çıkışı arasındaki işaret gürültü oranındaki bozulmayı ifade etmektedir. Mikrodalga frekans bölgesinde pasif elemanların davranışlarının dahi daha karmaşık hale geldiği düşünülürse, yarı-iletken aktif eleman davranışları, ancak geniş parametre kümeleri içeren ve karmaşık ilişkilere sahip yüksek dereceli lineer olmayan elemanları içeren modeller ile karakterize edilebilirler ve bu nedenle güçlü modelleme tekniklerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Bir mikrodalga transistörü için saçılma ve gürültü davranışları ile kutuplama koşulları (V_{DS}, I_{DS}) ve frekans f arasındaki yüksek dereceli lineer olmayan ilişkiler, literatürde işaret – gürültü davranışlarının (V_{DS}, I_{DS}) ve f'e bağılılığı yapay sinir ağları, destek vektör makineleri, bulanık mantık, ANFIS gibi yapay zekâ yöntemleri ile modellenmektedir. Yapay sinir ağı modeli genellikle bir ileri beslemeli ağ yapısı çeşidi olan çok katmanlı algılayıcılardan oluşturulmakta ve bu ağ eğitiminde de yaygın olarak geri yayılım algoritması kullanılmaktadır. Eğitim aşamasında, ağ çıkışlarını hedef çıkış değerlerine yakınlaştırmak ve eğitim hatasını talep edilen seviyeye çekmek amacıyla ağırlıklar her adımda hata fonksiyonunun ağ parametrelerine göre gradyantına bağlı olarak değiştirilmektedirler. Ancak, gradyant temelli algoritmaların başlangıç koşullarına bağlılığı ve yerel minimumlara yakalanma riski yüksek olması nedeniyle, geri yayılım algoritmasına alternatif olarak eğitim aşamasında genetik algoritma[1], karınca kolonisi optimizasyonu[2], yapay arı algoritması[3], yapay bağışıklık sistemi [4]ve parçacık sürü optimizasyonu[5] gibi global optimizasyon yöntemleri kullanılmaktadır.

2.Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), 1995 yılında J. Kennedy ve R.C. Eberhart tarafından kuş sürülerinin davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiş popülâsyon tabanlı stokastik bir optimizasyon tekniğidir [6]. Kuş sürülerinin davranışları hakkında yapılan birçok araştırmanın sonucu olarak ortaya çıkmıştır. D boyutlu bir optimizasyon problemi için n adet parçacık kullanılması durumunda parçacıkların konumları:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nD} \end{bmatrix}_{n \times D} \quad (1)$$

matrisi ile ifade edilir ve burada i. parçacığın konumu $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD}]$ olarak ifade edilmektedir. Önceki en iyi uygunluk değerini veren i. parçacığın konumu $pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD}]$ olarak ifade edilir. $gbest = [g_1, g_2, \dots, g_D]$ (global en iyi) ise her iterasyonda tüm parçacıklar için en iyi pozisyon (çözüm)dur. Ayrıca i. parçacığın hızı da $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}]$ olarak ifade edilir. Parçacıkların bireysel performansları ve

global en iyi pozisyonun tayin edilmesinden sonra, parçacıkların hızları ve konumları aşağıdaki denklemlere göre güncellenmektedir [6].

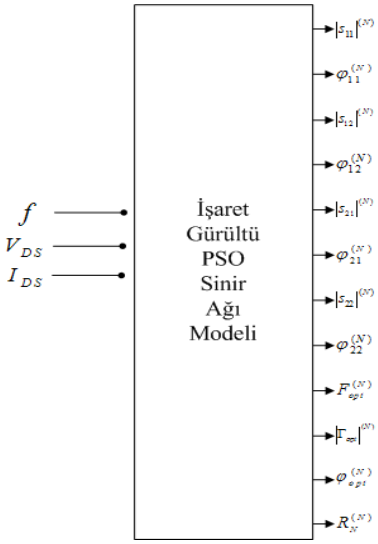
$$v_{im}^{k+1} = wv_{im}^{k} + c_1 r_1 (p_{im}^{k} - x_{im}^{k}) + c_2 r_2 (g_m^{k} - x_{im}^{k}) \quad (2)$$

$$x_{im}^{k+1} = x_{im}^{k} + v_{im}^{k+1} \quad (3)$$

Burada $m=1,...,D$ ve x_{im}^{k} parçacığın m. boyuttaki pozisyonu, v_{im}^{k} parçacığın m. boyuttaki hızı, p_{im}^{k} sağlanan en iyi parçacık pozisyonu (*pbest*), g_m^{k} sağlanan en iyi sürü pozisyonu (*gbest*), c_1 ve c_2 öğrenme katsayıları, r_1 ve r_2 (0-1) aralığında rasgele sayılar ve w sürünün atalet değeridir.

3. Bir Mikrodalga Transistörün PSO Temelli Yapay Sinir Ağı Modeli

Bir mikrodalga transistörün (V_{DS}, I_{DS}) kutuplama koşullarında ve *f* çalışma frekansındaki küçük – işaret (S-) ve gürültü (N-) davranışı şekil 1'deki gibi kara – kutu ile temsil edilebilir. Burada; *f*, V_{DS} ve I_{DS} giriş uzayı değişkenleri olup küçük – işaret ve gürültü davranışını tanımlayan on iki adet fonksiyon ise çıkış uzayını oluşturmaktadır. Giriş ve çıkış uzayı arasındaki ilişkilendirme ise PSO temelli sinir ağı ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 1. Bir Mikrodalga Transistörün İşaret – Gürültü PSO temelli Yapay Sinir Ağı modeli

Aktif bir mikrodalga cihazın belirli bir kutuplama noktasındaki küçük – işaret ve gürültü performansı frekans domeninde saçılma (S) ve gürültü (N) parametreler fazörler ile ifade edilebilmektedir ve buna göre bir çalışma bandı boyunca ölçülmüş saçılma ve gürültü verisi aşağıdaki şekilde gibi ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} f_1: & S^{(1)} & N^{(1)} \\ f_2: & S^{(2)} & N^{(2)} \\ . & . & . \\ f_N: & S^{(N)} & N^{(N)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Burada, ($S^{(1)}$, $N^{(1)}$),….., ($S^{(N)}$,$N^{(N)}$) , f_1,…f_N örnek çalışma frekanslarındaki saçılma ve gürültü fazör çiftleridir:

$$\left[S^{(N)} \right]^t = \left[|S_{11}|^{(N)} \varphi_{11}^{N} \; |S_{12}|^{(N)} \varphi_{12}^{N} \; |S_{21}|^{(N)} \varphi_{21}^{N} \; |S_{22}|^{(N)} \varphi_{22}^{N} \right] \quad (5)$$

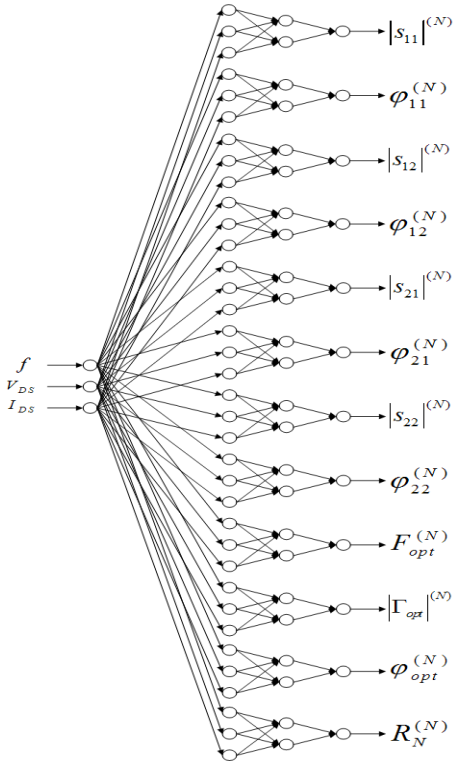
$$\left[N^{(N)} \right]^t = \left[F_{opt}^{(N)} \; \left| \Gamma_{opt}^{(N)} \right| \; \varphi_{opt}^{(N)} \; R_N^{(N)} \right] \quad (6)$$

İşaret – gürültü modelinin oluşturulmasında (4) – (6) biçimindeki "ölçülmüş" veriler mikrodalga transistörün PSO temelli sinir ağının eğitilmesinde ve test edilmesinde kullanılarak, model oluşturulmaktadır. Gelecek bölümde bu veri tabanının nasıl kullanıldığı ayrıntılı olarak anlatılacaktır.

4. Uygulama

PSO temelli yapay sinir ağı ile modellenecek mikrodalga transistörü olarak ATF-551M4 seçilmiştir ve V_{DS} = 2, 2.7, 3V ve I_{DS} = 10, 15, 20 mA olmak üzere 9 farklı kutuplama koşulu için 0.5 – 10 GHz frekans bandında 13 ayrık frekans için saçılma ve gürültü parametreleri "Üretici Veri Sayfalarında" verilmiştir [7]. Çalışmamızda V_{DS} = 2, 3V ve I_{DS} = 10, 15, 20 mA olmak üzere 6 farklı kutuplama koşulunda ölçülmüş 78 adet saçılma ve gürültü verisi PSO temelli sinir ağı modelinin eğitimi için kullanılırken, V_{DS} = 2.7 ve I_{DS} = 10, 15, 20 mA olmak üzere 3 farklı kutuplama koşulunda ölçülmüş olan 39 adet veri ise test işlemi için kullanılmıştır.
Şekil 1'de görüldüğü üzere mikrodalga transistörün PSO temelli yapay sinir ağı modeli 3 girişe (f, V_{DS} ve I_{DS}) ve saçılma – gürültü parametrelerinin hepsini içerecek şekilde 12 çıkışa sahiptir. Bu nedenle, işaret – gürültü modelinin oluşturulabilmesi amacıyla önerilen PSO temelli yapay sinir ağı yapısı, şekil 2'de görüldüğü üzere 12 adet 3 girişli, 2 nörondan oluşan tek gizli katmanlı ve tek çıkışlı (3x2x1) çok katmanlı algılayıcıdan oluşturuldu. Bu ağların her birinin eğitimi için geri yayılım algoritması yerine PSO algoritması kullanıldı. Böylece ağların her biri 11 adet parametre ile tanımlanabilmiş ve gizli katmanda veri değer aralığına bağlı olarak "hiperbolik tanjant sigmoid" veya "log-sigmoid", çıkış katmanında ise "lineer" aktivasyon fonksiyonları kullanılmıştır. Ağların eğitimi aşamasında kullanılan PSO algoritmasında her bir ağ için 20 parçacık yeterli bulundu ve bu parçacıkların konum ve hızları (0-1) aralığında rasgele atandı. Maksimum iterasyon sayısı 2000 olarak belirlendi. Öğrenme katsayıları (c_1,c_2) 2 ve sürünün atalet değeri 0.25 olarak belirlendi. Minimum eğitme hatası 10^{-6} olarak belirlendi. Sürüde en düşük ortalama karesel hataya sahip olan parçacık konumu "gbest" olarak tanımlandı. Maliyet fonksiyonu ise aşağıdaki biçimde ortalama karesel hata olarak tanımlandı:

$$Maliyet\ Fonksiyonu = \frac{1}{Q}\sum_{k=1}^{Q}[Hedef(k) - YSA(k)]^2 \tag{7}$$



Şekil 2. PSO temelli yapay sinir ağı modeli için kullanılan yapay sinir ağı yapısı

Burada Q eğitim ve test için kullanılan veri sayısıdır. Optimizasyon süreci eğitim hatası istenen değere düşünceye dek veya maksimum iterasyon sayısına ulaşıncaya dek devam ettirildi ve optimizasyon işlemi sonunda elde edilen ağırlık değerleri için test verisi de ağa uygulanarak eğitim ve test hataları elde edildi. Aynı ağ yapısını kullanarak klasik yapay sinir ağı modeli de elde edildi ve bu aşamada geri yayılım algoritması kullanıldı. PSO temelli sinir ağı modeli ve yapay sinir ağı modelinin eğitim ve test performansları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. İşaret – Gürültü PSO Sinir Ağı ve Yapay Sinir Ağı Modelleri Eğitim ve Test Performansları

	Eğitim Hatası		Test Hatası	
	Yapay Sinir Ağı Modeli	PSO Sinir Ağı Modeli	Yapay Sinir Ağı Modeli	PSO Sinir Ağı Modeli
$\|S_{11}\|$	4.13E-04	2.95E-05	4.05E-04	2.92E-05
φ_{11}	8.59E-04	3.58E-04	8.56E-04	3.48E-04
$\|S_{12}\|$	8.68E-04	5.17E-04	7.45E-04	5.43E-04
φ_{12}	2.52E-04	2.88E-05	1.98E-04	2.21E-05
$\|S_{21}\|$	3.79E-04	1.25E-04	6.32E-04	1.12E-04
φ_{21}	8.27E-04	6.00E-05	7.79E-04	5.92E-05
$\|S_{22}\|$	9.03E-05	7.42E-05	6.9E-05	5.52E-05
φ_{22}	9.59E-05	7.82E-05	1.86E-04	1.74E-04
F_{opt}	8.81E-04	3.17E-04	1.28E-03	4.75E-04
$\|\Gamma_{opt}\|$	2.99E-03	3.80E-04	3.09E-03	3.55E-04
φ_{opt}	4.03E-04	1.73E-04	3.94E-04	1.76E-04
R_N	6.15E-05	2.57E-05	5.24E-05	2.50E-05

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, mikrodalga transistörün küçük – işaret ve gürültü davranışı için çok katmanlı yapay sinir ağı kullanılmıştır. Parçacık sürü optimizasyonu yöntemi, yapay sinir ağının eğitimi aşamasında minimum eğitim hatasını sağlayan optimum ağırlıkların elde edilmesi amacıyla sinir ağının eğitilmesinde kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar geri yayılım algoritması ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılarak, parçacık sürü optimizasyonu ile eğitilen yapay sinir ağının eğitim ve test performansı incelenmiştir. Gerçekleştirilen değerlendirmeler sonucunda, parçacık sürü optimizasyonu ile eğitilen yapay sinir ağının daha başarılı modelleme yeteneğine sahip olduğu tespit edilmiştir.

Kaynaklar

[1] P. Ramasubramanian, A. Kannan, "A genetic-algorithm based neural network short-term forecasting framework for database intrusion prediction system", International Journal of Soft Comp. (2006), s. 699–714.
[2] W. Gao, "Evolutionary Neural Network Based on New Ant Colony Algorithm", Proceedings of Computational Intelligence and Design (ISCID 2008), s. 318-321
[3] D.Karaboga, C.Ozturk, "Neural Networks Training by Artificial Bee Colony Algorithm on Pattern Classification", Neural Network World, 19 (3), 279-292, 2009.
[4] Ö. Polat, Y. Cengiz; F. Yücel, "Robust Function Approximation based on optimized RBFNN by Artifical Immune Systems", Expert Systems with Applications'de basılmak üzere kabul edilmiştir.
[5] J.R. Zhang, J. Zhang, T.M. Lok, M.R. Lyu, "A hybrid particle swarm optimization-back-propagation algorithm for feedforward neural network training", Appl. Math. Comput. 185 (2007), pp. 1026–1037.
[6] J. Kennedy, R. C. Eberhart, "Particle swarm optimization", Proceedings of IEEE Conf. Neural Networks IV, Piscataway, NJ, 1995.
[7] Agilent ATF-551M4 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Miniature Leadless Package Data Sheet, http://www.chipcatalog.com/Agilent/ATF-551M4.htm adresinde.

MIL-STD-461E Standardı CE102 Gereksinimine Uyumlu Elektromanyetik Girişim Süzgeci Tasarımı

Erkan Önal*, Birsen Saka** ve Işık Çadırcı**

*ASELSAN A.Ş, Ankara
eonal@mgeo.aselsan.com.tr

**Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
birsen@hacettepe.edu.tr, cadirci@ee.hacettepe.edu.tr

Özet: *Askeri cihazlarda, cihazın ortamdaki diğer cihazlarla olan etkileşimini azaltmak için elektromanyetik girişim süzgeçleri kullanılmaktadır. Cihaz içerisinde yüksek güç gereksinimlerini sağlamak amacıyla kullanılan anahtarlamalı güç kaynakları, gerilim ve akım değerlerindeki hızlı değişim sebebiyle, iletkenlik yoluyla oluşan elektromanyetik girişim kaynaklarının başında gelmektedir. Bu çalışmada, askeri bir araç içerisinde kullanılan güç çevirgecinin MIL-STD-461E standardı CE102 gereksinimine uyumlu hale getirilmesi amacıyla elektromanyetik girişim süzgeci tasarlanması ve uygulanması amaçlanmıştır.*

1 GİRİŞ

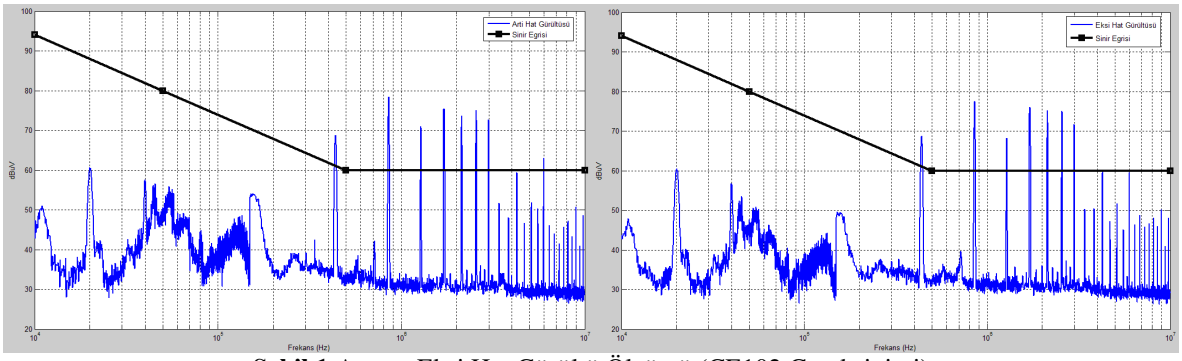
Elektromanyetik girişim (EMG), yayılım yoluna göre, ışıma yoluyla yayılım ve iletkenlik yoluyla yayılım olmak üzere iki değişik şekilde oluşmaktadır. Işıma yoluyla oluşan EMG, genellikle 30MHz ile 1GHz frekans bandı aralığında olup, sistemin elektronik devrelerinden veya kablolarından yayılan elektromanyetik dalgalar olarak tanımlanmaktadır. Bu tip bir gürültü, gürültü kaynağının metal bir kutu ile ekranlanması sonucunda etkin bir biçimde bastırılmaktadır. İletkenlik yoluyla oluşan EMG ise, genellikle 10kHz ile 30MHz frekans bandı aralığında olup, AA veya DA güç hatlarından sisteme yayılmaktadır. İletkenlik yoluyla oluşan EMG'nin ortak mod ve fark modu olmak üzere iki ana bileşeni vardır. Bu tip bir gürültü, LC tip süzgeçler kullanılarak bastırılmaktadır [1,2].

EMG süzgeç tipleri, bastırılması gereken elektromanyetik gürültü seviyesine, gürültü kaynağı empedansına ve gürültüden etkilenen cihaz empedansına göre değişiklik göstermektedir. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde, yük empedans değişiminin süzgeç performansını etkilediği açıkça görülmektedir [3,4]. Yük veya kaynak empedansındaki artış fark modu araya girme kaybını arttırırken, ortak mod araya girme kaybını azaltmaktadır [4]. Gerekli bastırma gücüne sahip EMG süzgeç tasarımı, ortak mod ve fark modu gürültü seviyelerinin bilinmesiyle kolaylaşmaktadır. Yapılan birçok çalışmada ortak mod ve fark modu gürültü seviyelerinin bilinmesinin önemi uygulamalı olarak belirtilmektedir [5-7]. Süzgeç elemanlarının belirlenmesinde gürültüyü ayırma metodu büyük kolaylık sağlamaktadır [8]. Yapılan çalışmalar incelendiğinde gürültü bileşenlerini ayırmak için genellikle gürültü ayırıcı (noise separator) adı verilen cihazların kullanıldığı görülmektedir. Ayrıca, gürültü bileşenleri akım probu kullanılarak da belirlenebilmektedir [7,9]. Bu çalışma kapsamında, askeri araçlarda kullanılan anahtarlamalı güç kaynaklarının ortak mod ve fark modu gürültü bileşenleri akım probu ile ayrı ayrı belirlenerek, MIL-STD-461E standardı CE102 gereksinimine uygun bir EMG süzgeci tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

2 CE102 GEREKSİNİMİ EMG ÖLÇÜMLERİ

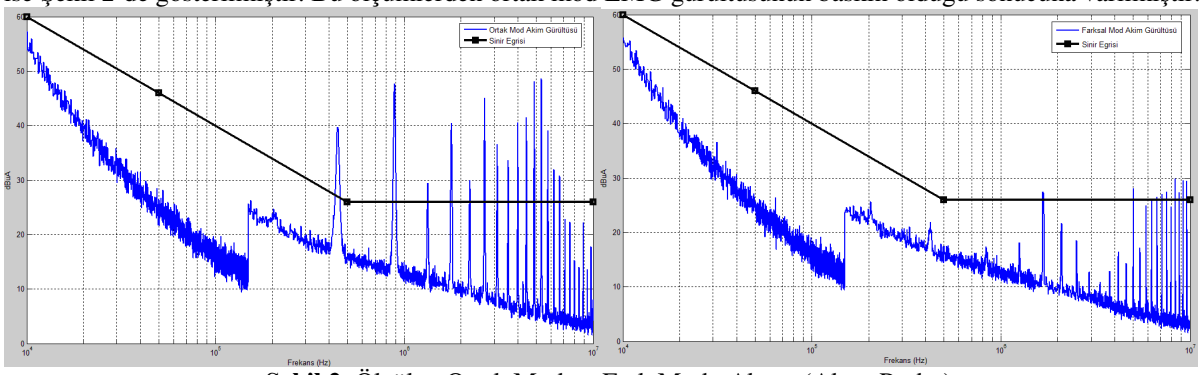
CE102 testinin amacı, test altındaki cihazın güç giriş hatlarındaki iletkenlik yollu yayınımın 10kHz-10MHz frekans aralığında ölçülmesidir. EMG süzgeci tasarlanacak güç kartının artı hat ve eksi hat üzerinde sebep olduğu iletkenlik yoluyla oluşan gürültü ölçüm sonuçları Şekil 1'de gösterilmiştir. Ölçümler CE102 gereksiniminde verilen test düzeneği ile yapılmıştır [10].

CE102 gereksiniminde belirtilen ölçüm metodu kullanılarak elde edilen gürültü ortak mod ve fark modu gürültü bilgilerini içermektedir. Optimum bir süzgeç tasarımı için EMG gürültüsünün ortak mod ve fark modu bileşenleri belirlenmelidir. Gürültüyü ayırma metodu ile sorunlu frekanslardaki gürültü modu ve seviyesi belirlenmekte, süzgeç elemanlarının seçimi bilinçli bir şekilde yapılabilmektedir [6].



Şekil 1 Artı ve Eksi Hat Gürültü Ölçümü (CE102 Gereksinimi)

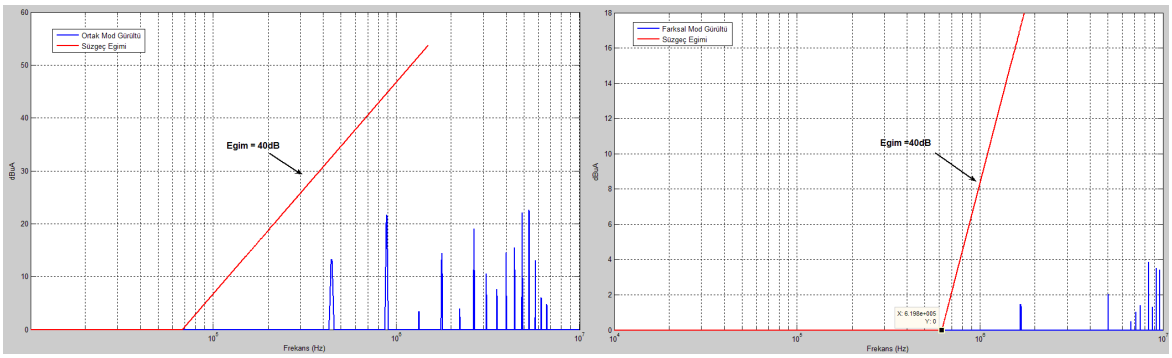
Akım probu metodu kullanılarak kablo üzerinden alınan akım ölçümleri iletkenlik yoluyla oluşan EMG gürültüsünün ortak mod ve fark modu bileşenlerini vermektedir. Akım probu ile alınan ölçümlerde kablo üzerine doğrudan bir bağlantı yapılmadığı için ölçüm alma işlemi kolaylaşmaktadır. Ref. [9]'da verilen örnek düzenekler kullanılarak test altındaki cihazın güç kablosu üzerinde, iletkenlik yoluyla oluşturduğu ortak mod ve fark modu gürültü değerleri ölçülebilmektedir. Akım probu kullanılarak elde edilen ortak mod ve fark modu akım ölçümleri ise Şekil 2'de gösterilmiştir. Bu ölçümlerden ortak mod EMG gürültüsünün baskın olduğu sonucuna varılmıştır.



Şekil 2 Ölçülen Ortak Mod ve Fark Modu Akımı (Akım Probu)

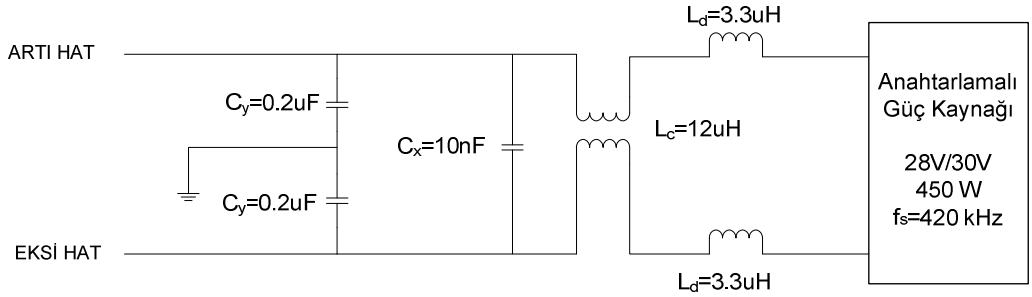
3 EMG SÜZGEÇ TASARIMI

Süzgeç tasarımında belirlenecek ilk parametre süzgecin kesim frekansıdır. Bu çalışma kapsamında, kesim frekansının belirlenmesinde izlenen yol Bode çizim yöntemidir. Bu yöntemde gerekli araya girme kaybı grafiği kullanılmaktadır. Gerekli araya girme kaybı grafiği, ölçümlerden elde edilen ortak mod ve fark modu akım değerlerinden CE102 gereksiniminde belirtilen sınır değerinin çıkarılmasıyla elde edilmektedir. İdealde, araya girme kaybı grafiğinin ilk tepe değerine teğet, eğimi süzgeçte kullanılacak eleman sayısı ile belirlenen bir doğru çizilmektedir. Doğrunun frekans eksenini kestiği nokta süzgecin kesim frekansını göstermektedir [9]. Bu çalışma kapsamında L tipi süzgeç kullanıldığı için doğrunun eğimi 40dB/onkat olarak alınmıştır. Ayrıca araya girme kaybı grafiğinin ilk tepe değerinin üzerine bir miktar güvenlik payı eklenmiştir. Şekil 3'de görüleceği üzere, ortak mod süzgecin kesim frekansı 68kHz, fark modu süzgecin kesim frekansı ise 620kHz olarak bulunmuştur.



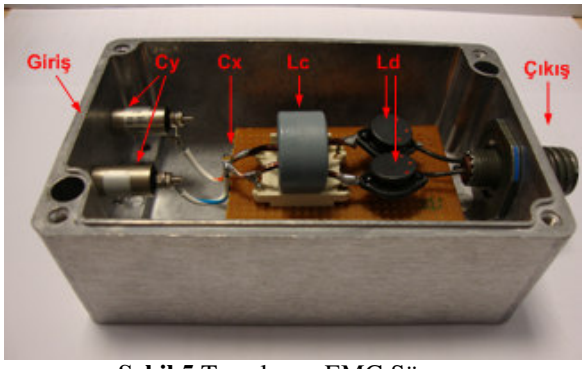
Şekil 3 Ortak Mod ve Fark Modu Gerekli Araya Girme Kaybı

Belirlenen kesim frekansları kullanılarak ortak mod süzgeç elemanları L_C=12µH, C_Y=0.2µF olarak, fark modu süzgeç elemanları L_d=3.3µH ve C_X=10nF olarak bulunmaktadır [11]. Elde edilen süzgeç eleman değerleri ve tasarlanan EMG süzgeç bloğu ise Şekil 4'de gösterilmiştir. Gürültü kaynağının düşük empedans göstermesi nedeniyle indüktörler güç kartı tarafına yerleştirilmiştir.



Şekil 4 Tasarlanan EMG Süzgeç Bloğu

Şekil 5'de tasarımı gerçekleştirilen EMG süzgeç görülmektedir. Süzgeç topraklaması ortak mod gürültünün bastırılması için dikkat edilmesi gereken unsurların başında gelmektedir. Alüminyum kutu içerisine yerleştirilmiş süzgeç toprak yüzeyine oldukça geniş bir yüzeyden temas etmektedir. Süzgeç toprak bağlantıları düzgeçiş beslemeli kapasitörler (feedthrough capacitor) üzerinden alüminyum kutuya, kutu üzerinden toprağa doğru yapılmıştır.



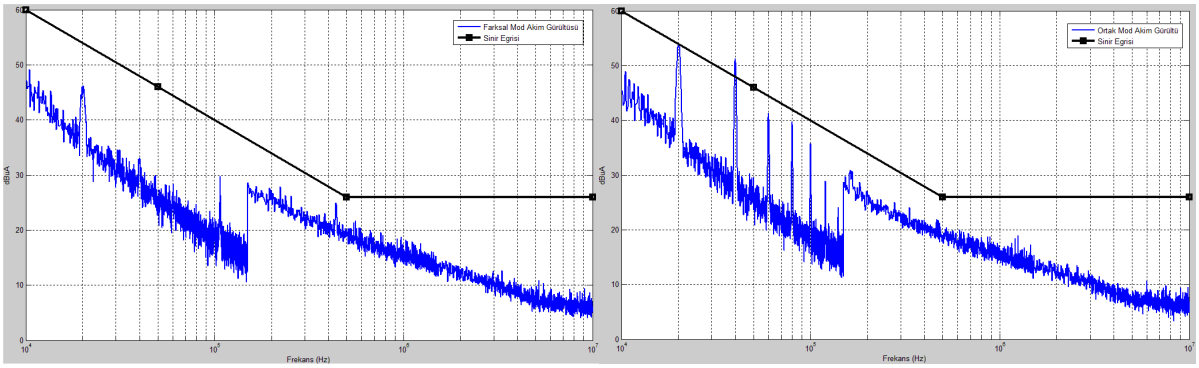
Şekil 5 Tasarlanan EMG Süzgeç

4 SÜZGEÇLEME SONRASI GÜRÜLTÜ ÖLÇÜMLERİ

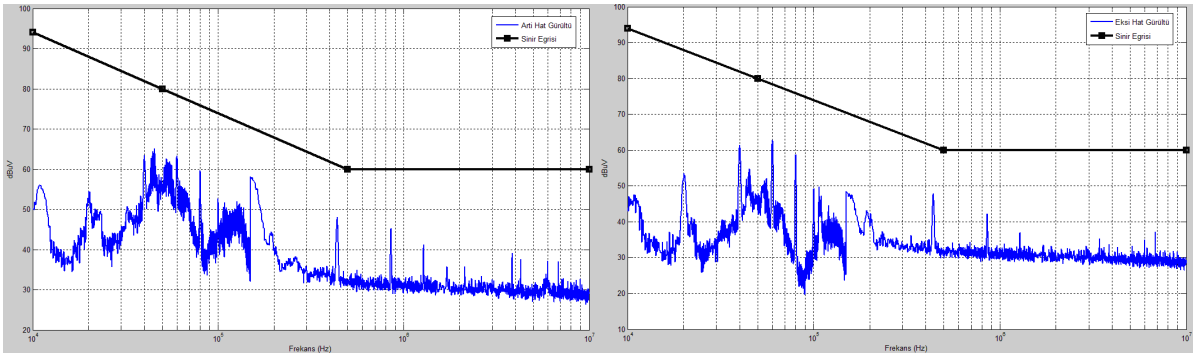
Süzgeçleme sonrası akım probu metodu kullanılarak alınan fark modu gürültü ölçümü ve ortak mod gürültü ölçümü Şekil 6'da verilmiştir. Ortak mod gürültü ölçümünde belirlenen akım sınırı sadece 40kHz'de aşılmıştır. Bu frekans değerindeki gürültünün kaynağı sistemi besleyen güç kaynağıdır. Akım sınırı CE102 gereksiniminde verilen gerilim sınırından, sabit değer kabul edilen 50Ω'luk (34dB) Hat Empedansı Dengeleme Devresi (HEDD) empedansı çıkarılarak elde edilmiştir. 40kHz frekans değerinde kullanılan HEDD empedansı 50Ω değerinden küçüktür. Dolayısıyla CE102 gereksiniminin belirttiği gerilim ölçümlerinde 40kHz frekansındaki gürültü seviyesi sınır eğrisinin altında kalacaktır. Şekil 7'de CE102, iletkenlik yoluyla yayınım, gereksiniminde belirtilen artı hat ve eksi hat gürültü ölçümleri gösterilmiştir. Ölçümlerden de görüleceği üzere gürültü seviyeleri sınır eğrisinin oldukça altındadır.

5 SONUÇ

Bu çalışma kapsamında askeri bir araçta kullanılan güç çevirgecinin MIL-STD-461E standardı CE102, iletkenlik yoluyla yayılım, gereksinimine uygun hale getirilmesi amacıyla EMG süzgeci tasarımı gerçekleştirilmiştir. CE102, iletkenlik yoluyla yayılım, gereksiniminde belirtilen ölçüm metodu kullanılarak toplam iletkenlik yoluyla oluşan gürültü dBµV cinsinden elde edilmektedir. Bu çalışma kapsamında EMG süzgeci tasarımında, akım probu kullanılarak elde edilen fark modu ve ortak mod akım gürültü bilgileri kullanılmıştır. Bu yöntem ile iletkenlik yoluyla oluşan elektromanyetik girişim gürültüsünün bileşenleri ayrılmış, süzgeç elemanları amacına uygun olarak belirlenmiştir. Tasarlanan EMG süzgeç gürültü bastırımı açısından amacına ulaşmıştır. Süzgeçsiz alınan ölçümlerde, gürültü seviyesi sınır eğrisinin üzerine çıkmaktayken, süzgeçli sistemin gürültü seviyesi sınır eğrisinin oldukça altında kalmaktadır.



Şekil 6 EMG Süzgeçleme Sonrası Fark Modu ve Ortak Modu Akım Gürültüsü (Akım Probu)



Şekil 7 EMG Süzgeçleme Sonrası Artı Hat Gürültüsü (CE102 Gereksinimi)

KAYNAKLAR

[1] ASTEC Application Notes, Doc No:1821, REV. 03, December 11,1998

[2] Chen, W., Feng, L., Qian, Z., Wu, X., A novel common-mode conducted EMI filter for boost PFC converter, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE

[3] Dhar, V.K., Performance evaluation of power line filter – A case study, Electromagnetic Interference and Compatibility '99. Proceedings of the International Conference on

[4] Garry, B. Nelson, R., Effect of impedance and frequency variation on insertion loss for a typical power line filter, Electromagnetic Compatibility, 1998. 1998 IEEE International Symposium on

[5] Martin, T.A. Paul, C.R., Design of a power supply filter for avionics displays: a case study, Electromagnetic Compatibility, 2001. EMC. 2001 IEEE International Symposium on

[6] Serrao, V. Lidozzi, A. Solero, L. Di Napoli, A., Common and differential mode EMI filters for power electronics, Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on

[7] Khun, C. Khan-ngern, W. Kando, M., Passive EMI Filter Performance Improvements with Common Mode Voltage Cancellation Technique for PWM Inverter, Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on

[8] Guo, T., Chen, D. Y., Lee, F. C., Diagnosis of Power Supply Conducted EMI Using a Noise Separator, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual

[9] Çadırcı, I., Saka, B., Eriştiren, Y., Practical EMI-filter-design procedure for high-power high-frequency SMPS according to MIL-STD-461, Electric Power Applications, IEE Proceedings, 2005

[10] Department of defense interface standard, requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment, MIL-STD-461E 20 AUGUST 1999.

[11] Önal, E., Paralel Bağlı DA/DA Çeviriciler İçin CE102 Gereksinimine Uyumlu Elektromanyetik Girişim Süzgeci Tasarımı, 2010

EMC PROBLEMLERİNDE EKRANLAMA ETKİNLİĞİNiN HİBRİT MOM/FEM METODU İLE İNCELENMESİ

Sibel YENİKAYA, Ali OKTAY
Uludağ Üniversitesi
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mikrodalga Araştırma Grubu, 16059 Bursa / TÜRKİYE
sguler@uludag.edu.tr, aoktay@uludag.edu.tr

Özet: *Bu yazıda, açıklığa sahip bir rezonatörün ekranlama etkinliğini (SE) bulmak için moment metodu(MoM) ile vektor sonlu elemanlar metodunu (FEM) birleştiren hibrit bir formülasyon sunuldu. Rezonatörün içerisindeki elektromanyetik alanlar sonlu elemanlar yöntemi ile hesaplandı ve açıklıktaki sınır koşulundan elde edilen integral denklem moment yöntemi ile çözüldü. Hibrit yöntem yüksüz durumdaki bir rezonatöre uygulandı. Sonuçlar literatürdeki sonuçlarla karşılaştırıldı ve aralarında uyum olduğu görülmüştür. Daha sonra farklı açıklık konfigürasyonları için ekranlama etkinliği incelendi.*

1. Giriş

Elektronik cihazlar elektromanyetik ortamda bulunan etkilerden korunmak için, metalik koruyucu ekran içine yerleştirilmektedir. Doğal olarak, bu koruyucuların, cihazın çevreyle bağlantısına izin verecek şekilde üzerlerinde bir takım delik veya yarıkları bulundurmaya ihtiyaçları vardır. Bu doğrultuda düzenlenen koruyucu kutunun içerisinde oluşabilecek girişimi saptayabilmek için elektromanyetik etkilerin hesaplanması gerekmektedir. Bu açıklıklardan içeriye ya da dışarıya olan ışıma bir EMC problemidir. Genel olarak EMC' nin kapsamı, ortamda bulunan olası bozucu sinyallere karşı elektronik devre ve sistemlerin tepkilerini veya bu devre ve sistemlerin ortamda oluşturabileceği yayılımların zararını en düşük seviyeye indirebilecek tasarımları gerçekleyebilmektir. Ekranlama etkinliği, cihazların elektromanyetik uyumluluğunu yansıtan önemli bir parametredir. Ekran varken gözlemlenen alanların ekran yokken aynı noktada gözlemlenen alanlara oranı türünden tanımlanır ve dB olarak ifade edilir [1]. Fiziksel yapı basit olduğu sürece analitik yöntemler kullanılabilmekte, ancak fiziksel yapı karmaşık hale geldikçe EMC problemlerini çözmede bu yöntemlerin uygulanabilirliği zorlaşmaktadır. Bu noktada EMC analizlerini gerçekleştirebilmek ve istenen bilgileri öngörebilmek amacıyla sayısal yöntemlerin kullanılması gündeme gelmiştir. Bilgisayar ve yazılım sektörlerindeki hızlı ilerleme, EMC problemlerinin sayısal yöntemlerle modellenerek çözümlenebilmesine olanak vermiştir. Analitik olarak çözümlenmesi zor olan karmaşık yapıdaki elektromanyetik problemlerin, bilgisayar ortamında çözümlenebilmesi için kullanılabilecek birçok yöntem vardır.

Boş bir rezanatörün ekranlama etkinliğini hesaplayan analitik formülasyon Robinson ve ark.[2] tarafından sunulmuştur. Ancak bu formülasyon sadece dikdörtgen kutulara uygulanabilirdir ve kutunun temel moduyla sınırlıdır. Karmaşık kutu konfigürasyonları için, ekranlama etkinliğini analitik olarak bulmak oldukça zordur. Bundan dolayı nümerik metotların kullanımı söz konusudur. Li ve ark. [3] tarafından ekranlama kutularındaki açıklık ve yarıklardan elektromanyetik ışıma hem deneysel olarak hemde FDTD tekniğini kullanılarak bulunmuştur. [4]' te kutuların ekranlama etkinliği deneysel olarak ve moment metoduna dayanan elektromanyetik bir simulator vasıtasıyla numerik olarak elde edilmiştir. Zaman domeni sonlu eleman tekniği kullanarak açıklıklı yüksüz bir kutu çalışması Benhassine ve ark. [5] tarafından araştırılmıştır. Deshpande duvarlarında açıklık bulunan dikdörtgen kutunun SE hesaplaması problemini formule etmişlerdir. Bu formülasyonda, açıklıkları eşdeğer manyetik akım kaynakları olarak değiştirmişler ve bu kaynaklar tarafından ışıyan alanları cavity Green fonksiyonları ile ifade etmişlerdir[6]. Rajamani and Bunting [7], sadece dikdörtgen açıklıklı dikdörtgen rezonatörlerin ekranlama etkinliğini hesaplayan Modal/MoM hibrit yöntemini açıklıklı boş bir rezonator üzerinde sunmuşlardır.

Burada sunulan formülasyonda, ekranlama etkinliğini bulmak için frekans domeninde MoM/FEM uygulanmıştır. Sunulan formülasyon boş bir rezonatörün ekranlama etkinliğini hesaplamak için kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar Robinson ve ark. [2] tarafından sunulan analitik formülasyon ile karşılaştırılmıştır.

2. Problemin Formülasyonu

Rezonatörün açıklık bulunan yüzeyi sonsuz geniş mükemmel iletken yer düzlemi olarak alındığında, bu problem, Schelkunoff eşdeğerlik prensibine göre iki bölgeye ayrılabilir. Birinci bölge rezonatörün iç hacmi ve ikinci bölge ise yer düzlemiyle sınırlandırılmış serbest yarı uzaydır. Rezonatörün iç bölgesinde sonlu eleman formülasyonu,

elektrik alanı tanımlayan frekansa bağımlı vektör dalga denklemine Galerkin prosedürünün uygulanmasıyla başlar. Problem domeni dörtyüzlü elemanlarla ayrıklaştırılmıştır. Ayrıklaştırılan domende elektrik alan,

$$\vec{E} = \sum_{n=1}^{N} \vec{w}_n e_n \tag{1}$$

şeklinde ifade edilir. Burada, e_n eleman kenarıyla ilişkili bilinmeyen katsayısı, $\vec{w}_n$ çatı fonksiyonu ve N serbestlik derecesidir. Ayrıklaştırmadan sonra, dalga denklemi aşağıdaki matris denkleme dönüşür:

$$\left\{[S] + j\omega\mu_0[T_1] - \omega^2\mu_0[T_2]\right\} e = b \tag{2}$$

Burada [S], $[T_1]$ ve$[T_2]$ sonlu eleman matrisleridir. Bu Eleman matrislerinin açık ifadesi şu şekildedir.

$$[S]_{ij} = \int_{V_e} \nabla\times\vec{w}_i \cdot \nabla\times\vec{w}_j \, dV \tag{3a}$$

$$[T_1]_{ij} = \int_{V_e} \sigma \vec{w}_i \cdot \vec{w}_j \, dV \tag{3b}$$

$$[T_2]_{ij} = \int_{V_e} \varepsilon_0\varepsilon_r \vec{w}_i \cdot \vec{w}_j \, dV \tag{3c}$$

$$b_i = j\omega\mu_0 \int_S \vec{w}_i \cdot \left[\hat{n}\times\vec{H}\right] dS \tag{3d}$$

burada, Ve dörtyüzlü elemanın hacmidir. Burada **b** vektörü, mükemmel iletkenin duvarlarında sıfıra eşittir ve açıklık üzerinde ise sıfırdan farklı bir değere sahiptir.

Eşdeğer alan teoremine gore, mükemmel iletken levha üzerine açılmış bir yarık manyetik akım dağılımına eşdeğerdir. Açıklıktan hem serbest uzaya hem de rezonator içerisine olan EM ışıma, bu manyetik akım kaynağının yaptığı ışımaya eşdeğerdir. Açıklık üzerindeki teğetsel manyetik alan, sınır koşullarının uygulanmasıyla bulunur. Açıklıkta teğetsel manyetik alan sürekli olmalıdır. Buna göre açıklık üzerindeki sınır koşulu

$$\hat{n}\times\vec{H}^{inc} + \hat{n}\times\vec{H}^{ext} = \hat{n}\times\vec{H}^{int} \tag{4}$$

şeklinde ifade edilir. Açıklık yüzeyi üzerindeki bilinmeyen teğetsel manyetik alan,

$$\hat{n}\times\vec{H} = \sum_{n=1}^{Ns} J_n \vec{f}_n \tag{5}$$

şeklinde ifade edilerek (3d) eşitliğinde yerine konulur. Burada $\vec{f}_n$, n. açınım fonksiyonu ve J_n bu açınım fonksiyonunun bilinmeyen genliğidir. Bu açıklık üzerinde açınım fonksiyonları ile sonlu elemanlar yönteminin çatı fonksiyonu arasında

$$\vec{w}_n = \vec{n}\times\vec{f}_n \tag{6}$$

ilişkisi vardır. (4)'deki eşitlik Galerkin yöntemine göre seçilecek test fonksiyonu ile iç çarpıma tabi tutularak elde edilen integral denklem aşağıdaki matris forma dönüşür:

$$\left[h^{inc}\right] + \left[Y^{ext}\right]\{e\} = \left[Y^{int}\right]\{J_s\} \tag{7}$$

burada $\{e\}$ açıklıktaki bilinmeyen elektrik alan genliği vektörüdür. $\left[h^g\right]$, $\left[Y^{ext}\right]$ ve $\left[Y^{int}\right]$ ise açıklıktaki manyetik alanların iç çarpıma tabi tutulmasıyla elde edilen matrislerdir. Sonuçta, açıklıktaki bilinmeyen elektrik alana bağlı integral denklem moment yöntemi ile matris denkleme dönüştürüldü. Bu matris denklem (2) eşitliğinin sağ tarafına yerleştirilir. (5) eşitliği (3d) eşitliğinde yerine konulursa

$$b = j\omega\mu \sum_{j=1}^{Ns} J_j \int_{S_a} \vec{w}_i \cdot f_j \, dS \tag{8}$$

elde edilir. **b** vektörü $b = [B]\{J\}$ olarak yeniden yazılırsa (2) eşitliğindeki frekans domeni sonlu elemanlar matrisi

$$([S] + j\omega\mu_0[T_1] - \omega^2\mu_0[T_2])\ \{e\} = [B]\{J\} \tag{9}$$

halini alır. (9) eşitliğinin sağ tarafındaki matrisleri toplayıp (A) matrisi olacak şekilde yeniden düzenlenirse

$$[A]\{e\} = [B]\{J\} \tag{10}$$

elde edilir. [A] ve [B] matris elemanları iç ve sınır kenarları olarak parçalandıktan sonra ve mükemmel iletken duvarlar üzerinde elektrik alanın teğetsel bileşeninin sıfır olduğu göz önüne alınarak (10) eşitliği

$$\begin{bmatrix} A_{ii} & A_{is} \\ A_{si} & A_{ss} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} e_i \\ e_s \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{ss} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} 0 \\ J_s \end{Bmatrix} \tag{11}$$

şeklinde açık olarak ifade edilir. Burada i ve s, sırasıyla, sonlu eleman hacminin iç ve sınır kenarları göstermektedir. (7) denklemi aynı gösterimi kullanılarak yeniden düzenlenirse

$$\begin{Bmatrix} 0 \\ J_s \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \left[Y^{\text{int}}\right]^{-1}\left[Y^{ext}\right] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} 0 \\ e_s \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} 0 \\ \left[Y^{\text{int}}\right]^{-1}\left[h^{g}\right] \end{Bmatrix} \tag{12}$$

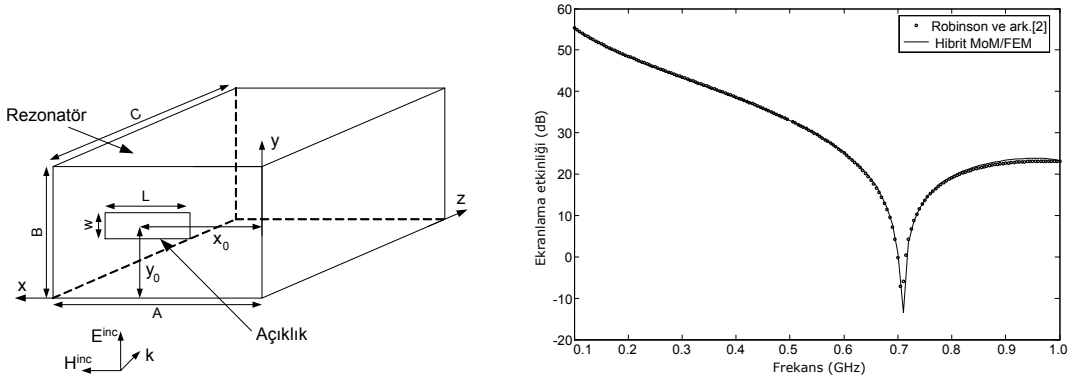
elde edilir. Bu eşitlik (11) eşitliğinde yerine konulursa;

$$\begin{bmatrix} A_{ii} & A_{is} \\ A_{si} & A'_{ss} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} e_i \\ e_s \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ B'_{ss} \end{Bmatrix} \tag{13}$$

elde edilir.

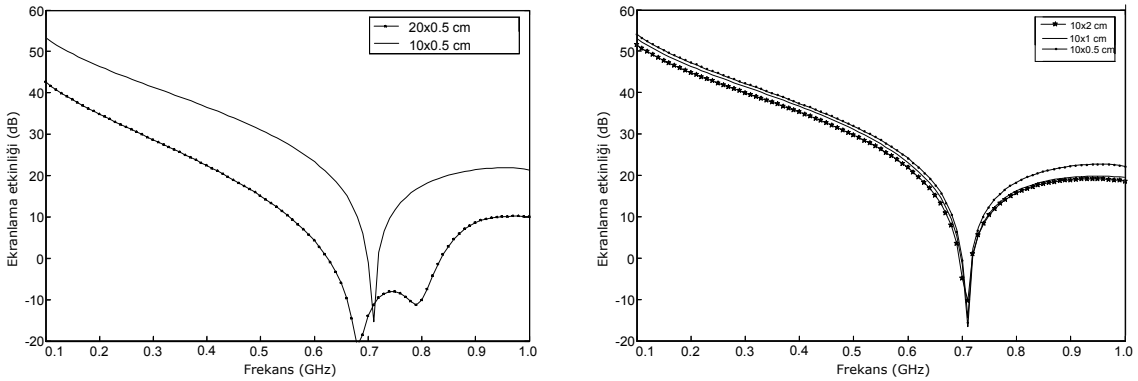
3. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, önceki bölümde tanımlanmış olan hibrit MoM/FEM kullanılarak elde edilen bazı nümerik sonuçlar sunulmuştur. Rezonatörün duvarlarının ince ve mükemmel iletken olduğu farz edilmiştir. Rezanatörün açıklık bulunan yüzeyine açıklığa dik y polarizasyonlu bir düzlemsel dalga düşürülmüştür. Açıklığa sahip rezonatörün geometrisi, Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1a) Açıklıklı dikdörtgen rezonatörün geometrisi **1b)** rezonatörün merkezindeki ekranlama etkinliği için simülasyon sonuçları (10x0.5cm)

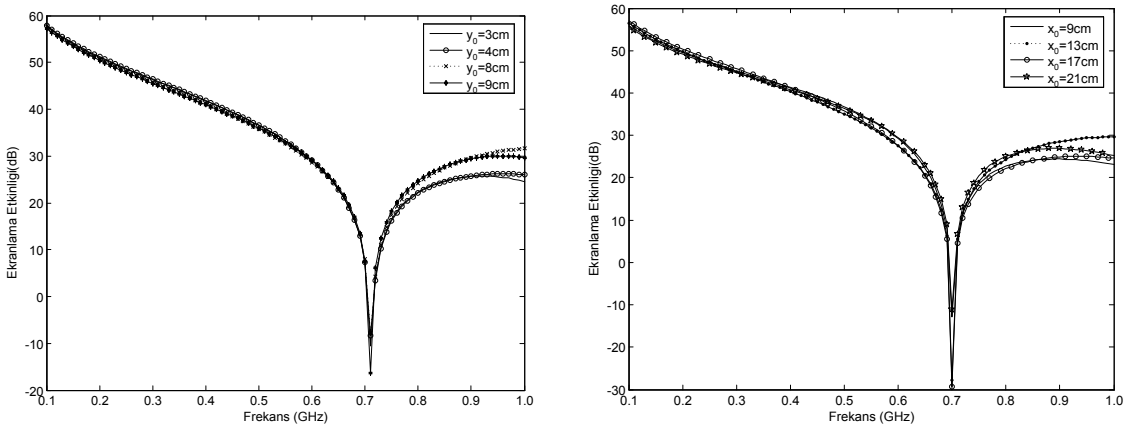
Metodun etkinliğini göstermek için, açıklıklı boş bir rezonatör kullanılmıştır. Rezonatörün boyutları A=30cm, B=12cm ve C=30cm olarak seçilmiştir. L=10cm uzunluğunda ve w=0.5cm genişliğinde olan açıklık, z=0 düzleminde açıklık merkezi x_0=15cm ve y_0=6cm olacak sekilde konumlandırılmıştır. Rezonatör x yönünde 7 y yönünde 3 ve z yönünde 6 hücreye bölünmüştür. Her hücre de beş adet dört yüzlü elemana bölünerek modellenmiştir. Rezonatördeki bilinmeyen sayısı 1015 dir. Sunulan MoM/FEM hibrit metodu ile rezonatörün içindeki elektrik alan dağılımı hesaplanmıştır. Ekranlama etkinliğinin frekansla değişimi elde edilmiş ve bu değişim Robinson vd.(1998)'in elde ettiği sonuçlarla karşılaştırılmıştır (Şekil 2). Burada sunulan yöntemden elde edilen sonuçlarla Robinson ve ark. [2]'nın elde ettiği sonuçların uyumlu olduğu görülmüştür. Şekilden yaklaşık 700MHz civarında bir çukur görülmektedir. Bu çukur, rezonatörün TE_{101} moduyla ilişkili rezonas frekansıdır.



Şekil 3a) Açıklık uzunluğunun b) genişliğinin ekranlama etkinliğine etkisi

Açıklık boyunun ekranlama etkinliği üzerine etkisini göstermek için, w=0.5cm olan genişlik sabit tutularak, boyu L=10cm ve 20cm olacak şekilde seçilmiştir. Açıklığın merkezi rezonatör duvarının ortasına gelecek şekilde

konumlandırılmıştır. 10cm uzunluğundaki açıklığın rezonansı 1.5GHz ve 20cm uzunluğundaki açıklığın rezonansı 750MHz dir. 30x12x30cm lik boş bir rezonatörün rezonans frekansı ise yaklaşık olarak 707MHz dir. Şekil 3a' da görüleceği gibi 20x0.5cm' lik açıklıktaki çukur, açıklık rezonansı ile rezonatörün rezonansının etkileşimden dolayı oluşmuştur. 10x0.5cm'lik açıklık için bu durum gözlenememiştir. Çünkü bu açıklığın rezonansı, rezonatörün rezonans frekansından oldukça uzaktadır. Açıklığın boyunun artmasıyla, ekranlama etkinliğinin azaldığı görülmüştür. Açıklık genişliğinin ekranlama etkinliğine etkisi Şekil 3b'te verilmiştir. Açıklığın genişliğinin artması ile ekranlama etkinliği çok az değişmektedir. Bunda da uygulanan düzlemsel dalganın polarizasyonu etkilidir. Özellikle rezonans frekansı civarında aynı ekranlama etkinliği değerine sahiptirler. Bu frekanstan uzaklaştıkça ekranlama etkinliği artmaktadır.



Şekil 4. Açıklık yerinin değiştirilmesi (a) x_0=15cm ve b) y_0 =6cm)

Açıklığın x eksenindeki konumu sabit tutulup (x_0=15cm), y eksenindeki konumu değiştirilerek ekranlama etkinliği hesaplanmıştır. Şekil 4a'da ekranlama etkinliği rezonans frekansına kadar yaklaşık aynı kalmış, rezonans frekansından sonra çok az değişim göstermiştir. Açıklık konumu merkezden uzaklaştıkça, ekranlama etkinliğinin azaldığı görülmüştür. Bir sonraki durumda ise, açıklığın y eksenindeki konumu sabit tutularak (y_0=6cm), x eksenindeki konum değişiminin ekranlama etkinliğine etkisi Şekil 4b'de gösterilmiştir. Ekranlama etkinliği rezonans frekansına kadar yaklaşık aynı kalmış, rezonans frekansından sonra çok az değişim göstermiştir. Açıklığın, merkezden uzaklaştıkça rezonans frekansı civarında ekranlama etkinliğinde azalma meydana gelmiştir.

4. Sonuç

Üzerinde açıklık bulunan belli bir rezonatörün içindeki elektrik alan dağılımı hibrit MoM/FEM yöntemi ile hesaplanarak rezonatörün ekranlama etkinliği değerinin frekansla değişimi elde edilmiş ve literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılmıştır. EMC sistem tasarımı ve optimizasyonu için açıklığın boyutu ile ekranlama etkinliğinin değişimi izlenmiştir. Açıklığın genişliğinin değişimi, ekranlama etkinliğinin frekansla değişimini çok fazla etkilememiştir. Fakat açıklığın boyundaki değişimin ekranlama etkinliği üzerindeki etkisi daha fazla olmuştur. Özellikle açıklığın rezonans frekansının da işin içine girmesiyle ekranlama etkinliği azalmıştır. Rezonatör içerisinde korunacak olan bir devrenin çalışma frekansı gözönüne alınarak rezonatörün açıklık boyutunun belirlenmesiyle EMC sisteminin tasarımı ve optimizasyonu mümkün olacaktır.

5. Kaynaklar

[1].Thomas, D.W.P. vd. 1999. Characterisation of the shielding effectiveness of loaded equipment enclosures. IEE EMC York 99 Conference Publication No. 464, s. 89-94.

[2]Robinson, M.P. vd. 1998. Analytical formulation for he shielding effectiveness of enclosures with apertures. IEEE Transactions on EMC, Vol. 40, No.3, s. 240-247.

[3]. Li, M. vd. 2000. EMI from enclosure modes of shielding enclosures FDTD modelling and measurements .IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 42, No. 1, s. 29-37.

[4]. Olysager, F. vd. 1999. Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure. IEEE Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 3, s. 202-213.

[5]. Benhassine, S., L. Pichon ve W. Tabbara. 2002. An efficient finite-element time domain method for the analysis of the coupling between wave and shielded enclosure. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, s. 709-712.

[6]. Deshpande, M.D. 2000. Electromagnetic Field Penetration Studies. NASA/CR-2000-210297.

[7]. Rajamani, V. ve C. F. Bunting.2005. Validation of Modal/MoM in shielding effectiveness studies of rectangular enclosures with apertures. IEEE. 2005 IEEE International symposium on EMC.

Radyo Kanalı Yayınım Verilerindeki Bant İçi Girişimin Ayrık Dalgacık Dönüşümü Kullanılarak Bastırılması

Seda ÜSTÜN ERCAN[1], Gaye Yeşim TAFLAN[2], Hülya GÖKALP[3]

Ondokuz Mayıs Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Samsun

[1]sedau@omu.edu.tr, [2]gtaflan@omu.edu.tr, [3]hgokalp@omu.edu.tr

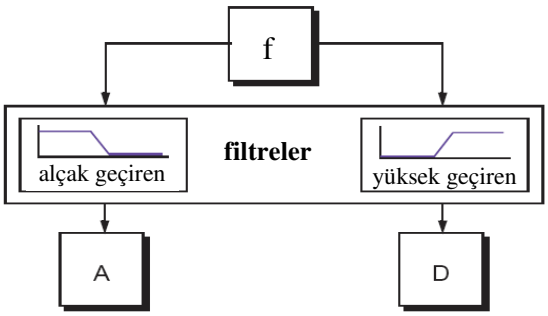
Özet: *Bant içi girişim yankı profillerinde gürültü tabanını yükselterek sinyal gücü/gürültü gücü oranını(SGO) düşürür. Bu çalışmada bant içi girişimin görüldüğü verileri temizlemek için doppler düzleminde ''Ayrık Dalgacık Dönüşümü' (veya 'Dalgacık Paket Analizi') kullanıldı. Elde edilen veriler Daubechies, Coiflets, Symlet ve Biorthogonal dalgacık çeşitleri kullanılarak, ayrık dalgacık dönüşümü ile 4. dereceden alçak ve yüksek frekans bileşenlerine ayrıldı. Verinin ortalama yankı profili elde edilerek sonuçlar incelendiğinde coif3 dalgacık çeşidi kullanılarak 4. seviyeye kadar yapılan işlemler sonucunda 3. seviyenin, sinyali gürültüden arındırmada en etkili yol olduğu gözlendi. Elde edilen sonuçlarda, doppler kaymasının olmadığı frekans bileşenlerini bastırmanın ortalama yankı profilinde gürültü tabanını 10 dB kadar aşağı çekebildiği görüldü.*

1. Giriş

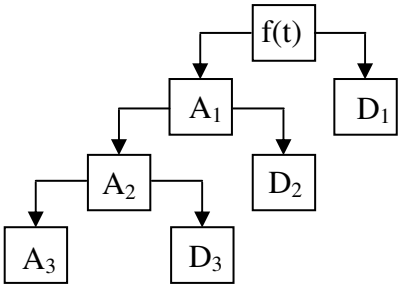
Bu çalışmanın amacı sürekli dalga frekans modülasyonu ile elde edilen radyo kanalı yayınım verilerindeki [1] bant içi girişimin bastırılmasıdır. [2]'deki çalışmada, bu verilerin bant içi girişiminin yankı profilinde gürültü tabanını yükselttiği belirtilmiştir ayrıca gürültü tabanındaki bu yükselmenin girişim yapan sinyalin gücü arttıkça arttığı ifade edilmiştir. Sinyal işlemede kullanılan RF bant genişliğinin azalması durumunda ise bant içi girişimin etkisinin arttığı ve bu özelliğin sürekli dalga frekans modülasyonunu kullanan sistemlere özgü olduğu belirtilmiştir. [3]'deki çalışmada ise, bant içi girişimin sinyal tayfında, tüm frekans tayfının gürültü tabanını yükselttiği gösterilmiştir. Sinyal gürültü oranını (SGO) artırmak için ya sinyal seviyesinin kırpılması gerektiği ya da girişimin olmadığı taramaların tercih edilmesi gerektiği belirtilmiştir. Bant içi girişimin görüldüğü verileri gürültüden arındırmak için Ayrık Dalgacık Dönüşümü kullanıldığında db10 ve db7 dalgacık çeşitlerinin, diğer dalgacık türlerine (Daubechies, Coiflets, Symlets ve Biorthogonal) göre sinyali gürültüden arındırmada daha etkili olduğu tespit edilmiştir [4]. Bu çalışmada ise ayrık dalgacık dönüşümü ve dalgacık paket analizi kullanılarak bant içi girişimin ortalama yankı profiline etkisinin azaltıldığı gösterilmektedir.

2. Ayrık Dalgacık Dönüşümü

Dalgacık dönüşümü bir sinyal işleme tekniğidir. Dalgacık, bölümleme tekniklerine dayanan sinyal işlemeden türetilmiştir. Dalgacık dönüşümünün temelindeki fikir; sinyali ayrı ayrı analiz etmektir. Bir sinyalin bu şekilde analiz edilmesi ile o sinyaldeki frekans bileşenleri daha ayrıntılı bir şekilde incelenebilir. Şekil 1'de görüldüğü gibi [5] *f* sinyali alçak ve yüksek frekans bileşenlerine ayrıştırılarak yaklaşık (A) ve ayrıntı (D) sinyalleri oluşur.



Şekil 1. *f* sinyalinin 1. dereceden ayrık dalgacık dönüşümü ile ayrıştırılması



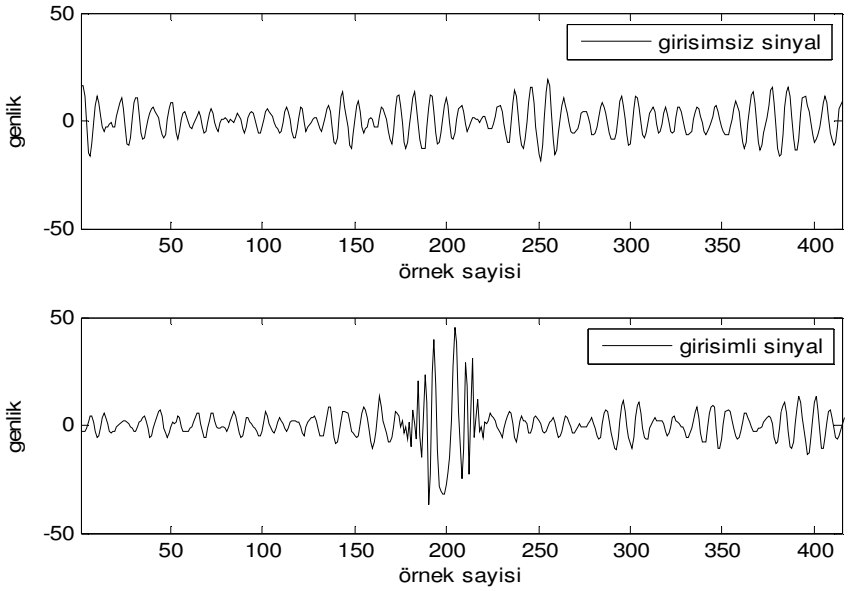
$$f(t)=A_1+D_1=A_2+D_2+D_1=A_3+D_3+D_2+D_1$$

Şekil 2. f(t) sinyalinin ayrıştırılma ağacı.

Şekil 2'de sinyalin ayrık dalgacık dönüşümü kullanılarak 3. seviye ayrıştırılması ile elde edilen yaklaşım (A_1, A_2, A_3) ve ayrıntı (D_1, D_2, D_3) değerleri verilmiştir. Yaklaşım değerleri sinyalin alçak frekanslı bileşenlerini, ayrıntı değerleri ise sinyalin yüksek frekanslı bileşenlerini göstermektedir. Bu ayrıştırma sayesinde sinyalin istenilen frekans aralığı elde edilir ve bu aralığa işlem yapılabilir.

3. Verilerin İncelenmesi

1920-1980 MHz aralığında olan verilerin 1946-1951 MHz aralığında bant içi girişim görülmüştür. Bant içi girişimin olmadığı ve bant içi girişimin olduğu örnek aralıklarının biçimi sırasıyla Şekil 3.a ve 3.b'de verilmiştir. Şekil 3.b den de görüleceği gibi sinüslerin toplamı biçiminde olması gereken sinyalin yapısı, girişimin etkisiyle bozulmuştur.



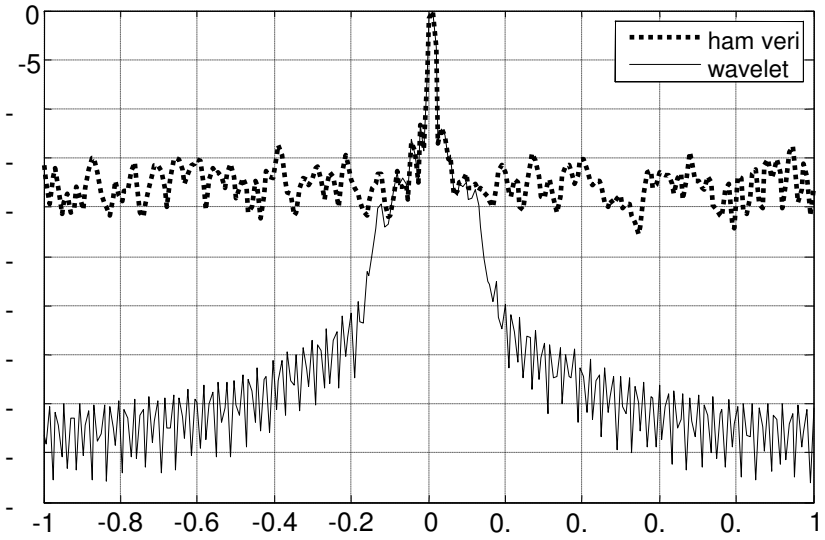
Şekil 3. a. Girişimin olmadığı veri aralığı
b. Girişimin olduğu veri aralığı

Radyo kanalı verilerine aşağıdaki işlemler uygulanmıştır:

1. FFT yöntemini kullanarak Doppler tayfını belirleme.
2. Doppler tayfını kullanarak belirlenen ayrıştırma seviyesinde, coif3 dalgacığı ile ayrık dalgacık dönüşümü uygulama.
3. Sinyali tekrar oluşturma.
4. Yeniden oluşturulan sinyalin yankı profilini hesaplama ve çizdirme.
5. Ham veri (bant içi girişimin olduğu veri) için olan yankı profilini çizdirme ve yeni oluşturulanla karşılaştırma.

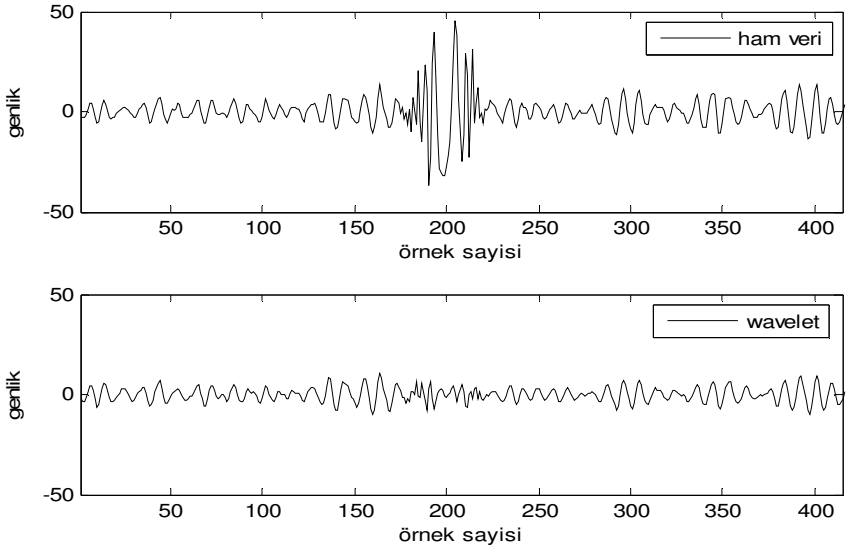
4. Girişimi Yok Etme

Bu çalışmada bant içi girişimin görüldüğü verileri girişimden arındırmak için 'Ayrık dalgacık dönüşümü' kullanıldı. Veriler Daubechies, Coiflets, Symlet ve Biorthogonal dalgacık çeşitleri kullanılarak, ayrık dalgacık dönüşümü ile 4. dereceden alçak ve yüksek frekans bileşenlerine ayrıldı. Coif3 dalgacık çeşidinin diğer dalgacık çeşitlerine göre sinyali girişimden arındırmada daha etkili olduğu görülmüştür. 4. seviyeye kadar yapılan ayrıştırmada 3. seviyenin sinyali girişimden arındırmada en etkili yol olduğu gözlendi. Şekil 4'de seçilen ham veri ve bu veriye dalgacık dönüşümü uygulandığındaki ortalama doppler tayfları çizdirilmiştir. Bu grafiklerden anlaşıldığı gibi verinin sadece 0 Hz bileşeni olduğu için, alıcı sabit durumdadır ve doppler kayması yoktur.



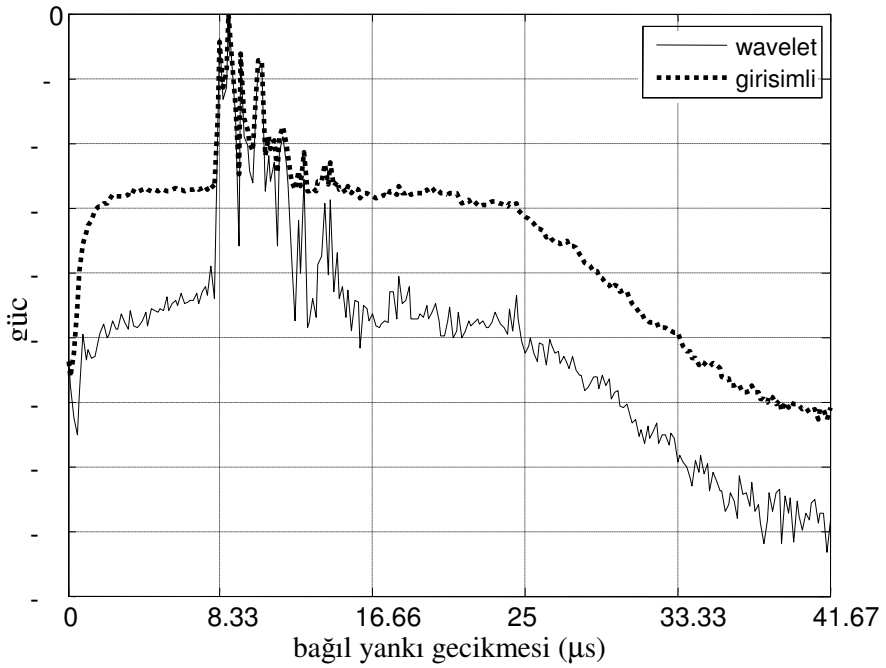
Şekil 4. Doppler tayfı

Girişimli sinyalin ve sinyale ayrık dalgacık dönüşümü uygulandığında elde edilen zaman düzlemi verileri Şekil 5.a ve 5.b'de görülmektedir. Bu grafiklerden de girişimin olduğu 2200-2615 örnek aralığındaki 415 tane örneğin genlik seviyesinin, ayrık dalgacık dönüşümü uygulandığında oldukça düştüğü ve sinyalin yapısının sinüs biçimine benzediği görülmüştür.



Şekil 5. a. Girişimli sinyalin zaman düzlemindeki gösterilimi
b. Girişimli sinyale ayrık dalgacık dönüşümü uygulandığında elde edilen verinin zaman düzlemindeki gösterilimi

Burada kullanılan girişimli sinyalin ve sinyale ayrık dalgacık dönüşümü uygulandığında elde edilen yankı profilleri Şekil 6'da görülmektedir. Buradan da anlaşıldığı gibi girişimin etkisi olan gürültü tabanındaki yükselme 10 dB azalmıştır ve 12.5μs-14.16 μs aralığındaki zayıf yankıların algılanması sağlanmıştır.



Şekil 6. Ortalama yankı profili

5. Sonuçlar

Coif3 dalgacığı kullanılarak doppler düzleminde ayrık dalgacık dönüşümü uygulanan verilerin, ham verilere göre zaman düzleminde genlik seviyesinin azaldığı ve sinüs biçimine benzediği gösterilmiştir. Bu etki yankı profilinde gürültü tabanının 10 dB azalmasını ve geç gelen zayıf yankıların algılanmasını sağlamıştır.

6. Kaynaklar

[1]. Gokalp H., "Characterisation of UMTS FDD Channels", Doktora Tezi, University of Manchester Institute of Science and Technology, İngiltere, 2001.

[2]. Shearman E.D.R., Unsal R.R., "Compatibility of high frequency radar remote sensing with communication." Proc. of the international conf. on Radio spectrum conservation techniques ,IEE, 1980.

[3]. Salous S., Gokalp H., "Medium- and large-scale characterization of UMTS-allocated frequency division duplex channels", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 56, No. 5, s: 2831-2843, 2007.

[4]. Üstün S., Gökalp H., "Radyo kanalı yayınım verilerindeki bant içi girişimin ayrık dalgacık dönüşümü kullanılarak bastırılması", III. İletişim Teknolojileri Ulusal Sempozyumu, Adana, Sempozyum bildiri kitabı (Editörler: T. Özkul, M. Mak, U. Çelik, Ö. Mert) s:133-136, 18-19 Ekim 2007.

[5]. Matlab / Toolbox / Wavelet

Bifilar Tip Hesaplanabilir AC Direncin Modellenmesi ve Geliştirilmesi

Mehmet Çınar, Arif Dolma, Yakup Gülmez

TÜBİTAK Ulusal Metrolji Enstitüsü

Gebze-Kocaeli

mehmet.cinar@ume.tubitak.gov.tr, yakup.gulmez@ume.tubitak.gov.tr

Kocaeli Üniveristesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Kocaeli

adolma@kocaeli.edu.tr

Özet: *Ulusal metroloji enstitüleri 1990 yılından itibaren Quantum Hall direnç standardını birinci seviye DC direnç standardı olarak kullanmaya başlamışlardır. TÜBİTAK UME'de de 2000 yılından itibaren Quantum Hall direnç standardı kullanılmaktadır. Direnç standartlarının DC akımdaki değerleri, AC akımda ortaya çıkan kapasitif, indüktif ve diğer etkilerden dolayı AC akımdaki değerleri ile farklılık gösterir. AC akımdaki değerleri belirlemek için DC-AC frekans bağımlılığı bilinen referans dirençlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu dirençler "Hesaplanabilir AC Direnç Standardı" olarak adlandırılır ve DC-AC frekans bağımlılıkları geometrik boyutları yardımıyla hesaplanabilir. Bu makalede DC-10 kHz aralığında 0.01 ppm (milyonda bir) seviyesinde bifilar tip hesaplanabilir AC direncin matematiksel modellenmesi, geliştirilmesi aşamasında ortaya çıkan problemler, çözüm yolları ve ölçüm teknikleri ile ilgili konular üzerinde durulacaktır.*

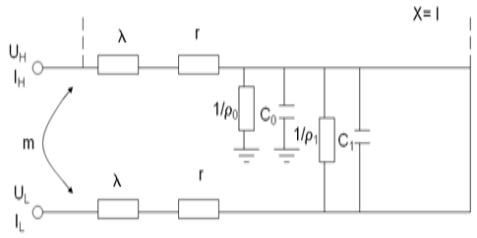
1.Giriş: DC Direnç standartlarının ölçüm izlenebilirliği TÜBİTAK UME'de 2000 yılında bugüne Quantum-Hall direnç standardı ile sağlanmaktadır. Laboratuvarda bulunan ulusal DC direnç standartları direkt veya endirekt olarak Quantum-Hall sistemi ile birincil seviyede (ölçüm belirsizliği 10^{-8}) düzenli olarak ölçülmektedir. İkincil seviyede (ölçüm belirsizliği 10^{-6}) ölçümler ise MI6010B otomatik akım karşılaştırmalı direnç ölçüm köprüsü ile gerçekleştirilmektedir.[6]

DC direnç standartları fiziksel yapıları gereği metrolojik olarak AC direnç standardı olarak kullanımı uygun değildir. Bu nedenle frekans bağımlılığı en az olacak şekilde DC-AC direnç standartlarının geliştirilmesi gerekmektedir. Bilimsel çalışmalar neticesinde ppm'ler (milyonda bir) seviyesinde kararlılığa sahip koaksiyel tip hesaplanabilir AC direnç standartları tasarlanmaya başlanmıştır. Direnç değerine bağlı olarak boyutların ve sıcaklık bağımlılığının artması nedeniyle daha sonraki yıllarda bifilar, quadrifilar ve octofilar tipte tasarımlar geliştirilmiştir. Tüm tasarımlarda iletim teli olarak Ni-Cr alaşımlı isaohm, nikrothal…vb direnç telleri kullanılır. Bu direnç telleri yüksek özgül dirence sahiptir, non-manyetiktir ve sıcaklık bağımlılıkları düşüktür.

Hesaplanabilir AC direnç standartlarının geliştirilmesi için öncelikle matematiksel modellemenin yapılması gerekmektedir. Matematiksel modelleme ile iletim hatları teorilerinden elde edilen matematiksel eşitliklerin, bilgisayar yazılımı (MATLAB) ile hesaplanması sonucu direncin geometrik boyutları belirlenir. Daha sonra matematiksel modelde elde edilen boyutlar kullanılarak direncin üretimi gerçekleştirilir. Direncin üretimi tamamlandıktan sonra hassas ölçüm sistemleri kullanılarak direncin gerçekten matematiksel modelde elde edilen boyutlara uygun şekilde üretilip, üretilmediğinin testleri yapılır. Direncin tüm testleri bittikten sonra DC akım uygulanarak kararlılığının belirlenmesi gerekmektedir. Bunun için otomatik akım karşılaştırmalı DC direnç köprüsü kullanılır. DC akım uygulanarak yapılan ölçümler sonucunda yıllık kayma değeri 10 ppm veya daha düşük kararlılıkta elde edilir. Daha sonra matematiksel simülasyonda elde edilen frekans bağımlılığı değerlerinin doğrulanması amacıyla, hesaplanabilir AC direncin zaman sabiti ölçülür. Zaman sabitinin belirlenmesi için AC köprüler kullanılmaktadır.[2] Hesaplanabilir AC direnç standartları empedans ölçümlerinde, malzeme analizlerinde, empedans spektroskobisinde kullanılan pek çok cihazın AC direnç kısmının kalibrasyonlarının gerçekleştirilmesinde ve DC direnç biriminden kapasitans biriminin birincil seviyede elde edilmesi aşamasında transfer standardı olarak kullanılmaktadır.

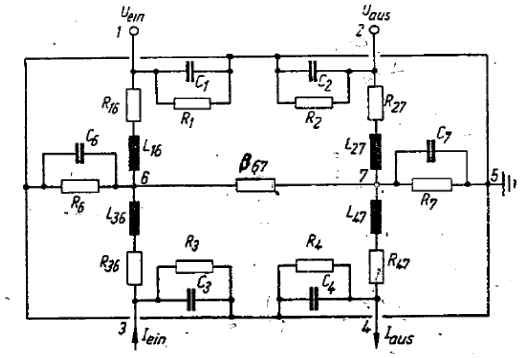
2. Matematiksel Modelleme: Hesaplanabilir direncin tasarımında ilk olarak matematiksel modelleme gerçekleştirilir. Bu çalışmada bifilar tip hesaplanabilir direnç geliştirmek istiyoruz. O zaman bifilar tip iletim hattının eşdeğer devresinin belirlenmesi gerekir [3] [4] [5]. Şekil 2.1'de bifilar iletim hattına ait klasik eşdeğer devre gösterilmiştir.

ρ_0 = Toprağa giden uzunluk birimi başına kayıp iletkenlik değeri
$\rho 1$ = Toprağa karşı uzunluk birimi başına kayıp iletkenlik değeri
C0 = Toprağa karşı uzunluk birimi başına kapasitans değeri
C1 = Teller arası uzunluk birimi başına kapasitans değeri
m = Uzunluk birimi başına karşı indüktans değeri
r = Uzunluk birimi başına DC akım direnç değeri
l = Çift iletkenin uzunluğu
λ = Uzunluk birimi başına kendi indüktansı



Şekil 2.1 Çift hattın iletim elemanı

Şekil 2.2.'de bifilar tip bir iletim hattının ekranlanması ile oluşan kapasitans, indüktans ve dirençler görülmektedir. Şekil 2.2'de $\beta 67$ ile gösterilen bölüm çift hattı belirtmektedir (şekil 2.1). Diğer dirençler, kapasitanslar, ve indüktanslar hesaplanabilir dirence giden hatlardan hesaplanır. Bifilar tip hesaplanabilir AC dirençte teller arası kapasitans, manyetik-elektrik ekran ile tel arasındaki kapasitans, telin kendi indüktansı, teller arasında oluşan indüktans değerleri (mutual indüktans), toprağa kaçak iletkenlik ve kapasitans, teller arasındaki kaçak iletkenlik ve kapasitans, deri etkisi, akma akım kayıpları (eddy-current) vb. etkilerinden toplam hata değeri elde edilir.

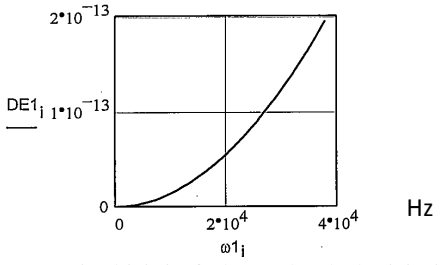


Şekil 2.2 Bifilar dört terminal direncin bir metal gövde içinde eşdeğer devresi

Toplam hata değerinin en küçük şekilde belirlenmesi ile optimum parametre değerleri elde edilir. Bunun için her bir hata değeri öncelikle kendi içerisinde değerlendirilir. Değerlendirme için matematiksel eşitliklerin sonuçları, parametrelerin (tablo 1) değerlerindeki değişimlere göre MATLAB programı ile çizilir. Bu çizimlerden faydalanarak optimum parametre değerleri elde edilir. Bir örnekle ifade edecek olursak, yüksek frekanslarda akım iletken telin dış kısmından geçmek isteyeceği için (deri etkisi=skin effect) direnç telinin kesitinde bir değişim olur [3]. Kesitte meydana gelen ve frekansa bağlı bu durum bir hataya neden olur. Bu hata aşağıdaki matematiksel ifade ile belirlenir.

$$DE1 := \frac{1}{2}\cdot\left[\frac{ro}{2}\cdot\sqrt{(\omega 1\cdot\mu\cdot\chi)}\right]^4 \qquad (1)$$

Bu matematiksel ifade ilişkili olduğu parametrelere bağlı olarak MATLAB programında çizilir. (örnek şekil 2.3)



Şekil 2.3. Deri etkisinin frekansa bağlı değişimi (örnek veriler ile hazırlanmıştır.)

L	İletkenin boyu
A	Teller arasındaki mesafe
r_0	Direnç telinin yarıçapı
R	Ekranın yarıçapı
D	Ekran kalınlığı
ρ	Ekran malzemesinin özgül direnci
εy	Silikon yağın dielektrik katsayısı
μ	İletkenin manyetik geçirgenliği
W	açısal frekans

Tablo 1. Parametreler

Bu çizimler incelenerek deri etkisinden gelen değerler belirlenir ve diğer hata bileşenlerine göre durumu değerlendirilir. Eğer deri etkisinden gelen hata diğer etkilere göre daha baskınsa bu durumda deri etkisinden gelen hatanın en az olması için ilişkili olduğu parametreler optimum değerlerde elde edilir. Aynı işlemler diğer hata etkileri için (örneğin dirençte teller arası kapasitans, manyetik-elektrik ekran ile tel arasındaki kapasitans, telin kendi indüktansı, vb..) gerçekleştirilir. Son olarak toplam hata değeri elde edilir. Elde edilen toplam hata değeri grafiksel olarak MATLAB programı ile görüntülenir. Grafik değerlendirilerek toplam hata ifadesi gözden geçirilir. Matematiksel modelleme sonucunda toplam hata değerleri 10^{-7} – 10^{-8} seviyelerinde elde edilir. Bu sonuçlara göre elde edilen parametre değerleri ile direncin geometrik boyutları belirlenmiş olur ve direncin mekanik tasarımına geçilir.

3.Hesaplanabilir AC Direncin Geliştirilmesi: Matematiksel modelde elde edilen geometrik boyut değerleri kullanılarak direncin üretimi gerçekleştirilir. Direncin üretimi tamamlandıktan sonra hassas ölçüm sistemleri kullanılarak direncin gerçekten matematiksel modelde elde edilen boyutlara uygun bir şekilde elde edilip edilmediğinin kontrolü yapılır. Daha sonra direncin DC kararlılığının belirlenmesi gerekmektedir. Ölçümler için otomatik akım karşılaştırmalı DC direnç köprüsü kullanılır. Elde edilen ölçüm verilerden direncin yıllık kayması tespit edilir. Direncin yıllık kayması bu ölçümlerde çok yüksek çıkacaktır. Bunun birkaç nedeni vardır. En önemlisi direnç telinin moleküler yapısından kaynaklanmaktadır. Moleküler yapıdan kaynaklanan kaymanın şoklama ile çözümlenmesi gerekir. Şoklama süreci direnç telinin alaşım yapısına göre değişmektedir. Bunun için en uygun prosedürün tespit edilmesi gerekir. Şoklama işlemine ısıl işlem de denir. Genellikle bu konuda bir ar-ge çalışması yapılmayacak ise üretici verileri değerlendirilerek belirlenmiş olan süreç direnç teline uygulanır. Direnç telindeki kaymanın ikinci nedeni kontak noktalarındaki, aynı veya farklı malzemelerin birleştirilmeleri sırasında ortaya çıkan problemlerdir[1] [2], Kontak noktalarındaki birleştirme için kalay lehim, gümüş lehim, elektron kaynağı, nokta kaynağı, galvanizleme vb. teknikler denenmektedir. Bu deneylerde en uygun süreç elde edilemeye çalışılmaktadır. Süreç tamamlandıktan sonra mikroskop ile fotograflanarak (şekil 3.2), kontak noktaları incelenmeli birleştirme işleminin sağlıklı bir şekilde gerçekleştirilip gerçekleştirilmediği belirlenmelidir. Diğer bir etki ise iletim hattı olarak kullanılan direnç telinin mekaniksel gerginliğinin ayarlamasıdır. Mekaniksel gerginliğin ayarlanmaması direnç değerinde kararsızlığa neden olabilmektedir. Bu nedenle mekaniksel gerginliğin ayarlanması için çeşitli sistemler tasarlanmaktadır (şekil 3.1)

Yukarıda bahsedilen etkilerden gelen hataların en düşük seviyede elde edilmesinden sonra otomatik direnç ölçüm köprüsü ile ölçümler tekrar alınmalıdır. Yapılan ölçümler sonucu yıllık kayma ve kısa dönem kararlılık değerleri incelenir ve direnç değerinin yıllık kayması 10 ppm veya daha düşük elde edilmesi durumunda üretim süreci sonlandırılır. Ancak yıllık kaymanın beklenen seviyelerde elde edilememesi durumunda şoklama süreci ve kontak noktalarından gelen etkiler değerlendirilerek yeni bir süreç belirlenmelidir. Direnç ölçümlerinde aynı veya farklı malzemeler ile elde edilen kontaklardaki farklı ısıl genleşme sonucu ölçüm problemi meydana gelir. Bu probleme EMK (Elektro-Motor Kuvvet) problemi adı verilmektedir. EMK problemi direncin değerinin yanlış belirlenmesine neden olur. Bu etkiden kurtulmak için ölçüm sisteminden dirence uygulanan akımın yönünün sürekli değiştirilmesi gerekmektedir.

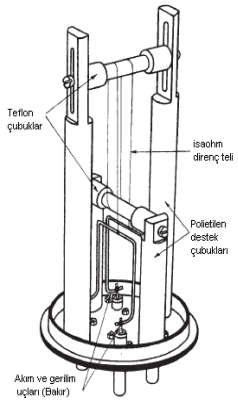
EMK etkisinin yok edilmesinin matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$V_{M+} = V_{EMF} + I_S \cdot Rs \quad (2)$$

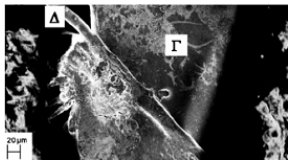
$$V_{M-} = V_{EMF} - I_S \cdot Rs \quad (3)$$

$$V_M = (V_{M+} + V_{M-}) / 2 = I_S \cdot Rs \quad (4)$$

Bu durumda ölçülen direnç, $Rs = V_M / I_S$ (5)



Şekil 3.1 Mekanik tasarım [4]



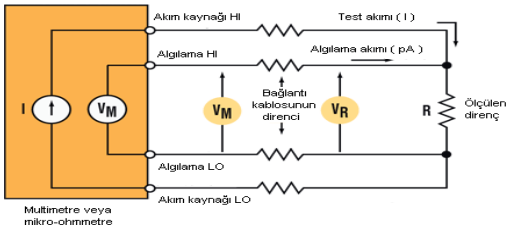
Şekil 3.2 20 mikrometre (□çaplı tel Δ) ile 100 mikrometre çaplı telin (Γ) nokta kaynağı ile□ birleştirilmesi [1]

4. Ölçümlerde kullanılan bağlantı teknikleri:

4.1 Dört Uçlu Ölçüm Tekniği

DC direnç değeri genellikle multimetre veya diğer hassas direnç ölçer cihazlar ile iki uçlu olarak ölçülmektedir. İki uçlu yapılan ölçümlerde dirence uygulanan akım kabloları ile algılama kablolarının aynı olması sebebiyle metrolojik düzeyde doğru ölçümler gerçekleştirilemez. Dört uçlu ölçüm tekniğinde ise, dirence uygulanan akım kabloları ile algılama kabloları ayrılmaktadır (şekil 4.1). Bu sayede daha düşük akım değerlerinde (tipik olarak pA veya daha az) algılama gerçekleştirilerek daha doğru ölçümler yapılabilir.[6]

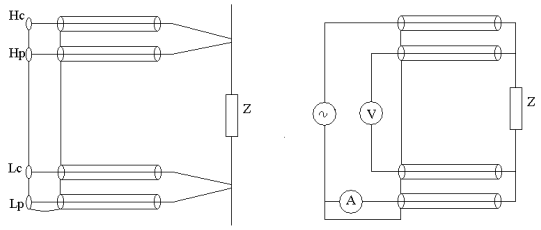
V_M = Multimetreden okunan gerilim değeri
V_R = Direncin üzerine düşen gerilim (R)
Algılama akımı önemsenmeyeceğinden dolayı,
$V_M = V_R$
ve ölçülen direnç, $V_M / I = V_R / I$ (6)



Şekil 4.1 Dört uçlu direnç ölçüm yöntemi

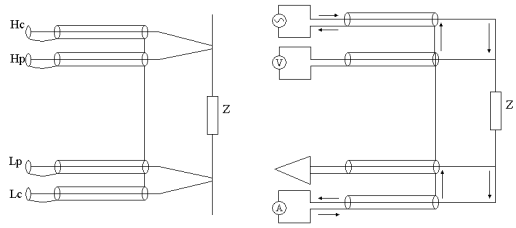
4.2 Dört Terminal + Bağlantı Ekranları

Doğru akımda dört uçlu bağlantı şekli kullanılırken AC akımda bu ölçüm sisteminin ekranlanması gereklidir. Ekranlama AC ölçümlerin elektromanyetik gürültüden etkilenmemesi için gereklidir.



(a) Bağlantı Şeması (b) Ölçüm Devresi Gösterimi

Şekil 4.2 Dört. uçlu bağlantı



(a) Bağlantı şekli (b) Devre gösterimi

Şekil 4.3. Dört uç çift bağlantı

Ekranlama Şekil 4.2'deki gibi yapılırsa devredeki ortak indüktans problemi ortadan kaldırılmış olmaz. Bu durumda tüm ekranların Şekil 4.3'deki gibi dört uç çift bağlantı şeklinde yapılması gerekir. Şekil 4.3'teki gibi bir bağlantı sonucunda değişken akımda ölçüm sisteminin tüm dış gürültülerden yalıtılması ve düşük empedans değerlerinin yüksek hassasiyetle ölçülebilmesi sağlanmış olur. Ölçüm frekansı yükseldikçe kullanılan kablo uzunluğuna dikkat edilmesi gerekir. Kablo uzunluğuna karar vermek için aşağıdaki denklem kullanılır. [6]

$$f\,l \leq 15 \qquad (7)$$

f: ölçüm frekansı (MHz)
l: kablo uzunluğu (m)
Örneğin 1 m'lik kablo kullanılıyorsa ölçme frekansı en fazla 15 MHz'e kadar olabilir.

5. Sonuç: Bifilar tip hesaplanabilir AC direncin geliştirilmesi ile AC direnç ölçümlerinin ulusal izlenebilirlik aralığı genişletilebilecek ve ileriki yıllarda yapılacak yüksek frekans empedans ölçümleri ile ilgili uluslararası projelere katkı sağlanacaktır.

6. Kaynaklar:

[1] Kucera J, Vollmer E, Schurr J and Bohacek J 2009 "Calculable resistors of coaxial design" Meas.Sc.Technol. 20(2009) 095104(6s.)
[2] Randolph E. Elmquist "Calculable Resistors" IEEE Trans. Instrum. Meas. vol. 49, no. 2, nisan 2000.
[3] Koller H.:''Prazisionswiderstande mit berechenbarem Frequenzeinflub'' Elektrie 29 (1975), s.612-615.
[4] D.L Gibbings ''A design for resistors of calculable AC/DC resistance ratio''IEEE,vol.110, no2, s.335-347
[5] Yu.P.Semyenov ''Bifilar AC-DC Resistor Using a Microwire'' IEEE vol.46, no.2, nisan 1997
[6] TÜBİTAK UME DC ve AC Direnç Lab. Eğitim Dökümanları

Geniş-Bantlı Mikroşerit Balun Tasarımı

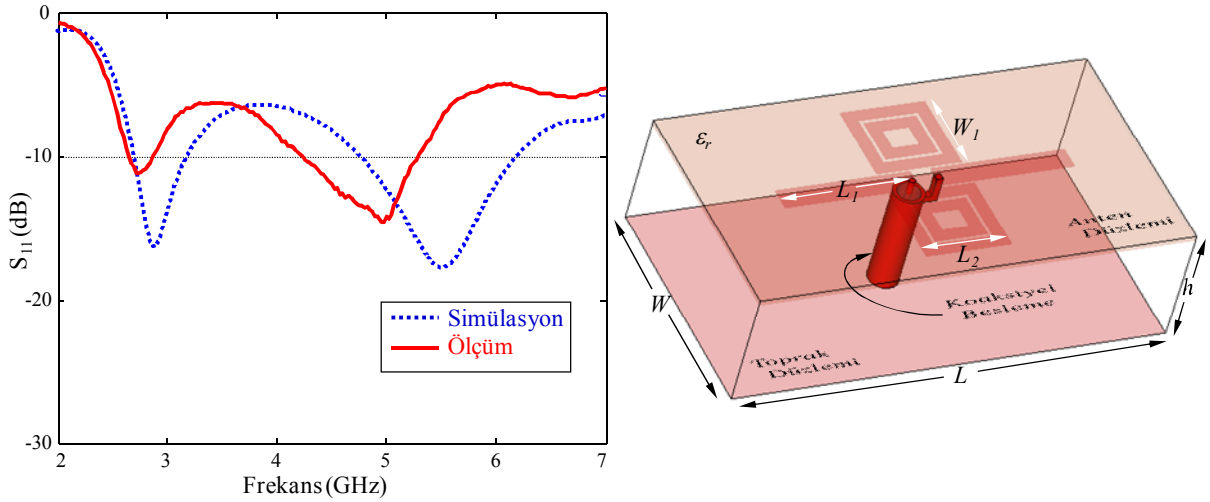
Mustafa H. B. Uçar, Adnan Sondaş, Yunus E. Erdemli
Kocaeli Üniversitesi
Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Umuttepe, 41380 Kocaeli
{mhbucar, asondas, yunusee}@kocaeli.edu.tr

Özet: *Bildiride, mikroşerit dipol anten uygulamaları için geliştirilmiş geniş bantlı yeni bir balun tasarımı sunulmaktadır. Önerilen balun yapısı, üçgensel toprak tabanlı dielektrik katman üzerine yerleştirilmiş, yüklemeli ve konik kesimli canlı iletim hattından oluşmakta ve 2–6 GHz frekans bandında VSWR < 1.3 performansı sergilemektedir. Bildiride, önerilen balun ve ilgili dipol anten/balun tasarımlarına ait sayısal analiz ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır.*

1. Giriş

Balun (balanced-to-unbalanced) yapıları, mikrodalga sistemlerinde, RF sinyalin bir noktadan (canlı uç) diğer bir noktaya (toprak) akışında oluşabilecek dengesiz akım sızıntılarını azaltmak veya ortadan kaldırmak amacıyla kullanılan bir çeşit elektriksel dönüştürücüdür [1]. Balun elemanları, özellikle koaksiyel beslemeli dipol antenlerde, istenmeyen akım sızıntılarının ve empedans uyumsuzluğunun giderilmesi için kullanılmaktadırlar [2].

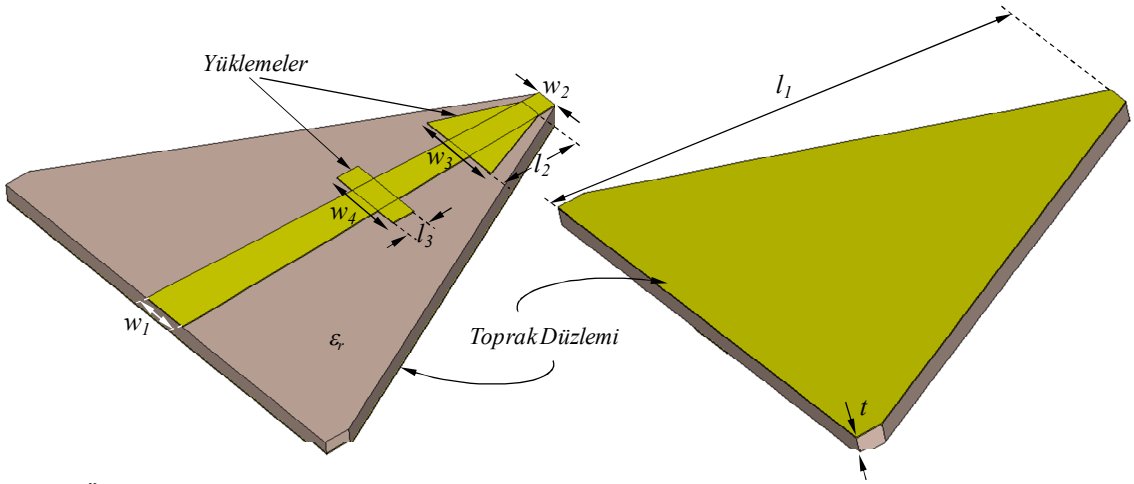
Bu çalışmada, genel geometrisi Şekil 1'de verilen çift-bant (3.0/5.5 GHz) özel bir mikroşerit dipol anten (MDA) yapısı [3] için geniş bantlı yeni bir balun tasarımı önerilmektedir. Şekil 1'de koaksiyel beslemeli MDA konfigürasyonu ve bu anten tasarımına ait geri-dönüş kaybı performansı verilmektedir. Görüldüğü üzere, halka yüklemeli bir dipol elemanı, kavite içinde toprak düzleminden anten düzlemine uzanan 50 Ohm'luk koaksiyel bir iletim hattı ile beslenmektedir. Simülasyonlarda, koaksiyel besleme yapısı birebir fiziksel yapıya uyumlu bir şekilde modellenmiş olmasına rağmen, S_{11} ölçüm ve simülasyon sonuçlarında belirgin frekans kaymaları ve seviye farklılıkları görülmektedir. Gözlenen farklılıkların temel sebebinin; fiziksel gerçeklemede koaksiyel besleme yapısı üzerindeki dengesiz (unbalanced) akım dağılımı olduğu düşünülmektedir. Bu olumsuz etkinin giderilmesi amacıyla MDA tasarımına uyumlu yeni bir balun/besleme yapısına ihtiyaç görülmüştür. Bildiride, sayısal tasarımı CST Microwave Studio benzetim programı ile gerçekleştirilmiş, yeni bir mikroşerit balun ve ilgili dipol anten/balun konfigürasyonlarına ait sayısal analiz ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır.



Şekil 1. Koaksiyel beslemeli MDA tasarımı ve ilgili geri-dönüş kaybı performansı; W=36, L=66, W_1=12.4, L_1=22, L_2=13, h= 17 (mm), ε_r=2.2.

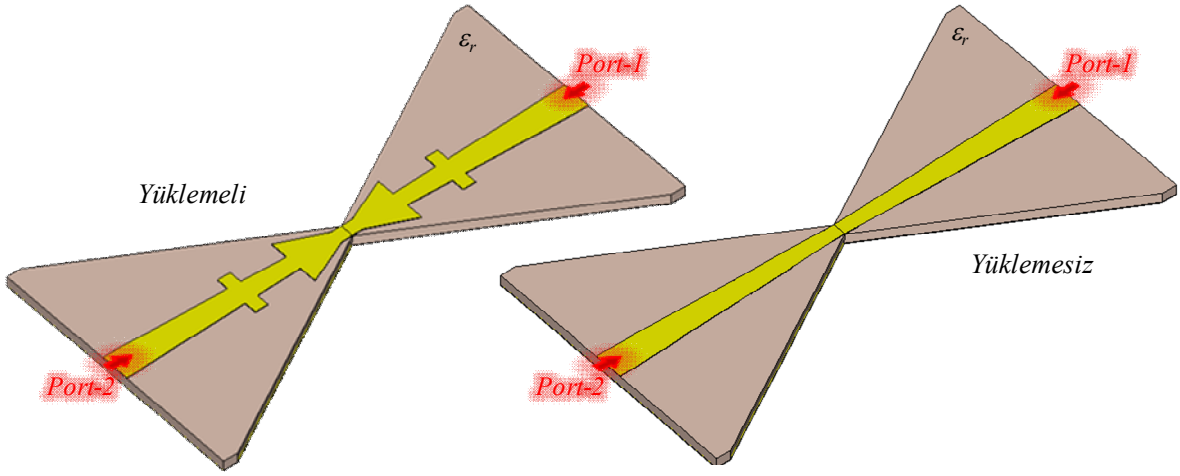
2. Mikroşerit Balun Tasarımı

Önerilen balun tasarımı, literatürde önerilen bir balun yapısının [2], ilgili MDA konfigürasyonuna uyarlanmasıyla elde edilmiştir. Şekil 2'de görüldüğü üzere, geliştirilen balun tasarımı, üçgensel yapıdaki toprak tabanlı dielektrik alttaş (Rogers RT/duroid 5880) üzerine yerleştirilmiş, konik kesimli (tapered) canlı iletim hattı ve bu iletim hattı doğrultusunda, ilgili konumlara yerleştirilen biri dikdörtgen ve diğeri üçgen geometriye sahip metalik yüklemelerden oluşmaktadır. Balun yapısının dipol besleme aralığına uyumlu bağlantısını sağlamak amacıyla konik kesimli iletim hattının kullanımı tercih edilmiştir. Sayısal modellemede, iletim hatları, yüklemeler ve toprak düzlemi için 0.05 mm kalınlığında kayıplı (σ=5.8×10^7 S/m) bakır malzemesi kullanılmıştır. Hedeflenen geniş-bantlı VSWR < 1.5 performansının elde edilmesinde, ilgili metalik yüklemelerin konumları ve boyutları önemli rol oynamaktadır. Tasarım parametreleri, 2–6 GHz frekans bandında, CST programının otomatik optimizasyon algoritması ile en iyileştirilmiştir.

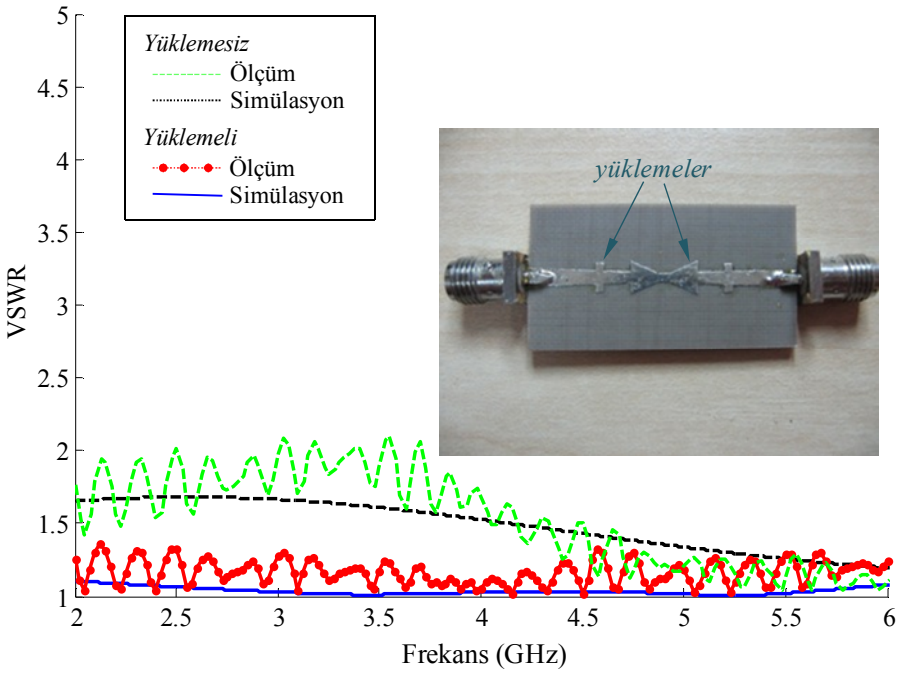


Şekil 2. Önerilen balun konfigürasyonu; tasarım parametreleri: l_1=18.275, l_2=3.4, l_3=1, w_1=2.2, w_2=1, w_3=4, w_4=3.5, t=0.79 (mm), ε_r=2.2.

Şekil 3'te, yüklemeli ve yüklemesiz uç-uca eklenmiş balun tasarımları ve Şekil 4'te ilgili VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları verilmektedir. Görüldüğü üzere, yüklemesiz balun yapısı 2–6 GHz bandında VSWR < 2 başarımı sergilerken, yüklemelerin katkısıyla bu performans VSWR < 1.3 olarak iyileştirilmiştir. Ayrıca, VSWR ölçüm değerlerinin ilgili bantta inişli çıkışlı bir değişim gösterdiği, ilgili simülasyon sonuçlarının bu değişim karakteristiğinin ortalaması şeklinde bir profil sergilediği gözlenmektedir. Sonuç olarak, bu yeni balun tasarımıyla ilgili MDA tasarımında uygulanabilecek düşük kayıplı ve dengeli bir besleme yapısı sağlanabileceği öngörülmektedir.

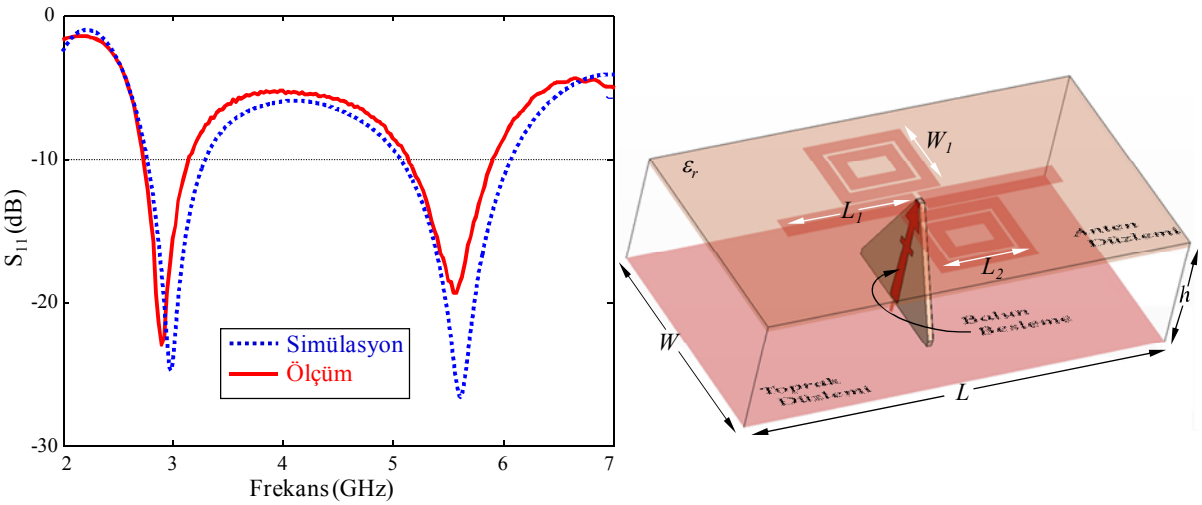


Şekil 3. Uç-uca bağlanmış balun konfigürasyonları.



Şekil 4. Balun tasarımlarının VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları.

Önerilen yeni balun yapısının anten tasarımına entegrasyonu ile tekrar optimize edilen çift-bant MDA/balun konfigürasyonu ve bu tasarıma ait geri-dönüş kaybı ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 5'te verilmiştir. Önceki MDA/koaksiyel yapısıyla karşılaştırıldığında (Şekil 1), dipol elemanının uzunluğunda, çift-halka elemanlarının boyutlarında ve besleme noktasına göre konumlarında değişiklikler mevcuttur. Görüldüğü üzere, MDA/balun tasarımına ait ölçüm ve simülasyon sonuçları oldukça uyumlu bir karakteristik sergilemektedir. Gerçeklenen anten tasarımı 3.0 GHz ve 5.5 GHz bantlarında, %13'erlik çift-bant performans göstermektedir. Sonuç olarak; MDA/koaksiyel tasarımındaki dengesiz (unbalanced) besleme yapısı, önerilen yeni balun yapısı ile iyileştirilmiş ve böylece amaçlanan çift-bant anten performans gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4. Balun/dipol tasarımı ve ilgili geri-dönüş kaybı performansı; mikroşerit dipol anten parametreleri: W=36, L=66, W_1=12.4, L_1=21.16, L_2=15.28, h= 17.5 (mm), ε_r=2.2.

4. Sonuçlar

Bildiride, özel bir mikroşerit dipol anten tasarımı için geliştirilmiş geniş bantlı yeni bir balun tasarımı sunulmuştur. Metalik yüklemeli konik kesimli canlı bir iletim hattına sahip önerilen balun yapısı, 3:1 bant genişliğinde VSWR < 1.3 performansı sergilemektedir. Bildiride, önerilen balun ve dipol/balun tasarımlarına ait sayısal analiz ve ölçüm sonuçları sunulmuş, yeni balun tasarımıyla ilgili anten performansının iyileştiği gözlenmiştir.

Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmektedir (Proje No: 107E198).

Kaynaklar

[1]. Balanis C. A., Antenna Theory, Wiley & Sons Inc., Hoboken, NY, 2005.
[2]. Xia T., Yang S., Nie Z., "Design of a tapered balun for broadband arrays with closely spaced elements", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, Nov. 2009, s. 1291-1294.
[3]. Sondas A., Ucar M. H. B., Erdemli Y. E., "Tunable loop-loaded printed dipole antenna design", IEEE Int. Symp. Antennas and Propagat., Toronto, Kanada, 11-17 Temmuz 2010.

Düşük Maliyetli Bir Düzlemsel Yakın Alan Anten Ölçüm Sisteminin Tasarlanması ve Gerçeklenmesi

Yavuz Öztürk[1,2], Fatih Üstüner[1]
yavuz.ozturk@uekae.tubitak.gov.tr, fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr,

[1]TÜBİTAK UEKAE
Gebze/Kocaeli
[2]Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü
Fizik Bölümü, Gebze/Kocaeli

Özet: *Anten karakterizasyonunda ışıma örüntüsünün tayini önemli yer tutar. Işıma örüntüsü bir uzak alan parametresidir ve ölçümünün dalga katarlarının eşfazda ilerlediği mesafede gerçekleştirilmesi gerekir. Bu mesafe eşyönlü antenler için laboratuar ortamında elde edilebilir olmakla beraber yüksek kazançlı yönlü antenlerde elde edilebilir olmaktan giderek uzaklaşmaktadır. Laboratuar ortamında bu tür bir yüksek kazançlı antenin ancak yakın alanında ölçüm gerçekleştirilebilir. Diğer taraftan, yakın alan ölçüm sistemlerinin tasarım ve gerçeklenmesi, uzak alan ölçüm sistemlerine kıyasla daha fazla mühendislik gerektirdiğinden maliyetleri oldukça yüksektir. Düşük maliyetli, idame ettirilebilir ve yerli bir sistemin elde edilmesine yönelik olarak, TÜBİTAK UEKAE Elektromanyetik Uyumluluk (EMC) bölümünde bir mühendislik çalışması yürütülmüş ve bir düzlemsel yakın alan ölçüm sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistemle ölçümü gerçekleştirilen bir radyolink anteninin yakın alan ölçüm sonuçları ve hesaplanan uzak alan sonuçları verilmiştir.*

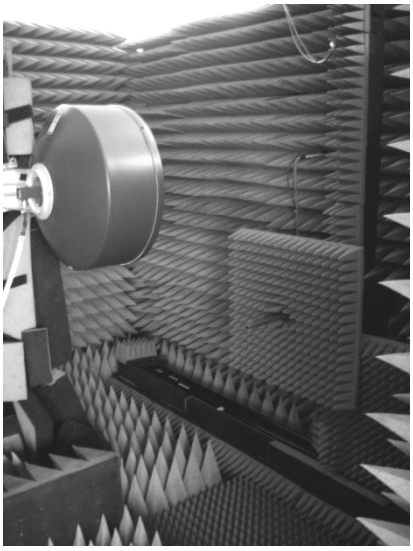
1. Giriş

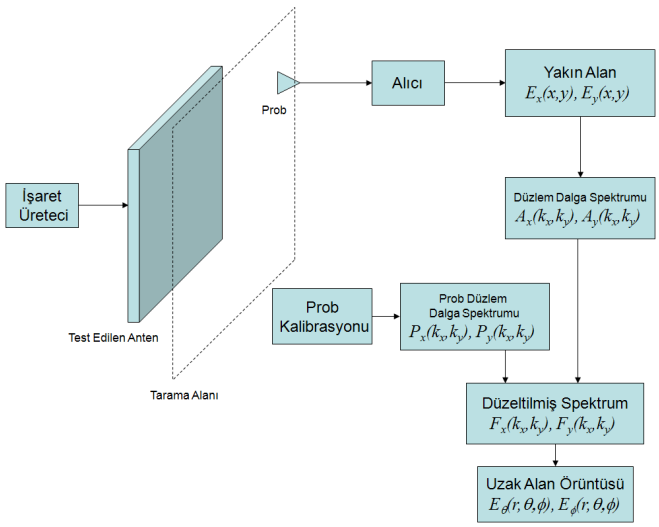
Işıma örüntüsü ve anten kazancı gibi pekçok anten parametresinin ölçümü, anten ışımasının kararlı hale geldiği uzak alanda - yani kaynağın Franhaufer bölgesinde - anlamlı hale gelmektedir. Çünkü bu bölgede dalga katarları eşfaza kavuşmakta, diğer bir deyişle dalga ilerleme yönü dalga katarlarına dik duruma gelmektedir [1]. Oysa yüksek kazançlı yönlü antenler için, uzak alan mesafesi laboratuar ortamında elde edilebilir olmaktan çıkmaktadır. Örneğin, 10 GHz'de yayın yapan 38 dB'lik kazanca sahip 1 metre çapında bir reflektör antenin uzak alan mesafesi, klasik $2D^2/\lambda$ denkleminden hareketle, 67 metredir. Klasik yöntemlerle bu türden yüksek kazançlı bir antenin ölçümünün gerçekleştirilmesi için, büyük boyutlara sahip açık saha test alanları (ASTA) gerekmektedir. Bu tip bir altyapının oluşturulması oldukça külfetli olduğu gibi pekçok dezavantajları da beraberinde getirmektedir. Özellikle açık saha test alanlarında olması muhtemel, yerden veya çevredeki diğer unsurlardan yansımalar ölçümün sağlıklı gerçekleştirilmesine önemli bir engel teşkil etmektedir. Ayrıca, açık sahada yapılan ölçümler meteorolojik şartlara doğrudan bağlı olmakta ve hava muhalefeti nedeniyle ölçüm yapılabilecek zaman süresi kısıtlanmaktadır. Ayrıca yağmur, kar, don, rutubet gibi unsurların test altyapısında zaman içerisinde oluşturacakları tahribatın giderilmesi mecburiyeti de altyapının idamesini zorlaştırmaktadır. Açık saha testlerinin personel açısından da oldukça zahmetli olduğu bilinen bir hususdur. Malzeme/personelin nakli ve ölçüm düzeneğinin kurulumu test süresini belirleyen aslî unsurlar haline gelmektedir.

Yakın alan ölçümü, yönlü antenlerin laboratuar ortamında ölçülebilmesini mümkün kılmaktadır. Yakın alan ölçüm teknikleri hassas mekanik altyapıya ve yakın alan ölçüm verisinin uzak alan verisine çevrilmesi için matematiksel dönüşüme ihtiyaç duyarlar. Bununla birlikte ölçüm mesafesini, ölçüm yapılan frekans dalgaboyunun birkaç katı mertebesine düşürürler. Ölçümlerde sağladığı hassasiyet ve tekrarlanabilirlik, testlerin hızlıca gerçekleştirilebilmesi ile sağladığı zaman tasarrufu, personel ihtiyacını minimize etmesi, personel intikali ve araç-gereç nakli gibi zorlukları ortadan kaldırması, kapalı ortamda testlerin kesintisiz ve güvenli olarak yürütülebilmesi gibi avantajlarından dolayı yakın alan ölçümü, açık saha testlerine tercih edilebilmektedir[2]. Diğer taraftan, yakın alan ölçüm sistemlerinin tasarım ve gerçeklenmesi, uzak alan ölçüm sistemlerine oranla daha fazla mühendislik gerektirdiğinden anahtar teslim sistemler oldukça yüksek konumda fiyatlandırılmaktadır.

Düşük maliyetli, idame ettirilebilir ve yerli bir sistemin elde edilmesine yönelik olarak, TÜBİTAK UEKAE Elektromanyetik Uyumluluk (EMC) bölümünde bir mühendislik çalışması yürütülmüş ve bir düzlemsel yakın alan ölçüm sistemi geliştirilmiştir (Şekil 1a). Sistemin mekanik altyapısını oluşturan X-Y tarayıcı, genel amaçlı doğrusal hareketli mekanik elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır. Ölçüm probu olarak açık uçlu dikdörtgen kesitli dalgakılavuzu kullanılmış, probun iki farklı polarizasyona dönmesini sağlayacak hassas döner motor da sisteme eklenmiştir. Standart dalga kılavuzu frekans aralıkları baz alınarak, farklı frekans bantlarında ölçüm yapılmasına olanak sağlayacak şekilde probların tasarımı gerçekleştirilmiştir. 2 m x 2 m boyutlarında bir kare X-Y düzleminde her iki yönde ve her iki polarizasyonda her yarım dalgaboyu mesafede ($\lambda/2$) bir ölçüm alınması gerektiğinden; motorlar, kontrol birimleri ve bilgisayardan oluşan bir otomasyon altyapısı geliştirilmiştir. X-Y tarayıcının tarama esnasında Z yönünde sebep olduğu istemsiz hareketlerin ölçümü boyutsal metrolojik araçlar kullanılarak TÜBİTAK

UME tarafından gerçekleştirilmiştir. Yapılan düzlemsellik ölçümlerinde, 2 x 2 m'lik ölçüm düzleminde Z-yönünde gerçekleşen hatanın ±1.0 mm ile sınırlı kaldığı görülmüştür. Yakın alan ölçümleri için vektör network analizör kullanılmış, network analizörün mekanik tarayıcı ile eşgüdümü ve ölçüm süresinin kısaltılması için gerekli çalışmalar yapılmıştır. Yakın alan verisinin toplanması için, test anteni/probu olarak kullanılan açık uçlu dalga kılavuzu ile ışıma örüntüsü - ölçülen antenin arasındaki araya giriş kaybının (S21 parametresi) genlik ve faz verileri - X-Y düzleminde her yarım dalgaboyu ($\lambda/2$) mesafede kaydedilmiştir. Toplanan veriler 2-boyutlu Fourier dönüşümünden geçirilerek uzak alan verileri elde edilmiştir. Test anteni/probunun ışıma örüntüsünün ölçüme etkisinin giderilmesine yönelik uzak alan verileri üzerinde prob telafisi gerçekleştirilmiştir (Şekil 1b).





(a) **(b)**

Şekil 1 (a) Yakın Alan Ölçüm Sistemi, (b) Yakın Alan – Uzak Alan Dönüşüm Algoritması

2. Yakın Alan Ölçüm Teorisi

İçerisinde kaynak olmayan, lineer, homojen, izotropik bir ortamda elektrik ve manyetik alanlar için Helmholtz dalga denklemlerini sırasıyla aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$\nabla^2\mathbf{E} + k^2\mathbf{E} = 0, \quad \nabla^2\mathbf{H} + k^2\mathbf{H} = 0 \tag{1}$$

Burada k dalga sayısı olarak bilinir ve bir vektörel büyüklük olup harmonik dalganın propagasyon yönünü verir. k sabit olduğundan $\mathbf{k}$'yı oluşturan komponentlerden k_z, diğer komponentler k_x ve k_y cinsinden yazılabilir.

$$\mathbf{k} = \mathbf{a}_x k_x + \mathbf{a}_y k_y + \mathbf{a}_z k_z, \qquad \mathbf{k}\cdot\mathbf{k} = k^2 = {k_x}^2 + {k_y}^2 + {k_z}^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \tag{2}$$

$$k_z = \begin{cases} \sqrt{k^2 - {k_x}^2 - {k_y}^2} & {k_x}^2 + {k_y}^2 \le k^2 \\ -j\sqrt{{k_x}^2 + {k_y}^2 - k^2} & {k_x}^2 + {k_y}^2 > k^2 \end{cases} \tag{3}$$

Herhangi bir monokromatik dalga aynı frekansa sahip değişik yönlere yayılan farklı genlikli düzlem dalgaların bir süperpozisyonu olarak tanımlanabilir: $\mathbf{E} = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\mathbf{A}(k_x,k_y)e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}}dk_x dk_y$, buradan hareketle $\mathbf{E}$'nin üç bileşeni aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$E_{x,y,z}(x,y,z) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}A_{x,y,z}(k_x,k_y)e^{-jk_z z}e^{-j(k_x x + k_y y)}dk_x dk_y \tag{4}$$

Herhangi bir k_x, k_y ve k_z için sadece $\mathbf{A(k)}$'nın iki bileşeni bağımsız seçilebilir, dolayısıyla yukarıda üç denklemle verilen yapıyı $z = z_o$ mesafede yer alan bir xy düzleminde aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

$$E_{x,y}(x,y,z=z_o) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[A_{x,y}(k_x,k_y)e^{-jk_z z_o}\right]e^{-j(k_x x + k_y y)}\,dk_x\,dk_y \tag{5}$$

Bu denklemler aslında 2-boyutlu Fourier dönüşümleridir. Yönlü antenlerde elektrik alan antenin çevresindeki belirli bir yüzeyde yoğun olduğundan dolayı Fourier dönüşümünün alınacağı sınırlar daha belirgin hale getirebilir:

$$A_{x,y}(k_x,k_y) \approx e^{j(k_z d)}\int_{-b/2}^{+b/2}\int_{-a/2}^{+a/2}E_{x,y}(x,y,z=d)e^{j(k_x x + k_y y)}\,dx\,dy \tag{6}$$

Düzlem dalga açılımının amacı süperpozisyonu oluşturan düzlem dalgaların yayılma yönlerini ve genliklerini belirlemektir. $z = z_o$ düzlemi üzerinde ölçülen elektrik alanın teğet bileşenleri bize bu imkânı sağlamaktadır. Genlik fonksiyonu **A**, elektrik alanın dalga sayısı spektrumu veya düzlem dalga spektrumu olarak adlandırılır. Sonlu sınırlar içerisindeki integralin doğru sonuç vermesi ölçümü yapılan antenin yönlenmiş bir anten olmasına ve arka ve yan lob seviyesinin yeterince düşük olmasına bağlıdır.

Burada uzaysal domen ($k_x - k_y$ domeni) ile açısal domen ($\theta - \phi$ domen) arasındaki geçiş $k_x = k\ \sin\theta\cos\phi$, $k_y = k\ \sin\theta\sin\phi$, $k_z = k\ \cos\theta$ bağıntıları üzerinden yapılır. Buradan hareketle antenin uzak alan örüntüsü düzlem dalga spektrum fonksiyonu **A** cinsinden aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$E_\theta(r,\theta,\phi) \approx j\frac{k\,e^{-jkr}}{2\pi r}(A_x\ \cos\phi + A_y \sin\phi) \tag{7}$$

$$E_\phi(r,\theta,\phi) \approx j\frac{k\,e^{-jkr}}{2\pi r}\cos\theta\,(-A_x\ \sin\phi + A_y \cos\phi) \tag{8}$$

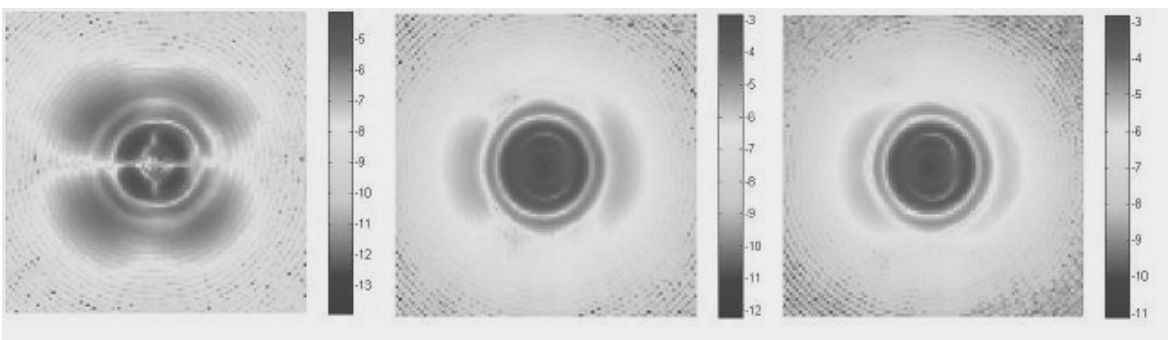
Burada $\theta = \sin^{-1}\left[\sqrt{k_x^2 + k_y^2}/k\right]$ ve $\phi = \tan^{-1}\left(k_y/k_x\right)$ olmaktadır[2][3].

Düzlemsel tarama tekniğinde bir prob anten, test edilen antenin önünde bir düzlem üzerinde hareket ettirilerek antenden yayılan işaret genlik ve faz olarak kaydedilir (Şekil 1b). Probun uzaydaki pozisyonu *x*, *y*, z_o koordinatları ile test altındaki antene kıyasla verilir. Tarama esnasında z_o sabit tutulurken *x* ve *y* koordinatları değiştirilerek tüm yüzeyin taraması gerçekleştirilir. Anten prob mesafesi (z_o) için ölçüm yapılan dalgaboyunun 3 ila 10 katı bir değer seçilir (3λ-10λ). 3 katın altına test altındaki antenin reaktif enerji bölgesine girmemek için inilmez. 10 katın üstündeyse tarama alanı gereksiz yere daraltılmış olur. Ölçümlerin alındığı noktalar ölçüm yapılan x-y düzlemi üzerinde Δx ve Δy aralıklı bir dikdörtgen ızgara oluştururlar. Nyquist örnekleme kriterini sağlamak için düzlem üzerinde ölçüm alınan noktalar arasındaki uzaklığın en fazla $\Delta x = \Delta y = \lambda/2$ kadar olması gerekmektedir. Örnekleme aralığının bundan daha küçük olmasının mahsuru olmamakla birlikte bunun uzak alandaki çözünürlüğün artırılmasına da katkısı yoktur. Uzak alandaki çözünürlüğün artırılması, yakın alan verisinin dış kenarlarına suni sıfırlar eklenmesiyle olur. Böylece örnekleme aralığı azaltılmaksızın örnekleme noktası sayısı arttırılmış olur. Örnekleme aralığı sabit kaldığından, dalga sayısı limitleri de sabit kalır. İlave gelen dalga sayısı spektrum noktalarının hepsi orijinal dalga sayısı limitleri içindedir ve hesaplanan uzak alan örüntüsünün çözünürlüğünü arttırır[3].

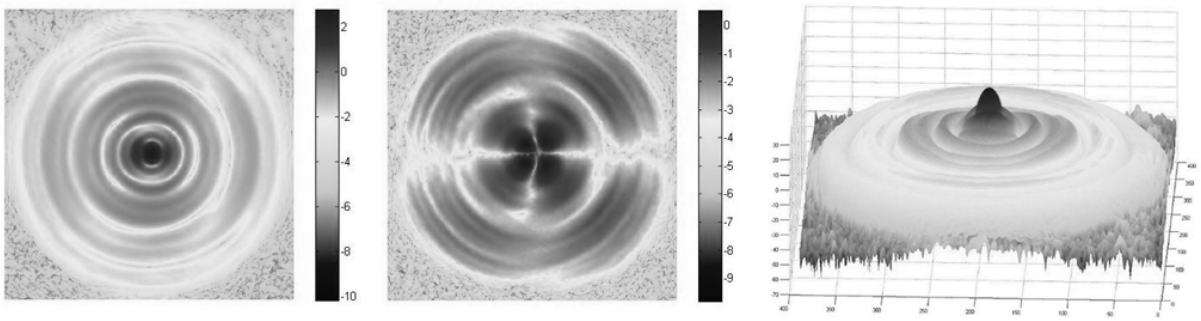
Uzak alan seviyesinin hesaplanabilmesi için, yakın alanın hem yatay hem de dikey yönde bileşenlerinin ölçülmesi gerekmektedir. Ölçümlerde almaç olarak kullanılan açık uclu dikdörtgen dalga kılavuzu, yalnızca tek polarizasyonda ölçüm alabilmektedir. Her iki polarizasyonun da ölçülebilmesi için sisteme probu 90 derece hassas bir şekilde döndürecek bir üçüncü motor eklenmiştir. Böylece her ölçüm için bütün yüzey birbirine dik iki polarizasyon (x- y) için olmak üzere, toplamda iki kez taranmış olur. Tarama alanının genişliği, düzlem merkezine uzak bölgelerde alınan işaretler en yüksek işaretin 45 dB altında kalacak şekilde ayarlanmalıdır. Bu alanın ölçüm sonuçlarına zarar vermeyecek şekilde küçük tutulması zamandan tasarruf sağlamaktadır. Ölçülen yakın alan verisi 2-boyutlu Fourier dönüşümü kullanılarak *k*-uzayındaki düzlem dalga spektrumuna dönüştürülür. Test edilen antenin düzlem dalga spektrumu probun açısal cevabı nedeniyle bozulmaya uğrar. Bu bozulmanın giderilmesi için test edilen antene ait düzlem dalga spektrumu probun düzlem dalga spektrumuna oranlanır (bölünür). Bu işlem prob düzeltmesi olarak bilinir. Düzeltilmiş düzlem dalga $k_x - k_y$ domeninden açısal domene çevrim denklemleri kullanılarak (Denklem 7-8) uzak alan örüntüsü bulunur[3].

3. Ölçüm Sonuçları

TÜBİTAK UEKAE EMC Laboratuarında gerçekleştirilen sistem kullanılarak bir radyolink anteninin ölçümü 8 GHz merkez frekansında gerçekleştirilmiştir. Yakın alan ölçüm sonuçları Şekil 2'de verilmiştir. Uzak alan dönüşümü gerçekleştirildikten sonra $k_x - k_y$ domeninde elde edilen uzak alan sonucu ise Şekil 3'te verilmiştir.

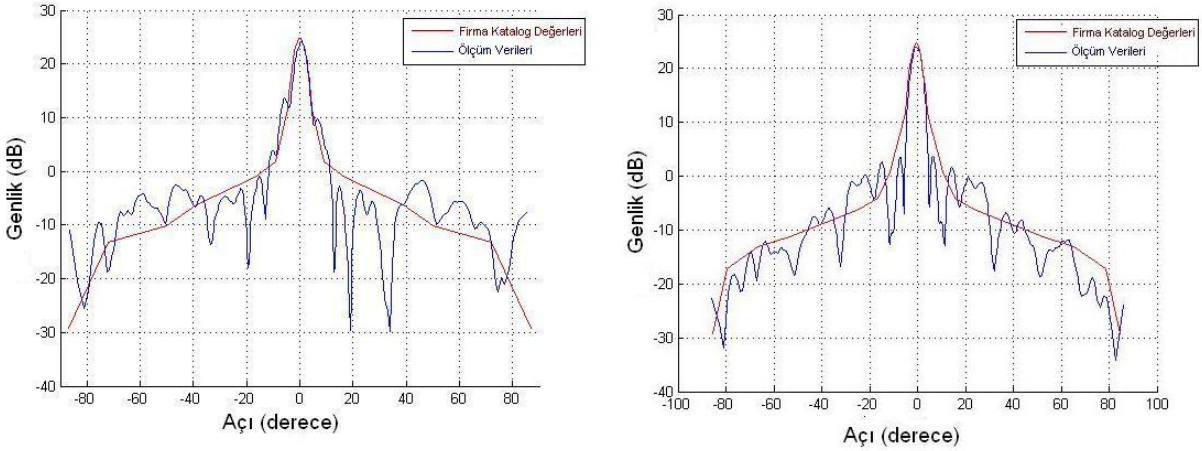


Şekil 2, Yakın Alan Ölçüm Sonucu



Şekil 3, Uzak Alan Sonucu

Daha sonra ana düzlemlerde (H ve E düzlemleri) antenin uzak alan örüntüsü hesaplanmıştır. Radyolink anteninin yakın alan ölçümüyle elde edilen ve hesaplanan ışıma örüntüsünün, antenin üreticisi firma tarafından verilen örüntü zarfı ile örtüştüğü gözlenmiştir (Şekil 4).



Şekil 4, Ölçüm sonuçlarının üretici firma verileriyle karşılaştırılması (sol:H-düzlemi , sağ:E-düzlemi).

4. Sonuç

Düşük maliyetli ve idame ettirilebilir bir sistemin elde edilmesine yönelik olarak, TÜBİTAK UEKAE Elektromanyetik Uyumluluk (EMC) bölümünde bir mühendislik çalışması yapılmış ve bir düzlemsel yakın alan ölçüm sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistem temel olarak hassas doğrusal harekete sahip bir mekanik altyapıdan ve ölçüm verisini almaya ve işlemeye yönelik bir otomasyon/sinyal işleme yazılımından oluşmaktadır. Sistemin düşük maliyetli gerçekleştirilmesinde en büyük katkı, mekanik altyapının endüstride yaygın olarak kullanılan doğrusal hareket elemanlarının kullanılarak gerçekleştirilmesi ve yakın alan ölçüm teorisinin doğrudan pratiğe aktarılması ile ortaya çıkmıştır. Bu şekilde anahtar teslim muadili sistemlere kıyasla maliyet onda birine düşürülmüştür. TÜBİTAK UEKAE EMC laboratuarı olarak daha büyük boyutlarda ve daha yüksek frekanslarda (< 40 GHz) ölçüm yapabilecek bir sistem üzerinde çalışmalarımız devam etmektedir.

Kaynaklar

[1]. Y. Rahmat-Samii, L.I. Williams ve R.G. Yoccarino, "The UCLA Bi-polar Planar-Near-Field Antenna Measurement and Diagnostics Range", IEEE Antennas & Propagation Magazine, Vol. 37, No. 6, Aralık 1995.
[2]. Yaghjian, A.D.: "An Overview of Near-Field Antenna Measurements", IEEE Transactions on Antenna and Propagation Vol. AP-34, 1 Ocak 1986.
[3] S. Gregson, J. McCormick ve C. Parini, "Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements", IET Electromagnetic Waves Series 53.

Teşekkür

Destek ve yardımlarından ötürü TÜBİTAK UME Boyutsal Laboratuarı çalışanlarına, hususiyle ***Okhan Ganioğlu*** ve ***Orhan Yaman*** beylere en içten teşekkürlerimizi sunarız.

WiMAX Hücre Planlama

Kasım GÖKBEL, Aktül KAVAS
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
kgokbel@gmail.com, aktul.kavas@gmail.com,

Özet: *WiMAX (Worldwide Interoperability Microwave Access), 802.16x ve ETSI HiperMAN standartlarına dayandırılan, geniş bantta telsiz erişimi sağlama ihtiyacına cevap vermek üzere tasarlanmış teknolojidir. Kırsal bölgelerde, sabit geniş bant olanaklarını sunmanın güç olduğu yerlerde ya da şehir yaşamında servis veren şirketlerin kendi bölgesel şebekeleri arasında hızlı ve güvenilir haberleşme altyapısı oluşturmasını sağlar.*
Bu çalışmada IEEE 802.16 standartlarında haberleşme için değişik arazi yapılarında yol kayıp hesapları, link bütçesi ve link bütçesine bağlı olarak hücre yarıçapı hesaplamaları yapılmıştır.

1. Geniş Bant Telsiz Erişim(WiMAX)

Geniş bant telsiz haberleşme teknolojileri bilginin geniş kullanıcı kitlelerine her yerden, her zaman, düşük maliyetle erişmesini sağlamaktadır. Böylece bilgi, veri, ses ve video servisleri olarak yüksek haberleşme hızlarında kullanıcıya ulaşır.
WiMAX (Worldwide Interoperability Microwave Access) dünya genelinde sistemlerin birbiriyle uyumlu halde çalışarak mikrodalga erişim sağlayabilmesi amacıyla geliştirilen sistemdir. Kırsal bölgelerde, sabit geniş bant olanaklarını sunmanın güç olduğu yerlerde, yada şehir yaşamında servis veren şirketlerin kendi bölgesel şebekeleri arasında hızlı ve güvenilir haberleşme altyapısı oluşturmasını sağlar. Bir başka deyişle WiMAX, Metropol Ağ temeli üzerine kurulmuş teknolojidir.
IEEE 802.16 standardı ve uygulanan teknoloji WiMAX ile yüksek veri iletim hızlarında büyük kapsama alanlarında çok sayıda kullanıcıya hizmet verilmesi hedeflenmektedir. Böylece mevcut DSL (sayısal abone hattı), kablo ve Wi-Fi teknolojilerine alternatif olarak kırsal alanlarda kapsamanın oluşturulamadığı ve /veya zayıf olduğu bölgeler ile gelişmekte olan bölgelere yüksek hızlarda telsiz haberleşme imkânı sağlanacaktır. Mevcut telsiz teknolojilerle WiMAX teknolojisinin rekabeti gerçek yüksek hızlarda haberleşme ve haberleşme menzilinin büyümesi olarak gözükmektedir.[1]
Teknolojilerin gelişmesi ile WLAN (Telsiz Yerel Ağlar), WiMAX (Mikrodalga Erişim İçin Dünya Çapında Çalışılabilirlik) ve HSPA (Yüksek Hızlı Paket Erişim) teknolojileri günlük hayatımıza girmektedir. Böylece IP tabanlı yeni teknolojiler sabit, gezgin ve göçebe ortamlarda yüksek hızda ses, video ve veri trafiğini yüksek kapasite ve düşük maliyetle sunmaktadır.[2]

2. Geniş Bant Telsiz Erişim(WiMAX) Standartları

WiMAX doğrudan görüş hattı (NLOS) içerisinde bulunmayan alıcı verici arasında büyük miktarlarda veriyi büyük mesafelere ileten telsiz geniş bantlı haberleşme standardında çalışan sistemdir. Söz konusu sistem standartları:
802.16 a- 2-11 GHz frekans aralığını kullanan, sabit bilgisayarlar arasında telsiz internet erişimini sağlayan standart olarak geliştirilmiştir. Haberleşme için alıcı verici sistemler arasında doğrudan görüş (LOS) koşullarına gerek duymaz. Söz konusu standart 2.5 GHz, 3.5 GHz ve 5.8 GHz frekanslarının kullanılması ile 50km uzaklıklarda bile 70Mb/s bant genişliğinde internet erişimine olanak tanımaktadır
802.16 b- Kullanılan spektrum artırılarak 5-6 GHz frekans bandına çıkarılmıştır. Servis Kalitesi (QoS) desteği sağlanmıştır.
802.16 c- 10-66 GHz frekans aralığında çalışan WiMAX standardıdır.
802.16 d (802.16-2004)-2003 yılında hazırlanan bu standart 802.16 a standardının eksik özelliklerini tamamlamak üzere geliştirilmiştir. Bu standartla alıcı-verici haberleşmesi için doğrudan görüş hattının gerektiği ve gerekmediği koşullarda haberleşme mümkün olmaktadır. Standart OFDM çoğullama tekniğini kullanmaktadır.

802.16 e- Hareketli sistemler arasında haberleşmenin sürekliliğinin sağlanabilmesi için hızlı aktarma teknikleri bu standartla sağlanmıştır. Çalışma frekans aralığı 2.3GHz ve 2.5GHz'dir. Bu standartla hareket halinde otobüs, tren vb koşullarda dizüstü bilgisayarlar ve PDA (kişisel asistanlar) ile internet erişimi hedeflenmektedir. [3],[4]
Bu çalışmada 802.16 a, 802.16 b ve 802.16 e standartlarında çalışan sistem için hücre planlaması hesaplamaları gerçekleştirilmiştir.
Yol kayıp değerleri, baz istasyonu anten yüksekliği ve ortam parametrelerine göre hesaplanmıştır. Hesaplamalar standartların öngördüğü 2.5, 3.5 ve 5GHz frekanslarında yapılmıştır.
Haberleşmede kullanılan modülasyon ve kodlama türleri parametre alınarak hücre yarıçapının baz istasyonu anten yüksekliğine göre değişimleri elde edilmiştir.[5],[6]

3. Sabit ve Mobil WiMAX için Hücre Planlama Benzetimi

Haberleşme sistemlerinde hücre yarıçapı ve alıcı duyarlılığını hesaplamak için yol kayıp değerleri kullanılır. Bu değer baz istasyonu anten yüksekliği ve hücre yarıçapı belirlenmesinde de ana faktördür.
Hücresel telsiz haberleşme sistemlerinde doğrudan görüş hattında yer alan (LOS) veya yer almayan (NLOS) alıcı verici için yol kayıp hesaplamalarında COST-231 HATA ve SUI Erceg modelleri kullanılmaktadır.[5],[6]
Söz konusu hesaplamalarda şehir içi ve şehir dışı alanlarla arazi tipi seçimi ve doğrulama faktörü kullanılarak hücre yarıçapları hesaplanmıştır.
Yüksek ağaç yoğunluğuna sahip dağlık alan (Marmara, Ege ve Kuzey Anadolu Bölgesi) A tipi arazi, yüksek ağaç yoğunluğuna sahip düzlük veya düşük ağaç yoğunluğuna sahip dağlık alan (Doğu ve Güney doğu Anadolu Bölgesi) B tipi arazi, düşük ağaç yoğunluğuna sahip düzlük alan (Orta Anadolu Bölgesi) C tipi arazi modelleri incelenmiştir.
Hesaplamalarda kullanılan model parametreleri Tablo 1 ve sistem çalışma parametreleri de Tablo 2 de verilmektedir.

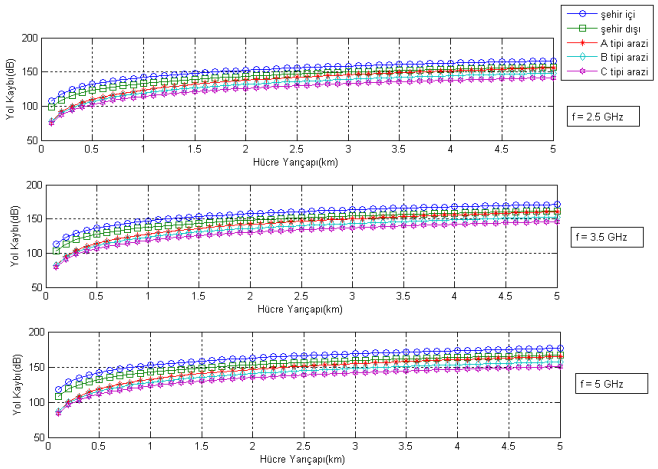
Model Parametreleri	A Tipi Arazi	B Tipi Arazi	C Tipi Arazi
a	4.6	4.0	3.6
b (m^{-1})	0.0075	0.0065	0.005
c (m)	12.6	17.1	20

Tablo 1. Farklı arazi tipleri için model parametreleri

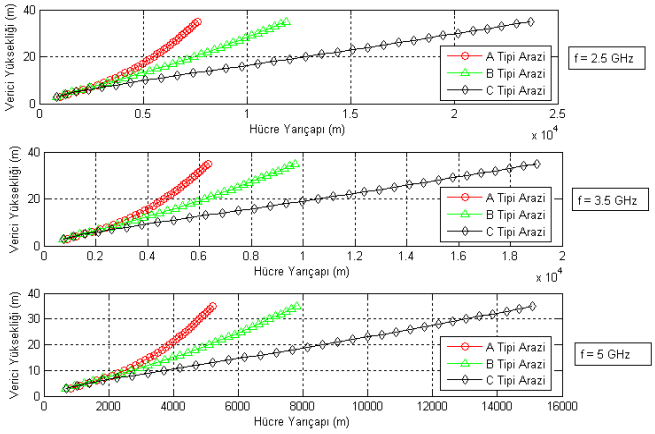
Verici Gücü P_T	30 dBm	S_R (QPSK 1/2)	-96 dBm
Verici Kaybı L_T	0.5 dB	S_R (QPSK 3/4)	-94 dBm
Verici Anten Kazancı G_T	16 dBi	S_R (16-QAM 1/2)	-90 dBm
Alıcı Anten Kazancı G_R	18 dBi	S_R (16-QAM 3/4)	-87 dBm
Alıcı Kaybı L_R	0.6 dB	S_R (64-QAM 2/3)	-82 dBm
S_R (BPSK 1/2)	-99 dBm	S_R (64-QAM 3/4)	-80 dBm

Tablo 2. Sistem çalışma parametreleri

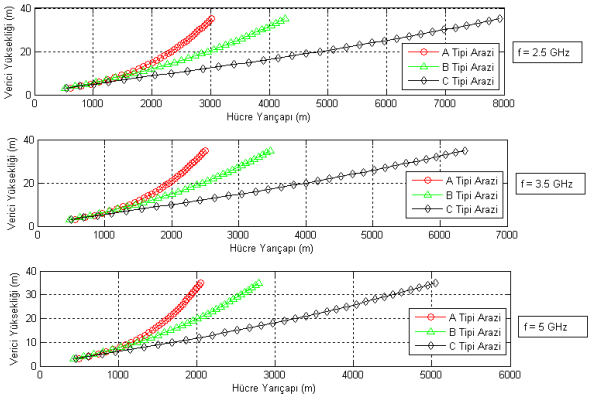
Cost 231 ve SUI Erceg modelleri ve tablolarda verilen parametreler ve değerler kullanılarak 2.5, 3.5 ve 5GHz için yol kayıp değerlerinin hücre yarıçapına göre değişimi Şekil 1 de verilmektedir.
BPSK ½ ve 64 QAM ¾ modülasyonları kullanılarak hücre yarıçapının farklı frekans, farklı arazi tipi ve baz istasyonu verici anten yüksekliğine göre değişimi Şekil 2 ve 3 de verilmektedir.
2.5, 3.5 ve 5GHz frekanslarında B tipi arazi için hücre yarıçapının farklı modülasyon türlerine ve baz istasyonu anten yüksekliğine göre değişimi Şekil 4 de verilmektedir.
3.5 GHz'de A ve C tipi arazi için hücre yarıçapının farklı modülasyon türlerine ve baz istasyonu anten yüksekliğine göre değişimi Şekil 5 de verilmektedir.



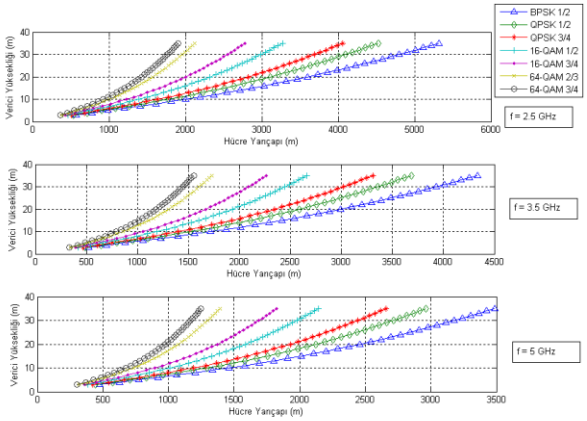
Şekil 1. COST-231 ve Erceg modelleri kullanılarak yol kaybının farklı frekans ve hücre yarıçapına göre değişimi.



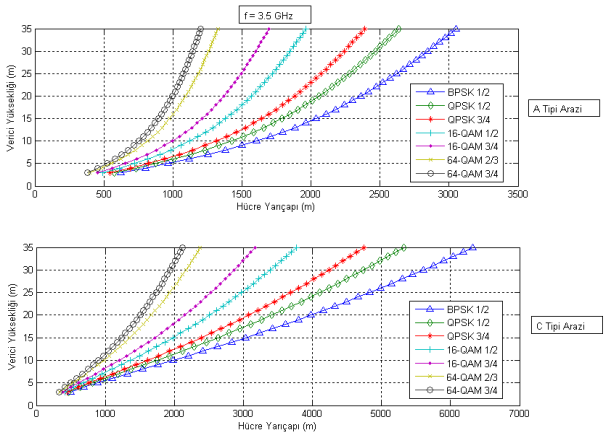
Şekil 2. BPSK 1/2 modülasyona sahip sistemin hücre yarıçapının farklı frekans, farklı arazi tipi ve baz istasyonu verici anten yüksekliğine göre değişimi.



Şekil 3. 64-QAM 3/4 modülasyona sahip sistemin hücre yarıçapının farklı frekans, farklı arazi tipi ve baz istasyonu verici anten yüksekliğine göre değişimi.



Şekil 4. B tipi arazi için hücre yarıçapının farklı modülasyon türlerine, farklı frekanslara ve baz istasyonu anten yüksekliğine göre değişimi.



Şekil 5. 3.5 GHz'de A ve C tipi arazi için hücre yarıçapının farklı modülasyon türlerine ve baz istasyonu anten yüksekliğine göre değişimi.

4. Sonuç

Bu çalışmada IEEE 802.16 standartlarında haberleşme için değişik arazi yapılarında yol kayıp hesapları, link bütçesi ve link bütçesine bağlı olarak hücre yarıçapı hesaplamaları yapılmıştır.

Yapılan benzetimler sonucunda baz istasyonundan eşit uzaklıklarda COST-231 Hata modelinde SUI Erceg Modeline oranla daha fazla yol kaybı hesaplanmıştır. SUI Erceg Modelinde ise A tipi arazide en yüksek yol kaybı elde edilmiştir..

Hücre yarıçapı hesaplarında baz istasyonu verici anten yüksekliğinin hücre yarıçapına olan etkisi incelendiğinde aynı anten yüksekliğinde 64-QAM 3/4 sistemlerin en düşük hücre yarıçapına BPSK 1/2 sistemlerin ise en yüksek hücre çapına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

[1] Kavas A.,"Geniş Bantta Telsiz Erişim: Wimax" TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası Dergisi SAYI: 429 sayfa,61-63, 27 KASIM 2006.

[2] Kavas A.,"WLAN, WiMAX ve UMTS Teknolojilerinin Karşılaştırmalı Analizi" TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası Dergisi SAYI: 432 sayfa,12-17, 27 ARALIK 2007.

[3]. Andrews J.G., GhoshA., Rias M.,Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking Prentice Hall, Mart 2007.

[4]. Ergen M.,Mobile Broadband - Including WiMAX and LTE, Springer, Şubat, 2009.

[5]. Afric,W.; Matosic N.; Vakante D. "WiMAX on 3.5 GHz Cell Size Calculation" 48th International Symposium ELMAR-2006, 07-09 June 2006, Zadar, Croatia

[6]. Mar J., Ko C., Li C., Chen S "Cell Plannıng and Channel Throughput of Mobıle Wimax at 2.5 GHz" Journal of the Chinese Institute of Engineers, Vol. 32, No. 5, pp. 585-597 (2009)

IPTV HABERLEŞMESİNDE VoIP UYGULAMASI

İsmail ŞİŞMAN[1], Neşem KESKİN[1], Zeliha APAYDIN[1] ve Taha İMECİ[1]

[1]Haliç Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul

ismailsisman@halic.edu.tr, nesem_keskin@hotmail.com, zeliha1886@hotmail.com, tahaimeci@halic.edu.tr

Özet: *İletişim alanında gerçekleşen hızlı gelişmeler sonucu, kitlelere ulaşmak için kullanılan geleneksel yöntemler yerine, genişband IP şebekesi üzerinden, yüksek kaliteli, görüntü içeriği dahil pek çok hizmetin kullanıcı odaklı olduğu, IPTV adı verilen teknoloji kullanılmaya başlanmıştır. Bu teknoloji, ses iletiminin veri paketleri halinde IP üzerinden gönderilmesine olanak sağlamıştır. IPTV teknolojisindeki üçlü uygulamadan biri olan VoIP sistemi ele alınmıştır. VoIP kullanıcıya daha ucuz ve kullanışlı bir hizmet sunan ses iletim teknolojisidir. IP ağında yol alan bir ses paketinin maruz kalacağı etkenler çeşitli tekniklerle en aza indirilebilir. Belirtilen teknikler uygulamanın gerektirdiği koşullara ve ortam parametrelerine uygun olarak seçildiğinde ses iletişiminde hizmet kalitesini arttıracaktır. Yapılan bu çalışmada, OPNET modelleme programı kullanılarak, VoIP yapısının belirli yük seviyesine göre uçtan uca gecikmesi ve alıcı trafiği incelenmiştir.*

1. Giriş

İnternet protokolü üzerinden sesin taşınması, son yıllarda hızla yaygınlaşmıştır. Özellikle ekonomik açıdan çeşitli avantajlara sahip olan bu sistem, var olan internet altyapısını kullanması, katma değerli servisler verilebilmesi ve ek maliyet getirmemesi açısından şirketler için çok cazip bir ortam oluşturmaktadır [1]. VoIP, gerçek zamanlı paket iletimini gerektiren bir sistemdir. Bu sistemde, örneksel ses sinyalleri, sayısal hale dönüştürüldükten sonra IP paketleri haline getirilerek sayısal veri ağı üzerinden gönderilir. IP ağları, her bir paket için yönlendirme protokollerinin de yardımıyla kaynaktan hedefe doğru en uygun yolun bulunmasını sağlar. Bununla birlikte, belirli bir noktadan yola çıkan ses paketleri farklı yollar ve yönlendiriciler üzerinden geçtiği için, hedef noktaya gecikmeli ulaşır ya da yol üzerindeki hat problemlerinden dolayı hiç ulaşamaz. Kayıp ses paketlerinin alıcı tarafından tekrar istenmesi söz konusu olmadığı için hedef noktaya farklı zamanlarda ulaşan ses paketlerinin sıraya sokulması, birleştirilmesi ve tekrar analog ses sinyaline dönüştürülmesi gerekir [4].

VoIP sistemi kullanılırken iyi bir hizmet kalitesi sağlamak için veri ağı üzerinden düzensiz olarak gelen bu ses paketlerinin düzenli hale getirilmesi, gürültü ve gecikmelerden dolayı oluşan yankılardan arındırılması ve temiz ses sinyaline dönüştürülmesi garanti edilmelidir. Bu da diğer internet trafikleri gibi verinin kaybına, gecikmesine ve engellemelere açık olması demektir. VoIP sistem unsurları; kullanılan protokoller, VoIP cihazları, yazılımlar gibi farklı parametrelerden oluşur. iletişim altyapısında yer alan VoIP cihazları, noktalar arası ses iletiminde kullanılmaktadır. Kullanıcının iletişimde kalabilmesi için bir ağa bağlanması, internete erişebilmesi gerekir. Bununla birlikte bir arayüz kullanmalı, bazı durumlarda şifreleme işlemleri yapılmalı, duruma uygun protokol seçilmelidir [2].

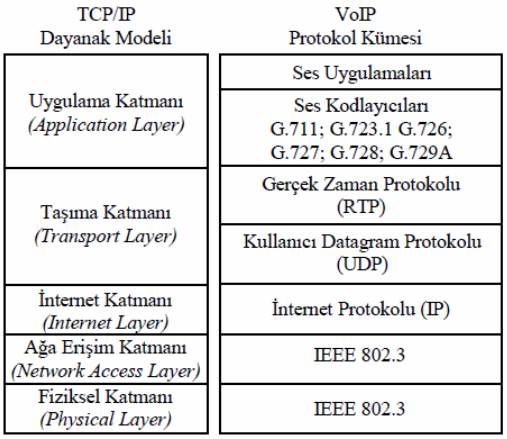
2. VoIP Protokol Mimarisi Ve Standartaları

VoIP protokol mimarisi, ITU-T önerilerinde H.323 önerilerinin şemsiyesi altında tanımlanmaktadır. H.323 standartları, IP üzerinden yapılan gerçek zamanlı (real time) çoklu ortam (multimedia) iletişimle ilgili veri sıkıştırma (data compression) ve çağrı denetimi (call control) protokollerini tanımlar. H.323 protokol mimarisinde, sesin IP paketleri haline getirilmesi ile ilgili bölümü LAN tabanlı bir VoIP uygulaması için Şekil.1 de TCP/IP dayanak modeli ile karşılaştırılmalı olarak gösterilmiştir. Analog sesin sayısala dönüştürülmesi ve sıkıştırılması ile ilgili ITU-T standartları aşağıda verilmiştir. Her standartın yanında iletim hızı, kanal gecikmesi hariç uçtan uca gecikme ve ses kalitesi belirtilmiştir [5].

G.711 PCM (Pulse Code Modulation): 48, 56, 64 kbps; gecikme << 1 ms; ses kalitesi çok iyi.

G.723.1 MPE/ACELP (Multi-Pulse Excitation Algebraic Codebook Excited Lineer Prediction): 5.3, 6.3 kbps; gecikme 67-97 ms; ses kalitesi: 6.3 kbps için iyi, 5.3 kbps için orta.

G.726 ADPCM (Adaptive Differential PCM): 16, 24 32, 40 kbps; gecikme 60 ms; ses kalitesi 40 kpbs için iyi, 24 kpbs için orta.
G.727 AEDPCM (Adaptive Embedded Differential PCM): 16, 24 32, 40 kbps; gecikme 60 ms; ses kalitesi 40 kpbs için iyi, 24 kpbs için orta.
G.728 LD-CELP (Low Delay Codebook Excited Lineer Prediction): 16 kbps; gecikme << 2 ms; ses kalitesi iyi.
G.729A CS-ACELP (Conjugate Structure- ACELP Ek A: Karmaşıklığı azaltılmış algoritma): 8 kbps; gecikme 25-35 ms; ses kalitesi iyi.



Şekil 1. VoIP Protokol Kümesi ve TCP/IP Dayanak Modeli

RTP (Real-time Transport Protocol), gerçek zamanlı ses, video ya da simülasyon verilerinin uçtan ucu taşınmasını sağlayan protokoldür. RTP, kaynak ayırımı (resource reservation) yapmaz. RTCP (RTP Control Protocol), RTP protokolü ile birlikte çalışır ve oturumda yer alan tüm kullanıcılara periyodik olarak kontrol paketleri göndererek alma kalitesi (reception quality) ile ilgili bilgi sağlar. Eğer sıkışıklık oluşmaya başlamışsa, uygulama veri hızını azaltabilir. Gerçek zamanlı ses ve video iletişiminde, varış noktasına erişemeyen kayıp paketlerin tekrar gönderilmesi sorun yaratacağı için kayıp paketlerin tekrar gönderilmediği bir taşıma katmanı protokolü seçilmesi gerekmektedir. Bu nedenle, gerçek zamanlı ses ve video uygulamalarında TCP (Transmission Control Protocol) yerine UDP (User Datagram Protocol) seçilmektedir [5,6].

3. OPNET

Günümüzde, bilgisayar ağlarının alanları tüm dünyaya hızla yayılmaktadır. OPNET içinde bulundurduğu ağ benzetmeleri ile model tasarlayabilir, benzetebilir, analiz edebilir, alternatif yollar düşünebilir, sistem için makul maliyeti hesaplayabilirsiniz. OPNET programı ile ağları bilgisayar ortamında birebir şekilde oluşturabilir ve program üzerinde benzetimlerini yapabilirsiniz. Veri mesaj akışları, paket kayıpları, kontrol ve yönlendirme mesaj akışları, bağlantı hataları, bit hataları gibi sayısız birçok hatayı görünür kılmakta farklı ağ ve protokol davranışlarını göstermek için en az maliyette etkin bir çözüm yolu sunmaktadır. OPNET' in ana amacı olarak girdi ve çıktı ele alındığında maliyete karşı sistemin performans ve kullanılabilirliği üst seviyede tutmaya çalışmaktadır. Şekil. 2'de görüldüğü üzere tanımlanan projelerin içerdikleri bilgiler eklendikten sonra benzetim yapılarak sonuçlar analiz edilmektedir.



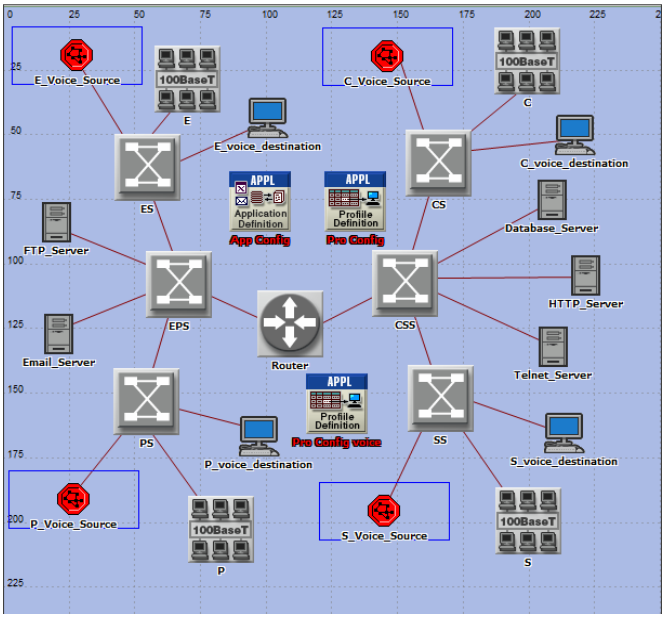
Şekil 2. Opnet İslem Akısı

OPNET modelleme programı kullanılarak, birçok akademik çalışma yapılmıştır. Özellikle yurtdışı makale yayınında OPNET simülasyonları kullanılmıştır. Bunun yanında birçok tez çalışması OPNET temeline dayandırılarak gerçekleştirilmiştir

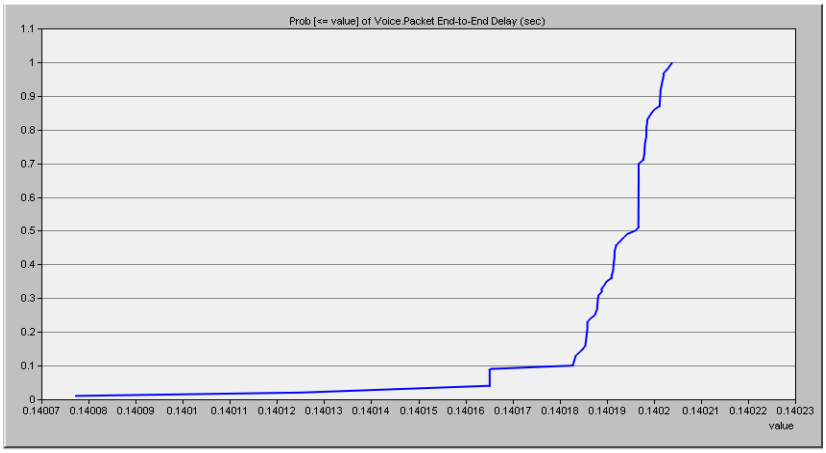
4. Benzetim Sonuçları

OPNET 14.0 modelleme sistemi simülasyonunda kullanılan parametreler ;

- 250x250 m ofis seçilmiştir.
- Network Topolojisi: Ethernet
- CODEC olarak G.711, 6 adet switch, 5 adet Application server, 1 adet router, 4 ethernet LAN, 23 full duplex links kullanılmıştır.

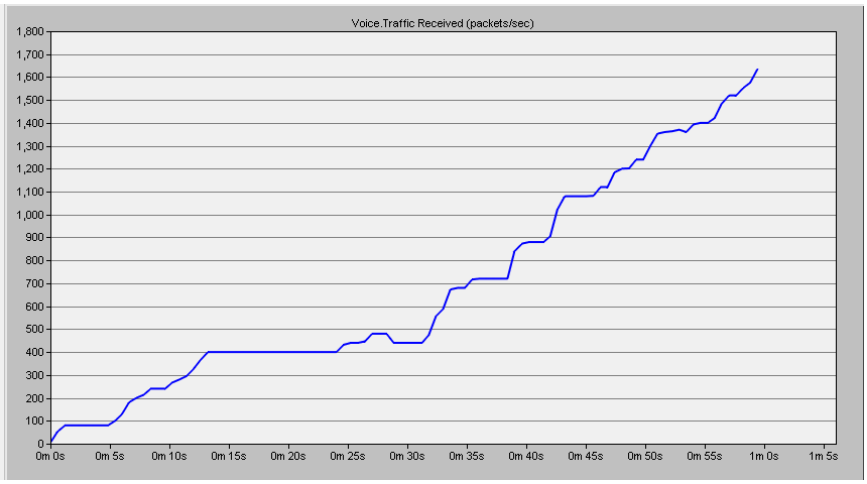


Şekil 3. VoIP Senaryosu



Şekil 4. Sesli aramanın medium load (orta yük) için uçtan uca gecikmesi.

OPNET 14.0' da yapılan simülasyon çalışmasında yük durumu göz önüne alınarak sonuçlandırılmıştır. Şekil. 4' e göre Y pozisyonunda 0.5 referans değeri alınarak uçtan uca gecikme süresi ölçülmüştür. Referans değerine göre uçtan uca gecikme süresi 0.14195 saniye olarak ölçülmüştür.



Şekil 5. Medium load alıcı trafiği (packet/sec)

Şekil 5'e göre medium load için gönderilen ve alıcı trafiği, referans değeri 0.5 için uçtan uca gecikme süresine olan 0.14195 saniyeye karşılık gelen paket sayı 400 packet/sec olarak ölçülmüştür.

5. SONUÇ

Tablo 1. Medium load için Simülasyon sonuçları

Yük	Uçtan uca gecikme süresi (sec)	Alıcı trafiği (packet/sec)
Medium load	0.14195	400

Yapılan çalışmadaki temel amaç, internet protokolü üzerinden ses hizmeti performans analizi elde etmek ve bir ağ üzerinden sağlanabilecek ortalama çağrı sayısını tahmin etmektir. İnternet protokolü, kurumsal bir ağ üzerinden ses performansını analiz etmek amacıyla alınmıştır. Oluşturulan network ağında medium load için gönderilen ve alıcı trafiği, uçtan uca gecikme performans analizleri sonuçlandırılmıştır.
Internet protokolü üzerinden ses performansını etkileyen çeşitli faktörler tartışılmıştır. Ağ tarafından desteklenen çağrı sayısının analitik olarak hesaplanması gerçekleştirilmiştir. Yükteki trafik analizi hesaplamalarında OPNET modelleme simülasyon araçları kullanılmıştır.
Ses bilgisini sayısal hale getirmek için G.711 CODEC i kullanılmıştır. Kalite faktörünü etkileyen ses trafiği ve uçtan uca gecikme sonuçları bulunarak simülasyon grafikleri karşılaştırılmıştır.

6. Kaynaklar

[1] Held G., Understanding IPTV, CRC Press, s.1-3, 2006

[2] Baharlooei Z., ve Hasemi M., ' A Low Cost VoIP Architecture For Private Network', International Conference on Future Networks, 2009

[3] İnternet: http//www.opnet.com/university_program/partic ipant_spotlight/universities.html,2009

[4] Pandey S., Secure Localization and Node Placement Strategies for Wireless Networks. Doctor of Philosophy Thesis, Auburn University, 2007

[5] ITU-T Recommendation G.711. 'Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frequencies',1993

[6] Koram. M and Tobag İ. F. 'Analysis of Delay and Delay jitter of voice Traffic in the internet' comput. Netw. Mag. Pp. 711-726. 2002

DVB-T'de OFDM Performans Analizi

K. Sercan Bayram, M. Ayyüce Kızrak, A. Zafer Zeytinoğlu, Ş. Taha İmeci
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
sercanbayram@halic.edu.tr, ayyucekizrak@halic.edu.tr, azzeytinoglu@hotmail.com,
tahaimeci@halic.edu.tr

Özet: *Günümüzde kullanılan çatı antenleri analog yayınları almaktadır. Analog yayının dezavantajı bir frekansta sadece bir televizyon kanalının yayın yapmasıdır. DVB-T (Sayısal karasal TV yayını) görüntü ve ses kalitesi analog yayına kıyasla yüksektir. DVB-T sayesinde tek frekansta dört farklı kanalın yayını mümkündür. Kanalların girişimi ve gölgelenme DVB-T sayesinde sona ermiştir. DVB-T'yle interaktif hizmetleri kullanma imkânı da getirilmektedir. Anahtar özelliği, sayısal işaretlerin iletiminde COFDM (Kodlu dik frekans bölmeli çoğullama)'in kullanılmasıdır. Karşılaşılan problemler çoklu yol etkisi, kanallar arası girişimdir. Bunu engellemek için COFDM seçilmiştir. Bu çalışmada, MATLAB kullanılarak, OFDM'in DVB-T sisteminde çalışma performansı incelenmiştir. Performansı artırmaya yönelik DVB-T için belirtilen frekanslar üzerinde OFDM taşıyıcı sayıları ve frekans karşılaştırmalar yapılarak optimum sistemin tasarlanması hedeflenmiş ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir.*

1. Giriş

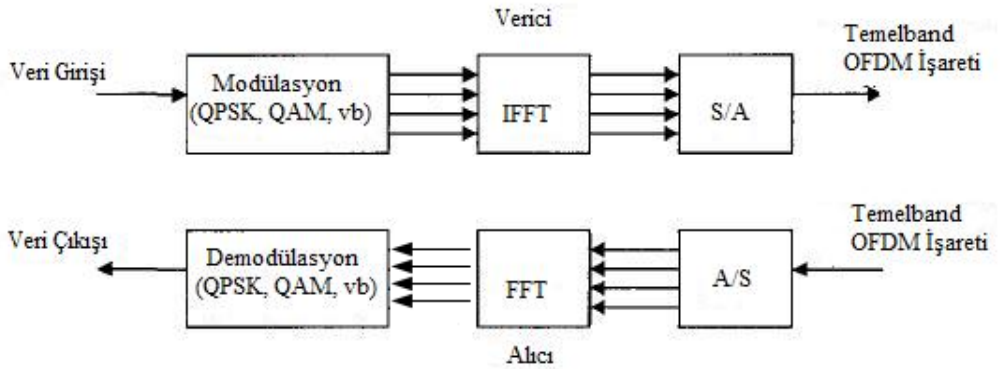
Sayısal teknoloji, temel bant verimliliği, esneklik ve RF başarımı gibi konularda büyük üstünlüklere sahiptir. Bu nedenden ötürü, televizyon işaretlerinin sayısal olarak iletilmesi yayıncılar için oldukça cazip bir seçenek haline gelmiştir. Bu gelişmelerin ışığı altında televizyon yayınları sayısal teknolojiye dönüşmüştür. Sayısal yayının iletildiği bant genişliği içerisinde birden fazla program yayınlanabilmekte ve daha iyi görüntü kalitesine sahip olabilmektedir.

Özel çok taşıyıcılı modülasyon yöntemi olan COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ile DVB'nin yolları 1990'ların ortasında, işaret işleme teknolojisinde yaşanan büyük gelişmeler sayesinde kesişti ve ortaya karasal ortamlarda, sayısal televizyon yayınlarının verimli bir şekilde iletimi için kullanılabilecek bir sistem çıktı.

Bu çalışmada, MATLAB kullanılarak, OFDM'in DVB-T sisteminde çalışma performansı incelenmiştir. Performansı artırmaya yönelik DVB-T için belirtilen frekanslar üzerinde OFDM taşıyıcı sayıları ve frekans karşılaştırmalar yapılarak optimum sistemin tasarlanması hedeflenmiş ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir.

2. OFDM (Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğıllama)

Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM), frekans seçimli kanallarda sinyal iletimi için yaygın şekilde kullanılan bir tekniktir. Temel olarak bu teknikte, kanal band genişliği belli sayıda alt bandlara bölünerek, her bir alt-taşıyıcı için tahsis edilmiş frekanslarda düşük hızlardaki taşıyıcıların çoğullanması sağlanır. Alıcı tarafta sinyalleri birbirinden ayırmak için taşıyıcı frekans boşluklarının birbiri üzerine binmemesi gerekmektedir. Bu zorunluluk, frekans spektrumundan tam olarak verim alınmasını engellemektedir. Band genişliğinden daha fazla yararlanma ihtiyacıyla birlikte, bu probleme karşı dikgen frekans bölmeli çoğullama tekniği (OFDM) önerilmiştir.



Şekil 1. OFDM Alıcı - Verici Blok Diyagramı

Şekil 1'de de görüldüğü gibi OFDM'de ters hızlı fourier dönüşümü (IFFT) algoritması gerçel örnek vektörlerine uygulanır. Koruma aralığı vektörün başına vektör sonu bileşenleri tekrarlanarak girilir. İşareti pencereleme fonksiyonu band genişliğini sınırlamak için gereklidir. En çok kullanılanı artan kosinüs fonksiyonudur.

Daha sonra işaret kanaldan geçirilir kanala eklenecek gauss gürültülü ve c(t) lineer frekans cevaplı olarak modellenir. Alıcıda işaret tekrar vektörler şeklinde düzenlenir ve koruma aralığı işaretten çıkarılır. Kompleks vektör sembollerini yeniden elde etmek için hızlı fourier dönüşümü(FFT) uygulanır.

2.1. Sayısal Görüntünün İletilmesi

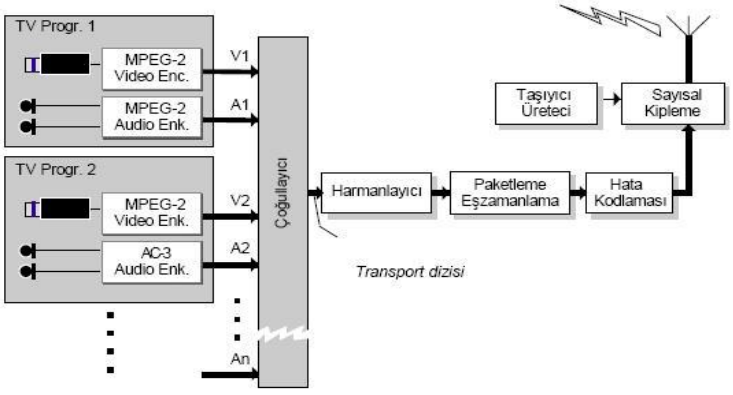
Standart PAL kalitesinde bir görüntü için 13MHz civarında örnekleme hızları ve renkli resim için örnek başına 23 bit'lik kodlama gerekir. Bu durumda PCM olarak kodlanan bir görüntünün iletilmesi için gerekli veri hızı basit bir hesapla bulunabilir.

$$\mathbf{R}_n = 13*24 = 312\text{Mb/s}$$

Görüldüğü gibi standart bir resim için bile veri hızı saniyede 300MB'nin üzerine çıkmaktadır. Yüksek çözünürlüklü televizyon sistemlerinde(HDTV) is veri hızı 1GB/s' den fazla olacaktır. Bu kadar yüksek bir veri hızında TV işaretlerinin iletilmesi ve saklanması pratik olarak uygulanabilir değildir. Bu durumda yapılacak tek iş sayısallaşmış işaretin özel tekliklerle sıkıştırılarak veri hızının makul seviyelere çekilmesidir. Sayısal TV için 3-8MB/s, HDTV için 18-20MB/s gibi makul hızlara inebilmek için 100:1, 50:1 gibi oranlarda bir sıkıştırmaya gerek vardır.

Elde edilen kodlanmış sayısal işaretin kablo veya uzaydan iletilmesi için bir sayısal modülasyon işlemine tabi tutulması gerekir. Bu iş için her tür sayısal modülasyon sistemi kullanılabilir olsa da sayısal TV yayını için aşağıdaki modülasyonlar standart kabul edilmiştir.[1,2]

- **DVB-T:** Yerel yayınlar için **COFDM** (Kodlu Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama)
- **DVB-S:** Uydu yayınları için **QPSK** (Dikgen Faz Ötelemeli Anahtarlama)
- **DVB-C:** Kablo yayınları için **QAM** (Dikgen Genlik Modülasyonu)



Şekil 2. Sayısal TV işaretlerinin paketlenerek yayınlanması

3. DVB (DIGITAL VIDEO BROADCASTING) PROJESİ

Avrupa'da gelişmiş ve yüksek tanımlı(high–definition) televizyonun kökleri çoğullanmış analog bileşen (multiplexed analog component- MAC) donanımının geliştirilmesiyle ilgili çalışmaların başladığı, 1980'lerin başına kadar uzanmaktadır. EU–95 ve D-MAC/D2-MAC sistemlerinin geliştirilmesi için çok büyük bir çaba harcandığı halde, pazarın durumu ve sayısal işaret işlemede gerçekleşen hızlı gelişmeler Euraka programı, yerini tamamıyla sayısal yöntemler üzerine kurulu bir televizyon sistemi geliştirmek amacıyla başlatılan DVB projesine bıraktı.[3]

DVB, sayısal yayıncılığı dünya çapında standart hale getirmek için çalışan çok sayıda firma ve kurumun ortaklaşa kurduğu Avrupa kökenli bir kurumdur. DVB projesinde, EU–95 projesinde kazanılmış olan araştırma sonuçları ve bilgi birikimi kullanılmış, bunun yanında analog tabanlı donanım kullanımından tamamıyla vazgeçilmiştir.

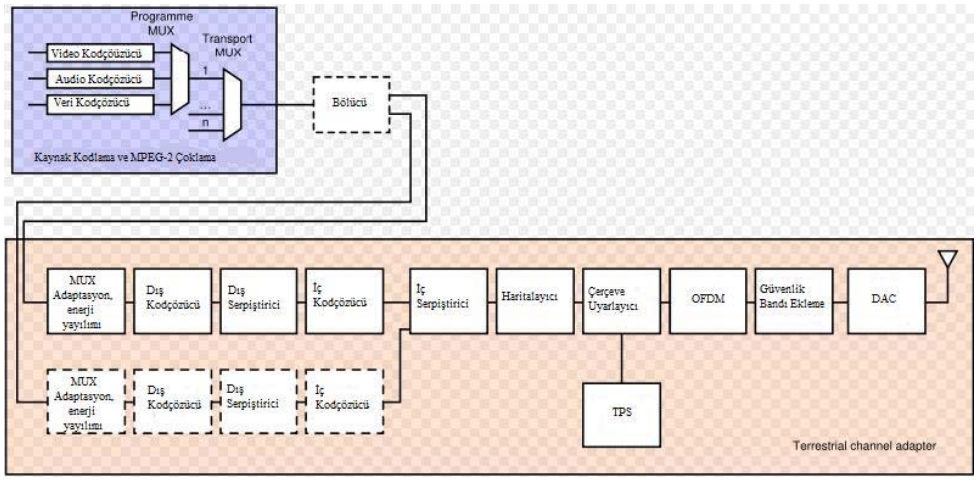
Değişik ortamlarda sayısal görüntü işareti iletimi için hazırlanan DVB standartlarının temel ilkesi "birlikte çalışabilirlik" tir. Sistemler, mümkün olduğunca, ortak bloklar kullanılarak tasarlanmakta ve sistemler arası uyum artmaktadır. Tüm şartnamelerde, ses ve görüntü işaretlerinin kodlanması için MPEG–2 seçilmiştir. İşaretlerin kodlanmasıyla birlikte, çoğullama, modülasyon, kanal kodlayıcı, şifreleme, veri iletimi, etkileşimli servisler gibi pek çok nokta standartlarında belirlenmiştir.

3.1. DVB-T Sayısal Karasal Yayın

DVB-T için en karışık DVB iletim sistemi denilebilir. Sistemin anahtar özelliği, sayısal işaretlerin iletiminde COFDM'in kullanılmasıdır. Standart oluşturulurken, ilgili şartnamede özellikle iletimin ne şekilde olacağı ve iletilen işaretin nasıl oluşturulması gerektiği üzerinde durulmuş, iletilen servis sayısı ve servislerin kalitesi konusunda bir sınırlama, ölçü getirilmemiştir.[4]

3.1.1 DVB-T Temel Sistem Yapısı

Temel bant televizyon işaretlerini, karasal karakteristiklere uygun hale getirmede kullanılabilecek, DVB tarafından önerilen sistemin blok diyagramı şekil 4'deki gibidir.



Şekil 3. DVB-T temel sistem yapısı

Sistem, COFDM iletiminde kullanılacak olan taşıyıcı sayısı kullanıcı(operatör) tarafından seçilebilecek şekilde geliştirilmiştir. Bu amaçla sayısal karasal yayın için iki iletim modu önerilmiştir:

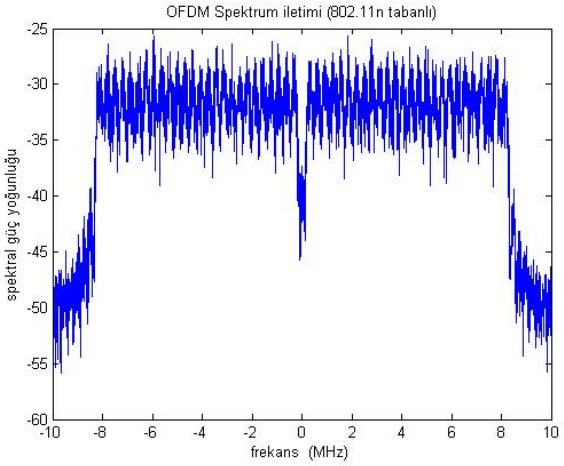
- **2K modu:** Tek vericinin yer aldığı uygulamalarda ve sınırlı verici gücünün söz konusu olduğu küçük tek frekanslı şebekelerde kullanmak için uygundur. İletimde 1705 adet taşıyıcı kullanılmaktadır.
- **8K modu:** İletimde 6817 adet taşıyıcı kullanılmaktadır. Taşıyıcı aralığı küçük olduğu için 224 μsn'ye varan koruma aralıklarını desteklemektedir. Bu özelliğinden ötürü, tek vericinin yer aldığı uygulamalarda, küçük ve özellikle büyük tek frekanslı şebekelerde kullanmak için uygundur.[5,6]

Sistem, farklı modülasyon şekillerinin (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) ve iç kod oranlarının kullanılmasına izin vermektedir. Bu özellik sayesinde frekans planlamasında esneklik sağlanmış ve değişken kanal şartlarında mümkün olabilecek en fazla bit iletim hızına ulaşması hedeflenmiştir.

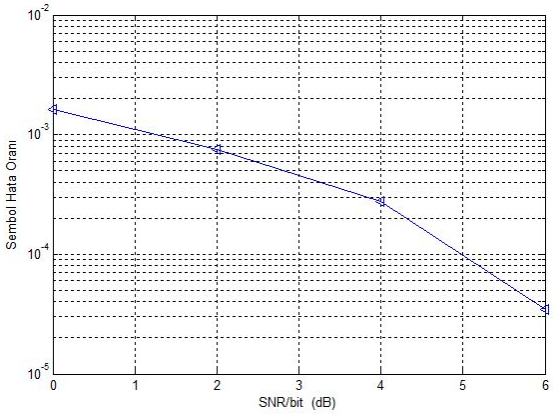
Sistem ayrıca, iki seviyeli hiyerarşik kanal kodlama ve modülasyonuna izin vermektedir. Hiyerarşik iletim durumunda şekil 3'de gösterilen sistem blok diyagramında, kesikli çizgi ile çizilmiş bloklar da sisteme dahil edilmektedir.

4. BENZETİMLER

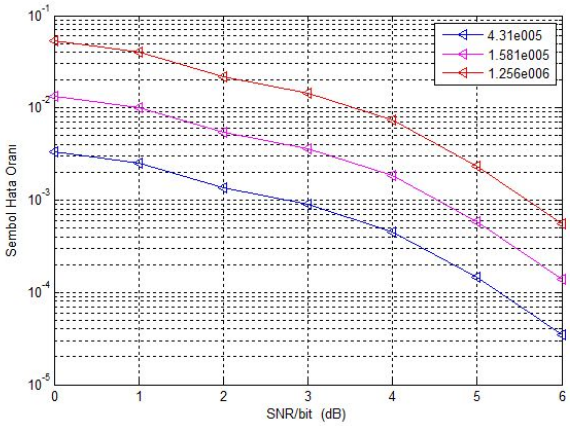
OFDM modülasyon tekniği çoğunlukla kablosuz iletişim için tercih edilmektedir. Bu teknik radyo kanal bozunmalarına karşı yeterli dayanıklılıkla yüksek veri hızlarını sağlayabilmektedir. Amaç DVB-T sistemi standartlarında OFDM işareti üretilmesi ve alışını benzetimler yardımı ile göstererek işaretin çeşitli adımlardaki durumunu ortaya koymaktır. Ayrıca OFDM'in DVB-T sisteminde çalışma performansını göstermek amacıyla iletilen işaretin SNR-SER performans grafiği elde edilmiştir.



Şekil 4. OFDM Spektrumu



Şekil 5. DVB-T'de OFDM Performans Analizi için SER-SNR Grafiği



Şekil 6. DVB-T'de OFDM Performans Analiz Sonucu.

5. BENZETİM SONUÇLARI

Benzetim sonucunda elde edilen 801.11n tabanlı OFDM spekrum iletimi şekil4'de gösterildiği gibidir. SER-SNR (sembol hata oranı/işaret gürültü oranı) uygulama sonuçları Şekil 5'de gösterilmiştir. SNR=8 dB'den sonraki değerler için benzetim SER sonuçları sıfır değerine ulaşmıştır. Bu durumun nedeni benzetimde giriş verisi olarak bir OFDM çerçevesi kullanılmış olmasıdır. Eğer daha fazla giriş verisi kullanılırsa SER-SNR grafiğinde 8dB sonrasının durumu daha net olarak görülebilir. Uygulanan çeşiti OFDM çerçevelerine gore elde edilen SER-SNR sonuçları şekil 6'da verilmiştir. Böylece OFDM çerçevesini çeşitli frekans aralıklarında hata oranları karşılaştırılmış ve performans analizi gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKLAR

[1] Van Kliniken N., Renirie W. (2000) " Receiving DVB-T: Technical Challenge".Proceedings of the International Broadcasting Convention, Amsterdam.

[2] Reimers U.(2005) "The Family of International Standards for Digital Video Broadcasting"Berlin,Germany

[3] Yalçın A.(2001) "DVB-T Modellemesi ve Simülasyonu", Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi,İstanbul

[4] Sensoy A.(2007) "DVB-T Sisteminde OFDM Performans Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.

[5]Bayram K.S.(2009) "IEEE 802.11n/g Standartlarında Çalışan Sistemlerde OFDM Modulasyon İnceleme ve Analizi",Lisans Tezi,Haliç Üniversitesi,İstanbul.

[6]Dikici S.(2009) "DVB-T Uygulamaları OFDM Frekans Kayma Etkisi Analizi",Lisans Tezi,Haliç Üniversitesi,İstanbul.

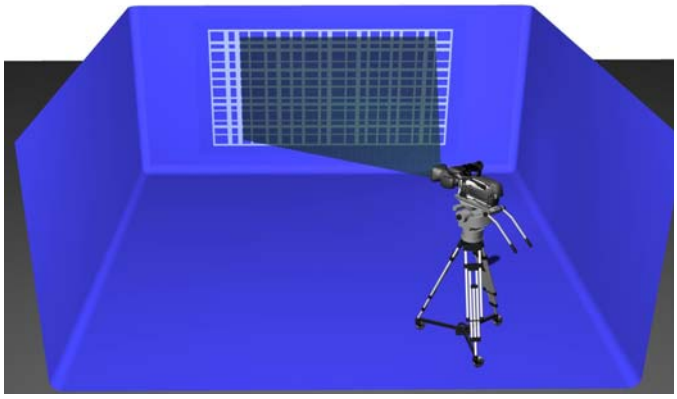
Sanal Stüdyo Tasarımı ve İzleme Seti Kalibrasyon Hsesaplamaları

Zeliha Merve Şencan, Derya Arıcan, Taha İmeci
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
İstanbul
z.m.sencan@hotmail.com, aricanderya@hotmail.com, timeci@halic.edu.tr

Özet: *Bir stüdyoda birden çok programın ucuz ve hızlı şekilde hazırlanıp kullanılabilmesi için sanal stüdyo uygulaması tercih edilir. Stüdyoda gerçek dekor kullanıldığında, bu dekorun kaldırılması ve bunun yerine yeni dekorun kurulması saatler sürer, fakat sanal stüdyo ile bu dekor değiştirme süresi sadece 1 dakika sürer. Kameradan bağımsız olan grafiği (Üç Boyutlu Model Stüdyo) kamera hareketlerine bağlı olarak gerçek zamanlı hareket ettirmek için Tracking sistem kullanılır. Tracking üç yöntemden oluşur. Bunlar Camtrack, DVP ve Mekanik Sensör yöntemleridir. Stüdyoda tracking sistemde kullanılan kamera pozisyonlarını doğru şekilde bulabilmek için stüdyo alanında bazı referans noktaları alınır. Bu şekilde kalibrasyon hesaplamaları yapılarak sanal stüdyo oluşturulur.*

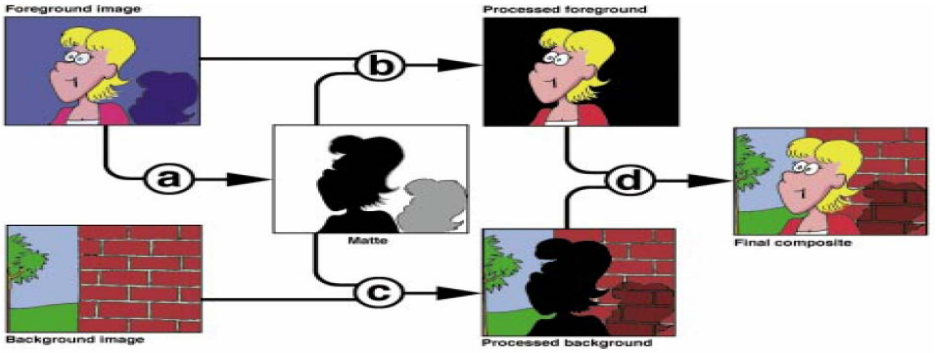
1. Üç Boyutlu Modelleme

Chroma keyer (örnek rengi yok eden cihaz), ana renklerden mavi ya da yeşil renkte homojen bir şekilde Şekil 1'deki gibi stüdyo oluşturur (greenbox). Belirlenen renk chroma keyer cihazında örnek renk (sample colour) olarak ayarlanır. Bu şekilde chroma keyer cihazı girişine giren videodaki bu renkleri yok sayar. Bunun yerine (back ground) arka plan resmini koyar bu şekilde grafik oluşur.



Şekil 1: Greenbox

FG (ön işleme) stüdyo kamera çıkışı iken (video sinyal) BG (arka plan) sadece bir resimdir. Dosya sunucundan (file server) kontrol bilgisayar aracılığıyla HDVG (yüksek çözünürlüklü video grafik)'ye yüklenir. Burada sinyale dönüştürülür.
Bundan sonraki adım chroma keyer cihazı ile elde ettiğimiz BG ve FG'ı senkron şekilde hareket ettirmektir. Yani kameranın pan, tilt, focus, zoom (sağ-sol, yukarı-aşağı, netlik ve yakınlaştırma) hareketlerinde BG'yi sanki gerçek stüdyoymuş gibi hareket ettirmektir. Bunun için tracking set yöntemini kullanırız.
3 boyutlu modelleme için; 3DMAX veya MAYA programlarından biri tercih edilir. Amaç tasarlanan grafiğin (sanal stüdyonun) olabildiğince gerçeğe yakın olmasını sağlamaktır. Sanal stüdyoda kullanılacak grafik objeleri gerçek objelerle orantılı olmalıdır. Bunun için stüdyonun ölçüleri dikkate alınarak tasarım yapılır. Render, sahneye eklenen objelerin konum, renk, boyut, animasyon ve kullanılabilecek her türlü özelliği veriden görsel grafiğe dönüştürme işlemidir. Şekil 2'de gösterilmiştir.



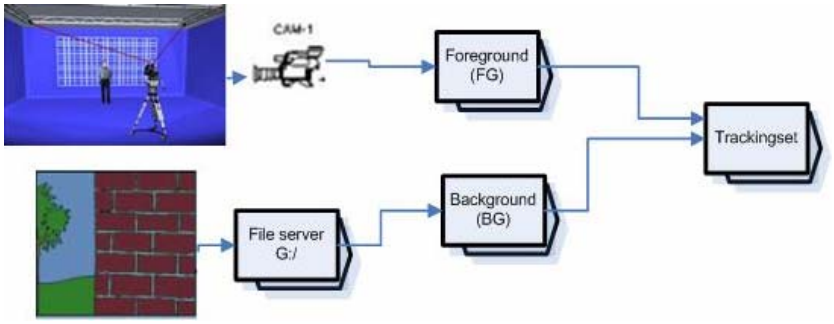
Şekil 2: Sanal stüdyo ile grafiğin birleştirilip program çıkışının elde edilmesi.

Üç boyutlu tasarım; 3D MAX ve MAYA'ya göre daha sınırlı olduğu için sahnenin tasarımı için gerekli tüm özellikleri sağlayamayabilir. Bu nedenle sahne 3D MAX veya MAYA'dan export üç boyutlu designer'a import etme işlemi yapılır. Import ettiğimiz sahnede gerekli düzenlemeler yapılır ve üç boyutlu model file server da *G:/projects* adresine kaydedilir. Bu adres önemlidir çünkü bu grafiği kullanacak olan diğer bilgisayarlar doğrudan bu adrese gider, gerekli sahneyi burada ararlar. Eğer burada yoksa ekrana grafiği veremez ekran siyah olur.

Maestro + Page editor; Üç boyutlu tasarımdan kaydedilen modelin üzerinde yayına verilmeden önce değiştirilebilecek kısımlarını belirlemek için veya bir veri tabanından bilgi çekmek için kullanılır. Yayın sırasında yanlışlıkla yayına istenmeyen sahne veya bilgi gönderilmesini önlemek için kısıtlamalar da buradan yapılır.

2. Trackingset (İzleme Seti)

Grafiğin gerçek kamera hareketine göre hareket ettirilmesidir. Burada FG (keylenecek görüntü), stüdyo kamerasının görüntüsüdür. Kameranın sağ-sol, aşağı-yukarı, zoom in-zoom out, focus ayarlarına göre doğrudan değişir. Fakat BG kameradan bağımsız bir görüntüdür. Dolayısıyla kamera hareketlerine göre hareket etmez. Burada çeşitli tracking yöntemleri kullanılarak BG'de kamera hareketlerine göre hareket eder hale getirilir. Yapılan bu işleme Tracking denir yani izleme. Şekil 3'de görüldüğü gibi bu birlikteliği sağlamak için camtrack, DVP, sensör modu yöntemleri kullanılır. [1]

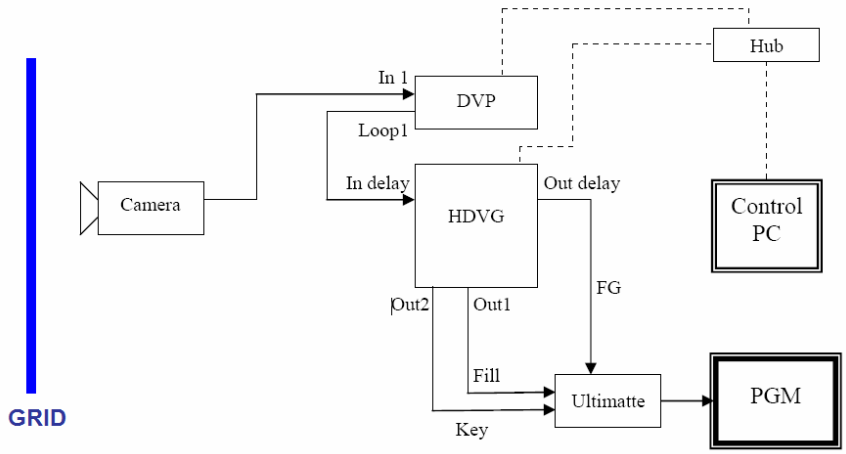


Şekil 3: Trackingset'in oluşumu

2.1. İzleme sistemi (Camtrack); Stüdyoda kızıl ötesi ışık (led ölçü birimi) kullanarak stüdyo kamera hareketlerini izlemek için güçlü bir izleme sistemidir. Stüdyo kameralarına bağlı LED' lerin hareketini izlemek için iki izleme kameralarından oluşur ve Camtrack için tasarlanmış bilgisayar üzerindeki LED' leri görüntüler.
Stüdyo alanında sistem için doğru olarak ledi bulabilmek için tracking kameraların hazırlanmış olması gereklidir, stüdyonun birçok noktasında seçilmiş ve dikkatlice ölçümlendirilmiş (harici kalibrasyon) olmalıdır.
Yani, stüdyo kameralarının X, Y, Z konumunu belirler ve tracking sete gönderir. Pan, tilt, focus ve zoom bilgilerini gridden alır. Gridi görerek kamera hareketli şekilde kullanılır. [2]

2.2. Sayısal Resim İşleyici (DVP); X, Y, Z konum bilgisini camtrackten alır. Gridi barkot şeklinde algılayan ve pan, tilt, focus ve zoom hareketlerini ayarlayarak bir data oluşturup HDVG' ye gönderen bilgisayardır. Bilgiyi gridden alır. HDVG, gerçek zamanlı grafik oluşturmak için digital video oluşturma platformundaki yeni

standartlardır. Alınan tracking dataları ve chroma keyerdan gelen grafik dataları ile HDVG de birleştirilir. HDVG çıkışında gerekli geciktirme işlemleri yapılarak yayına verilir. Bu akış Şekil 4'de gösterilmiştir. Tracking data ve grafik data alınıp işlenmesi zaman aldığından görüntü 3 veya 4 kare geciktirilir. X, Y, Z konumu sabit tutulur. Hareketli kullanılamaz, sabit kullanılmalıdır. Konum verilerini Grid'den aldığımız için DVP'nin sağlıklı data üretebilmesi için kameranın Grid'in en az %15'ini görmesi gerekir. Grid dışında sağ-sol, aşağı-yukarı, fokus ve zoom algılayamayacağından BG ve FG uyumsuzlukları meydana gelir. Stüdyoya harici yeşil bir obje koyarsak DVP bu obje ile stüdyo görüntüsü arasındaki renk geçişinden de data üretir ki grid gibi algılar. Bu da bozucu bir datadır. Grid'in çok uzakta olması ince grid çizgilerini algılayamayıp bozuk bir kod oluşturacağından kameranın gride olan mesafesi önemlidir.



Şekil 4: Kameradan gelen verinin sisteme gönderilmesi

2.3. Mekanik sensör; XYZ koordinat değerlerini IR (kızıl ötesi) kameralar aracılığıyla Camtrack'ten alır. FOV (Field Of View) hareketleri dediğimiz sağ-sol, aşağı-yukarı, zoom in-out, focus sıfır-sonsuz değerlerini de mekanik araçlar aracılığıyla aldığından Grid bağlılığı yoktur. Bu sayede kameraların gridi görmesinin mümkün olmadığı kamera planlarında bu sensör mod kullanılır. Böylece grid bağımlılığı olan Camtrack ve DVP mod yöntemlerinin sınırlı kaldığı durumlara çözüm getirilmiş olur. Bu yöntemin dezavantajı ise XYZ üç boyutta hareketli olarak kullanılamaz. Kameranın konumu değiştirildiğinde Trackingset arayüzünden manual olarak yeniden konum bilgisi alınır. Tüm sensör modlu sistemler bir Alıcı Arayüz kullanır. Burada da arayüz olarak ASB (Ses Algılama Kutusu) kullanırız. Bu arayüz işlevler; değişik sensörlerden veri toplar ve tracking sistemine gönderir, sensörden gelen elektirsel verileri bilgisayarın okuyabileceği şekilde kodlar ve bu datayı hangi bilgisayar kullanacaksa o bilgisayara yönlendirir. [3]

3. Tracking Kamera Harici Kalibrasyon:

Stüdyoda tracking sistemde kullanılan ledlerin yerlerini doğru şekilde bulabilmek için stüdyo alanında bazı referans noktaları alınır. Bu prosedür harici kameranın kalibrasyonunu refere etmek içindir. Eğer bir tracking kameranın pozisyonu ya da oryantasyonu (yönlendirmesi) değiştirilirse harici kalibrasyon tekrardan yapılır. Stüdyo alanının belirlenmesi kalibrasyon sürecinin ilk adımıdır. Sistem için sağlanan referans noktaları aynı alanda fiziksel olarak ölçülmüş 4 noktadan oluşur. Alan belirlenmesi için; Stüdyonun zemininde kalibrasyon noktaları ve referans noktaları işaretlenir, stüdyo zeminindeki kalibrasyon noktaları ve kalibrasyon noktaları olarak seçilen 4 nokta için kesin koordinatlar camtrack sistem tarafından hesaplanır.
İşaretlenen noktalar referans noktaları 2 grup olarak işaretlenmelidir.
Stüdyo zemin kalibrasyon noktaları; stüdyo zemininde seçilen 4 nokta farklı yerlerde (rastgele) olmalıdır. Referans noktaları; stüdyo panelinin yani gridin köşesinde 3 nokta seçilir. Bunlar stüdyonun eksenini belirler. İşaretlenen referans noktalarının pozisyonları ve stüdyonun zemin noktaları çok dikkatli bir şekilde seçilmeli ve tabloya kaydedilmelidir. Ölçümlerin hassasiyeti bütün optimum sonuçlar için 1mm olmalıdır. Stüdyo alanındaki ledin 3 boyutlu pozisyonunun kesin olarak hesaplanabilmesi için bu kısımda kalibrasyon bütün verilerinin kalibrasyon dosyasında olması gerekir. Bu adımda stüdyo alanı dışında kullanılabilecek 2 nokta dışarıda pozisyonlandırılır. Bu noktalar harici noktalar olarak refere edilmiştir. [2]

Referans Noktaları	Referans Noktalarının Koordinatları			Kalibrasyon Noktalarının Referans Noktalarına Uzaklıkları				Ekstra Kalibrasyon Noktaları	
	X	Y	Z	P1	P2	P3	P4	P5	P6
A	0	0	0 m	7.128 m	6.203 m	9.416 m	9.963 m	8.734 m	8.022 m
B	0	0	1.885 m	7.507 m	6.628 m	9.727 m	10.241 m	8.749 m	7.993 m
C	5	0	0 m	6.014 m	6.983 m	10.120 m	9.071 m	7.684 m	8.874 m
			X	3.96402 m	1.47149 m	1.12467 m	4.19783 m	4.22389 m	7.59470 m
			Y	5.90045 m	9.32689 m	9.32689 m	9.01887 m	1.06046 m	7.87986 m
			z	0.0450 m	0.045 m	0.045 m	0.045 m	1.5450 m	1.5450 m

Tablo 1: Sanal stüdyonun kalibrasyon noktaları [4].

Bu kalibrasyon analizi sonucunda Greenbox'daki referans noktaları ile grafiğin referans noktaları Tablo 1'de görüldüğü gibi üst üste getirilerek istenen görüntü elde edilir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada sanal stüdyo tasarımı için gerekli olan iki ana başlık incelenmiştir. Bunlar üç boyutlu modelleme ile oluşturulan grafik kısmı ve ilgili hesaplamaların yapıldığı izleme setidir. İzleme setini oluşturan ve stüdyo kullanımının ihtiyaçlarına göre manuel olarak ayarlanabilen izleme seti çeşitleri incelenmiştir. İzleme seti üç çeşittir; izleme sistemi, sayısal resim işleyici ve mekanik sensör. Öncelikle, stüdyoda değişmeyecek bir nokta referans olarak alınır. Sanal stüdyoda grafik ile gerçek objeleri (sunucu,masa gibi) daha gerçekçi göstermek için seçilen referans noktasının X,Y,Z koordinlarının (0,0,0) olması gereklidir. Grafik kısmında da sanal stüdyoya benzer bir stüdyo tasarlanır ve referans noktaları aynı seçilir. Referans noktalarını birleştirdikten sonra stüdyodaki kamera hareketleri belirlenir. Kameraların görüş açısında olmak şartıyla zemin üzerinde rastgele noktalar seçilip stüdyo ölçeklendirmesi yapılır. Bundan sonraki aşama olarak, kalibrasyon hesaplamaları için özgün algoritma geliştirilmesi düşünülmektedir [5].

5. Kaynaklar

[1] Nitsan Rachman October 2006, An İntroduction to TrackingSet.
[2] Camtrack User Guide Version 1.0
[3] Nitsan Rachman 2006, Tracking Systems Overview
[4] TRT İstanbul Televizyonu Sanal Stüdyosu, 2009.
[5] 3-D Virtual Studio for Natural İnter-"Acting", IEEE Transactions on Systems, man and cybernetics-Part A:Systems and Humans, Vol 36, No: 4, July 2006.

WLAN AĞ YAPISININ OPNET PROGRAMIYLA PERFORMANS ANALİZİ

Zafer DOĞAN, Aktül KAVAS[2]
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
doganzafer@gmail.com

[2]Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
aktul.kavas@gmail.com

Özet: *Dizüstü bilgisayarların ve kişisel dijital asistanların (PDA) yaygınlaşması, kullanıcıların belirli bir noktaya bağlı kalmadan bilgiye daha kolay ve hızlı ulaşmak istemeleri, kablosuz haberleşme konusundaki talebi artırmaktadır.Kablosuz haberleşme hareketlilik (mobilite) özelliğinin yanı sıra kişiselleştirme, yerelleştirme ve doğrudan bağlantılar için olanak sağlamaktadır.*
Kablosuz yerel ağların kullanılması ile hızlı ve sorunsuz olarak mevcut kablolu yerel ağların kapsaması genişletilebilmekte, yeni ofisler veya geçici kapsama alanları oluşturarak hareketli kullanıcılar için kolayca ağ erişimi sağlanmaktadır.
Bu çalışmada IEEE 802.11 g standardında 30mx30m lik bina içi kapsamasında çalışan kablosuz yerel ağ uygulamasının OPNET programı ile benzetimi yapılmış, kullanıcıların erişim noktası konumlarına göre değişik senaryo ve uygulamalarla kablosuz ağ yapısı oluşturulmuş, farklı verici güçleri ve alıcı duyarlılıklarına bağlı olarak paket gecikmeleri, net veri hızı, her bir mobil kullanıcı ve erişim noktasına ilişkin taşınan yük değerleri incelenmiş ve performans analizi yapılmıştır.

1.Giriş

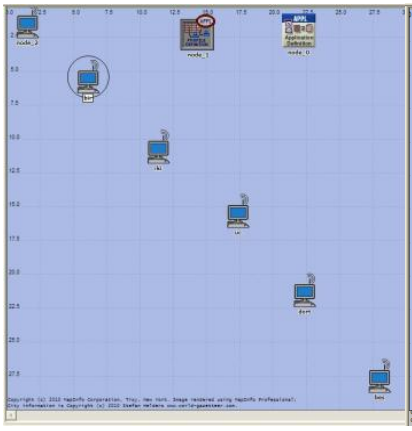
Bilgisayar ağları, kullanıcılara bilgisayarlar arası bilgi paylaşımı yapabilecekleri bir ortam sunmaktadır. Ağda bulunan ve paylaşıma açılmış kaynaklar (çevre birimleri, dosyalar vb) ağdaki tüm bilgisayarlar tarafından konumdan ve zamandan bağımsız olarak kullanılabilmektedir.
Gelişen teknoloji ile birlikte, kullanıcıların konuma bağlı olmadan kaynak paylaşımı, internet erişimi gibi servislerden yararlanma ihtiyacını artırmıştır.
Kablosuz yerel ağlar geleneksel ağ teknolojilerinin bütün özelliklerini sağlamakla birlikte bu hizmeti telsiz olarak kablolara gerek duymadan verir. IEEE(Elektrik-Elektronik Mühendisleri Enstitüsü) 1997 yılında kablosuz ağlar için 802.11 standardını onaylamıştır. Bugün 802.11 standardı bina içi ve bina dışı haberleşmede bir noktadan çok noktaya veya bir noktadan bir noktaya haberleşme için kullanılmaktadır.[1]-[2]
Kablosuz yerel ağlar 2.4GHz ve 5GHz frekans bantlarında 30 metre uzaklığa kadar 54Mbps veri iletim hızında çalışırlar. Söz konusu ağlar yerel kullanım amacıyla geliştirilmiş olduklarından 25-100 metre haberleşme mesafesine sahiptirler. Günümüzde en fazla kullanılan standartlar 802.11a, 802.11b ve 802.11g standartlarıdır.
Bu çalışmada kablosuz ağ standartlarının farklı uygulamalarda gösterdikleri performanslar incelenerek ihtiyaca uygun haberleşme parametrelerinin analizi yapılmıştır.

2. OPNET Modeler Programı

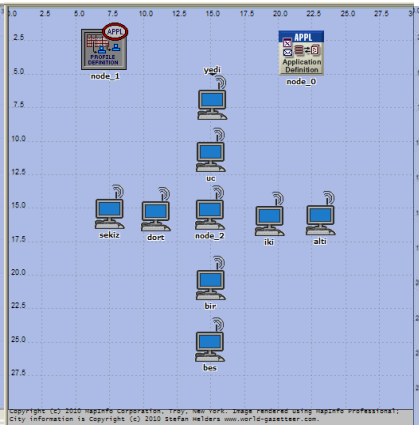
OPNET Modeler, kablolu ve kablosuz ağların modellenerek benzetimlerinin yapılmasına olanak sağlayan programdır. Programla, sırayla ağın modellenmesi, veri toplama, benzetimin yapılması ve benzetim sonuçlarının analiz edilmesi işlemleri yapılabilmektedir.
OPNET Modeler programı, değişik ağ protokollerinin ve değişik (3Com, Cisco, Bays Network gibi) firmaların üretmiş oldukları çeşitli ürünlerin (anahtar ve yönlendirici gibi) modellerinin bulunduğu geniş bir kütüphaneye sahiptir. Programın en büyük avantajlarından biri de kullanıcıların yeni protokol ve ürünlerin modellerini oluşturarak analiz yapabilmesidir.
OPNET Modeler programı ile sistemin modellenmesi, süreç(proses), düğüm ve proje editörleri kullanımı ile gerçekleşmekte olup, söz konusu editörler arasında hiyerarşik yapı mevcuttur.
Ağ modelinde bulunan her bir nesne düğüm editörü içinde tasarlanan modüllerden oluşmaktadır. Düğüm editörü içinde bulunan modüllerde ise süreç editörü içerisinde ağ elemanlarının davranışlarını düzenleyen geçiş diyagramları ve Proto C kodları bulunmaktadır.
Proje editörü, ağ modellerinin geliştirildiği, alt ağlar, bağlantı hatları, düğümler ve coğrafik içerik tanımlamalarından oluşan editördür. Bu editör temel benzetim ve analiz yeteneklerini içerir.

Proje editörü modellemenin en üst katmanını oluştururken, süreç editörü ise en alt katmanını oluşturmaktadır. Ağ yapısı, düğüm ve süreç modelleri bir proje dosyasına dahil olan senaryolar halinde oluşturulmaktadır. Tasarım tamamlandığında analiz edilmesi istenen istatistikler belirlenerek çalıştırılır. Program dahilindeki analiz aracı sayesinde elde edilen veriler, istenen grafik türünde görüntülenebilmektedir. Birden fazla senaryoya ait verilerin aynı grafik üzerinde gösterilerek karşılaştırılması da mümkündür [3],[4].

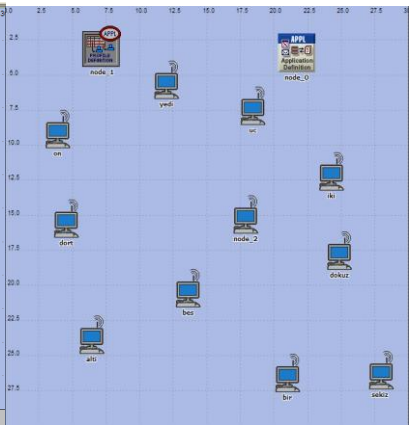
3. WLAN AĞ YAPISININ OPNET PROGRAMIYLA PERFORMANS ANALİZİ



Şekil 1 Uygulama 1



Şekil 2 Uygulama 2



Şekil 3 Uygulama 3

Şekil 1 de görüldüğü üzere uygulama 1'de 30mx30m'lik bina içi alanda bir sabit, beş kullanıcı çalışma sayfasına çapraz olarak dizilmiştir. Genel görünüm ayarı yapıldıktan sonra toplamda bu altı kullanıcının alt yapısal olarak birleşimi Uygulama tanımları ve Profil tanımlarının yapılandırılması sayesinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 4'de görüldüğü üzere tanımlanan uygulamanın tekrarlanabilme süreleri ile ilgili yapılandırmalar söz konusudur. Yeniden tekrarlanabilme sabit sayı alınmıştır.

Profile Configuration	(...)
Number of Rows	1
vdo_pro	
Profile Name	vdo_pro
Applications	(...)
Number of Rows	1
vdo_app	
Name	vdo_app
Start Time Offset (seconds)	No Offset
Duration (seconds)	End of Profile
Repeatability	(...)
Operation Mode	Serial (Ordered)
Start Time (seconds)	constant (0)
Duration (seconds)	End of Simulation
Repeatability	(...)
Inter-repetition Time (seconds)	constant (300)
Number of Repetitions	constant (0)
Repetition Pattern	Serial

Şekil 4 Profil Tanımlamaları

Wireless LAN	
Wireless LAN MAC Address	Auto Assigned
Wireless LAN Parameters	(...)
BSS Identifier	Auto Assigned
Access Point Functionality	Disabled
Physical Characteristics	Extended Rate PHY (802.11g)
Data Rate (bps)	54 Mbps
Channel Settings	(...)
Bandwidth (MHz)	22
Min Frequency (MHz)	2.401
Transmit Power (W)	0.100
Packet Reception-Power Threshold...	-85
Rts Threshold (bytes)	1024
Fragmentation Threshold (bytes)	1024
CTS-to-self Option	Enabled
Short Retry Limit	7
Long Retry Limit	4
AP Beacon Interval (secs)	0.02
Max Receive Lifetime (secs)	0.5
Buffer Size (bits)	1024000
Roaming Capability	Disabled
Large Packet Processing	Drop

Şekil 5 Uygulama 1'de Kullanıcı değerleri

Şekil 5'de görülen Uygulama 1'deki kullanıcıların tümü IEEE'nin 802.11g standardında haberleşmektedir. Veri hızı 54 Mbps, bant aralığı 22MHz, minimum frekans 2.401 MHz seçilmiştir. Bu değerler IEEE 802.11 g standartının özellikleridir.[2] İletim gücü 0.1 watt, alıcı duyarlılığı -85 dBm, paket dağılma eşik değerleri 1024 byte olacak şekilde pratikte kullanılan değerler olarak atanmıştır.

İletim gücü ve alıcı duyarlılığı dışında Şekil 5 ‘de Uygulama 1 için atanan tüm değerler; Şekil 2 ve Şekil 3 de verilen benzetimler için aynı kabul edilmiştir. Şekil 2 ’de çalışma sayfasına + sembolünü andıran şekilde dizilen 8 hareketli 1 sabit kullanıcı ve Şekil 3’de çalışma sayfasına rastgele dizilmiş 10 hareketli ve 1 sabit kullanıcılı uygulama gerçekleştirilmiştir. İletim gücü, alıcı duyarlılığı değişimlerinin yanı sıra artan kullanıcılarla WLAN ağındaki paket gecikmeleri, net veri hızı, her bir mobil kullanıcı ve erişim noktasına ilişkin taşınan yük değerleri incelenmiştir.
Tablo 1 ‘de IEEE 802.11 g standardı için OPNET programında kullanılan kanal parametreleri verilmektedir.

	Bant Genişliği (Mhz)	Minimum Frekans (Mhz)	İletim Gücü (Watt)	A (dBm)
Uygulama 1	22	2401	0.100	-85
Uygulama 2	22	2401	0.100	-60
Uygulama 3	22	2401	0.100	-60

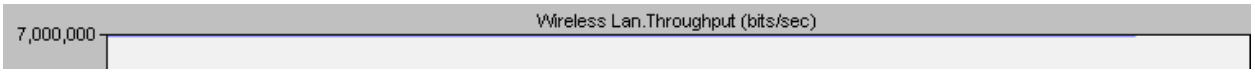
Tablo 1 Kanal parametreleri

4 . Sonuç

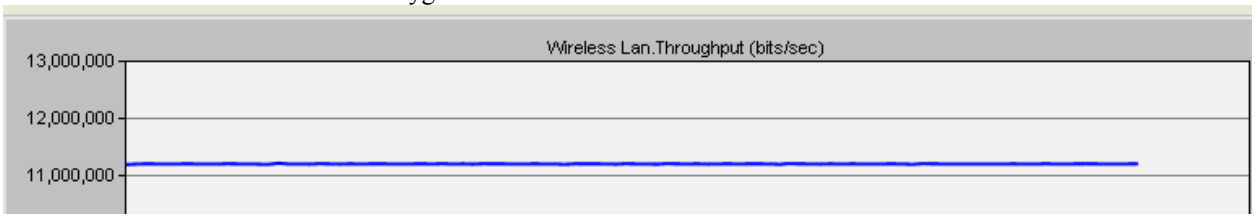
Sinyalin alıcı duyarlılığı, kullanıcı sayısının artırımı ve yer değişimi sonucunda elde edilen sonuçlar Tablo 2 de sunulmuştur. Sonuçlar incelendiğinde; Uygulama 1’in diğer uygulamalara göre alıcı duyarlılığının yüksek olması ve kullanıcı sayısının azlığı nedeniyle gecikme süresinin daha kısa olduğunu göstermektedir. Sinyali güçlendirip uygulamaya hareketli kullanıcılar ekledikçe; ağın gecikme süresinin, yükünün, yeniden yollama girişim sıklığının ve net veri hızının arttığı görülmektedir. Buna paralel olarak sabit kullanıcının gecikme süresinin, yükünün, veri düşüşünün, net veri hızının arttığı sonucuna da ulaşılmaktadır. Uygulama 1’de sabit kullanıcı veri düşüşü yokken diğer iki uygulamada bu düşüş hızla artmaktadır,bununla birlikte uygulama 1 deki kullanıcıların yükleri net 1.400 kbit\sn iken ,uygulama 2 ve uygulama 3 deki veri düşüşleri olduğu için kullanıcıların yükleri zamana bağlı değişkenlik göstermektedir. Ağ’a eklenecek her kullanıcı, kullanıcı başına düşen yükü düşürdüğünden dolayı, eklenen her kullanıcı sebebiyle bağlantı sorunları yaşanmaya başlamaktadır. Hareketli kullanıcıların yüklerindeki düzensizlikler net veri hızını düşürmekte, veri kaybını arttırmaktadır. Uygulamadaki kullanıcılar arttırıldığında ağdaki bütün kullanıcıların her birinin ve devrenin gecikme süreleri de artmaktadır.

		Uygulama 1	Uygulama 2	Uygulama 3
Ağ	Gecikme (Sn)	0.020	0.037	0.053
	Yük (bit\sn)	14.000.000	22 400 000	28.000.000
	Yeniden Yollama Girişimi (sn)	0.040 – 0.048	0.050 – 0.060	0.10 – 0.11
	Net Veri Hızı (bit\sn)	14.000.000	20.200.000	20.000.000
Gezgin	Veri Düşüşü	Hepsi 0	Hepsi 0	Hepsi 0
	Gecikme (sn)	(1) 0.080 (2) 0.050 (3) 0.050 (4) 0.020 (5) 0.040	(1) 0.100 (2) 0.070 (3) 0.120 (4) 0.045 (5) 0.060 (6) 0.050 (7) 0.030 (8) 0.100	(1) 0.20 (2) 0.10 (3) 0.20 (4) 0.20 (5) 0.20 (6) 0.20 (7) 0.20 (8) 0.10 (9) 0.20 (10) 0.15
	Yük (bit\sn)	5 kullanıcı aktif	8 kullanıcı aktif	10 kullanıcı aktif
	Net Veri Hızı (kbit\sn)	5x1400	Değişken	Değişken
Sabit	Gecikme (sn)	0.0083	0.011	0.018
	Yük (bit\sn)	7 000 000	11 200 000	14 000 000
	Veri Düşüşü	0	2.200.000 seviyelerinde	8.000.000 seviyelerinde
	Net Veri Hızı (bit\sn)	7 000 000	11 200 000 seviyelerinde	14 000 000 seviyelerinde

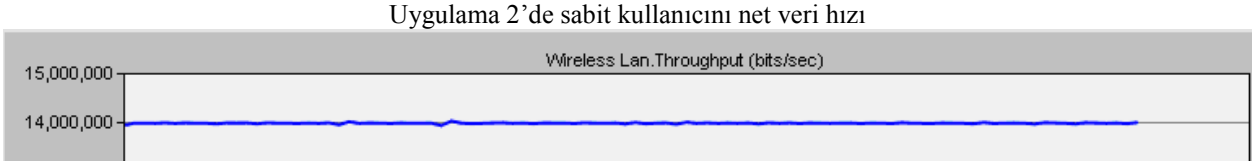
Tablo 2 Benzetim sonuçları



Uygulama 1'de sabit kullanıcını net veri hızı



Uygulama 2'de sabit kullanıcını net veri hızı



Uygulama 3'de sabit kullanıcını net veri hızı

Şekil 6 Sabit Kullanıcının net veri hızı

5.Kaynaklar

[1] Fatih Alagöz, (2005), "Mobil Ağlar ve Veri Erişim Stratejileri", Yüksek Lisans Tezi , Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

[2] http://www.ieee802.org/11/

[3] Tommy Svensson,Alex Popescu, (2003), OPNET Modeler Development of laboratory exercises based on OPNET Modeler,Laboratuar Ders Notu, Blekinge Instiute of Technology

[4] OPNET Modeler 14.0 Educational Software

YENİ NESİL HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE UYARLAMALI MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ

İsmail ŞİŞMAN[1], Aktül KAVAS[2]
[1]Haliç Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü,
İstanbul
ismailsisman@halic.edu.tr

[2]Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul,
aktul.kavas@gmail.com

Özet: *Gelişen teknoloji ile birlikte uyarlamalı modülasyon tekniği, iletişim sistemlerinde yüksek veri iletim hızının elde edilmesine olanak veren ana etkenlerden biri olmuştur. Bu çalışmada yeni nesil haberleşme sistemlerinde çok taşıyıcılı modülasyon türü olan 16 QAM ve QPSK modülasyonları veri hızı, bit hata oranı ve sembol hata oranı açısından incelenmiştir. Ancak uyarlamalı kodlama ve modülasyon kullanan sistemlerde kapasite, trafiğin hangi modülasyon ile kapsandığına bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Bu nedenle trafik talebinin daha yüksek olduğu bölgeler, daha yüksek veri hızı sağlayacak modülasyonla kapsanmalıdır. Söz konusu 16QAM ve QPSK modülasyonları için gereken 13.5dB ve 9.5 dB'lik Eb/No oranı BER 10^{-5} için hesaplanmıştır. Veri hızı açısından elde edilen değerlerle trafiğin yoğun olduğu bölgelerde 16QAM modülasyonu ile daha yüksek veri hızı elde edilmiştir.*

1. Giriş

Uyarlamalı modülasyon tekniği, yeni nesil iletişim sistemlerinde yüksek veri iletim hızlarının elde edilmesine olanak sağlar. Yeni nesil iletişim teknikleri olan WLAN (IEEE 802.11), WCDMA ,WiMAX (IEEE 802.16) ve LTE (Uzun Vadeli Dönüşüm) standartlarında uygulama alanı bulur. Uyarlamalı modülasyon tekniği, 3GPP organizasyonu tarafından çalışmaları devam eden yeni nesil haberleşme tekniği olan uzun vadeli dönüşüm (Long Term Evolution (LTE)) standartında da yer almaktadır.

Telsiz mobil haberleşme sisteminde yer alan sönümlemeli kanallarda yüksek spektral verimlilik alınmasını sağlayan uyarlamalı modülasyon tekniği yöntemi ardışık çerçevelerde kanalın durumuna göre farklı modülasyon yöntemlerinin kullanılmasını amaçlamaktadır. Alıcıda toplanan kanal bilgisine göre kanala uygun modülasyon ve kodlama yöntemi seçilir ve bu bilgi geri besleme kanalı yardımı ile vericiye iletilir. Bu işlem kanalın değişim hızı doğrultusunda gönderilen her çerçeve için tekrarlanır.

Üçüncü ve dördüncü nesil haberleşme sistemlerinde uyarlamalı modülasyon için kullanılan değişik modülasyon teknikleri olması nedeniyle bu sistemlerin şebeke planlaması ikinci nesil GSM sistemlerinden daha yüksek karmaşıklığa sahiptir. Yeni nesil haberleşme sistemleri ile yüksek veri hızlarında haberleşmeye olan talebin artması sonucu söz konusu sistemlerde birden fazla modülasyon tekniğinin kullanılmasını gerektirir. Özellikle QAM modülasyonlarına ağırlık verilen bu sistemlerde en yüksek hızda veri aktarımı bu modülasyonla gerçekleştirilir. Bu seçim her kullanıcının baz istasyonunun kapasitesinden kullanacağı miktarı doğrudan etkilemektedir [4][2].

Hücresel haberleşme tekniği kullanan yeni nesil sistemlerde girişim, veri iletim hızını doğrudan etkilediğinden minimize edilmesi gerekmektedir. Girişim etkisi abonenin baz istasyonuna olan uzaklığı ile ters orantılıdır. Daha yüksek bit/sembol oranı ile haberleşen abone aynı veri için haberleşme kanalını düşük hızda kullanan abonelere göre daha az süre işgal edecektir.

2. QAM ve QPSK Modülasyon Teknikleri

2.1 Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK)

QPSK (Dördün faz kaydırmalı anahtarlama), sabit genlikte taşıyıcılar ile 4-PSK , veya 4-QAM olarak gerçekleştirilebilmektedir. QPSK sisteminde dört adet taşıyıcı kullanıldığından ikili iletime göre sayısal bilgi işaretinin bitleri ikişerli olarak gruplandırılmış şekilde iletilmektedir. Bu nedenle her sembol için iletilen iki adet bitten biri kosinüs taşıyıcısının diğeri ise sinüs taşıyıcısının modülasyonunda kullanılabilmektedir. QPSK

iletiminde dört adet taşıyıcı kullanıldığı için sembol hata olasılığı BPSK iletiminin bit hata olasılığından büyük olmaktadır. Fakat eş-fazlı I kanalı ve dik-fazlı Q kanalı birbirinden bağımsız olduğu için QPSK bit hata olasılığı BPSK bit hata olasılığına eşit bulunmaktadır. QPSK iletim bant genişliği ise BPSK iletim bant genişliğinin yarısına eşit olduğundan, aynı hata olasılığı altında QPSK daha verimli bir iletim sağlamaktadır [1].

2.2 Dikgen Genlik Modülasyonu (QAM)

Taşıyıcının fazı ile genliğinin beraber modüle edildiği haberleşme sistemlerine genlik – faz anahtarlamalı sistemler denilmektedir. İletim için çeşitli taşıyıcı fazlarına ek olarak birden fazla genlik değerininde kullanılması sayesinde taşıyıcı sayısı arttırılarak fazör uzayının daha etkili bir biçimde kullanılması mümkün olmaktadır. Bu sayede iletim için gerekli bant genişliği düşürülmekte ve sınırlı bir haberleşme kaynağı olan frekans spektrumunun daha verimli kullanılması sağlanmaktadır [1].

Genlik faz anahtarlama modülasyonunda hem farklı genlik hem de farklı fazlarda taşıyıcı iletimi mümkün olduğundan, taşıyıcılar yıldız kümesi diyagramına daha özgür biçimde yerleştirilebilmektedir. Kullanılan genlik seviyesi ve her genlik seviyesine yerleştirilen taşıyıcı sayısına göre taşıyıcılar farklı şekillerde yerleştirile bileceğinden her genlik seviyesinde kaç taşıyıcı bulunduğu parantez içerisinde veya doğrudan sistem adlandırılırken belirtilmektedir. Örneğin 16 adet taşıyıcıdan 8 adedi bir genlik seviyesinde diğer sekizi diğer genlik seviyesinde yerleştirilmişse sistem16 APK (Genlik Faz Anahtarlaması) veya 8-8 APK olarak adlandırılabilmektedir. Taşıyıcılar belirli bir genlik seviyesinde tipik olarak eşit faz farkları ile yerleştirilmektedir, fakat iki ardışık genlik seviyesindeki taşıyıcılar arasında faz farkı yaratılarak gürültüden daha az etkilenmesi sağlanabilmektedir [3].

2.3 OPSK ve 16QAM Veri Hızına Göre Karşılaştırılması

Gönderilen bir sembol bir bitlik bir periyot içinde taşıyıcı sinyalinin durumu (genliği, frekansı, fazı veya bunların bir kombinasyonu) ile ifade edilir. Sayısal yayınlarında ortak kullanılan bir modülasyon şekli PSK (Faz Kaydırmalı Anahtarlama) dır. BPSK (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama) da, fazın (0 ve 180 derece) olmak üzere her biri bir biti (1 veya 0) ifade eden iki konumu olur. QPSK (Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama) da ise, (0, 90, 180, ve 270 derece) olmak üzere dört faz konumu vardır. Bunların her biri iki bitten oluşan bir sembolü (00, 01, 11, veya 10) ifade eder. 8 PSK'da ise her sembol için 3 bitten oluşan 8 faz konumu (45 derece) vardır. Aynı şekilde 16PSK'da 16 faz konumu (22.5 derece) vardır. 16 QAM da ise her biri sembol başına 4 bitlik kombine edilmiş 16 genlik ve faz konumu bulunur.

Yayının işgal ettiği bant genişliği, kullanılan sembol hızı ve band genişliği genişleme faktörü ile doğru orantılıdır. Haberleşmede bant genişliği genişleme faktörü semboller arası girişimin giderilmesi için kullanılan temelbant darbe şekillendirme devresinin şekline göre değişir ve pratikte kullanılan k değeri 1.25 dir. Bu durumda bant genişliği

$$B = k\,Rs \tag{1}$$

Sembol hızı, kodlanmış bit hızı Rc'nin her sembol başına düşen bir m sayısına bölünmesi ile elde edilir.

$$Rs = Rc/m \tag{2}$$

Kodlanmış bit hızı ise informasyon bit hızı Rb nin kod hızı r değerine bölünmesiyle elde edilir. Kod hızı r ise informasyon bit hızının toplam bit hızına oranıdır. r'nin değeri 1 den küçüktür. r = ½ alındığında, toplam kodlanmış bit hızı informasyon biti hızının iki katıdır, ve her informasyon bitine karşılık fazladan bit olur. Yani

$$Rc = Rb/r \tag{3}$$

Bu eşitlikleri birlikte kullanarak bilinen bir informasyon bit hızı Rb, için bant genişliği B ;

$$B = k\,Rs = k\,Rc/m = k\,Rb/(m\,r) \tag{4}$$

olarak bulunur. Buradan informasyon bit hızı;

$$Rb = (m\,r)\,B/k \tag{5}$$

elde edilir.

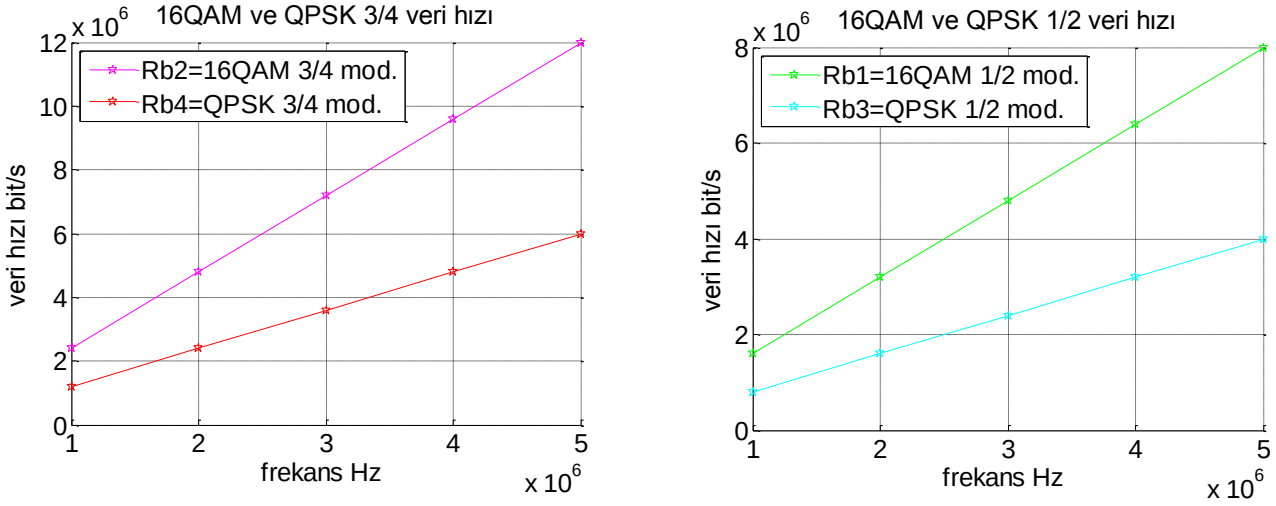
3. Benzetim Sonuçları

QPSK (m = 2) durumda informasyon bit hızı belirli bir bant genişliği için BPSK (m = 1) nın iki katı olmaktadır. QPSK belirli bir bit hızı için BPSK ile aynı miktar güce ihtiyaç duymaktadır. O yüzden yarısı kadar bant genişliğine gerek duyması nedeniyle QPSK tercih edilen modülasyon şeklidir. 8 PSK (m = 3) ile ise informasyon bit hızı BPSK'nın 3 katı, ve QPSK 'nın 3/2 katıdır. Yani 8PSK kullanıldığında, QPSK'dan %50 daha büyük bir bit hızı elde edilir. Ancak 8PSK, hem BPSK hem de QPSK'dan iki kat daha fazla güce ihtiyaç duymaktadır.

Parametre	Kullanılan değer
Kod Oranı	1/2, 3/4
Sistem Bant Genişliği	5MHz
QAM Seviye Sayısı	16
Taşıyıcı Frekansı	3.5 GHz
Çerceve Boyutu	5ms

Tablo 1. Benzetimde kullanılan değerler

Modülasyon kod oranı 1/2 ve 3/4 olarak alındığında veri iletim hızımız 16QAM modülasyon için QPSK modülasyonunun 2 katı olmaktadır.



Şekil 1. 16QAM ve QPSK karşılaştırılması (modülasyon kod oranı 1/2 ve 3/4).

4. Sonuç

Yeni nesil haberleşme sistemlerinin veri hızı, kod oranı, çerçeve boyutu, sistem bant genişliği ile orantılı olarak artmaktadır.

Modülasyon-Kod oranı	Veri Hızı(Mbps)
QPSK-1/2	4
QPSK-3/4	6
16QAM-1/2	8
16QAM-3/4	12

Tablo 2. Modülasyon kod oranına göre veri değerleri

Tablo 2'ye göre 16 QAM 3/4 kodlama ile 12 Mbps , QPSK 3/4 kodlama ile 6 Mbps veri hızı elde edilmiştir. 16 QAM 3/4 uyarlamalı modülasyonu ile QPSK 3/4 uyarlamalı modülasyonuna göre daha yüksek veri hızı elde edilir. 16 QAM modülasyonun QPSK modülasyonuna göre %50 daha fazla güç gereksinimine ihtiyaç duyması 16 QAM modülasyonunun dezavantajıdır. Bu nedenle tüm sistemde kullanılmamakta ancak yüksek veri hız talepleri bu modülasyon ile karşılanmaktadır.

16 QAM 1/2 kodlama ile 8 Mbps, QPSK 1/2 kodlama ile 4 Mbps veri hızı elde edilmiştir. 16 QAM 1/2 uyarlamalı modülasyonu QPSK 1/2 uyarlamalı modülasyonundan veri hızı bakımından daha yüksektir. Fakat 16 QAM'ın dezavantajları nedeniyle tüm sistemde kullanılmamakta ancak yüksek veri hız talepleri bu modülasyon ile karşılanır. 16 QAM modülasyonun QPSK modülasyonuna göre %50 daha fazla güç gereksinimine ihtiyaç duyması 16 QAM modülasyonunun dezavantajıdır.

Uyarlamalı modülasyon tekniğinin kullanılması ile veri hızının nasıl değişebileceği gösterilmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları göstermiştir ki daha yoğun trafik ihtiyacı olan alanlar , daha yüksek veri hızlı haberleşmeye olanak sağlayan modülasyonlarla kapsandığı taktirde kullanım oranı değerlerinde iyileşmeler sağlanabilecektir.

5. Kaynaklar

[1]. Adnan Zafar and S. Zaineb Farooq, Implementation and Analysis of QPSK and 16QAM Modulator and Demodulator,Proceedings of ICAST, vol.2, sayfa.64-68, 2008

[2]. Güneş Karabulut Kurt Tolga Kurt, Uyarlamalı Modülasyon Kullanan Sistemlerde Kapasite Optimizasyonu, Sempozyum IEEE 2009, vol 45, syf 908-911

[3]. Bernard Sklar, Digital Communication: Fundamentals and Applications, Prentice Hall, Englewood Cliffs,1988. USA

[4]. L-N Lee, A. Shenoy, and M. K. Eng, ' Digital Signal Processor – Based programmable BPSK/QPSK/offset QPSK Modems,' COMSAT Technical Review, vol. 19, No.2 Güz 989, pp. 196-233

HOMOJEN OLMAYAN İYONOSFERİK PLAZMADA BİR BOYUTLU WKB YAKLAŞIMI

Ali YEŞİL*, İbrahim ÜNAL & Zehra EKİCİ***

*Fırat Üniversitesi, Fen Fakültesi, Fizik Bölümü, 23169 Elazığ, TÜRKİYE
**İnönü Üniversitesi, Eğitim Fakültesi, Fen Bilgisi Öğretmenliği Bölümü, 44280 Malatya, TÜRKİYE
ayesil@firat.edu.tr, iunal@inonu.edu.tr & zehraekici@firat.edu.tr

Özet: *WKB yaklaşımı,yüksek frekanslı elektromanyetik dalga yayılımında, fiziksel problemleri çözmek için önemli metotlardan biridir. Bu çalışmada, z yönünde ilerleyen ve y yönünde lineer kutuplanmış bir elektromanyetik dalga için WKB yaklaşımını çarpışmasız kabul edilen iyonosferik plazmaya uygulayarak elektromanyetik dalganın E_y bileşeninin sayısal değerleri mevsimsel ve yüksekliğe göre incelendi. Sonuçlar, dalganın alan şiddetinin iyonosferin elektron yoğunluğu ile uyum içerisinde olduğunu göstermektedir.*

1. Giriş

WKB (Wentzel-Kramers-Brillouin**)** metodu birçok fiziksel problemlerin çözümlerini elde etmek için güçlü yaklaşımlardan biridir. Genellikle bu metot, elektromanyetik dalga frekansının yüksek olduğu dalga yayılımı problemlerine ya da ortamın kırılma indisinin (n) çok yavaş değiştiği durumlarda uygulanır. WKB çözümleri, genelde düzensiz dalga denklemlerinin çözümlerinde uygulanır ve ortam boyunca ilerleyen dalga boyunun yavaş değiştiğini gösterir [1-5].

Bu çalışmada, z yönünde ilerleyen ve y yönünde lineer kutuplanmış bir elektromanyetik dalga için WKB yaklaşımını çarpışmasız kabul edilen iyonosferik plazmaya uygulayarak dalganın E_y bileşeninin sayısal değerlerini elde edilerek mevsimsel ve yüksekliğe göre değişimleri incelenecektir.

2. Soğuk Plazmanın Kırılma İndisi

İyonosferik plazmanın elektrik iletkenliği ve kırılma indisi elektronun çarpışma frekansına ve dalga frekansına bağlıdır. Çarpışma frekansı ν, dalganın yansıma ve kırılma şartlarını değiştirmektedir. Plazmada termik hareketlerin göz önüne alınmadığı soğuk plazma için kütlesi m ve hızı **V** olan bir elektronun üzerine etki eden kuvvet,

$$m\frac{d\mathbf{V}}{dt} = -e\left[\mathbf{E} + \mathbf{V}\times\mathbf{B}\right] - m\nu\mathbf{V} \tag{1}$$

şeklinde tanımlanır. Burada ω dalga frekansı olmak üzere hız, elektrik(**E**) ve manyetik alanın (**B**) zamanla $e^{-i\omega t}$ şeklinde değiştiği göz önüne alınarak **J** akım yoğunluğu,

$$\mathbf{J} = \sigma_0\mathbf{E} - \frac{e}{m(\nu - i\omega)}\mathbf{J}\times\mathbf{B} \tag{2}$$

olarak elde edilir. N elektron yoğunluğu olmak üzere buradaki $\sigma_0 = Ne^2/m(\nu - i\omega)$ boyuna iletkenliktir. Yer'in manyetik alanı ise x-doğu, y-kuzey z-yukarı yön, I manyetik dip ve d deklinasyon açısı olmak üzere $\mathbf{B} = BCosISind\hat{x} + BCosICosd\hat{y} - BSinI\hat{z}$ şeklinde tanımlanır ve $\mathbf{J} = \sigma\cdot\mathbf{E}$ olduğu göz önüne alınırsa iletkenlik tensörü,

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{bmatrix} \tag{3}$$

olarak elde edilir. Ortamın kırılma indisini elde etmek için Maxwell denklemleri,

$$\nabla \times \mathbf{E} = i\omega \mathbf{B} \quad \text{ve} \quad \nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \sigma \mathbf{E} - i\omega\mu_0 \mathbf{E} \tag{4}$$

şeklinde yazılır ve buradan,

$$n^2 \mathbf{E} - \mathbf{n}(\mathbf{n} \cdot \mathbf{E}) = \left[\underset{\sim}{I} + \frac{i\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \right] \cdot \mathbf{E} \tag{5}$$

ifadesi elde edilir. $\underset{\sim}{I}$ birim matristir. Manyetik alanın geometrisi ve (3) bağıntısı kullanılarak bu ifade,

$$\begin{bmatrix} n^2 - 1 - \frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{xx} & -\frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{xy} & -\frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{xz} \\ -\frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{yx} & n^2 - 1 - \frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{yy} & -\frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{yz} \\ -\frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{zx} & -\frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{zy} & -1 - \frac{i}{\varepsilon_0\omega}\sigma_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} = 0 \tag{6}$$

şeklinde bir matrise dönüşür. Bu matris dalganın ilerlemesiyle ilgili bilgileri içermektedir. Bunun çözümü kırılma indisini verir. Dalga z doğrultusunda ilerlediğinden, dalganın ilerlemesine Yer'in manyetik alanının düşey bileşeni etki eder. Bu şartlarda (6) bağıntısındaki katsayı determinantının çözümünden iki dalga elde edilir. Bunlar,

$$\textbf{a)}\ \omega_p^2 = \omega^2 U \quad \text{ve} \quad \textbf{b)}\ n_k^2 = 1 - \frac{X(1 \mp Yz)}{(1 \mp Yz)^2 + Z^2} + iZ\frac{X}{(1 \mp Yz)^2 + Z^2} \tag{7}$$

şeklinde ifade edilir. (a) plazma titreşimini (b) ise sağa (-) ve sola (+) kutuplanmış iki dalgayı belirtir. ω_p plazma titreşim frekansı ve ω_c ise elektron siklotron frekansı olmak üzere buradaki $U = -1/\left(n^2 - 1\right)$, $X = \omega_p^2/\omega^2$, $Y = \omega_c/\omega$, $Z = \nu/\omega$ dır. Aynı zamanda Yer'in manyetik alanının B_y bileşeni, y doğrultusunda da iki dalga meydana getirir. Bunlar ordinari ve extraordinari dalgadır. Ordinari dalga ise,

$$n_o^2 = 1 - \frac{X}{1 + Z^2} + iZ\frac{X}{1 + Z^2} \tag{8}$$

olarak elde edilir. Bu dalga Yer'in manyetik alanına bağlı değildir.

3. WKB (Wentzel-Kramers-Brillouin) Metodu

Manyetik alanın olmadığı iyonosferik plazmada z-ekseni boyunca yayılan düzlem bir elektromanyetik dalgayı göz önüne alalım. Yayılan dalga ortamın kırılma indisinin bir fonksiyonudur [2]. Dalga normalinin (k) sabit kaldığı ve dalganın kutuplanma yönünün değişmediği kabul edilir [4]. Böylece, y yönünde çizgisel kutuplanmış dalga,

$$E_y(z,t) \equiv E_y(z)\exp(-i\omega t) \quad \text{ve} \quad B_x(z,t) \equiv B_x(z)\exp(-i\omega t) \tag{9}$$

olarak tanımlanır. Bu dalgaların **E** ve **B** alanları için Maxwell denklemleri çözüldüğünde, $E_y(z)$ ve $B_x(z)$ için,

$$\frac{d^2E_y}{dz^2} + k_0^2 n^2 E_y = 0 \quad \text{ve} \quad \frac{dB_x}{dz} = -\frac{ik_0^2 n^2}{c} E_y \tag{10}$$

denklemleri elde edilir. Burada, $k_0=\omega/c$ boşlukta dalga sayısıdır. Gerçek dalga sayısı $\mathbf{k}=k_0\mathbf{n}$ dir. Homojen bir plazmada n sabittir ve (10) denkleminde E_y için verilen ifadenin çözümü aşağıdaki gibidir.

$$E_y = A\, e^{i\varphi(z)} \tag{11}$$

Burada A bir sabittir ve $\varphi = \pm k_0 n$ dir. Bu denklem sabit genlikli ve sabit fazlı bir denklemin çözümünü gösterir.

Genel olarak, eğer n=n(z) ise, (10) denklemlerinin çözümü (11) denklemindeki çözüme benzemez. Ancak n(z)'nin çok yavaş değişen bir limitinde çözüm beklenir. n(z) yi gerçekten çok yavaş değişen bir fonksiyon varsayalım ve dalga çözümü için (10) denkleminde E_y için verilen ifade (11) denkleminde yerine yazıldığında,

$$\left(\frac{d\varphi}{dz}\right)^2 = k_0^2 n^2 + i\frac{d^2\varphi}{dz^2} \tag{12}$$

elde edilir. Bu doğrusal olmayan diferansiyel denklemdir ve çözmek genelde zordur. Ancak, n'in sabit olduğu kabul edilirse, o zaman $d^2\varphi/dz^2=0$ olur ve n(z)'nin çok yavaş değiştiğini kabul etmek mantıklıdır. Böylece,

$$\frac{d\varphi}{dz} \cong k_0 n \tag{13}$$

olur. Bu yaklaşıma göre,

$$\left(\frac{d^2\varphi}{dz^2}\right) \cong \pm k_0 \frac{dn}{dz} \tag{14}$$

dir. Bir başka deyişle $(dn/dz)/(k_0n^2)\ll 1$ şartı olduğu sürece doğrudur.

Çözüm için ikinci yaklaşım ise (14) denkleminin (12) eşitliğinde yerine yazılmasıyla elde edilebilir. Buna göre,

$$\left(\frac{d\varphi}{dz}\right) \cong \left(k_0^2 n^2 \pm i k_0 \frac{dn}{dz}\right)^{1/2} \cong \pm k_0 n\left(1 \pm \frac{i}{k_0 n^2}\frac{dn}{dz}\right)^{1/2} \tag{15}$$

olur ve bu denklem binom serisi cinsinden açılırsa,

$$\left(\frac{d\varphi}{dz}\right) \cong \pm k_0 n + \frac{i}{2n}\frac{dn}{dz} \tag{16}$$

şekline dönüşür. Buradan φ,

$$\varphi = \mp k_0 \int^z n dz + i\log\left(n^{1/2}\right) \tag{17}$$

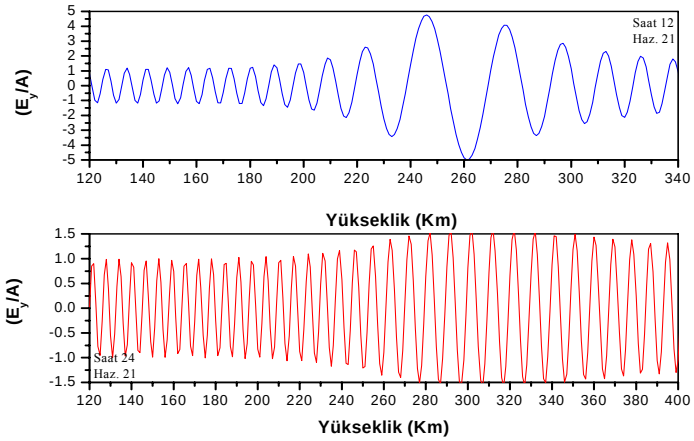
olarak bulunur. φ ifadesi, denklem (11) ve (17) de yerine yazılırsa, E_y için

$$E_y \cong A\, n^{-1/2} \exp\left(\pm i k_0 \int^z n dz\right) \tag{18}$$

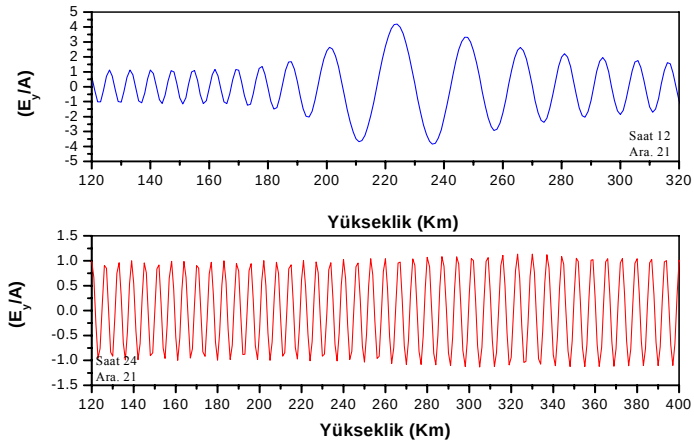
bulunur [2-5].

4. Nümerik Analiz ve Tartışma

Bu çalışmada, (8) denklemiyle verilen z-yönünde ilerleyen ve y- yönünde çizgisel kutuplanmış ordinari dalganın Z=0 alınarak $\left(n_o^2 = 1 - X = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\right)$ elde edilen [6,7] kırılma indisine bağlı olarak elektrik alanının (denklem 18) nümerik hesaplamaları yapılmıştır. Hesaplamalar, $\omega = 38.37 \times 10^6$ rad/sn (yaklaşık 6,1MHz) dalga için, Güneşin aktif olmadığı günlerde (R=10) ve Elazığ koordinatları için IRI programı kullanılarak yapılmıştır. Yaz (21 Haziran) ve kış (21 Aralık) için yerel zaman saat 12.00 ve saat 24.00 için yapılan hesaplamalar Şekil 1 ve Şekil 2 de verilmiştir.



Şekil 1. 21 Haziran saat 12.00YZ ve saat 24.00YZ için Elektrik alan (E_y/A)şiddetinin yükseklikle değişimleri.



Şekil 2. 21 Aralık saat 12.00YZ ve saat 24.00YZ için Elektrik alan (E_y/A)şiddetinin yükseklikle değişimleri.

Dışardan iyonosferik plazmaya gönderilen bir dalganın davranışını plazma titreşim frekansı ve ortamın kırılma indisi ve bundan dolayı da elektron yoğunluğu belirler. Her iki şekilden de, iyonosferik plazmanın titreşim frekansının ve ordinari dalganın kırılma indisinin doğrudan elektron yoğunluğuna bağlı olduğu görülür. Yani elektron yoğunluğunun maksimum olduğu (N_mF2) noktalarda plazma titreşim frekansı maksimumdur. Elektron yoğunluğunun maksimum olduğu yüksekliklerde E_y maksimum olmakta ve dalga genliği plazma titreşim frekansı ile rezonans yapmaktadır. Dışardan gönderilen dalga frekansı herhangi bir yükseklikte titreşim frekansına eşit olduğunda kırılma indisi sıfır olur ve dalga o noktadan yansır. Plazma titreşim frekansının ve dolayısıyla kırılma indisinin belirleyicisi elektron yoğunluğu olduğundan, dalganın genlik değişimi ile elektron yoğunluğu arasında doğrusal bir ilişki vardır.

Kaynaklar

[1]. Rishbeth H., "A review of ionospheric F region theory", Proceedings of the IEEE, 55, s.16-35, 1967.
[2]. Rawer K., Wave Propagation in the Ionosphere. Kluwer Academic Publishers, London, 1993.
[3]. Budden K. G., The Propagation of Radio Waves. Cambridge University Press, Melbourne-Sydney, 1985.
[4]. Fitzpatrick R., The Physics of Plasmas. The University of Texas at Austin Lectures, 2008.
[5]. İnan U. S. ve İnan A. S., Electromagnetic Waves. Prentice Hall Inc., New Jersey, 2000.
[6]. Hunsucker, R. D. ve Hargreaves, J. K., The High-Latitude Ionosphere and its Effects on Radio Propagation. Cambridge University Press, 2003.
[7]. Aydoğdu M., Yeşil A. ve Güzel E., "The group refractive indices of HF waves in the ionosphere and departure from the magnitude without collisions", J. of Atmos. and Solar Terr. Phys., 66, s.343-348, 2004.

ELEKTRON SICAKLIĞININ İYONOSFERİK PLAZMADA İLERLEYEN KUTUPLANMIŞ DALGANIN SÖNÜMÜNE ETKİSİ

İbrahim ÜNAL* & Ali YEŞİL**

*İnönü Üniversitesi, Eğitim Fakültesi, Fen Bilgisi Öğretmenliği Bölümü, 44280 Malatya, TÜRKİYE
**Fırat Üniversitesi, Fen Fakültesi, Fizik Bölümü, 23169 Elazığ, TÜRKİYE
iunal@inonu.edu.tr & ayesil@firat.edu.tr

Özet: *İyonosfer, atmosferin radyo dalgalarını yansıtabilen özel bir bölgesidir. Bu dalgaların iyonosferik plazma içerisindeki davranışları haberleşme açısından son derece önemlidir. Bu çalışmada radyo dalgalarının iyonosferik plazmadaki sönümüne elektron sıcaklığının etkisi araştırıldı. Manyetik alanın z yönünde kabul edildiği* $(B = B\hat{z})$ *ve radyo dalgasının dikey ilerlemesi yani manyetik alana paralel ilerlemesi durumunda oluşan kutuplanmış radyo dalgası için, dalganın dağılım bağıntısı ve sönüm katsayısı elektron sıcaklığının olduğu ve olmadığı durumda analitik olarak elde edildi. Analitik olarak elde edilen sonuçlardan dikey ilerleyen kutuplanmış radyo dalgasına elektron sıcaklığının etki etmediği görüldü.*

1. Giriş

İyonosferik plazmanın radyo dalgalarını yansıtabilen, kırabilen ve zayıflatan bir ortam olduğu çok iyi bilinmektedir. İyonosferde ilerleyen radyo dalgaları, elektron yoğunluğunun değişimlerinden etkilenir ve bu değişimler radyo dalgalarının davranışını belirler [1]. Bu etkilenme sonucunda dalga yansır, kırılır ve soğurulur. Bir radyo dalgasının soğurulması araştırıldığında öncelikle ortamın iletkenliğinin bilinmesi gereklidir. Daha sonra bu iletkenlik ifadesi kullanılarak dalganın kırılma indisi elde edilmelidir ve kırılma indisinden hareketle soğurulma katsayısı ve miktarı hesaplanmalıdır.

Bu çalışmada iyonosferik plazma içerisinde dikey ilerleyen radyo dalgasının sönümüne iyonosferik plazma içerisindeki elektron sıcaklığının etkisi analitik olarak araştırıldı. Dolayısıyla öncelikle kısmi basınç değişimi sonucunda oluşan termik hareketlerin ihmal edildiği $(\nabla P = 0)$ soğuk plazma için ve termik hareketlerin ihmal edilmediği $(\nabla P \neq 0)$ sıcak plazma için iletkenlik ifadeleri elde edildi. Kırılma indisi ve sönüm katsayıları tanımlanarak sıcak plazmadaki elektron sıcaklığının sönüme katkısı tartışıldı.

2. İyonosferik Plazmanın Elektriksel İletkenliği

2.1. Soğuk plazmanın elektriksel iletkenliği

Elektronun kütlesi iyonun kütlesine göre çok küçük olduğundan ($m_e << m_i$) bir kuvvetin etkisi altındaki elektron hareketi, iyonun hareketinden çok daha büyük olacaktır. Bu nedenle bu çalışmada sadece elektronun hareketi göz önüne alınacaktır [2]. Parçacıkların ısıl hareketlerinin ihmal edilmesiyle soğuk plazma yaklaşımının yapıldığı[3], çarpışmanın (ν_e) göz önüne alındığı, elektrik ve manyetik alan içindeki bir elektronun üzerine etki eden kuvvet aşağıdaki ifadeyle verilir.

$$m_e \frac{d\mathbf{V}_e}{dt} = q_e\left(\mathbf{E} + \mathbf{V}_e \times \mathbf{B}\right) - m_e \nu_e \mathbf{V}_e \qquad (1)$$

Burada ω dalga frekansı olmak üzere, hız ($\mathbf{V}_e$), elektrik ($\mathbf{E}$) ve manyetik alanın ($\mathbf{B}$) zamanla $e^{-i\omega t}$ şeklinde değiştiği göz önüne alındığında bu ifade,

$$i\omega \mathbf{V}_e = \frac{e}{m_e}\left(\mathbf{E} + \mathbf{V}_e \times \mathbf{B}\right) + \nu_e \mathbf{V}_e \qquad (2)$$

şeklini alır. Seçilen kartezyen koordinat sisteminde x-ekseni coğrafik doğuyu, y-ekseni coğrafik kuzeyi ve z-ekseni ise düşey doğrultuda yukarı yönü göstersin. Buna göre dalganın elektrik alanı $\mathbf{E} = \hat{x}E_x + \hat{y}E_y + \hat{z}E_z$ ve

elektronun hızı $\mathbf{V} = \hat{x}V_x + \hat{y}V_y + \hat{z}V_z$ olur. $\mathbf{J}$ akım yoğunluğunun $\mathbf{J} = -eN_e\mathbf{V}_e$ olduğu göz önüne alınıp, Yer'in manyetik alanının $+\hat{z}$ yönünde olduğu kabul edilirse, genelleştirilmiş Ohm kanunu $([\mathbf{J}]=[\sigma]\cdot[\mathbf{E}])$ dikkate alınarak (2) denkleminden,

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 & 0 \\ -\sigma_2 & \sigma_1 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_0 \end{bmatrix} \tag{3}$$

elde edilir. Plazma titreşim frekansı $\omega_{pe}^2 = \dfrac{e^2 N_e}{m_e \varepsilon_0}$ ve elektron siklotron frekansı $\omega_{ce} = -\dfrac{eB}{m_e}$ olmak üzere, iletkenlik tensörünün bileşenleri $\sigma_1 = \dfrac{\varepsilon_0 \omega_{pe}^2 (\nu_e - i\omega)}{\left[\omega_{ce}^2 + (\nu_e - i\omega)^2\right]}$, $\sigma_2 = \dfrac{\varepsilon_0 \omega_{pe}^2 \omega_{ce}}{\left[\omega_{ce}^2 + (\nu_e - i\omega)^2\right]}$ ve $\sigma_0 = \dfrac{\varepsilon_0 \omega_{pe}^2}{(\nu_e - i\omega)}$ dir.

2.2. Sıcak plazmanın elektriksel iletkenliği

Elektron sıcaklığının etkisi (1) ifadesi ile verilen Langevin denklemine ∇P basınç değişim terimini ilave ederek göz önüne alınabilir. Buna göre,

$$m_e \frac{d\mathbf{V}_e}{dt} = -e(\mathbf{E} + \mathbf{V}_e \times \mathbf{B}) - m_e \nu_e \mathbf{V}_e - \frac{\nabla P}{N} \tag{4}$$

olarak yazılır. (4) denklemindeki P basıncı izotermal veya adyabatik olarak değişebilir. Burada basıncın adyabatik değişimi göz önüne alınacaktır.

$$\left(\frac{P}{P_0}\right) = \left(\frac{N}{N_0}\right)^{\gamma} \Rightarrow P = P_0\left(\frac{N}{N_0}\right)^{\gamma}, \quad P = Nk_B T_e \tag{5}$$

T_e elektron sıcaklığı ve k_B Boltzmann sabitidir. Bu durumda (4) denklemi,

$$m_e \frac{d\mathbf{V}_e}{dt} = -e(\mathbf{E} + \mathbf{V}_e \times \mathbf{B}) \quad m_e \nu_e \mathbf{V}_e \quad \gamma k_B T_e \frac{\nabla N}{N_0} \tag{6}$$

şeklinde olur.

$$\frac{dN}{dt} + \mathrm{div}\,(N\mathbf{V}_e) = 0 \tag{7}$$

süreklilik ifadesi ve div$\mathbf{V}$ göz önüne alınıp gerekli matematiksek işlemler yapıldığında (6) denklemi,

$$\omega \mathbf{V}_e e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t)} + i\nu_e \mathbf{V}_e - \frac{\gamma k_B T_e}{\omega m_e}\mathbf{k}\mathbf{k}\cdot\mathbf{V}_e e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t)} = -i\frac{e}{m_e}(\mathbf{E} + \mathbf{V}_e \times \mathbf{B}) \tag{8}$$

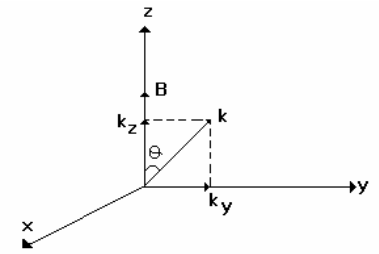
şekline dönüşür. Bu ifadedeki $\dfrac{\gamma k_B T_e}{m_e} = a^2$ olarak alınıp elektron ses hızı olarak tanımlanır ve $\mathbf{V}_e e^{i(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}-\omega t)} = \mathbf{V}_e$ olduğu göz önüne alınırsa bu denklem,

$$\left[\underset{\sim}{I}(\omega + i\nu) - \frac{a^2\mathbf{k}\mathbf{k}}{\omega}\right]\cdot\mathbf{V}_e = -i\frac{e}{m_e}(\mathbf{E} + \mathbf{V}_e \times \mathbf{B}) \tag{9}$$

şekline dönüşür. Burada $\underset{\sim}{I}$ birim tensördür. Daha önce belirtildiği gibi akım yoğunluğu cinsinden gerekli işlemler yapıldığında ve $\mathbf{k}$ dalga vektörü Şekil 1'de gösterildiği gibi $\mathbf{k} = \hat{y}k\mathrm{Sin}\theta + \hat{z}k\mathrm{Cos}\theta$ olarak alındığında iletkenlik tensörü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\sigma' = \begin{bmatrix} iA\left((\omega+i\nu_e)-\dfrac{a^2k^2}{\omega}\right) & -A\omega_{ce}\left(1-\dfrac{a^2k^2\mathrm{Cos}^2\theta}{\omega(\omega+i\nu)}\right) & -A\omega_{ce}\dfrac{a^2k^2\mathrm{Sin}\theta\,\mathrm{Cos}\theta}{\omega(\omega+i\nu)} \\ A\omega_{ce}\left(1-\dfrac{a^2k^2\mathrm{Cos}^2\theta}{\omega(\omega+i\nu)}\right) & iA\left((\omega+i\nu_e)-\dfrac{a^2k^2\mathrm{Cos}^2\theta}{\omega}\right) & iA\dfrac{a^2k^2\mathrm{Sin}\theta\,\mathrm{Cos}\theta}{\omega} \\ A\omega_{ce}\dfrac{a^2k^2\mathrm{Sin}\theta\,\mathrm{Cos}\theta}{\omega(\omega+i\nu)} & -iA\dfrac{a^2k^2\mathrm{Sin}\theta\,\mathrm{Cos}\theta}{\omega} & iA\left((\omega+i\nu)-\dfrac{a^2k^2\mathrm{Sin}^2\theta}{\omega}-\dfrac{\omega_{ce}^2}{(\omega+i\nu)}\right) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Burada, $A=\varepsilon_0\omega_{pe}^2\left[(\omega+i\nu)^2-\dfrac{(\omega+i\nu)a^2k^2}{\omega}-\omega_{ce}^2+\dfrac{\omega_{ce}^2a^2k^2\mathrm{Cos}^2\theta}{\omega(\omega+i\nu)}\right]^{-1}$ dır.



Şekil 1. k dalga vektörünün doğrultusu.

3. Kutuplanmış Dalganın Kırılma İndisi

Plazmanın kırılma indisi elektromanyetik dalganın davranışını belirleyen Maxwell denklemleri kullanılarak ifade edilen dalganın ayrılım bağıntısından elde edilir. Maxwell denklemleri,

$$\nabla\times\mathbf{E}=-\frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t} \quad \text{ve} \quad \nabla\times\mathbf{B}=\mu_0\mathbf{J}+\mu_0\varepsilon_0\frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t} \quad (11)$$

dir. $\nabla\times\mathbf{E}$ ifadesinin rotasyoneli alınıp bu ifade $\nabla\times\mathbf{B}$ içerisinde yerine yazılırsa,

$$\nabla\times\nabla\times\mathbf{E}=\mu_0\varepsilon_0\omega^2\left[\underset{\sim}{I}+\frac{i\sigma}{\varepsilon_0\omega}\right]\cdot\mathbf{E} \quad (12)$$

elde edilir. Buradaki elektrik alan konuma göre $e^{i\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}}$ şeklinde değiştiğinden $\nabla=i\mathbf{k}$ olarak alınabilir. Bu durumda yukarıdaki denklem,

$$k^2\mathbf{E}-\mathbf{k}(\mathbf{k}\cdot\mathbf{E})=\frac{\omega^2}{c^2}\left[\underset{\sim}{I}+\frac{i\sigma}{\varepsilon_0\omega}\right]\cdot\mathbf{E} \quad (13)$$

şeklinde yazılır. Bu ifade elektromanyetik dalganın ayrılım bağıntısı olarak bilinir. Kırılma indisinin $\mathbf{n}=(kc/\omega)\hat{z}$ olduğu göz önüne alınıp, (3) denklemiyle verilen iletkenlik ifadesi bu denklemde yerine yazılırsa, aşağıdaki gibi matris formda bir ifade elde edilir.

$$\begin{bmatrix} M_{xx} & M_{xy} & 0 \\ M_{yx} & M_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & M_{zz} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix}=0 \quad (14)$$

Bu matrisin bileşenleri $M_{xx}=M_{yy}=n^2-1-\dfrac{i\sigma_1}{\varepsilon_0\omega}$, $M_{xy}=-M_{yx}=-\dfrac{i\sigma_2}{\varepsilon_0\omega}$ ve $M_{zz}=-1-\dfrac{i\sigma_0}{\varepsilon_0\omega}$ şeklindedir. Bu matris için katsayılar determinantı sıfıra eşitlenirse,

$$\left(-1-\frac{i\sigma_0}{\varepsilon_0\omega}\right)\left(n^2-1-\frac{i\sigma_1}{\varepsilon_0\omega}-\frac{\sigma_2}{\varepsilon_0\omega}\right)\left(n^2-1-\frac{i\sigma_1}{\varepsilon_0\omega}+\frac{\sigma_2}{\varepsilon_0\omega}\right)=0 \qquad (15)$$

bağıntısı elde edilir [4]. Buradan sağa ve sola kutuplanmış iki dalga elde edilir. n^2, reel ve sanal kısımlarına ayrılmış olarak sağa ve sola kutuplanmış dalga için sırasıyla,

$$n_1^2 = A + iB \quad \text{ve} \quad n_2^2 = E + iF \qquad (16)$$

şeklinde elde edilir. Buradaki A, B, E ve F katsayıları aşağıdaki gibidir.

$$A = 1+\frac{\omega_{pe}^2}{\omega}\left[\frac{(\omega+\omega_{ce})\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)-2\omega\nu_e^2}{\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)^2+4\omega^2\nu_e^2}\right] \qquad B = \frac{\omega_{pe}^2}{\omega}\left[\frac{2\omega\nu_e(\omega+\omega_{ce})+\nu_e\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)}{\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)^2+4\omega^2\nu_e^2}\right]$$

$$E = 1+\frac{\omega_{pe}^2}{\omega}\left[\frac{(\omega-\omega_{ce})\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)-2\omega\nu_e^2}{\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)^2+4\omega^2\nu_e^2}\right] \qquad F = \frac{\omega_{pe}^2}{\omega}\left[\frac{2\omega\nu_e(\omega-\omega_{ce})+\nu_e\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)}{\left(\omega_{ce}^2+\nu_e^2-\omega^2\right)^2+4\omega^2\nu_e^2}\right]$$

4. İyonosferik Plazmada İlerleyen Radyo Dalgasının Sönüm Katsayısı

Kırılma indisi reel ve sanal kısmına ayrılmış olarak $n = \alpha + i\beta$ şeklinde ifade edilirse, yukarıda elde edilen denklemlerden hareketle örneğin sağa kutuplu dalga için,

$$n^2 = (\alpha + i\beta)^2 = A + \dot{I}B \qquad (17)$$

bağıntısı yazılabilir. Bu ifadeden α ve β değerleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$\alpha^2 = \frac{1}{2}\left[\left(A^2+B^2\right)^{1/2}+A\right] \qquad \beta^2 = \frac{1}{2}\left[\left(A^2+B^2\right)^{1/2}-A\right] \qquad (18)$$

Burada α dalganın ilerleyen kısmını β ise sönüme uğrayan kısmını temsil etmektedir ve örneğin sola kutuplanmış dalga için sönüm katsayısı,

$$D = \frac{\omega}{\sqrt{2}\ c}\left[\left(A^2+B^2\right)^{1/2}-A\right]^{1/2} \qquad (19)$$

şeklinde elde edilir.

5. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada iyonosferik plazmada manyetik alan boyunca (**k//B**) ilerleyen dalga için sırasıyla iletkenlikler, kırılma indisi ve sönüm katsayısı elde edildi. Sönüm katsayısının kırılma indisine, kırılma indisinin ise ortamın iletkenliğine bağlı olduğu net bir şekilde görülmektedir. Yapılan analitik çalışmada elektron sıcaklığına bağlı olarak elde edilen iletkenlikler incelendiğinde ve dalga vektörü manyetik alan boyunca ($\mathbf{k} = k\,\hat{z}$ veya θ=0) tanımlandığında, (10) denklemiyle verilen σ' ifadesi, tensörün σ_{33} (plazma titreşimine etki eden) bileşeni hariç, (3) denklemiyle verilen σ ifadesine dönüşmektedir. Sonuç olarak kutuplanmış dalganın σ_1 ve σ_2 iletkenliklerine bağlı olduğu için manyetik alan boyunca ilerleyen kutuplanmış dalgaya elektron sıcaklığının etkisinin olmadığı görülmektedir. Bir başka deyişle, soğuk ve sıcak plazmadaki kutuplanmış dalganın karakteristiği aynıdır.

Kaynaklar

[1]. Zernov, N. N. ve Lundborg, B., The influence of ionospheric electron density fluctuations on HF pulse propagation, Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, 57(1), s.65-73, 1995.
[2]. İnan, U. S. and İnan, A. S., Electromagnetic Waves. Prentice Hall Inc., New Jersey, 2000.
[3]. Dendy, R. O., Plasma Dynamics. Clarendon Press, Oxford, 1990.
[4]. Ünal İ., Özcan O. ve Canyılmaz M., "İonospheric absorption of HF radio wave in vertical propgation", İranian Journal of Science & Technology-Transaction A, 31 (A4), s.413-419, 2007.

MUŞ ÜZERİNDEKİ ALT İYONKÜRENİN GÜÇLÜ HF RADYO DALGALARI VASITASIYLA ISITILMASI

Ramazan Atıcı, Esat Güzel*, Selçuk Sağır
Muş Alparslan Üniversitesi
Fen Edebiyat Fakültesi Fizik Bölümü
Muş
r.atici@alparslan.edu.tr, s.sagir@alparslan.edu.tr
*Fırat Üniversitesi
Fen Fakültesi Fizik Bölümü
Elazığ
eguzel@firat.edu.tr

Özet: *Yüksek frekanslı (HF) radyo dalgaları iyonküre modifikasyon deneylerinde kullanıldıkları gibi alt iyonkürenin sıcaklık ölçümlerinde de kullanılabilirler. Güçlü HF radyo dalgaları iyonküre içerisinden geçerken iyonküreyi oluşturan tabakalarda emilir. Bu emilimin en fazla olduğu tabaka iyonkürenin D-bölgesidir. Emilim neticesinde alt iyonküre ısınır ve radyo dalgaları tarafından hızlandırılmış elektronlar ile nötr bileşenler arasında çarpışmalar meydana gelir. HF radyo dalgasının D-bölgesinde emilimi ile meydana gelen ısınma çok kısa sürer ve bu ısınma emilim katsayısının hesaplanması vasıtasıyla bulunur. Bu çalışmada hesaplamalar 60 ile 120 km arasındaki yükseklik bölgesi için, özellikle anormalliklerin olduğu günler, bir de yaz ve kış ayları için hesaplanmıştır.*

1. Giriş

Yüksek güçlü vericilerin yayınladığı HF radyo dalgalarının meydana getirdiği yapay elektron ısınmasının çeşitli atmosferik olaylar üzerinde etkiye sahip olduğu bazı araştırmacılar tarafından çalışılmıştır[1-5]. Bu yapay ısınmanın alt iyonkürede meydana getirdiği tedirginlikler elektronların kinetik enerjilerinde artışa sebep olur. Aynı zamanda, radyo dalgasının emilimi neticesinde meydana gelen ısınma etkisi, nötr parçacıklar ve radyo dalga tarafından hızlandırılmış elektronlar arasında çarpışmalara neden olur. Bu koşullarda radyo dalga enerjisinin bir kısmı elektronların termal enerjisine aktarılır. Genel olarak iyonküre içerisinde ilerleyen yüksek güçlü bir radyo dalgasının enerjisi ısıya ve elektromanyetik gürültüye dönüşür ve bunlar emilim terimi ile ilişkilidir. Çarpışmalar neticesinde yayılan radyo dalgasından enerji emilir ve sonuçta sinyalin gücü azalır. Isınma etkisi genellikle D-bölgesinde daha fazla iken bu bölgenin yukarısında zayıflamaktadır.

Çok sayıda araştırmacı iyonküre elektron gazının yapay olarak ısıtılması ile ilgili teorik analizler yapmıştır [6-11]. Teorik hesaplamalar temel olarak elektron gazının ideal gaz yaklaşımı kullanılarak yapılmıştır. Bu araştırmacılardan bazıları iyonkürede HF ısıtmasının sebep olduğu manyetik karışıklıları incelerken, bazıları da yapay elektron ısınması ve elektron yoğunluğunda yerel bir değişmenin etkilerini araştırmışlardır. Bu çalışmada HF radyo dalgasının alt iyonküreyi yerel olarak ısıtmasını, ideal gaz yaklaşımını kullanarak özellikle anormalliğin olduğu günler için inceledik.

2. Teorik Isınma Modeli

Yüksek frekanslı (HF) radyo dalgası iyonküre arasından yayıldığında I enerji akı yoğunluğunun yükseklik ile değişimi,

$$\frac{dI}{dz} = -2\kappa I \tag{1}$$

eşitliği ile tanımlanır. Burada κ, HF dalga emilim katsayısı ve I (z) enerji akısıdır. Enerji akısı,

$$I(z) = \frac{PG}{4\pi z^2} \exp\left(-2\int_0^z \kappa(z')\,dz'\right) \tag{2}$$

ile verilir. Burada z yükseklik, P vericinin gücü ve G ise kazancıdır. PG çarpımı etkin ışıma gücü olarak bilinir ve ERP ile gösterilir. Kırılma indisi vasıtasıyla bulunan κ emilim katsayısı,

$$\kappa = -\frac{\omega\, Im(n)}{c} \tag{3}$$

şeklinde tanımlanır. Burada $\omega\ ve\ c$ sırasıyla radyo dalgasının açısal frekansı ve ışığın boşlukta yayılma hızıdır. Kırılma indisi n, Appleton-Hartree teorisinden bulunur ve bu nicelik elektron yoğunluğuna, dalga frekansı ve moduna, elektronların nötr bileşenler ile çarpışma frekansına ve Dünya'nın manyetik alanı ve dalganın yayılım doğrultusu ile ilişkili açıya bağlıdır. Kırılma indisi, iyonküre plazmasındaki elektron-nötr çarpışmaları kompleks bir sayı ile gösterilebilir, n'in sanal kısmı dalganın sönümünü tanımlar. Sönümün fiziksel yorumu dalga enerjisinin bir kısmının plazma içinde emilmiş olmasıdır. Bu enerji gerçekte elektronlar ve nötronlar arasında bölünmüştür, fakat büyük kütle farkından dolayı elektronlar pratik olarak enerjinin tümünü alır. Kırılma indisinin sanal kısmı sağa kutuplanmış dalga için Aydoğdu vd. (2004)' den, T_e elektron sıcaklığına bağlı olan ν_{en} elektron-nötr çarpışma frekansı Rodriquez(1994)'den ve hesaplamalarda kullanılan nötr bileşenler ve nötr elektron sıcaklığı MSISE-90 (Mass Spectrometer Incoherent Scatter) modelinden alınmıştır [12-14]. Termal iletkenlik ve plazma taşıması ihmal edildiğinde elektron enerji denge eşitliği,

$$\frac{3}{2} k N_e \frac{dT_e}{dt} = -Im(n)\frac{2\omega I}{c} - L \tag{4}$$

şeklinde verilir. Burada $k, N_e\ ve\ L$, Boltzman sabitini, elektron yoğunluğunu ve çarpışmalardan kaynaklanan elektron enerji kayıp oranını gösterir. Herhangi bir yükseklikte, elektron sıcaklık artışı her ikisi de elektron sıcaklığına bağlı olan, enerji girişi ve kaybı arasındaki bir dengeden bulunur. Böylece yerel olarak ısınmış elektron sıcaklığı,

$$2\kappa(T_e)I = L(T_e) \tag{5}$$

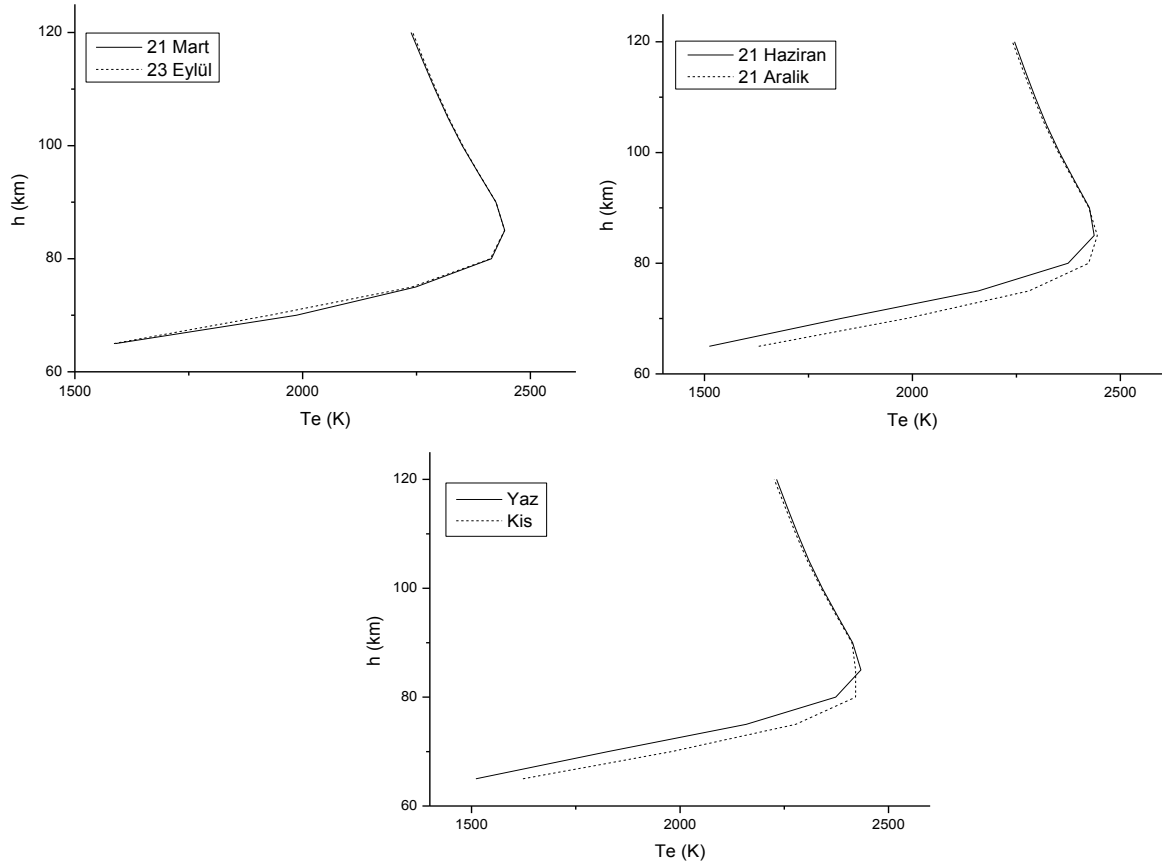
ifadesi ile elde edilir. (1)-(5) denklem sistemi plazma frekansının rezonansa uğradığı bölgeye kadar iyonküre plazmasından bir radyo dalgasının geçişini tanımlar. Bu denklem sistemi Rietvield vd. (1986) tarafından tanımlanmış yöntem kullanılarak sayısal olarak çözülmüştür. L için ifadeler Stubbe ve Varnumdan alınmıştır [15]. Alt iyonkürede elektron yoğunluğunun değişimi,

$$\begin{aligned} N_e(z) &= N_e(z_0) && z \geq z_0, \\ N_e(z) &= N_e(z_0)\exp\left(\frac{z-z_0}{H_s}\right), && z < z_0 \end{aligned} \tag{6}$$

ile verilmektedir. Burada H_s elektron yoğunluk değişimlerinin ölçek yüksekliği ve z_0 referans yüksekliğidir.

3. Sonuçlar ve Tartışma

İyonkürenin yapay olarak ısıtılması bölüm 2'de verilen yöntem ile özellikle anormalliğin olduğu günler için hesaplanmış ve sonuçlar Şekil 1' de gösterilmiştir. Şekil 1'in sol üst köşesinde gece ve gündüzün eşit olduğu günler için elektron sıcaklığındaki artış gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar birbirine oldukça yakın çıkmıştır. Bu da bu günlerdeki sıcaklık değişimin fazla olmadığını gösterir. Şekil 1'in sağ üst köşesinde ise en uzun gündüzün ve gecenin yaşandığı günler için elde edilen değerler gösterilmektedir. Özellikle 80 km'ye kadar 21 Aralık değerlerinin 21 Haziran değerlerinden büyük olduğu görülmektedir. Bu da kış anormalliğinden dolayı bu günlerde sıcaklık değişiminin beklenenin aksine gerçekleştiğini gösterir. Yaz ve kış değerleri için yapılan hesaplamalar Şekil 1'in alt kısmında gösterilmiştir.



Şekil 1. Denklem (6) ile verilen elektron yoğunluğu değerleri için elektron sıcaklık artışının anormalliğin olduğu günler ve yaz-kış ayları için hesaplanmış değerleri. Ölçek yüksekliği $H_s = 5\ km$, $N_e(90) = 1.5 \times 10^9\ parç/m^3$, dalganın frekansı 5 MHz ve $ERP = 250\ MW$ olarak alınmıştır. MSIS değerleri 2008 yılı 39.29 K enlemi ile 41.06 D boylamları arasında saat 12 UT için alınmıştır.

Şekilde de görüldüğü üzere özellikle 80 km'ye kadar kışın elektron sıcaklığındaki artış yaz mevsimindekinden daha büyüktür. Tüm bu günlerde elde edilen değerler için en büyük elektron sıcaklık artışı iyonkürenin D-bölgesinde meydana gelmiştir. Isıtıcı dalganın alt iyonkürede emildiği ve elektron sıcaklığının da 80 km' ye kadar tedirginleştiği görülmektedir. Elde edilen bu sonuçlar en büyük emilimin D-bölgesinde meydana geldiğini gösteren önceki çalışmalar ile uyum içerisindedir [8,16].

Kaynaklar

[1]. Rietveld, M. T., Kohl, H., ve Kopka, H., Introduction to ionospheric heating at Tromsø 1. Experimental overview, J. Atmos. Terr. Phys., 55, 577–599, 1993.
[2]. Jones, T. B., Robinson, T. R., Stubbe, P., ve Kopka, H., EISCAT observations of the heated ionosphere, J. Atmos. Terr. Phys., 48, 1027–1035, 1986.
[3]. Kosch, M. J., Rietveld, M. T., Hagfors, T., ve Leyser, T. B., High latitude HF-induced airglow displaced equatorwards of the pump beam, Geophys. Res. Lett., 27, 2817–2820, 2000.
[4]. Chilson, P. B., Belova, E., Rietveld, M. T., Kirkwood, S., ve Hoppe, U.-P., First artificially induced modulation of PMSE using the EISCAT heating facility, Geophys. Res. Lett., 27, 3801–3804, 2000.
[5]. Belova, E., Chilson, P. B., Kirkwood, S., ve Rietveld, M. T., The response time of PMSE to ionospheric heating, J. Geophys. Res.,108, 8446, 2003.
[6]. Stubbe, P ve Kopka, H., Modulation of the Polar Electrojet by Poverful HF Waves, J. Geophys. Res., 82, 2319, 1977.

[7]. Rietveld, M.T., Kopka, H., ve Stubbe, P., D-region characteristics deduced from pulsed ionospheric heating under auroral electrojet conditions, J. Atmos. Terr. Phys., 45, 311-326, 1986.
[8]. Belova, E. G., Pashin, A. B., and Lyatsky, W. B., Passage of powerful HF radio wave through the ionosphere as a function of initial electron density profiles, J. Atmos. Terr. Phys., 57, 265–272, 1995.
[9]. Kero, A., B¨osinger, T., Pollari, P., Turunen, E., and Rietveld, M., First EISCAT measurements of electron-gas temperature in the artificially heated D-region ionosphere, Ann. Geophys., 18, 1210–1215, 2000.
[10]. Kolesnikova, E., Robinson, T. R., Davies, J. A. , Wright, D. M. ve Lester, M., Excitation of Alfv´en waves by modulated HF heating of the ionosphere, with application to FAST observations, Ann. Geophys., 20, 57-67, 2002.
[11]. Kassa, M., Havnes, O., Belova, ve E., The effect of electron bite-outs on artificial electron heating and the PMSE overshoot, Ann. Geophy., 23, 3633–3643, 2005.
[12]. Aydoğdu, M., Yeşil, A., ve Güzel, E., The Group Refractive Indices Of HF Waves In The Ionosphere And Departure From The Magnitude Wifhout Collisions, J. Atmos. Terr. Phys., 66, 343-348, 2004.
[13]. Rodriguez, J. V., Modification of the Earth's Ionosphere By Very-Low-Frequency Transmitters. Doktora tezi, University of Stanford, Department of Electrical Engineering, Stanford, ABD, 1994.
[14]. Hedin, A. E.: Extension of the MSIS thermosphere model into the middle and lower atmosphere, J. Geophys. Res., 96, 1159–1172, 1991.
[15]. Stubbe, P., ve Varnum, S., Electron Energy Transfer Rates in the Ionosphere, Planet. Space Sci., 20, 1121-1126, 1972.
[16]. Unal, I., Ozcan, O., ve Canyılmaz, M., Ionospheric Absorption Of HF Radio Wave In Vertical Propagation, Iranian Journal of Science &Technology, 31, 413, 2007.

İYONOSFERİK KRİTİK FREKANS foF2 KESTİRİMİNDE ARMA MODELLERİ VE GERİ BESLEME TEKNİĞİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

*E. Mizrahi, **A.H. Bilge, ***Y. Tulunay, *B.Güler

*İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Edebiyat Fakültesi Matematik Bölümü

Maslak, İstanbul

mizrahi1@itu.edu.tr, burak.guler.itu@gmail.com

**Kadir Has Üniversitesi, Fen Edebiyat Fakültesi, Enformasyon Teknolojileri Bölümü

Cibali, İstanbul

ayse.bilge@khas.edu.tr

***Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Havacılık ve Uzay Fakültesi

Ankara

ytulunay@metu.edu.tr

Özet: *İyonosferik kritik frekansın modelleme ve kestiriminde geri besleme teknikleri "E. Mizrahi, A.H. Bilge, Y. Tulunay,(2002). Statistical properties of the deviations of foF2 from monthly medians" ve "A.H. Bilge, E. Mizrahi, Y. Tulunay,(2002). Variation of the feedback coefficient with R12 and the geographic latitude in 1 -h ahead forecast of foF2" makalelerinde incelenmiş ve tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Son zamanlarda otoregresif modeller kestirim için yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır. Çalışmamızda ekonomi alanında yaygın olarak kullanılan yazılımlar foF2 verisine uygulanmış ve geri besleme sonuçları ile karşılaştırılmıştır.*

1.Giriş

İyonosferik kritik frekansların modellenmesi konusunda literatürde çeşitli çalışmalar yapılmış ve gerçek zamanda işleyen sistemler geliştirilmiştir [4]-[5]. İyonosferik kritik frekanslarda güneş lekeleri döngüsünden, mevsimsellikten ve günlük değişimden kaynaklanan periyodik bileşenlerin olduğu bilinmektedir. Bunların dışında kalan değişimler ise stokastik bir süreç olarak düşünülmektedir. Daha önceki çalışmalarımızda periyodik değişimler için çeşitli modeller geliştirilmiş, veri ve model arasındaki sapmaların istatistik özellikleri modellenmiştir [1]. Bu çalışmada özel olarak pozitif ve negatif sapmaların farklı istatistiğe sahip olduğu gözlenmiştir. Daha sonra yapılan bir çalışmada ise, sapmaların kestirimi için geri besleme tekniğini kullanan bir model geliştirilmiştir.[2]-[3]. İyonosferik kritik frekans verisindeki modelden sapmalarda tamamen rasgele olan değişimlerin yanı sıra jeomanyetik aktivite ve güneş lekelerinden de kaynaklanan değişimler olduğu bilinmektedir. Bu değişimler birkaç saat veya bir iki gün sürmektedir. Dolayısıyla bu tür değişimlerin tamamen rasgele değişimler olarak modellenmesi çok uygun değildir. Bu yapı ise ekonometrik veri analizindeki "volatilite" kavramını çağrıştırmaktadır.

Ekonometrik veri analizinde, öncelikle verideki deterministik değişimler modellenmekte, kalan terimi durağan bir stokastik süreç haline getirilmektedir[6]. Daha sonra durağan hale getirilmiş veriye "otoregresif (AR)" veya "hareketli ortalama (MA)" modeller veya her ikisi (ARMA) en küçük kareler yöntemi ile uygulanmaktadır. Bu aşamada, verideki korelasyonların giderilmiş olması beklenmektedir. Eğer ARMA modeli başarılı ise, modelin kalan teriminde korelasyonlar güven sınırları içinde olacaktır. Bu ise kalan teriminin bir stokastik süreç olarak "korelasyonu olmadığı" anlamına gelir, ancak kalan terimi beyaz gürültü olmayabilir. Gözlemlenmiş olan bir veri örneğinin beyaz gürültü olup olmadığını hesap yöntemleri ile anlamak mümkün değildir. Eğer veri beyaz gürültü ise, sadece kendisi değil, karesi kübü, mutlak değeri vb. veriden hesaplanacak tüm serilerin de korelasyonu olmayacaktır. Ekonometri literatüründe, serinin kendisinin ve karesinin korelasyonunun olmaması, beyaz gürültü olduğu yönünde kuvvetli bir delil olarak kabul edilmektedir. Çalışmamızda kullandığımız e-views

programı da bu varsayımlara göre çalışmaktadır. Kalan terimi beyaz gürültü değilse, kalan teriminin varyansı zaman içerisinde değişmektedir. Varyans için yapılan otoregresif bir modelin de kullanıldığı teknik ARCH/GARCH (Autoregressive Conditional heteroscedasticity, Generalized ARCH) modeller olarak adlandırılmaktadır. Bu teknikle "volatilite" için model oluşturulmaktadır.

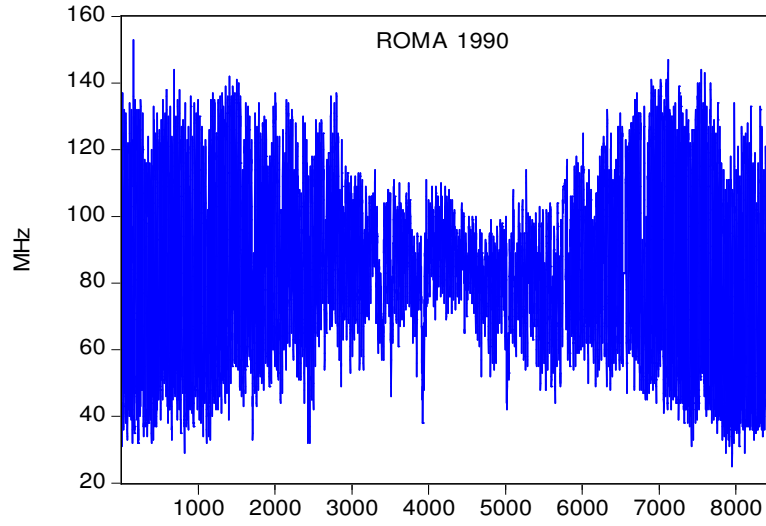
Çalışmamızda, Avrupa'da, alçak, orta ve yüksek enlem aralığı olarak tanımlayacağımız, sırasıyla, 42.7-40.8, 45.5-51.5, ve 60.0-64.6 kuzey enlemlerinden ikişer şehir seçerek toplam 6 şehrin 1981-1992 yılları arasındaki saatlik iyonosferik kritik frekans foF2 verisi birer yıllık örnekler için incelenmiştir. Her örnek için trigonometrik modülasyonlu deterministik modeller geliştirilmiş, fark terimine ise sırası ile AR ve GARCH modelleri uygulanmış, sonuçta kalan terimi beyaz gürültüye indirgenmiştir.

2. Veri

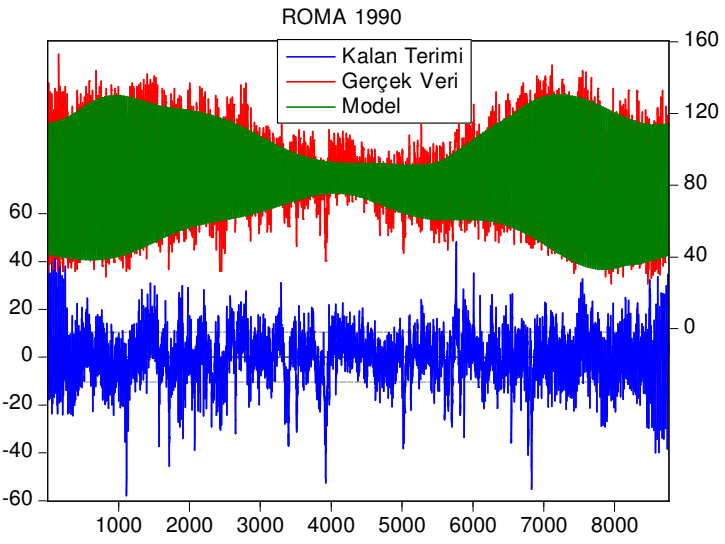
İyonosferik kritik frekans foF2 verisinin, gerek R_{12} güneş lekelerinden, gerek enlem farklılıklarından etkilendiği bilinmektedir[1]. Çalışmamızda kullandığımız veri seçiminde bunlara dikkat ettik. Enlem farklılıklarını incelemek için, yüksek kuzey enlem olarak 64,6 Lycksele ile 59.8 Uppsala, orta kuzey enlem olarak 55.5 Moskova ile 50.1 Dourbes ve alçak kuzey enlem olarak 41.8 Roma ile 42.7 Sofya şehirlerinin saatlik iyonosferik kritik frekans verisini kullandık. R_{12} güneş lekelerinin etkisini incelemek için, 1981, 1990 yüksek R_{12}, ve 1984, 1985, 1986 düşük R_{12} yıllarını içeren 1981-1992 yıl aralığını seçtik.

3. Deterministik Model

Bir yıl süreli gözlemlenmiş saatlik foF2 verisinde bariz bir trend yoktur. Güneş lekelerinden kaynaklanan değişim lineer bir model olarak hesaba katılmıştır. Veride 24 saatlik değişimin genliğinin kış aylarında daha yüksek olduğu gözlenmektedir. Bu değişimi modellemek için 24 saat ve 365 gün periodlu sinusoidal değişimler ve bunların harmonikleri kullanılmıştır. Kış aylarında artan genliği modellemek için ise, 24 saatlik değişimler 365 gün süreli değişimlerle çarpılarak modüle edilmiştir. Deterministik modelde 67 fonksiyon kullanılmıştır. Örnek olarak Roma şehrinin 1990 yılı saatlik iyonosferik kritik frekans verisi (Şekil1), ve deterministik değişimlerin trigonometrik modülasyonlar uygulanarak modellenmesi (Şekil2), aşağıda verilmiştir. Hata %8,5 civarındadır.

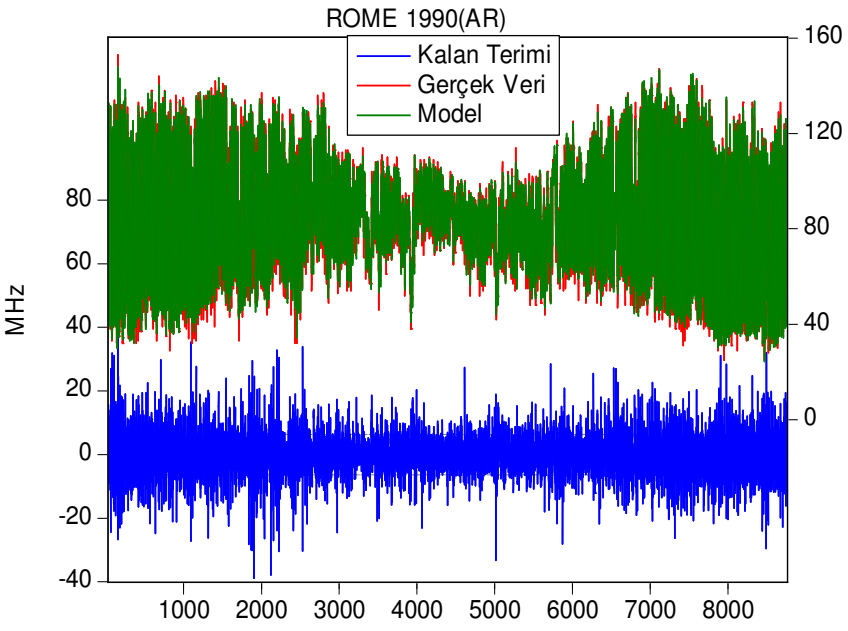


Şekil 1: Roma 1990 iyonosferik kritik frekans verisi

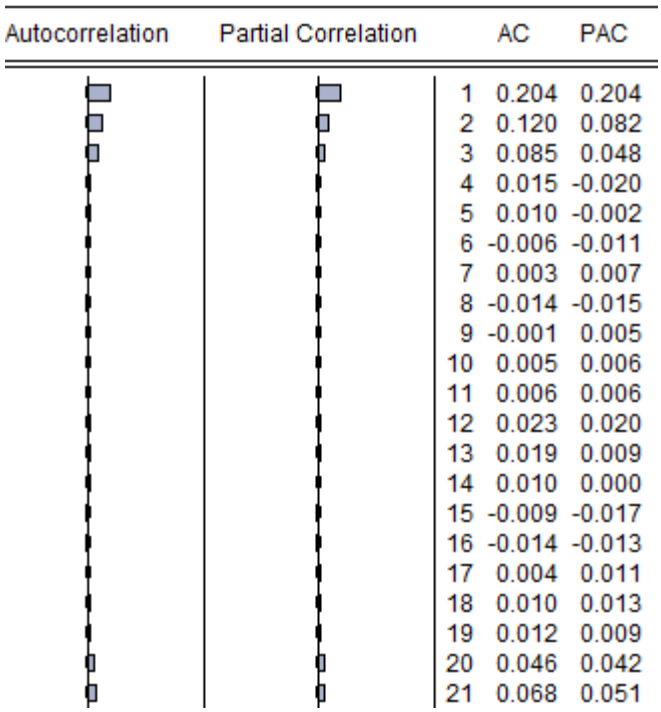


Şekil 2: Roma 1990 iyonosferik kritik frekans verisi modeli

Modelin korelogramına bakıldığında; 1, 2, 22,24,26 kademelerinde korelasyonlar görülmüştür. Kalan terimin korelasyonlarını yok etmek için AR modeli uygulanarak Şekil 3 elde edilmiştir.

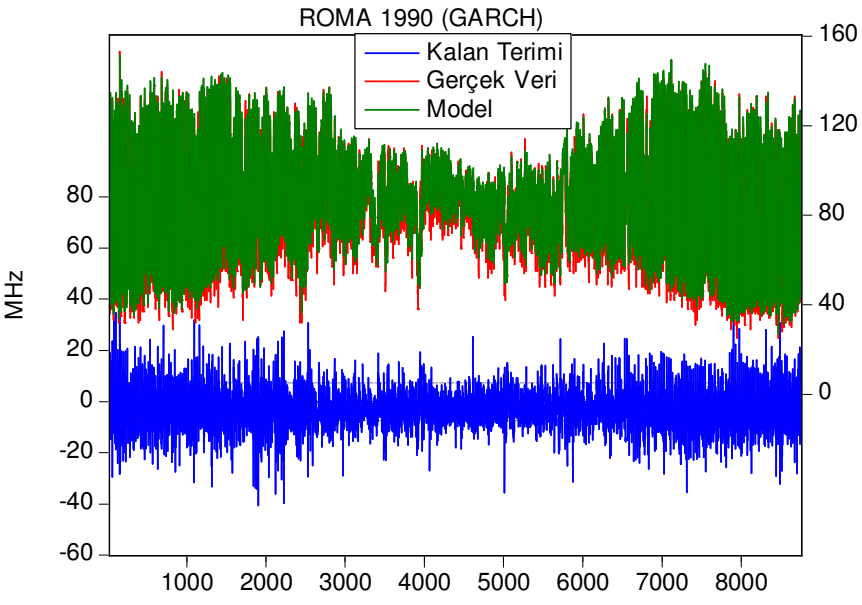


Şekil 3: Roma 1990 AR modeli

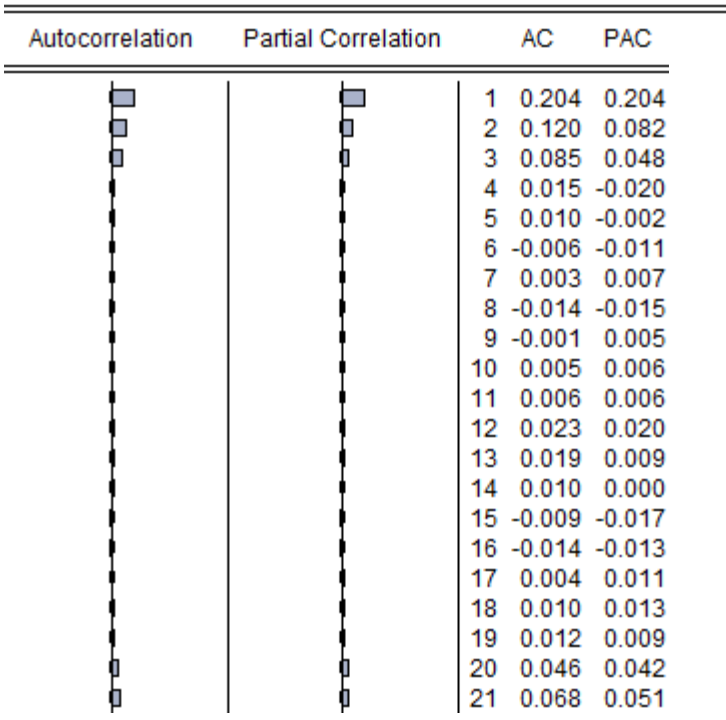


Şekil 4: Roma 1990 AR model kalan terimi karesi korelogramı

Elde edilen modelde kalan terimin korelasyonunun olmaması beyaz gürültü olmasını garantilemediği bilinmektedir. Bu nedenle kalan terimin karesinin korelasyonuna bakılarak (Şekil 4) beyaz gürültü olmadığı saptanmış ve GARCH modeli uygulanmıştır (Şekil5). Son olarak elde edilen modelin kalan teriminin korelasyonunun olmadığın ve beyaz gürültü olduğu gözlemlenmiştir (Şekil6).



Şekil 5: Roma 1990 GARCH modeli



Şekil 6: Roma 1990 Garch modeli korelogram

4. AR Model

Deterministik model yapıldıktan sonra modelden sapmaların otokorelasyon ve kısmi otokorelasyonları hesaplanmıştır. Otokorelasyonda güven sınırları dışında kalan kaymalar MA modelinin, kısmi otokorelasyanda güven sınırları dışında kalan kaymalar ise AR modelin mertebesini vermektedir. foF2 verisinin modelden sapmalarında genelde AR(1)-Ar(5) ve AR(22)-AR(25) modeller kullanılmıştır. Bu modeller kalan teriminde korelasyonları başarı ile yok etmiştir ancak kalan teriminin karesinde korelasyonlar mevcuttur. Bu ise GARCH modellerin gerekli olduğunu göstermektedir.

5. GARCH Model

foF2 verisinin modelden sapmalarına AR model uygulandıktan sonra kalan teriminin karesi için genel olarak kısmi otokorelasyonda 1-3. kaymalarda korelasyonlar görülmektedir. Bu durum finansal zaman serileri ile benzerlik göstermekte ve GARCH modelinin gerekli olduğunu göstermektedir. foF2 verisi için korelogramlar ARCH(1) modelinin yeterli olacağını göstermektedir. Çalışmamızda e-views programının standart olarak kullandığı GARCH(1,1) modeli normal dağılımlı gürültü varsayımı altında çalıştırılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

6. Sonuç

foF2 verisi finansal zaman serilerine benzerlik göstermektedir. Yüksek, orta ve alçak kuzey enlemlerinden seçtiğimiz 6 şehirin 1981-1992 yılları arasındaki iyonosferik kritik frekans verisine uygulanan AR ve GARCH modelleri sonucunda elde edilen modellerde de daha önceki çalışmamızda [1] saptanan bağımlılıklar gözlenmiştir. Elde ettiğimiz modellerde, yaz ayları ile kış ayları arasında farklılık, R_{12}'nin yüksek olduğu örneğin 1981 yılı ile R_{12}'nin alçak olduğu örneğin 1985 yılı arasında farklılık gözlenmiştir. Geri besleme tekniği ile elde edilen modellerde hata %6-%12 arasında gözlenirken[2], AR ve GARCH modelleri uygulandığında elde edilen hata %7-%12 arasındadır. Bu sonuçlar, elde edilen modellerin anlamlı olduğunu açıklamaktadır. Sonuç olarak AR ve GARCH modellerinin Geri Besleme tekniğine bir alternatif olduğu söylenebilir.

Kaynaklar

[1] Mizrahi E., Bilge A.H., Tulunay Y., Statistical Properties of the deviations of foF2 from monthly medians, Annals of Geophysics. 45 N.1, 131-143, 2002.

[2] Mizrahi E., Bilge A.H., Tulunay Y., Variation of the feedback coefficient with R12 and the geographic latitude in 1-h ahead forecast of foF2, Annals of Geophysics 45 N.1, 87-95, 2002.

[3] Bilge A.H., Tulunay Y., A novel on-line method for single station prediction and forecasting of the ionospheric critical frequency foF2 1-hour ahead, Geoph. Res. Let. Vol.27, pp.1383-1386, 2000.

[4] Baykal Ş.A., A model study of ionospheric critical frequencies for telecommunication purposes, Y. Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, 1998.

[5] Bilge, A.H., Tulunay, Semi empirical single station modeling of foF2 variations: spectral analysis, Poster sunumu, 23. Avrupa Jeofizik Topluluğu Genel Kongresi, Nice, Fransa, 1998.

[6] Tsay, R.S., Analysis of Financial Time Series, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2005.

Radyo Astronomide Veri Depolanması ve Bu Konuda Kullanılabilecek Yapılar

Mustafa Kürşad YILDIZ, Ferhat Fikri ÖZEREN
Erciyes Üniversitesi
Astronomi ve Uzay Bilimleri Bölümü
Kayseri
mkyildiz@erciyes.edu.tr, ozeren@erciyes.edu.tr,

Özet: *Radyo ışınımın yıldızlar arası ortamdan ve dünya atmosferinden belirli frekans aralığında etkilenmemesi ve günün her saati radyo teleskoplarla algılanabilmesi, bize çok büyük miktarlarda veri sağlanmaktadır. Bu verilerin analiz edilerek yorumlanması büyük bir zaman ve çaba gerektirdiği gibi, verilerin ilk başta nasıl ve hangi yapıda kaydedildiği çok büyük önem taşır. Bu çalışmada Radyo astronomide kullanılan bilimsel veri yapıları veri depolamanın önemi ve depolama için kullanılabilecek yapılar anlatılacaktır.*
Anahtar Kelimeler: Radyo veri, Bilimsel Veri Formatı, Veri Depolama

Abstract: *Radio radiation, isn't affected interstellar medium and the earth's atmosphere between particular frequencies, can be detected with radio telescopes at any time of day which provides very large amounts of data to us. Interpreting the analysed data not only requires a huge time and effort but also very important how it is stored in the very beginning. In this study, we will describe scientific data structure used in radio astronomy, the importance of data storage and structures can be used for storing.*
Keywords: Radio Data, Scientific Data Format, Data Storage

1. Giriş

Radyo astronomi, ikinci dünya savaşı sırasında İngilizlerin, Alman uçaklarını görebilmek için radarı geliştirmesi ve bu radarlar ile alınan bazı sinyallerin netleştirilmesi amacıyla başlamıştır. Radyo astronomi adındanda anlaşılacağı gibi, elektro - manyetik (EM) spektrumun "radyo" olarak isimlendirilen bölgesini incelemektedir. EM spektrumun radyo bölgesinde gözlem yapabilmek için kullanılan radyo teleskopların radarlardan farkı herhangi bir vericisinin olmamasıdır. Radyo teleskoplar, uzaydaki radyo kaynaklarının saldıkları ışınımı toplayıcı anten yardımıyla alıcılarına iletir ölçülmesini ve değerlendirilmesini sağlarlar. Tarihte ilk kullanılan radyo anten, astronomik radyo kaynaklarını tanımlamak için 1931 yılında Karl G. Jansky tarafından yapılmış ve böylece resmi olarak bilimsel radyo astronomi başlamıştır. [1]

Radyo ışınımı galaksilerarası ve yıldızlararası ortamdan soğurulmadan geçebildiğinden, radyo astronomi, optik astronomiye göre sönük kaynakların gözlenmesine daha fazla olanak verir. Radyo ışınımını toplamak ve bu ışınımı kaydetmek için radyo teleskoplara ihtiyaç vardır.[2]

2. Veri Depolama

Veri, hayatımızın her anında, biz farkında olsakta olmasakta bizimle olan bir kavramdır. Bir verinin bilgisayar ortamında veya başka ortamlarda bulunması önemli değildir. Verinin birçok tanımı vardır bunlardan bazıları: Veri, bir sorunun yanıtını bulabilmek için başlangıçta verilen bilgidir; bir problemi çözerken zihnimizde kurduğumuz "nasıl çözebilirim?" sorusuna kendi zihnimizde verdiğimiz ilk yanıt; herhangi bir tartışmada aklımıza gelen farklı düşüncelerin temeli veya herhangi bir araştırmanın hareket noktasıdır. Veriler, herhangi bir problemin çözümlenmesi için kendinden yararlanılan dayanaklardır. Alınan verilerin anlamlı hale getirilebilmesi için bu verilerin saklanması yani depolaması gerekmektedir.

Tüm bilimsel disiplinlerde veri depolamadaki zorluklardan birisi: veri yapısında çok değişken formatlar oluşturulması ve bu formatların gün geçtikçe çok hızlı bir şekilde artmaya başlamasıdır. Bizim için radyo teleskoplardan gelen verilerin bilgisayar ortamında gözlem sonrası kullanılabilmesi için gerekli yapıda depolanması çok önemlidir. Ancak buradaki zorluk gözlem süresince verilerin çok hızlı bir şekilde artması ve bu alınan verilerin güvenli bir şekilde kaydedilmesi, depolanması ve yedeklenmesidir. Bir diğer temel zorlukta, farklı gözlemevlerinde üretilen verilerin farklı formatlarda olmasıdır.

3. Veri Depolama için kullanılan yapılardan biri: FITS

New Mexico'daki Very Large Array (VLA) ve Hollanda, Westerbork'daki Westerbork Synthesis radyo teleskobu (WSRT), 1970'lerin sonunda radyo gökyüzünün yüksek çözünürlüklü resimlerini üretmeye başlamışlardır. Bu iki enstitü birbirleriyle ortaklaşa çalışma yapmak için farklı frekanslarda gözlem yapma ve sonrasında bunları karşılaştırma kararı almışlardır. Alınan verilerin birleştirilmesiyle tayfsal index haritaları oluşturmuşlardır. Bu tür iş birlikleri sadece radyo astronomi alanında değil CCD (Charge Couple Device)'nin keşfedilmesiyle optik astronomi alanında da hızlı bir şekilde yaygınlaşmaya başlamıştır.

Farklı iki sistemden alınan verilerin paylaşılması oldukça ağır işlemler gerektiren zamanlarda. Tüm bu işlemler yerine kesin bir veri yapısı üretilmek istenmiş, işbirliği içindeki enstitülerin dijital görüntü iletiminde tek değiş-tokuş standart biçimi oluşturulmuştur. Böylece tüm enstitüler sadece iki programa ihtiyaç duymuşlardır: birincisi, enstitünün kendi formatından iletim formatına dönüştürmek için ve diğeride, iletim formatından enstitünün kendi formatına dönüştürmek için. Flexible Image Transport System (FITS) böyle bir transfer ihtiyacını karşılamak için oluşturuldu. Bu sistem 1982 yılında Uluslararası Astronomi Birliği tarafından standart dosya sistemi olarak kabul edilmiştir. [3]

FITS'in temel birimi, bir takım özel kayıt ile isteğe göre sonuçlanan başlık satırlarından (Header Data Units "HDUs") oluşur. Her HDU'nun ilk parçası ASCII kart görüntülerinin içerildiği "baş" kısımdır. Bu içerik anahtar kelimelerden oluşur (keyword) yani değer tabloları içerir ki bu tablolar verinin boyutunu, türünü ve takip edilen veri yapısını tanımlar. Bu yapı, oluşturucunun önemli gördüğü veri grubu hakkında her türlü bilgiyi içerebilir; Örneğin, dosyanın veya verinin tarihi hakkında bilgi, veri tanımlamasında fiziksel oluşumlar ya da veriyi toplamak için kullanılan materyaller hakkında bilgi içerebilir. Hem header'ın hemde verinin mantıksal kayıt botuları 23040 bit'tir, bu da 2880 byte ya da 36 header kart görüntüsüne eşittir. HDU'lar özel kayıtlar tarafından takip edilebilir; sadece bu özel kayıtlarda bazı sınırlamalar vardır ki bunlar, standart 23040 bit mantıksal kayıt boyutu olması gibi kurallardır. Bir FITS dosyası, dosyanın mantıksal bitmiyle (`END`) sonlandırılmıştır.

Orjinal formdaki bir FITS dosyası sadece bir tek HDU dan meydana gelir. Bu HDU'da header(başlık) ve bir dizi veriden oluşur ki bir dijital görüntü içeriyormuş gibi sayılır. Basitçe bir HDU yapısı, temel FITS olarak bilinir. Eksenlerin uzunluğu, sayısı ve değerlerin veri türü olan veri dizisi anahtar kelimeler ile tanımlanır. FITS'in orjinal kullanımı, dijital görüntülerin transferi için veri matrislerine dönüştürülmesidir. Buna rağmen temel FITS'in veri matirisi, sadece basit bir resim için değil çok-boyutlu dizilerin bir çoğunun transfer edilmesinde kullanılabilir. Bir FITS dosyasının ilk HDU'su "primary (birincil) HDU" olarak isimlendirilir ki bu yapı herhangi bir veri içerme gerekliliği olmasada, basit FITS şeklinde olmalıdır.

Standart veri formatı iki tür tablo içerir: ASCII kayıtlarla tablolar ve İkili sayı sistemi (binary) kayıt tabloları, ayrıca birincil HDU'nun içindeki veri tipinin aynısını içerecek kadar genişlemesine izin veren çok boyutlu genişlemiş bir dizin formatı da vardır.

İsminin içerisinde "görüntü transferi" olmasına rağmen FITS, resim transferi için basitçe dizayn edilmiş bir grafik formatı değildir; veriyi çözmek için paketler halindeki "FITS verilerini" görüntüye dahil etmez. Kullanıcalar, FITS dosyasından verinin görüntülenmesi veya okunması için farklı yazılımlar kullanmak ya da geliştirmek zorundadırlar. Bu geniş kullanımdan dolayı FITS tüm temel astronomik görüntüleme paketleri tarafından desteklenir. Veri yapısı, formatın önemli bir parçasıdır ve kullanıcılar için ulaşılabilir durumdadır. Bu özellikleriyle FITS, birçok diğer veri standartlarından ayrılır. Bu sistemler aslında etiketleme ya da nitelendirme sistemleridir.

Böylelikle, FITS oluşturucuların isteklerine göre ayarlanabilir. Yani bir gözlemevinde yapılan araştırmalarda kayıt altına alınması gereken özellikleri FITS dosyasının içine koyabilir, istemediklerinizi çıkartabilirsiniz. Örneğin gözlem sıransında havanın nem miktarı sizin için önemli ise bunu sandart dosyaya koyabilir, rüzgar oranı önemsiz ise bunu bu FITS dosyasına koymayabilirsiniz. [4]

4. Örnek FITS

```
0000000001111111111222222222233333333334444444444555555555566666666
1234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567
SIMPLE  =                    T /
BITPIX  =                   16 /
NAXIS   =                    4 /
NAXIS1  =                 2048 /
NAXIS2  =                 1024 /
NAXIS3  =                    1 /
NAXIS4  =                    1 /
EXTEND  =                    T / TABLES FOLLOWING MAIN IMAGE
BLOCKED =                    T / FILE MAY BE BLOCKED
OBJECT  = '3C405   '           / SOURCE NAME
TELESCOP= '        '           /
INSTRUME= '        '           /
OBSERVER= 'PERL    '           /
DATE-OBS= '27/10/82'           /OBSERVATION START DATE DD/MM/YY
DATE-MAP= '14/07/83'           /DATE OF LAST PROCESSING DD/MM/YY
BSCALE  =    7.04625720812E-05 /REAL = FITS_VALUE * BSCALE + BZERO
BZERO   =    2.18688869476E+00 /
BUNIT   = 'JY/BEAM '           /UNITS OF FLUX
EPOCH   =      1.950000000E+03 /EPOCH OF RA DEC
DATAMAX =      4.495524406E+00 /MAX PIXEL VALUE
DATAMIN =     -1.217470840E-01 /MIN PIXEL VALUE
CTYPE1  = 'RA---SIN'           /
CRVAL1  =    2.99435165226E+02 /
CDELT1  =     -4.166666986E-05 /
CRPIX1  =      1.024000000E+03 /
CROTA1  =      0.000000000E+00 /
CTYPE2  = 'DEC--SIN'           /
CRVAL2  =    4.05961940065E+01 /
CDELT2  =      4.166666986E-05 /
CRPIX2  =      5.130000000E+02 /
CROTA2  =      0.000000000E+00 /
CTYPE3  = 'FREQ    '           /
CRVAL3  =    4.86635000000E+09 /
CDELT3  =      1.250000000E+07 /
CRPIX3  =      1.000000000E+00 /
CROTA3  =      0.000000000E+00 /
CTYPE4  = 'STOKES  '           /
CRVAL4  =    1.00000000000E+00 /
CDELT4  =      1.000000000E+00 /
CRPIX4  =      1.000000000E+00 /
CROTA4  =      0.000000000E+00 /
HISTORY UVLOD /DATA BASE CREATED BY USER 76 AT 14-JUL-1983`10:17:08
HISTORY UVLOD OUTNAME='CYGA       ' OUTCLASS='XY    '
HISTORY UVLOD OUTSEQ=    1    OUTDISK= 3
ORIGIN  = 'AIPSNRAO VLA VAX3  '        /
DATE    = '19/08/83'                   / FILE WRITTEN ON DD/MM/YY
HISTORY AIPS   IMNAME='CYGA   '      IMCLASS='IMAP  ' IMSEQ=   1 /
HISTORY AIPS   USERNO=   76            /
END
```

Burada, VLA (Very Large Array) sisteminden alınmış bir FITS dosyası bulunmaktadır. Bu dosyanın ilk satırı kullanıcının sütun numaralarını ayırt edebilmesi için verilmiştir. FITS dosyasının bir parçası değildir. [5]

Bu başlık, "Perl" adındaki bir gözlemciye atanarak (anahtar kelime: OBSERVER), 27 Ekim 1982 (anahtar kelime: DATE-OBS) tarhinde gözlenen 3C405 (anahtar kelime: OBJECT) cisminin bir görüntüsünü açıklamaktadır. Veri Matrisi dört eksene sahiptir: sağ açıklık, dik açıklık, frekans ve polarizasyon (anahtar kelimeler: NAXISn ve CTYPEn). Buradaki matris sadece bir frekans ve polarizasyon için görüntü içermektedir. Tanjant düzlüğü için gök küresinden sinüs yansıtması kullanılır. Koordinatlar 1950 (anahtar kelime olarak EPOCH yerine EQUINOX tercih edilmiş) ekinoksuna aittir. Sağ açıklık derece biriminde, nokta (pixel) 1'den nokta 2048'e kadar tahmini olarak 299.47779 dereceden 299.3925 dereceye kadar yayılmış, nokta 1024 deki değer ise 299.435165226'dır (anahtar kelimeler: CRVAL1, CDELT1, CRPIX1). Dik açıklık derece biriminde, yaklaşık olarak 40.57486'dan 40.61848'e kadar uzanır, pixel 513'de ki değeri 40.5961940065'dir (anahtar kelimeler: CRVAL2, CDELT2, CRPIX2). Ölçümler 4866.35 MHz (CRVAL3)frekansında yapılmıştır. Burada, sadece bir nokta olduğundan CDELT3 önemli bir yapı değildir. Değerler 16-bit tamsayı formatında (anahtar kelime: BITPIX) depolanır. Matrisdeki değerler flux biriminden birim huzmeye (beam) karşılık gelen Janskys (anahtar kelime: BUNIT) birimine dönüştürülür. Bu işlem 7.04625720812 (anahtar kelime: BSCALE) ile çarpılarak ve 2.18688869476 ifadesi (anahtar kelime: BZERO) eklenerek, veri matris dizisinin, -0.121747084 (fiziksel değer) ya da -32764 (dosyadaki) değerleri yerine, 4.495524406 (fiziksel) ya da 32764 (dosyadaki) Janskys değerleri gelir. EXTEND anahtar kelimesi T değerine sahiptir. Bu temel FITS yapısı tabloların sonlarına eklenen yorumlar ile daha net anlaşılır hale gelebilir. En sonda ise değiştirilmiş ya da gömülmüş olarak ifade edilen anahtar kelimeler vardır ki bunlar sadece AIPS programı ile anlamlı bir haldedirler.

5. Tartışma

Sonuç olarak, uluslararası ortamda kabul edilmiş bu sistem ile farklı enstitülerin işbirliği sağlandığı gibi verilerin depolanması ve uzun süre sağlıklı bir şekilde saklanmasıda gerçekleştirilmiştir. Teknik desteği halen NASA tarafından yapılan bu sistem her geçen zamanda biraz daha geliştirilmektedir. Radyo ve optik astronomi alanları için üretilen bu sistem zamanla tüm astronomi alanlarında kullanılmaya başlanmış ve günümüzde veri iletişimi ve bilgisayar bilişimi alanları gibi astronomi dışında bir çok alanda ağırlıkla kullanılmaya başlanmıştır. Ülkemizde de bu sistemin öncelikle gözlem evlerimizde sonrasında ise diğer bilimsel kuruluşlarda kullanılması gerekmektedir.

6. Kaynaklar

[1].John D. Kraus, Radio Astronomy, ISBN: 1-882484-00-2, 1986, Ohio, s. 1- 4.
[2].AKYOL, Ü., Radyo Astronomi ve Uzay Araştırmaları, Selçuk Üniversitesi Yayını, 1988, Konya.
[3].http://fits.gsfc.nasa.gov/iaufwg/iaufwg.html
[4].Hanisch, R. J., et al., Definition of the Flexible Image Transport System (FITS), A&A, 376, 359-380, 2001.
[5].http://archive.stsci.edu/fits/users_guide/node2.html

6.22 GHz'de Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Doğan ÖNAL[1] Taha İMECİ[1]
[1]Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
doganonal47@gmail.com, tahaimeci@halic.edu.tr

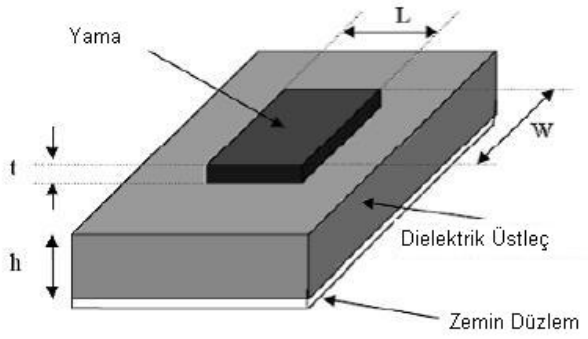
Özet:
Bu çalışmada, 6.22 GHz frekansta çalışan mikroşerit anten tasarımı amaçlanmıştır. Mikroşerit antenlerin ucuz üretim maliyeti ve düşük profildeki özellikleri, bir çok araştırmacıyı bu antenlerin performanslarını farklı yollarla araştırmaları için cazip kılmıştır. Burada Agilent FoamClad dielektrik malzemesi kullanılarak anten üzerinde pek çok benzetim yapılmıştır. Benzetim teknikleri, kullanılan dielektrik malzeme özellikleri ve sonuçlar burada tartışılmıştır. Yapılan analizler Sonnet 12.56 [1] simülasyon programıyla yapılmıştır.

1. Giriş

Günümüzün modern haberleşme endüstrisinde, haberleşme bağlantılarının en önemli bileşenlerini antenler oluşturmaktalar. Wi-Fi ve Wi-Max gibi yeni teknolojiler de mikroşerit yama antenleri üstün olan yönlerinden dolayı çoğu kez tercih etmekteler. Ayrıca, mikroşerit antenlerin askeri uçaklarda, füze, roket ve uydu teknolojilerinde de kullanıldığı bilinir [2]. Mikroşerit antenler, düzlemsel yapıda dizi anten uygulamalarının gerektiği durumlar için minimum boyutları ile tercih sebebi olmaktadır. Mikroşerit dizi antenlerde besleme sistemlerindeki dielektrik ve iletkenlik kayıpları nedeniyle verimlilik düşmektedir. Verimliliği düşüren başka bir neden de besleme sistemindeki istenmeyen kayıplardır. Bu çalışmada yaklaşık 10 dB civarında kazançlar elde edilmiştir. Ancak rezonans frekansı benzetim yaptığımız antene göre azalmıştır [3]. Anten üzerinde çeşitli benzetimler yapılmıştır. Bunlar arasında dielektrik malzeme, antenin şekli ve boyutları, dielektrik malzemenin kalınlığı, havanın kalınlığı gibi yapılan benzetimlerle antenimizin tasarımı en uygun hale getirilmiştir. Antenimizin alt kısmına yakın olan dikdörtgen yarıkları antenimizin üst kısmına doğru getirdiğimizde daha iyi sonuçlar elde etmemize sebep oldu. Ayrıca bu dikdörtgen yarıkların yan taraflarının boş bırakılması daha da iyi sonuçlar almamızı sağladı.

2. Mikroşerit Antenler

Mikroşerit antenler, iki yüzü bakır kaplı dielektrik malzemenin üst yüzü üzerine baskı devre teknikleri kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Mikroşerit anten seçiminin yapılmasının sebebi hafif, küçük hacimli ve düzlemsel yapıda, ışıma veriminin yüksek, geri ışımasının düşük olması, reflektör kullanılmasına gerek olmaması, düşük maliyetleriyle seri üretime elverişli olması, beslemelerdeki ve geometrideki küçük değişimlerle doğrusal ve dairesel polarizasyon yapılabilmesi ve modüler tasarıma elverişli olmasıdır. Mikroşerit antenlerin en önemli problemlerinden birisi beslemesidir. Mikroşerit antenler sinyal uyuşmazlığı olduğu zaman ışıma yaptığı için besleme noktasındaki ışıma minimuma indirilmelidir [4]. Şekil 2.1'deki geleneksel mikroşerit yama anteni temel olarak dielektrik zemin üzerindeki ışıyan metal yama ile diğer tarafdaki toprak zemin düzleminden oluşmaktadır. Metal genelde bakır veya gümüş olan iletken malzemeden yapılabilmektedir.



Şekil 2.1 Geleneksel mikroşerit anten yapısı

3. Denklemler

Mikroşerit dikdörtgen yama antenler genellikle sanal empedansını yok etmek ve rezonans frekanslarında çalışmak için tasarlanırlar. Bu tip antenlerin çalışmasında önemli rol oynayan kenar alanları antene ek bir uzunluk getirirler.

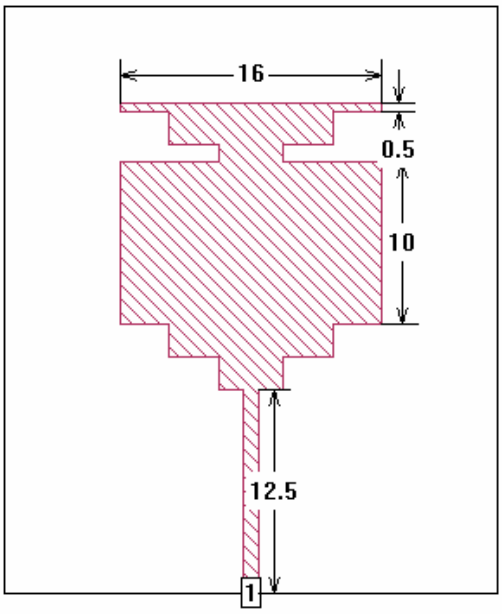
Uzunluğun miktarı dielektrik materyale, kalınlığına ve yama antenin genişliğine bağlıdır. En çok kullanılan formüllerden biri şudur [5];

$$L \approx 0.49(\lambda_d)/(\varepsilon_r) \quad (1)$$

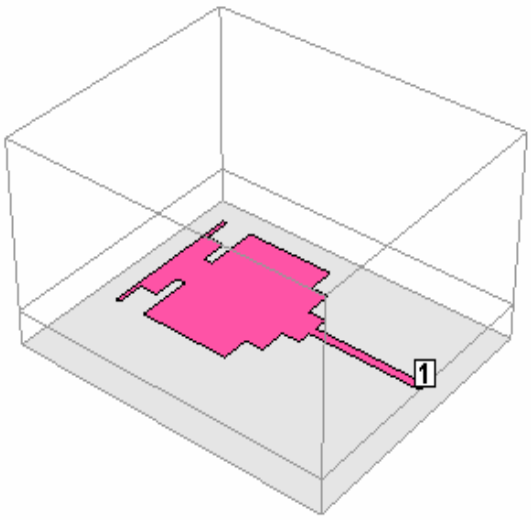
λ_d: dielektrik içindeki dalgaboyu,
ε_r: dielektrik katsayısı

4. Anten Tasarımı ve Parametreleri

Bu çalışmanın amacı 6.22 GHz frekansta rezonansa gelen mikroşerit anten tasarımını yapmaktır. Burada dielektrik sabiti 1.25, kalınlığı 3.5 mm ve kayıp tanjantı 0.003 (Agilent FoamClad) olarak seçilmiştir. Antenin analizi, S11 parametresi, empedans özellikleri, ışıma diyagramı, akım dağılımı gibi sonuçlar burada sunulacaktır. Şekil 4.1'de antenin iki boyutlu şekli, Şekil 4.2'de antenin üç boyutlu şekli verilmiştir.

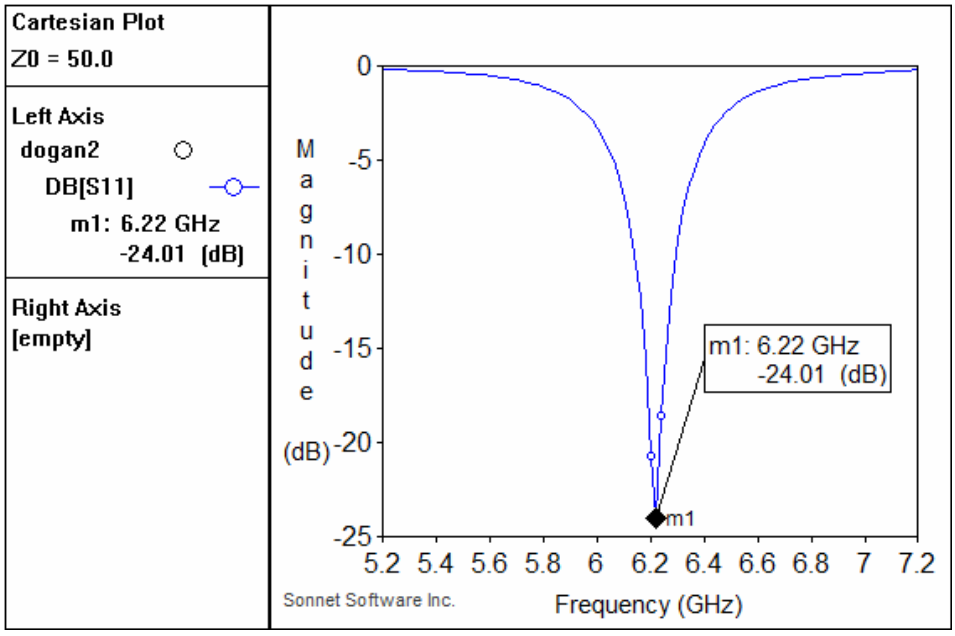


Şekil 4.1 Antenin üstten görünüşü



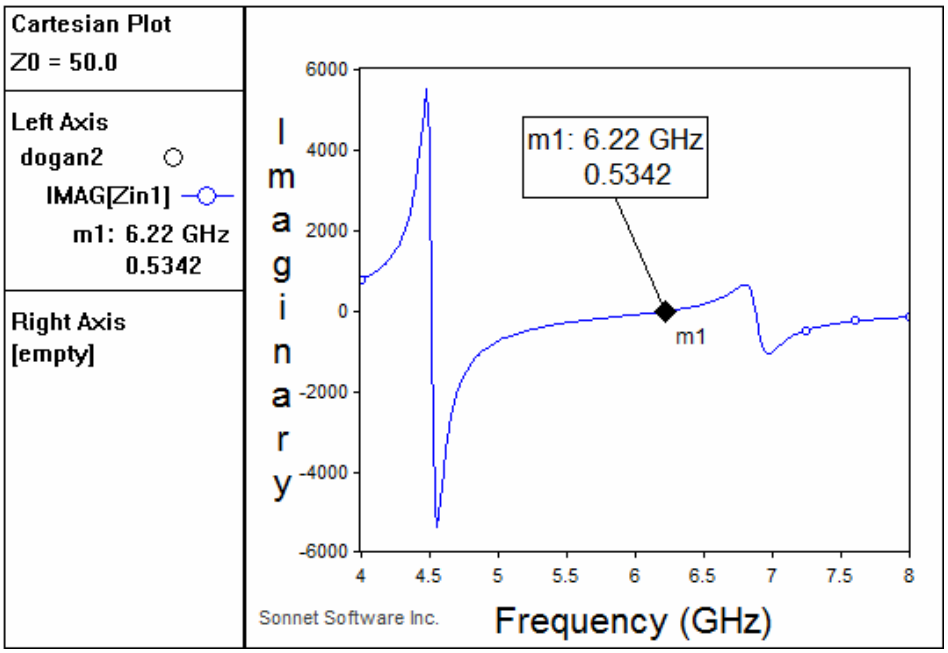
Şekil 4.2 Antenin üç boyutlu şekli

Yapılan ölçümlerde elde edilen kazancın antenin boyutlarıyla değiştiği gözlemlenip elde edilen kazanca göre deneme yanılma yoluyla en uygun boyutların bu şekilde olduğu belirlenmiştir. Antenin sonnet simülasyon programıyla yapılan analizi ve grafikleri aşağıda verilmiştir. Şekil 4.3'te antenin S11 parametresinin değişimi verilmiştir.



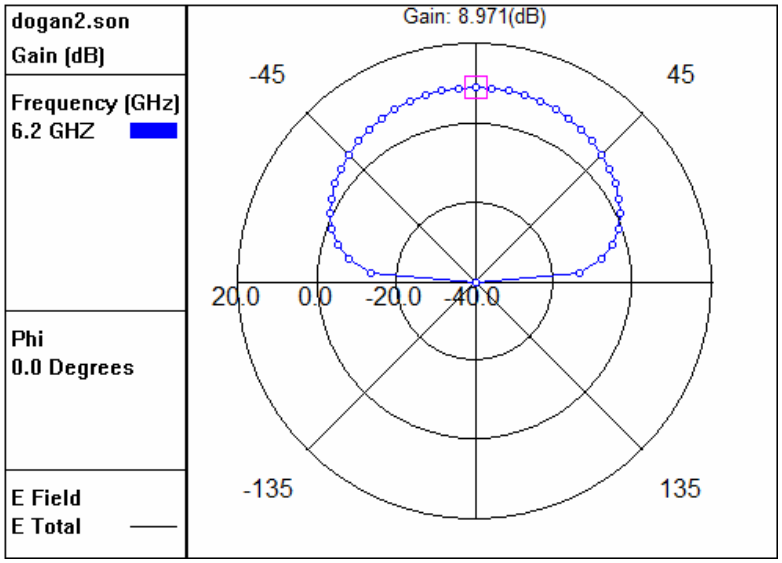
Şekil 4.3 S11 parametresi

Görüldüğü gibi rezonans frekansı 6.22 GHz olarak bulunmuştur. Kayıp ise -24.01 dB çıktı. Bu rezonans frekansa karşılık gelen empedans özelliklerinin uygun olduğu görüldü. Gerçel direncimizin 6.22 GHz'teki değeri 56.7 Ω olarak bulunmuştur. Gerçel direncin değerinin özellikle dielektrik malzemeye ve antenin şekline bağlı olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Şekil 4.4'de giriş empedansının rezonans frekansında yani 6.22 GHz'teki sanal kısmı verilmiştir.



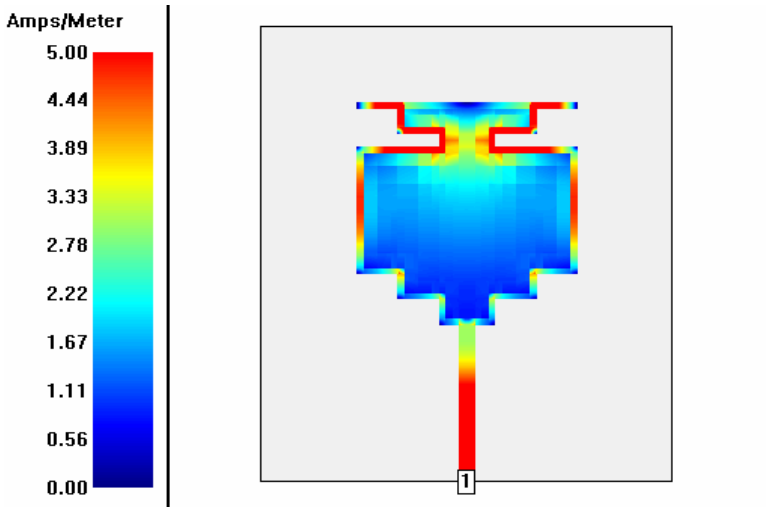
Şekil 4.4 Giriş empedansının sanal kısmı

Bu değerin 0.5342 Ω yani sıfıra çok yakın bir değer olduğu görülüyor. Zaten amacımız giriş empedansın sanal kısmını yok etmektir. Şekil 4.5'de 6.22 GHz'de ışıma diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.5 Işıma diyagramı

Işıma diyagramına baktığımızda toplam kazancın 8.971 dB kadar olduğu görülüyor. Kazancı artırmak için dielektrik sabitini azalttık. Kazancın artması sadece dielektrik sabitinin azalmasıyla olmadı antenimizin şekli ve boyutlarıda kazancı etkiledi. Şekil 4.6'da antenin 6.22 GHz'teki akım dağılımı verilmiştir. Rezonans frekansında yani 6.22 GHz'de akım dağılımının girişte, antenin kenarlarında ve orta kısımda daralan yerlerde yoğunlaştığı görülmüştür.



Şekil 4.6 Anten üzerindeki akım dağılımı

5. Sonuç

Çalışmanın ana amacı 6.22 GHz frekansı bandında çalışan mikroşerit anten tasarımıdır. Uçak Radarı, Mikrodalga linkleri, Kara-mobil haberleşme, uydu haberleşmesinde ve benzeri ihtiyaçlar doğrultusunda burada tasarlanan yüksek frekanstaki (6.22 GHz) anten kullanılabilir. Burada elde edilen sonuçların elektromanyetik simülasyon programı desteğiyle yapılan grafiklerle analiz edilerek tatminkar çıktığı görülmüştür. Bundan sonraki adım olarak dielektrik malzemenin tedarik edilip (şu ana kadar Türkiye'de bulunamamışdır) üretim yapılarak ölçüm sonuçları eklemek düşünülmektedir.

Kaynaklar

[1] www.sonnetsoftware.com (versiyon: 12.56)
[2] Yıldırım A., Yağcı H.B, Paker S., 2.4 GHz'de Yüksek Kazançlı Mikroşerit Yama Anten Tasarım ve Gerçekleştirimi
[3] Safran M.İ.,AYDIN E., Pek Geniş Bant Anten Tasarımı ve İmalatı
[4] Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi Cilt:7 Sayı:3 s. 37-46 Ekim 2005
[5] İmeci T., Defterli S., Köşeleri kırpılmış Mikroşerit Yama Anten

KUYRUKLU DÜZLEMSEL MİKROŞERİT YAMA ANTEN

Ş. Taha İmeci, Eyüp Aslan, Onur Yıldırım
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İSTANBUL
tahaimeci@halic.edu.tr , eyupaslan6808@gmail.com , onur1727@hotmail.com

Özet: *Gelişen kablosuz haberleşme sistemlerinde, mikroşerit antenler kolaylıkla kullanılabilir yapısı milimetreler mertebesindeki boyutları gibi avantajları sayesinde mikrodalga antenleri içinde başlı başına bir konu biçimine gelmiştir. Bu çalışmada, 1.68 GHz frekansında çalışacak anten tasarımı yapılması amaçlanmış ve kullanılan dielektrik malzemenin kalınlığı ve sabitinin değişimiyle oluşan kazanç değişiklikleri incelenmiştir. Yapılan özgün anten tasarım çalışması ve bilgisayar benzetim sonuçları sunulmuştur. Elektromanyetik benzetim programı olarak Sonnet Yazılımı [1] kullanılmıştır.*

1. Giriş

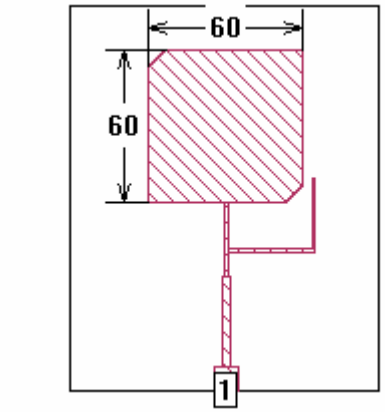
1990'lı yılların başından beri RF ve mikrodalga teknolojilerinde kaydedilen önemli gelişmeler, bu teknolojilerin kullanım alanlarının artmasını sağlamıştır. Özellikle kablosuz ve gezgin haberleşme sistemlerinin kişisel ve kurumsal kullanımının yaygınlaşması, RF teknolojilerinin kullanımını arttırmaktadır [2]. Birçok etkileyici özelliğinden dolayı yama antenler, istenilen özellikleri sağlayabilmekte ve günümüz ve gelecek teknolojilerin önemli bir parçası haline gelmektedir.

2. Yama Anten Tasarımı ve Yapısı

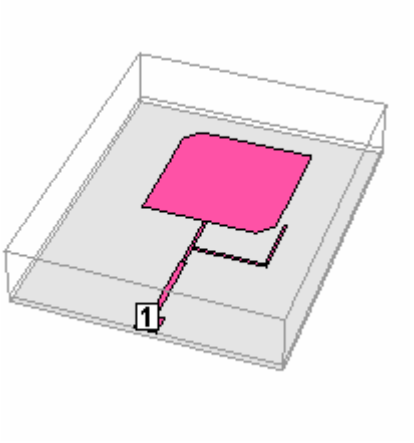
Köşeleri kırpılmış sol el polarizasyonlu yama anten tasarımında, literatürde en sık rastlanılan şekillerden birisi seçilmiştir[3]. Çalışma boyunca referans olarak seçilen bu antende tablo 1'de görüldüğü gibi dielektrik sabiti ve dielektrik kalınlığı değiştirilerek bu etmenlerin anten parametrelerine olan etkisi gözlemlenmiştir. Tablo hazırlanırken dielektrik kalınlığı sabit tutulup dielektrik sabiti değiştirilerek çıkan sonuçlar karşılaştırılmıştır. Ardından dielektrik sabiti sabit tutulup dielektrik kalınlığı değiştirilerek çıkan sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu sonuçlar göz önüne alınarak 1.68 GHz frekansında rezonansa gelen yama anten tasarımı yapmak amaçlanmıştır. Tasarımımızda kullanılan dielektrik malzeme Duppont FEP'dir ve dielektrik malzemenin kalınlığı 3,1 mm'dir. Şekil 1'de 150x120 mm'lik alan içerisinde 60 mm x 60 mm boyutlarında gerçekleştirilen tasarım görülmektedir. Şekil 2'de tasarımızın üç boyutlu hali görülmektedir.

Dielektrik sabitinin değişimine göre karşılaştırma			
	Toplam kazanç	Sol el polarizasyonu	sağ el polarizasyonu
Dielektirik sabiti 2.1	5.9 db	5.37 db	- 3.3 db
Dielektirik sabiti 2.22	5.7 db	5.26 db	- 3.8 db
Dielektrik sabiti 2.3	5.66 db	5.18 db	- 4.18 db
Dielektirik malzemenin kalınlığının değişimine göre karşılaştırma			
	Toplam kazanç	Sol el polarizasyonu	sağ el polarizasyonu
dielektirik kalınlığı 3.1 mm	5.78 db	5.31 db	- 4.13 db
dielektirik kalınlığı 3.3 mm	5.7 db	5.26 db	- 3.8 db
dielektirik kalınlığı 3.5 mm	5.73 db	5.19 db	- 3.59 db

Tablo 1: Dielektrik sabitlerinin ve kalınlıklarının değişimlerine göre anten kazançlar



Şekil 1: Tasarlanan anten



Şekil 2: Antenin 3 boyutlu görünümü

3.Formülasyon

Mikroşerit dikdörtgen yama antenler genellikle sanal empedansını yok etmek için rezonans frekanslarında çalışmak için tasarlanırlar. Bu tip antenlerin çalışmasında önemli rol oynayan kenar alanları antene ek bir uzunluk getirirler. Uzunluğun miktarı dielektrik materyale, kalınlığına ve yama antenin genişliğine bağlıdır. En yaygın kullanılan formüller şu şekildedir[4].

$$L \approx 0,49 \frac{\lambda_d}{\varepsilon_r} \qquad (1)$$

λ_d = Dielektrik içindeki dalga boyu

ε_r = Dielektrik katsayısı

Empedans bant genişliği;

f_l = 1.65 GHz

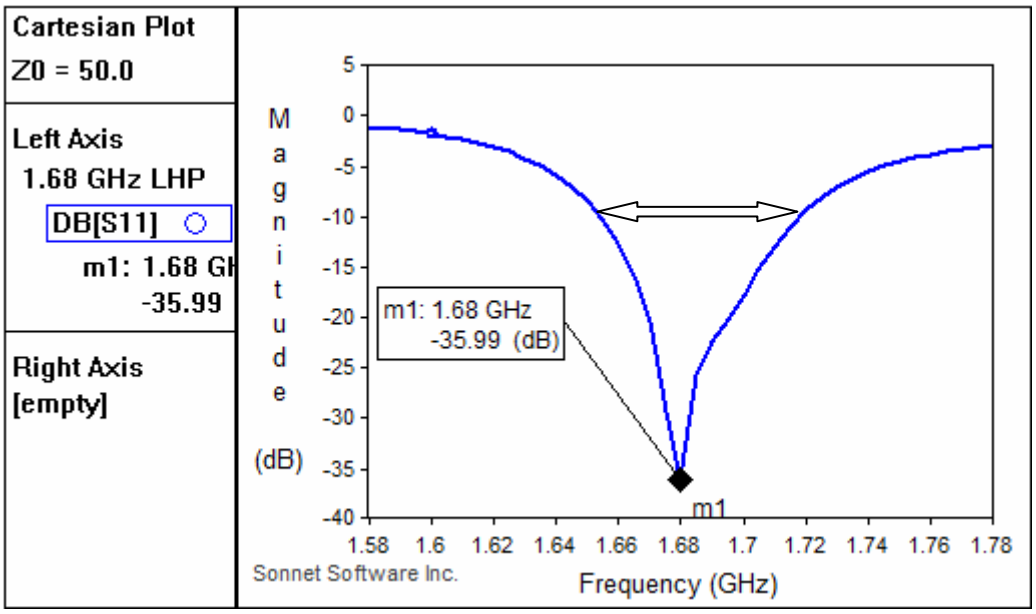
f_u = 1.72 GHz

$$BW(BantGenişliği) = \frac{f_u - f_l}{f_c} = \%\ 4.16 \qquad (2)$$

4. Simülasyon Sonuçları

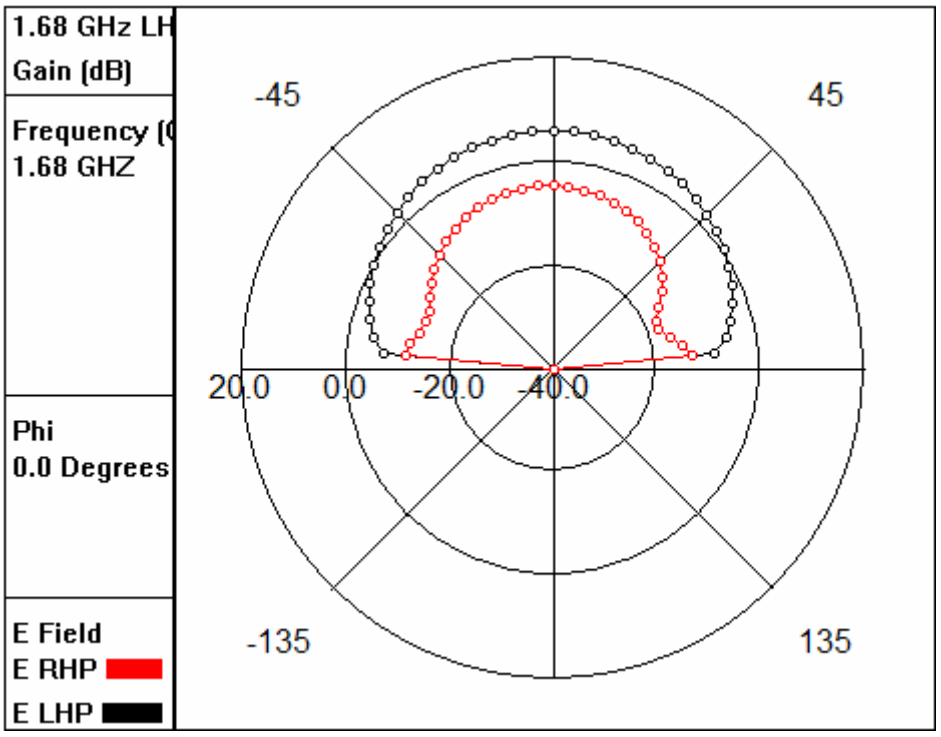
Rezonans frekansı = 1.68 GHz
S11 = -35.99 dB
Empedans bant genişliği = %4.16
Anten empedansı:
Im(Z_{in}) = 0,1 ohm
Re(Z_{in}) = 50.73 ohm
Kazanç = 6.16 dB (LHP = 5.8 dB RHP = -4.7 dB)

Mikroşerit yama anten tasarımının kullanılan elektromanyetik simülasyon programında analizi sonucu aşağıdaki şekiller ve sonuçlar elde edildi. Antenin S11 parametresi şekil 3'de görüldüğü gibidir.



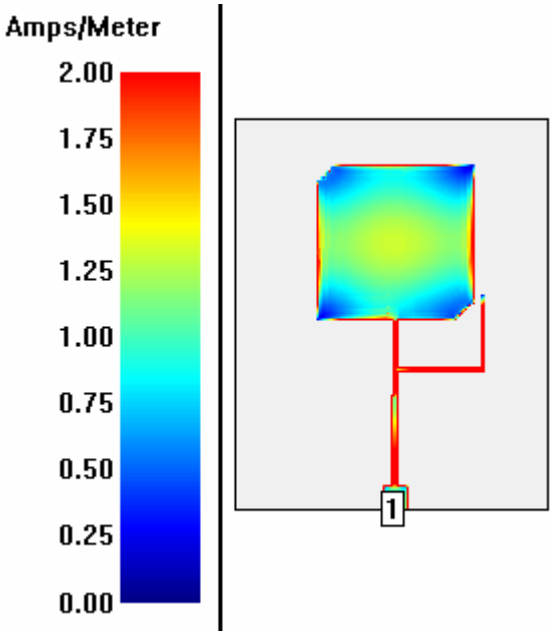
Şekil 3: S11 parametresinin 1.58 GHz ve 1.78 GHz frekansları arasında değişimi

Sol el ve sağ el dairesel polarizasyon için elektrik alan ışıma diyagramı şekil 4'deki gibidir.

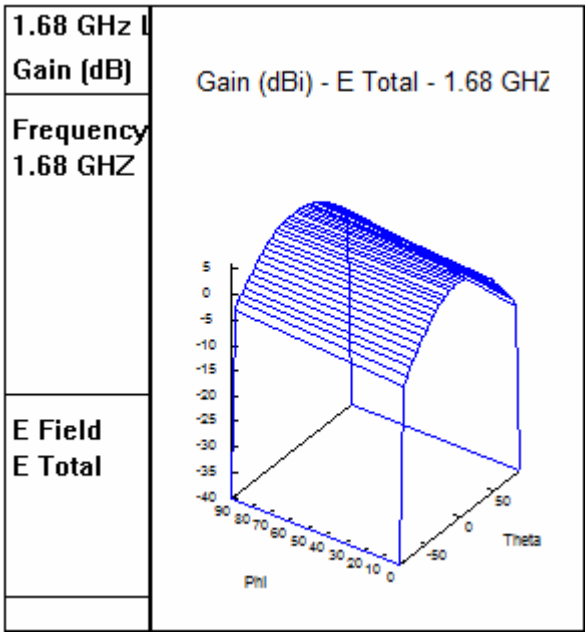


Şekil 4: Sol el (5.8 dB) ve sag el (-4.7 dB)

Mikroşerit yama anten üzerindeki akım dağılımının simüle edilmiş hali şekil 5'de görüldüğü gibidir. Antendeki akım şiddeti yoğunluğu antenin köşelerinde azalmakta ortasında artmaktadır. Antenin kuyruk kısmında ise çok yüksek seviyeye çıkmaktadır. Antenin kuyruk kısmı ve kesik köşeleri antenin sağ el veya sol el polarizasyon olmasını ve kazancını belirliyor. Şekil 6'da toplam kazancın yüzeysel gösterimi sunulmuştur.



Şekil 5: Yama anten üzerindeki akım dağılımı



Şekil 6: Toplam kazancın yüzeysel gösterimi

5.Sonuçlar

Mikroşerit yama anten tasarımındaki amaç; 1.68 GHz frekansında rezonansa gelen, dairesel polarizasyonlu bir anten tasarlamak ve benzeri ihtiyaçlar için tasarım yöntemleri geliştirip, sonuçları gözlemlemekti. Şekiller kısmında görüldüğü gibi anten farklı analizler yapılarak incelemiştir. Bunlar; yansıma, kutupsal sağ-sol el polarizasyon analizi, akım yoğunluk yayılımı ve kazanç yüzeysel gösterimidir. Elde edilen sonuçların tatminkâr olduğu sunulan sonuçlar ve grafiklerle belirtilmiştir. Tasarladığımız anten örnek olarak Iridium satellite LLC telefonlarının uydularla haberleşmesinde ve ticari mikrodalga monolitik tümleşik devrelerde (MMIC) yarı-optik yükselteç dizileri oluşturmak için kazanç blok katında kullanılabilir. Uygun bir dielektrik malzeme bulunduğunda üretim yapılıp ölçüm sonuçlarının eklenmesi hedeflenmektedir.

Teşekkür

Bildirinin oluşturulması için önem taşıyan elektromanyetik simülasyon programı için kısa sürede lisans onayı veren Sonnetsoftware firmasından Greg Alton'a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynaklar

[1] www.sonnetsoftware.com versiyon 12.56
[2] İmeci Ş. T. , Defterli S. , "Köşeleri Kırpılmış Mikroşerit Yama Anten", Haliç Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşeme Mühendisliği Bölümü.
[3] Kuzu L., Alkan E. , "Microwave Planar Antenna Design", Syracuse University, 2002.
[4] R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Trans. Antennas&Propagation*, Vol. AP-22, pp. 74-78, Jan. 1974.

Yüksek Kazançlı Alttan Beslemeli Mikroşerit Yama Anten

Ahmet Aksoy Pelin Akman Ş.Taha İmeci
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ametaksoy@gmail.com pelinnakmann@gmail.com tahaimeci@halic.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada daha önce gerçekleştirilen geniş bant mikroşerit yama antenin incelenmesi sonucunda L-prop şeklinde (alttan beslemeli), hava kaplamalı dielektrikli ve yuvalı yapılı mikroşerit yama anten tasarımı eldesi ile yüksek kazanç amaçlanmıştır[1]. Çalışmadaki teknikler, kullanılan dielektrik malzeme özelliği ve sonuçlar bu bildiride anlatılmıştır. Aynı zamanda bildiride dar bantlı yüksek kazançlı mikroşerit anten tasarımının sayısal analiz sonuçları sunulmaktadır. Yaptığımız antenin tasarımı ve analizleri Sonnet 12.56 yazılım aracılığıyla gerçekleştirilmiştir[2].*

1. Giriş

Çalışmanın amacı 1.555 GHz frekansında rezonansa gelen ve yüksek kazanç elde edilen anten tasarlamaktır. Şekil 1'de görülen 100mm x 100mm'lik alan içerisinde 51mm x 91mm boyutlarında gerçekleştirilen yüksek kazançlı alttan beslemeli antenin 1.555 GHz frekansında rezonansa geldiği görülmektedir. Antenin üç boyutlu gösterimi Şekil 2'de görülmektedir. Mikroşerit yapıyı oluşturan anten tasarımında toprak en alt tarafta, onun üzerinde hava, bir üst tabakada dielektrik malzeme, onun üzerinde ise mikroşerit yama anten bulunmaktadır.

2. Anten Tasarımı

Mikroşerit yama anten tasarımı ile ilgili daha önce yapılan bir çalışmada, E tipi anten geometrisi kullanılarak yansıma (S11) -10 dB, kazanç ise yaklaşık 9 dB olarak elde edilmiştir[1]. Çalışmamızda E tipi geometri tamamen değiştirilerek Şekil 1' deki gibi bir geometri tasarlanmıştır. İlk denemede portun yerini Tablo 1'de belirtildiği gibi belirledik ve bu durumda yansıma yeterince küçük değerde elde edilemedi (-3.43 dB). Kazanç ise 3.02 dB olduğundan portun yeri değiştirilerek tekrar simüle edilmiştir. Dielektrik katman olarak en alttaki toprak üzerinde 16mm hava sonra dielektrik, onun üzerinde de tasarlanan anten bulunmaktadır.

Deneme 2'de portun yeri Tablo 2'deki gibi değiştirildiğinde yansımanın azaldığı; -10 dB'ye yaklaştığı ve kazancın da çok yüksek değerlere çıkarak 14 dB civarına ulaştığı görülmektedir. Daha sonra deneme 4'teki tasarımda, yansımanın düşük değerlerde olduğu, fakat kazancın düştüğü görülmektedir. Bu denemede yaklaşık 300 MHz'lik bir geniş bant elde edilmiştir.

Denemelere kazancı arttırmak için dielektrik malzemenin kalınlığını arttırılarak devam edilmiştir. Deneme 5'te dielektrik malzemenin kalınlığı 1.57mm'den 8mm'ye çıkartılmış ve portun yeri de tasarımdaki son halini almıştır. Burada görülüyor ki dielektrik malzemenin kalınlığının arttırılması, kazancın 18 dB gibi çok yüksek bir değere ulaşmasını sağlamaktadır. Ancak dielektrik malzemenin 8mm kalınlığının çok fazla olması mikroşerit anten tasarımlarında tercih edilen bir durum değildir. Bundan dolayı dielektrik malzeme kalınlığı 3mm olarak tercih edilmiş ve tasarım Şekil 1'de görüldüğü gibi son halini almıştır.

Dielektrik katman için 3mm kalınlığında Rogers RT5880 malzemesi kullanılmıştır. Antenimiz L prob alttan beslemeli bir tasarım olduğundan, (tüm denemelerde ve tasarımımızda) dielektrik malzemenin alt kısmında; yani en alttaki toprak üzerinde 16.5mm'lik hava, üzerinde dielektrik tabaka, dielektrik üzerinde tasarlanan anten, en üstte ise 100mm'lik hava bulunmaktadır.

Aşağıdaki Tablo 1'de antende kullandığımız dielektrik malzemeler ve rakamsal değerleri görülmektedir.

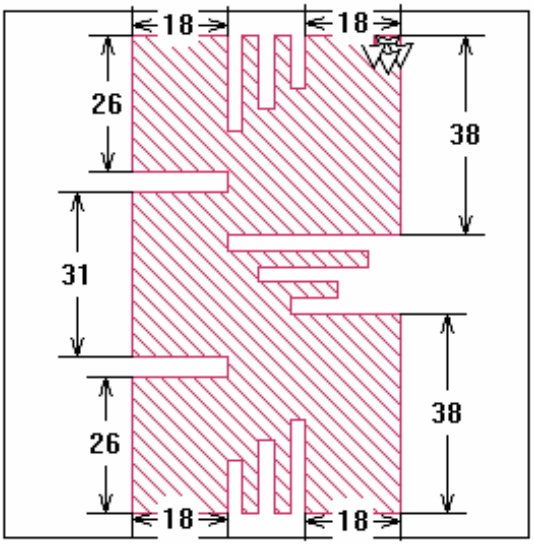
	Thickness (mm)	Mat. Name	Erel	Dielectric Loss Tan	Diel Cond (S/m)
0	100.0	Hava	1.0	0.0	0.0
1	3.0	Rogers RT5880	2.2	9.0e-4	0.0
2	16.5	Hava	1.0	0.0	0.0

Tablo 1. Dielektrik katmanları

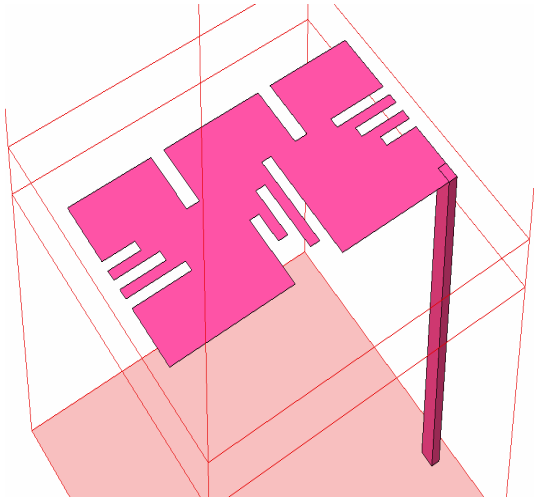
Aşağıda verilen Tablo 2'de yapılan denemelerin sonuçları görülmektedir.

	Portun Yeri	Dielektrik Kalınlığı	S11	Zin Reel	Zin Sanal	Kazanç (EToplam)	E Theta	E Phi
Deneme-1-	Sağ orta üçlü oluğun uzun çıkıntısının sağ ucu	1.57 mm	Fc:2.015GHz -3.433 dB	2.015GHz 255.9 ohm	1.92GHz -1887	1.995 GHz 3.02dB	1.995GHz 1.93 dB	1.995 GHz -3.52 dB
Deneme-2-	Geometrinin üst yarısının sağ alt köşesi	1.57mm	Fc: 1.595 GHz -9.808 dB	1.685 GHz 2228 ohm	1.685 GHz -1450	1.59 GHz 14.46 dB	1.59 GHz 14.37 dB	1.59 GHz -2.21 dB
Deneme-3-	Sol iki oluğun arasındaki çıkıntının kenar orta yeri	1.57mm	Fc: 1.58 GHz -10.012 dB	1.58 GHz 94.6 ohm	1.89 GHz 1334	1.58 GHz 15.13 dB	1.58 GHz 15.12 dB	1.58 GHz -177.353 dB
Deneme-4-	Geometrinin alt kısmındaki dört çıkıntının en sağdakinin sol alt köşesi	1.57mm	Fc: 2.25GHz -29.472 dB	2.25 GHz 52.09 ohm	1.675 GHz 2578	2.25 GHz 9.09 dB	2.25 GHz 8.21 dB	2.25 GHz 1.73 dB
Deneme-5-	Tasarımımızda görülen yerde	8mm	Fc: 1.415 GHz -12.41 dB	1.475 GHz 3123 ohm	1.475 GHz 2586	1.415 GHz 17.64 dB	1.39 GHz 18.32 dB	1.39 GHz -8.59 dB
Tasarımımız	Şekil 1' de görüldüğü gibi	3mm	Fc: 1.555 GHz -21.40 dB	1.555 GHz 57.32 ohm	1.555 GHz -5.475	1.555 GHz 15.10 dB	1.555 GHz 15.04 dB	1.555 GHz -3.64 dB

Tablo 2. Yapılan deneme sonuçları



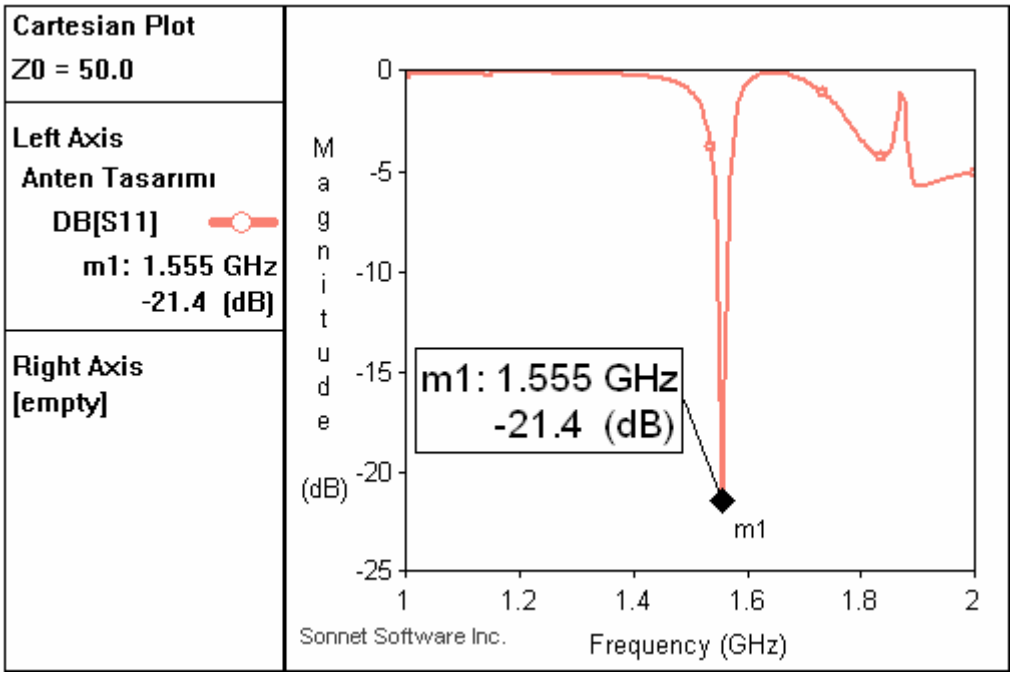
Şekil 1. Mikroşerit yama antenin üstten görünümü



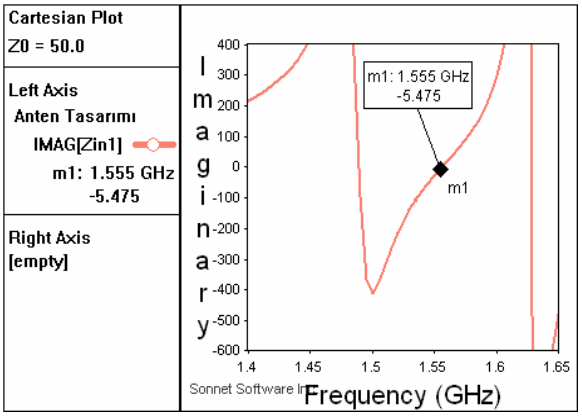
Şekil 2. Mikroşerit yama antenin üç boyutlu görünümü

3. Simülasyon Sonuçları

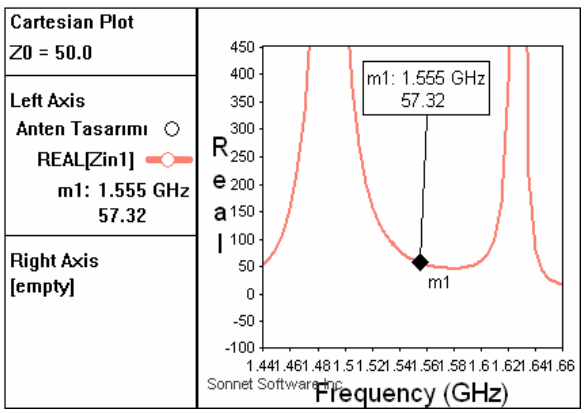
Antenin S11 parametresinin 1 GHz ile 2 GHz frekansları arasındaki değişimi Şekil 3'te görülmektedir. Giriş empedansının gerçek kısmının yaklaşık 58 ohm olduğu Şekil 4'te, sanal kısmının yaklaşık sıfır olduğu ise Şekil 5'te görülmektedir. Şekil 4 ve 5'te bu değerlerin net görülmesi için eğriler büyütülerek verilmiştir.



Şekil 3. S11 parametrelerinin 1 GHz ile 2 GHz frekansları arasındaki değişimi

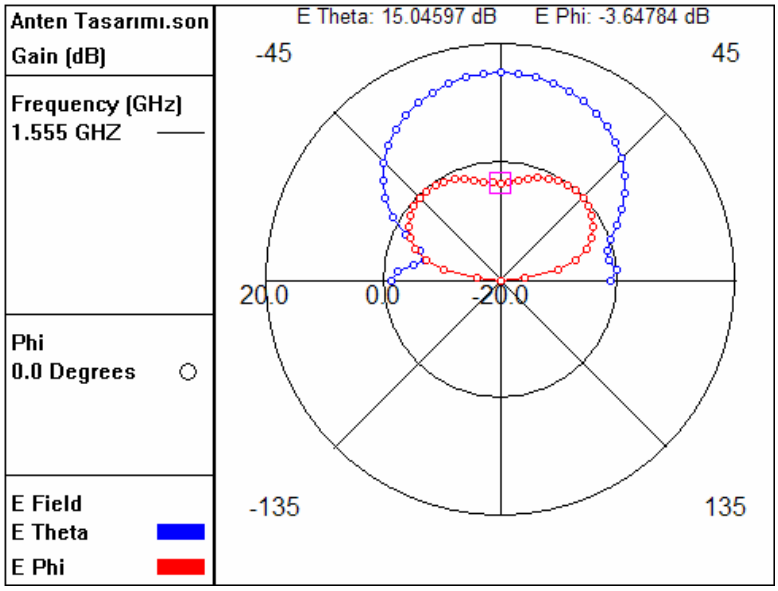


Şekil 4. Giriş empedansının gerçek kısmı



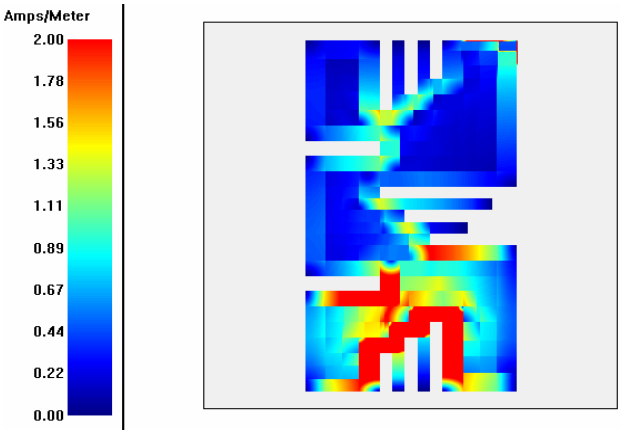
Şekil 5. Giriş empedansının sanal kısmı

Anteninin kazancının E_θ ve E_φ gösterimi Şekil 6'da görülmektedir.

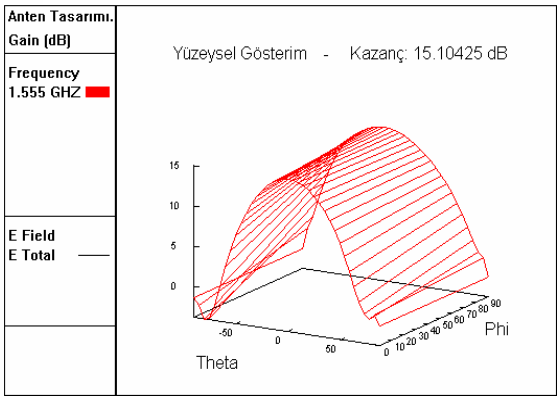


Şekil 6. Işıma diyagramının Theta-Phi gösterimi

Şekil 7'de 1.555 GHz'deki mikroşerit yama anten üzerindeki akım dağılımı simüle edilmiş halde görülüyor. Işınım diyagramının yüzeysel gösterimi de Şekil 8'de görülmektedir.



Şekil 7. Anten üzerindeki akım diyagramı



Şekil 8. Işıma diyagramının yüzeysel gösterimi

4. Sonuç

Bildiride alttan beslemeli mikroşerit yama anten tanıtılmaktadır. Önerilen anten E tipi anten geometrisinin oluklandırılmış hali olup üç katmandan oluşmaktadır. Kullanılan dielektrik malzeme aynı olmasına rağmen elde edilen simülasyon sonuçları, referans alınan çalışmanın sonuçlarına oranla çok daha iyi durumdadır. Ayrıca ışıma diyagramına bakıldığında, belirlenen rezonans frekansında anten kazancının yüksek performansta (15 dB) olduğu görülmektedir. Hedefimiz; uygun dielektrik malzeme bulunursa, anteni üretime geçirmek ve ölçüm sonuçlarını eklemektir.

Kaynakça

[1] European Journal of Scientific Research ISSN 1450-216X Vol.27 No.2 (2009), sayfa 174-180.
[2] www.sonnetsoftware.com, Versiyon 12.56

Oyuklu Mikroşerit Yama Anten

Fikriye ÖZTÜRK, Ş.Taha İMECİ
Haliç Üniversitesi
Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
fikriyeozturkk@gmail.com tahaimeci@halic.edu.tr

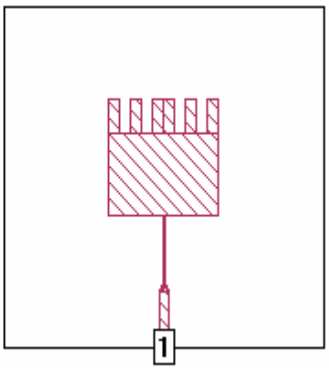
Özet: *3G frekans aralığında çalışacak şekilde tasarlanmış oyuklu anten projesini [1] baz alarak oyuk sayılarının ve genişliklerinin değiştirilmesiyle en iyi sonucu elde edecek şekilde mikroşerit yama anten tasarımı bildiride açıklandı.*

1. Giriş

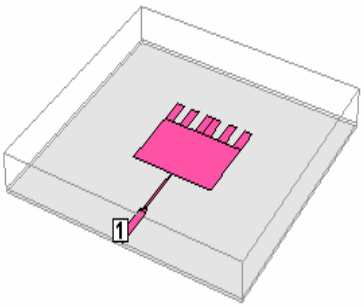
3G mobil telekomünikasyon sistemleri için spektrum, ilk olarak 1992 yılında gerçekleştirilen Dünya Yönetimsel Telsiz Konferansı tarafından belirlenmiştir. Buna göre, 3G mobil telekomünikasyon için 1885-2025 MHz ile 2110-2200 MHz frekans bantlarının ayrılmasına karar verilmiştir. Bu çerçevede, 2000 yılında yapılan Dünya Telsiz Konferansı ile, 3G uygulamaları için üç ilave frekans bandının daha tahsis edilmesi uygun görülmüştür. Bu bantlar, 806-960 MHz, 1710-1885 MHz ve 2500-2690 MHz olarak belirlenmiştir. WRC-2000'de, sözkonusu bantların halihazırda yoğun olarak kullanılmakta olduğu A.B.D.'nin önerileri de dikkate alınarak, tespit edilen spektrumun 3G haricindeki diğer uygulamalar için de kullanılabilmesinin önü açılmıştır.UMTS Forum tarafından yapılan tahminlere göre, 2005 yılı itibariyle, 155 MHz'lik bir bandın bütün olarak 3G uygulamaları için tahsis edilmesi gerekmektedir. Sözkonusu Forum'ca yapılan pazar araştırmalarına göre de, 2010 yılı itibariyle 3G hizmetlerinin verilebilmesi için fazladan bir 185 MHz'lik frekans bandı daha gerekeceği tahmin edilmektedir [2]. Simülasyon sonuçları sonnet yazılım programıyla yapılmıştır [3].

2.Mikroşerit Yama Anten Tasarımı Ve Yapısı

1754milx1230mil diktörtgenin üst kenarlarına oyuklar yapılarak en iyi sonuç elde edilene kadar tasarım yapıldı. Antenin iki boyutlu üstten görünümü Şekil-1 ve üç boyutlu görünümü Şekil-2 de görülmektedir. Öncelikle sık ve ince oyuklar yapılarak bir anten tasarımı yapıldı ve bunun besleme kısmının boyutu değiştirildi, en iyi boyut elde edildi, aynı zamanda dielektrik sabiti de değiştirilerek denemelere devam edildi. Bunların sonuçları Tablo-1 de verilmiştir. Simülasyonda dikkat edilen noktalar S11'in çok düşük, kazancın çok büyük olması aynı zamanda da giriş empedansının reel kısmının (50-200) Ω , sanal kısmının da (0) Ω civarında olmasıdır. Bu doğrultuda Şekil-1 deki dielektrik katsayısı 3, dielektrik kalınlığı 62 mil olan anten tasarlandı.



Şekil-1: Mikroşerit Antenin Üstten Görünümü



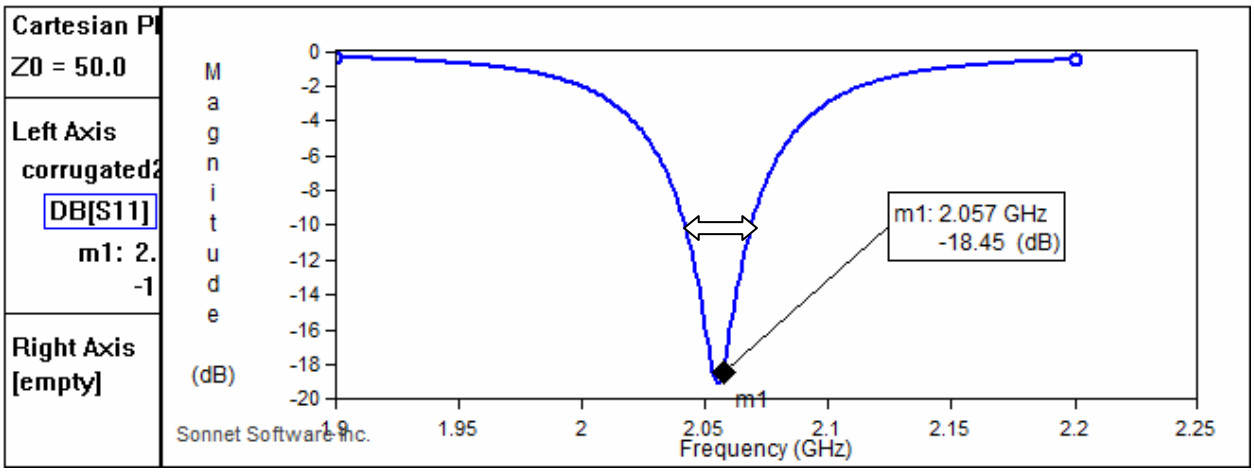
Şekil-2: Mikroşerit Antenin 3 Boyutlu Görünümü

	Frekanz[GHz]	S11[dB]	Giriş empedansının reel kısmı [dB]	Kazanç
Sık oyuklu anten	1.92	-15	68.28	4.74
Şekil-1 deki anten	2.057	-18.45	60.74	4.9

Tablo-1: Denenen degişik tasarımlı antenlerin performans karşılaştırması

3. Simülasyon Sonuçları

Antenin 1.9GHz-2.2GHz arası analizinde S11 parametresi Şekil-3 deki gibi 2.057 GHz'de (-18.45dB) dir.



Şekil-3:S11 Parametresi

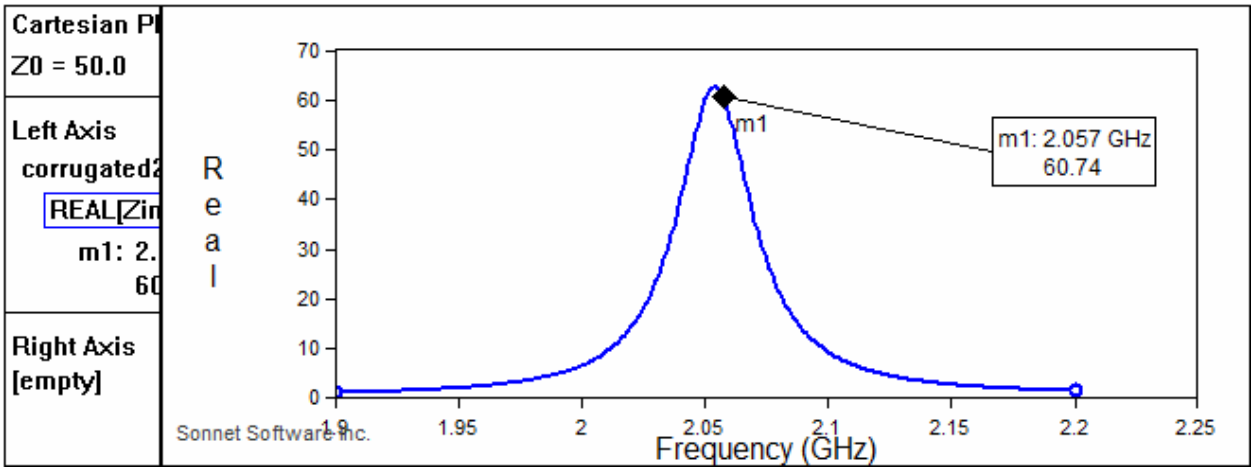
10 dB Bant genişliğini hesaplayacak olursak:

f_u =2.071 GHz

f_l =2.029 GHz

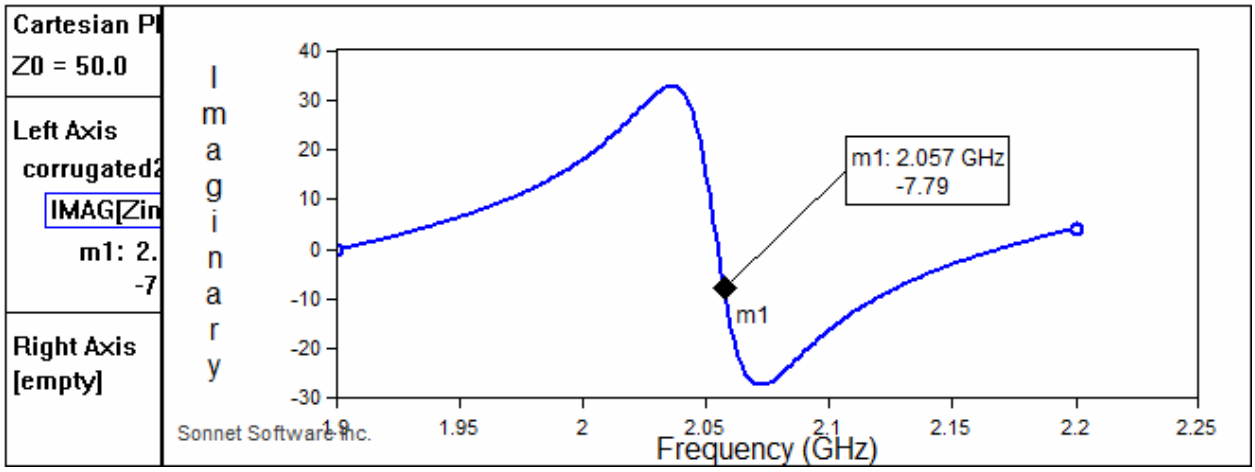
$$BW\ (Bant\ Genişliği) = \frac{f_u - f_l}{f_c} = \%\ 2.042 \qquad (1)$$

Antenin giriş empedansının gerçel kısmı Şekil-4 de görüldüğü üzere 2.057 GHz'de 60.74 Ω dur.



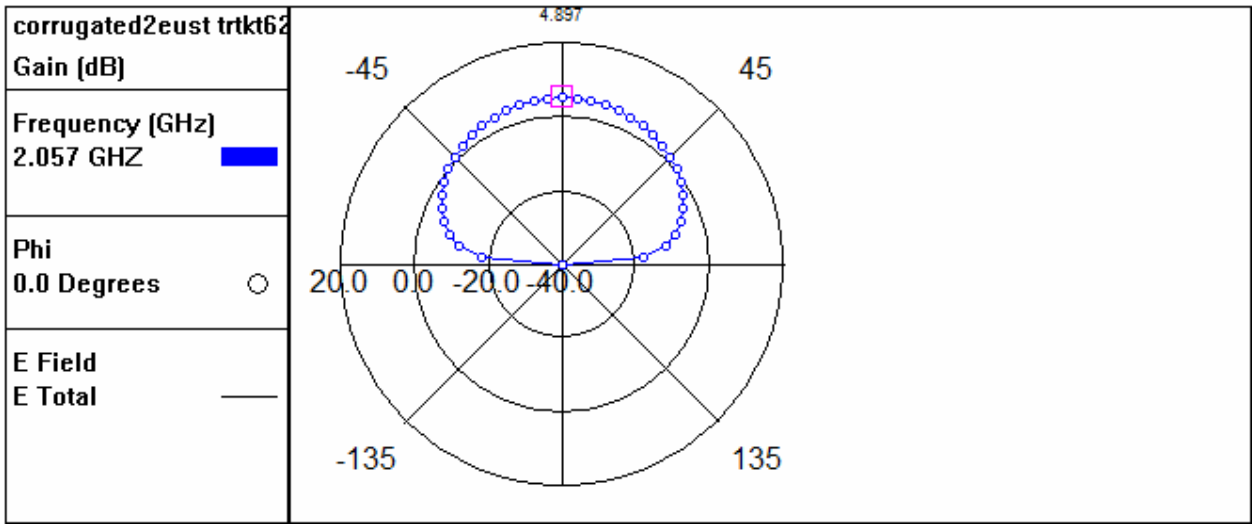
Şekil-4: Giriş Empedansının Gerçel Kısmı

Antenin sanal kısmı beklendiği gibi sıfır civarında çıkmıştır, Şekil-5de de görüldüğü gibi 2.057 GHz'de -7.8 Ω dur.

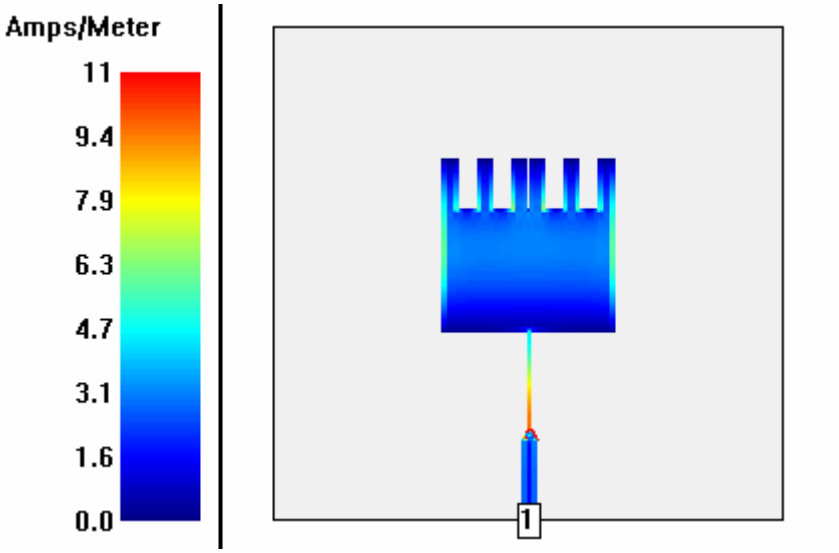


Şekil-5: Giriş Empedansının Sanal Kısmı

Antenin rezonans frekansı olan 2.057 GHz'deki kazancı ise 4.9 dB'dir, Şekil-6 daki diyagramda görülmektedir.



Şekil-6: Toplam Elektrik Alan Kazancı



Şekil-7: Mikroşerit Antenin Akım Dağılımı

4. Sonuç

3G frekans aralığında çalışması amaçlanan anten tasarımımız simülasyon sonuçları ve grafikleriyle anlatılmıştır. Frekansı 2.057 GHz olan antenin üretim sırasında frekansının azalarak 2.025GHz ya da artarak 2.1GHz'e çıkabileceği göz önüne alınarak tasarlanmıştır ve üretilmesi planlanmaktadır.

5. Kaynaklar

[1]. Performance Comparison Of Corrugated Rectangular Patch Structure To Regular Patch Antennas, Syracuse University Eecs Department, Ertan Zencir, Denchai Worasawate, A.Burak Olcen.
[2]. 3G Mobil Telekomünikasyon Sistemleri, www.tk.gov.tr/yayin/raporlar/543.html
[3] www.sonnetsoftware.com versiyon 12.56

IŞIMA GENİŞLİĞİ ARTIRILMIŞ MİKROŞERİT ANTEN

Sedat ŞENTÜRK, Zafer DOĞAN, Taha İMECİ
Haliç Üniversitesi
Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
senturk.sedat@hotmail.com, doganzafer@gmail.com , tahaimeci@halic.edu.tr

Özet: *Son yıllarda haberleşme sistemlerinde birden çok frekans bandında çalışacak haberleşme uç birimlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışmada 5.864 GHz frekans bandında çalışacak sistemlere ait uç birim elemanı olarak mikroşerit anten tasarımı yapılmıştır. Birçok avantajı olan mikroşerit antenler kolay üretilebilir olması ve birçok alanda kullanılabilir olmasıyla kullanım oranı hızla artan bir anten çeşidi olmuştur. Tasarım adımları detaylı olarak verilmiş olup, Sonnet yazılım programı yardımıyla elde edilen grafikler sonuç bölümünde sunulmuştur.*

1.Giriş

Geniş bir frekans aralığında kullanılan mikroşerit antenler, diğer anten çeşitlerine göre bir çok üstün özelliklere sahiptir. Hafifliği, küçük hacimli olması, Düşük üretim maliyeti olması, kullanışlı olmasının yanı sıra düşük saçılma ara kesiti ve bileşik sistemlerde kullanılması önde gelen özellikleridir. Mikroşerit antenin yapısına genel olarak bakıldığında bir toprak düzlemi üzerinde aynı taban alanına sahip bir yalıtkandan olan alttaş ve onun üzerinde bulunan ışıma alanından meydana gelir [1]. Tablo 1'de değişik şekillerdeki düzlemsel mikroşerit yama antenlerin elekriksel özelliklerinin karşılaştırılması yer almaktadır [2].

Tasarladığımız mikroşerit yama anten 5.864 Ghz de çalışmaktadır. 5.864 Ghz ISM frekans aralığı içerisinde yer almaktadır. ISM bandı ; endüstriyel, bilimsel ve tıbbı sektörler ile ilgili uygulamaların olduğu frekans alanıdır. ISM bandı lisans gerektirmeyen bandlarla aynı frekans bandında çalışan farklı uygulamalarda farklı amaçlarla kullanılan çok sayıda cihaz ve ekipman bulunmaktadır [3]. ISM bandında; DECT telefon, bluetooth, WLAN ve IEE802.11 uygulamaları en bilinenlerdir. Türkiye'de ISM bandının kullanımı Telekomünikasyon Kurulu tarafından Kısa Mesafe Telsiz Cihazları Yönetmeliğiyle düzenlemekte ve ISM bandları açısından Avrupa'da kullanılan band ve standartlar uygulanmaktadır [3].

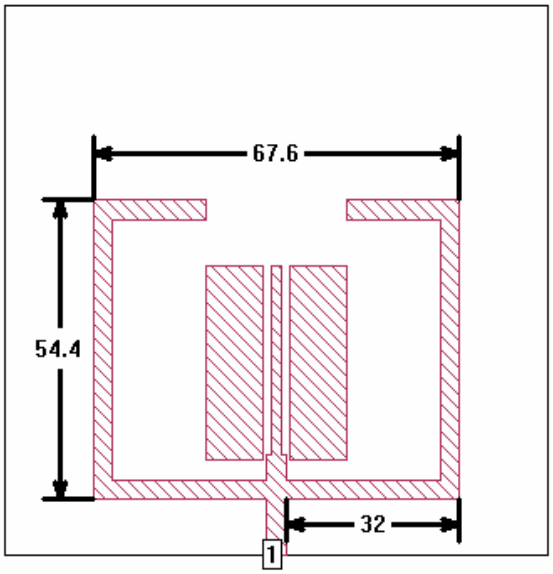
		Pattern	Yönlülük	Polarizasyon	Bantgenişliği	Yorumlar
Yama		Broadside	Orta	Doğrusal/Dairesel	Dar	En kolay dizayn
Oyuk		Broadside	Düşük/Orta	Doğrusal	Orta	İki yönlü
Halka		Broadside	Orta	Doğrusal/Dairesel	Dar	Beslemesi Zor
Spiral		Broadside	Orta	Doğrusal/Dairesel	Geniş	Balun& Abzorbe eden
Papyon		Broadside	Orta	Doğrusal	Geniş	Spiral gibi
TSA(Vivaldi)		Endfire	Orta/Yüksek	Doğrusal	Geniş	Beslemesi geçişli
Yagi Oyuk		Endfire	Orta	Doğrusal	Orta	İki tabakalı dizayn
Quasi Yagi		Endfire	Orta/Yüksek	Doğrusal	Geniş	Düzlemsel küçük
LPDA		Endfire	Orta	Doğrusal	Geniş	Balun, İki tabakalı
Sızıntı-Dalga		Endfire	Yüksek	Doğrusal	Orta	Işıma yönlendirmeli

Tablo 1. Değişik yapıdaki mikroşerit yama antenlerin elektriksel özellikleri

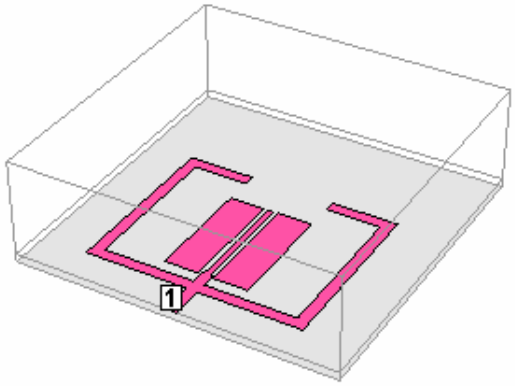
2. Anten Yapısı

Örnek aldığımız antenin geometrisi ve çalışma amacı değiştirilmiş aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir [5]. Anten yapısında yaptığımız açı değişimlerinde elde ettiğimiz sonuçlara göre; mikroşerit yama antenin açısı; efektif ışınım açıklığı ile ters orantılı olarak değişmektedir. Bir mikroşerit antende merkez yamanın iki radyatörle yaptığı açı arttırıldığında kazanç artmakta, aynı açı azaltıldığında ise kazanç azalmaktadır. Açıyı arttırırken anten ışıma alanı büyümektedir (uçtan ateşlemeli). Yapılan çalışma sonucunda kazanç değerini düşürmeden optimum bir alanda

çalışan anten tasarlanmıştır. Port'un bağlı olduğu ana besleme hattı; yamanın ortasından geçip sonuna kadar ulaşmakta ve yama ile birleşmemektedir.
Çalışmanın amacı 5.864 GHz frekanslı anten tasarlamak ve tasarım yöntemleri geliştirmektir. Bilgisayar benzetim ortamında yapılandırılması ve tasarımı gerçekleştirilen yama anten için Sonnet [4] elektromanyetik yazılım programı kullanılmıştır. Şekil 1'de görüldüğü üzere 100mm x 100mm 'lik alan içerisinde 64.6mm x 67.6mm x 2.54mm boyutlarında gerçekleştirilen tasarım için elde edilen giriş yansıma değeri, antenin 5.864 Ghz frekans bandında rezonansa geldiğini göstermektedir. Şekil'1 de görüldüğü üzere anten simetrik yapıdadır. Üç boyutlu görünüm ise Şekil 2'de görülmektedir. Yama anten malzemesi olarak 2.54 mm kalınlığında Rogers RO4003C kullanılmıştır. Malzemenin dielektrik katsayısı ise 3.55 dir.



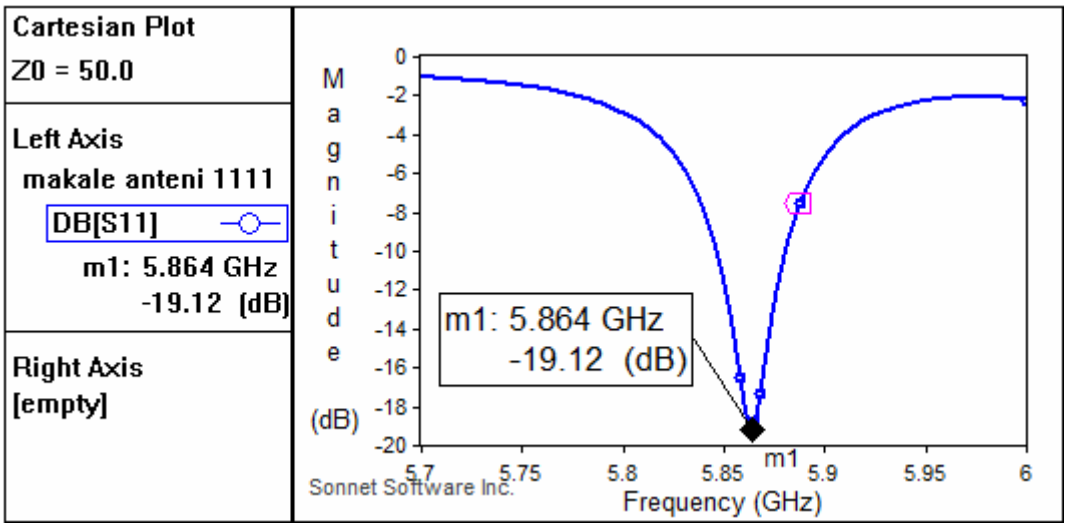
Şekil 1. Yama anten üstten görünüm



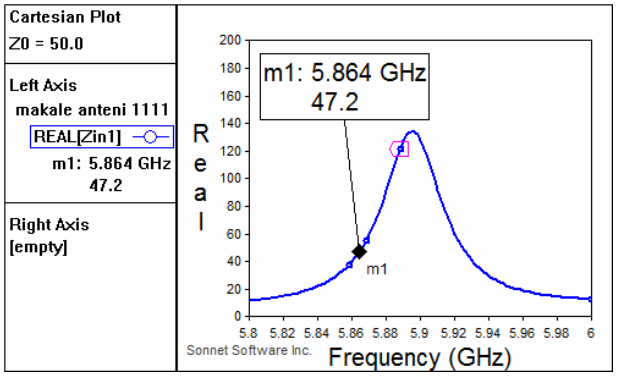
Şekil 2. Yama anten üç boyutlu görünüm

3. Analiz

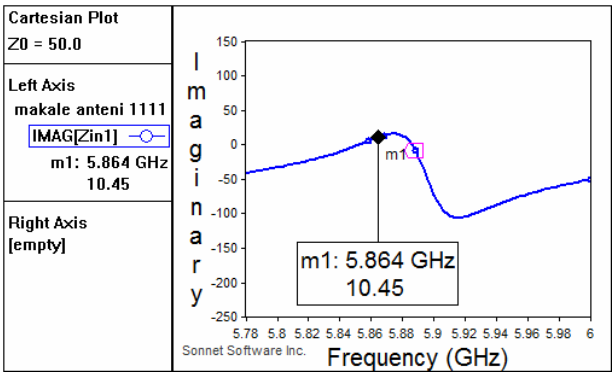
Şekil 3'de görüldüğü üzere antenimizin benzetim sonucunda 5.864 GHz deki S11 parametresi -19.12 dB elde edilmiştir.



Şekil 3. Antenin S11 parametresi.

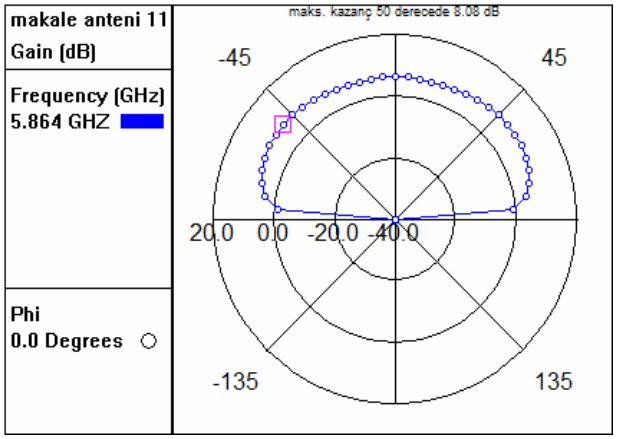


Şekil 4. Giriş empedansının gerçek kısmı

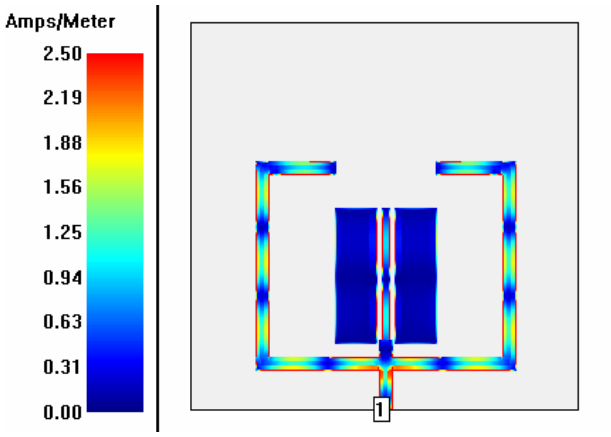


Şekil 5. Giriş empedansının sanal kısmı

Şekil 4 ve Şekil 5'de antenin benzetim sonuçlarına gore; 5.864 GHz'de giriş empedans gerçek değeri 47.2 Ω ve giriş empedans sanal değeri ise 10.45 Ω bulunmuştur.



Şekil 6. Işıma diyagramının kutupsal gösterimi



Şekil 7. Yama anten üzerindeki akım dağılımı

Şekil 6'da antenimiz 5.864 GHz frekas değerinde; θ = 50 derecedeyken 8.08 dB maksimum anten kazancına ulaşılmaktadır. Şekil 7'de ise yama antenin üzerindeki akım dağılımı görülmektedir.

4 . Sonuç

Yüksek frekans değerindeki devrede; açı değerlerini referans alarak elde edilen devrede bir çok deneme sonucunda merkez yamanın iki yardımcı radyatör ile yaptığı açı değeri arttırıldığında kapsama alanı ve kazanç artmakta, açı değeri azaldığında ise kazanç ve kapsama alanı azalmaktadır. Açı arttırıldığında S11 parametresi azalmaktadır. Ters orantıyla çalışan bu iki parametre için optimum devre uzunlukları ve açıları sağlanmıştır. Sonuçlar tatminkar olup anten tasarımı için dielektirik malzeme arayışımız sürmekte, bulduğumuz zaman anteni üretip ölçüm sonucunu eklemek amacındayız.

5.Kaynaklar

[1]. Erdem Yazgan, Mikroşerit Antenler, Hacettepe Üniversitesi; Ankara, Türkiye.
[2]. Taha İmeci ve Serhat Defterli, Köşeleri kırpılmış mikroşerit yama anten,Haliç Üniversitesi ,İstanbul ,2009
[3]. İbrahim Uğurlu , RF Modül, Ankara,
www.ume.tubitak.gov.tr/meeting/emd/sunular/UDEA_RFModul_IUgurlu.pdf
[4] Sonnet Software , versiyon 12.56 , www.sonnetsofware.com
[5] Zhi Ning Chen ve Wee Kian Toh, A microstrip patch antenna with broadened beamwidth, Institute for Infocomm Research, Singapore, 2007

3,42 GHz'de Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Özay ÇOLAK Ş. Taha İMECİ
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
ozaycolak@gmail.com tahaimeci@halic.edu.tr

Özet: *Günümüzde kablosuz ve mobil haberleşmedeki gelişmelerle birlikte mikro yapıdaki sistemlerin ve uygulamaların önemi giderek artmakta ve önem kazanmaktadır. Çeşitli yapılardaki mikroşerit antenlerin tasarımlarda seçilmesinin başlıca sebepleri; elektromanyetik simülasyon programlarıyla incelenebilmesi, küçük boyutlu olmaları, yüksek performans göstermeleri, üretimlerinin kolay ve ucuz olmasıdır. Bu çalışmada herhangi bir belirli yöntem ya da teknik formüller hesaplarıyla yapılmayıp 3.42 Ghz de hedeflenen değerlere ulaşılmıştır. Tasarım adımlarının detayları verilmiş olup, elde edilen sonuçlar 4.bölümde sunulmuştur.*

1-Giriş

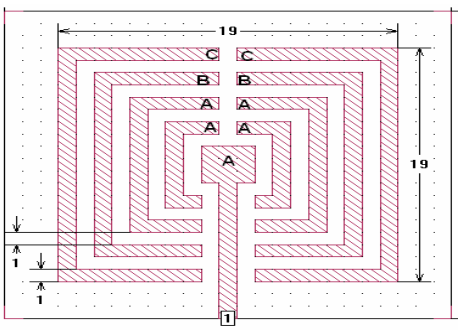
Bu tasarım çalışmasında, asıl amacım WLAN ve kablosuz haberleşme için kullanılan 2,4 ve 5,2 GHz frekanslarında çalışan bir mikroşerit anten tasarımı yapabilmekti. Bunun üzerine mikroşerit antenlerle ilgili makaleler ve uygulamalar incelenmiştir [1] - [3]. Bazı denemeler yaparak belirli yapıların aynı frekans bölgelerinde yaklaşık olarak aynı sonuçları verdiği gözlemlenmiştir. Anten tasarımını nasıl yapmak için karar verirken PC üzerindeki kablosuz bağlantı sembolü şeklinde bir tasarım yapılması uygun görülmüştür. Tasarıma başlamadan önce bazı hedefler belirleyerek çalışmalara başlanıldı. Öncelikli hedefler ise S11[dB] yansımasında incelenecek frekansların değeri en az -10dB'lik bir yansıma ve ışınım diyagramında simetrik bir yapıda olması hedeflenildi. Mikroşerit anten tasarımı yaparken dikkat edilen birkaç önemli nokta da; çizim alanının boyutları, antenin boyutları, çizim alanındaki hücre boyutları, antenin dielektrik katsayısı değerleri ve port bağlantı noktasıdır. Bu değerler antenin simülasyonunun yapılmasında etki eden en önemli faktörlerdir.

2-Anten tasarımı

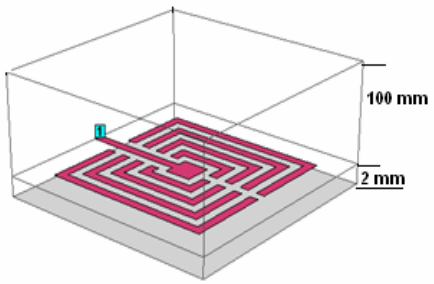
Mikroşerit anteni tasarlamaya başlarken önce antenin üstten görünümü olan Şekil-3.1 A-katmanı çizildi. Bu yapıyı 1 ile 6 GHZ arasında simüle ederek sonuçlar incelendi. Sonuçlar hedeflenen değerlerin çok çok altında ve net bir frekans değerleri yoktu (S11[dB]= -0.31). Daha sonra Şekil-1'deki B-katmanı eklenerek simülasyon yapıldı. Sonuçlar yine de hedeflere çok uzaktı (S11[dB]= -0.735). Anten boyutunu, hücre boyutunu, çizim alanı boyutunu, port yerinin düzenini ve kullanılacak dielektrik katsayısının değerlerini değiştirerek incelemelere devam edildi ama sonuçlarda fazla bir değişiklik gözlemlenemedi. Daha sonra C-katmanı eklendi. Bu seferki sonuçlarda belirli frekanslarda değişim vardı. 3.428 ve 4.885 GHz frekans noktalarında değişimler görüldü. Bulunan bu frekans noktaları üzerine yoğunlaşarak incelemeler yapıldı. Ve sonuç olarak 3.428 GHZ frekansının tasarım için uygun olduğuna karar verildi.

3-Anten Tasarım Ölçütleri

Anten tasarımında elektromanyetik simülasyon programı olarak Sonnet Software [4] kullanılmıştır. Antende kullanılan ölçüt birimleri milimetre(mm) ve frekans değerleri (Ghz) olarak tanımlanmıştır. Anten tasarımı 25x25 mm alan içerisine 19x19 mm'lik bir boyutta çizilmiş olup üsten görünüşü aşağıda Şekil-3.1'de gösterilmiştir. Tasarımın 3-Boyutlu görünümü Şekil-3.2'de verilmiştir.



Şekil-3.1 Tasarımın Üstten Görünüşü

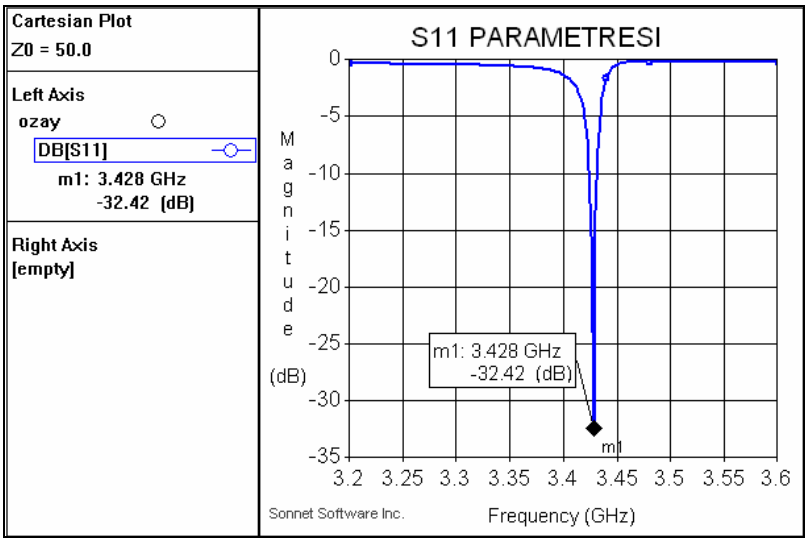


Şekil-3.2 Tasarımın 3-Boyutlu Görünümü

Antende kullanılan dielektrik katman için 2mm kalınlığında Rogers RT58880 (ε_r=2,2)malzemesi kullanılmıştır. Besleme yöntemi olarak ise yandan hat besleme kullanılmıştır.

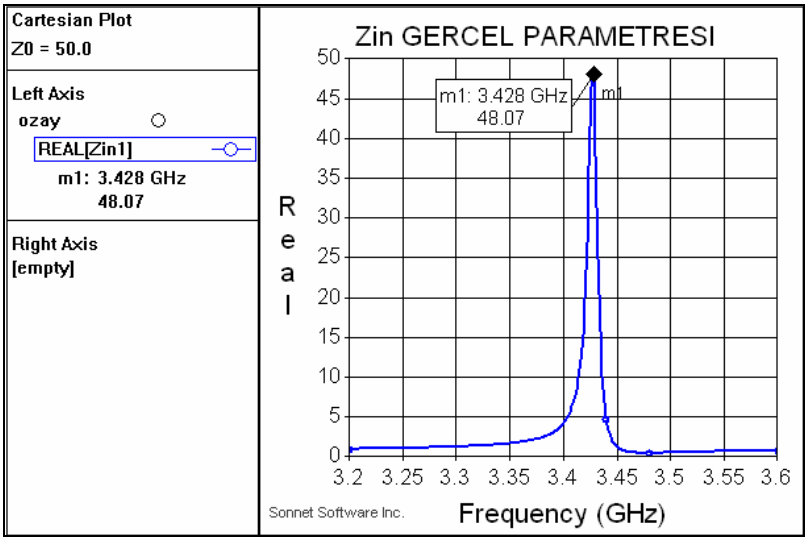
4-Simülasyon Sonuçları

Elektromanyetik simülasyon programında analiz sonucu aşağıdaki şekiller ve sonuçlar elde edilmiştir. S11 Parametresinin 3.428 GHz'deki yansıma değeri Şekil4.1 de görüldüğü gibi S11[dB] = -32.42 (dB)' dir.



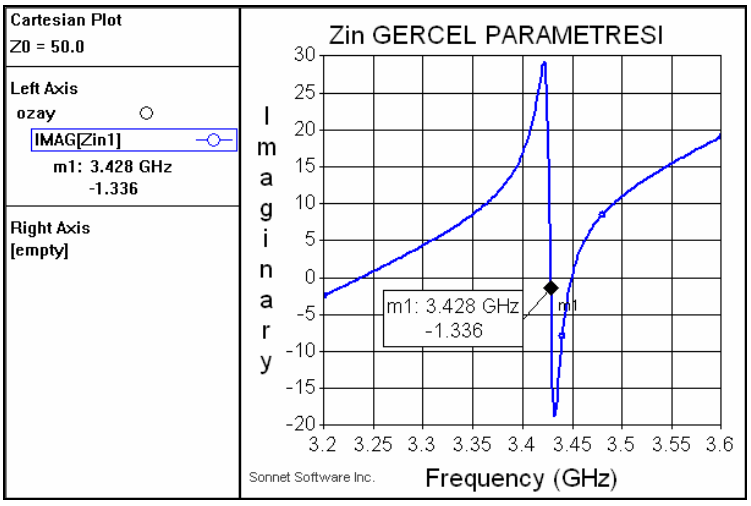
Şekil-4.1 Antenin S11 Parametresi

Zin Gerçel grafiğini incelediğimizde 3.428 GHz'de Zin Gerçel değeri 48.07 Ω' dur.



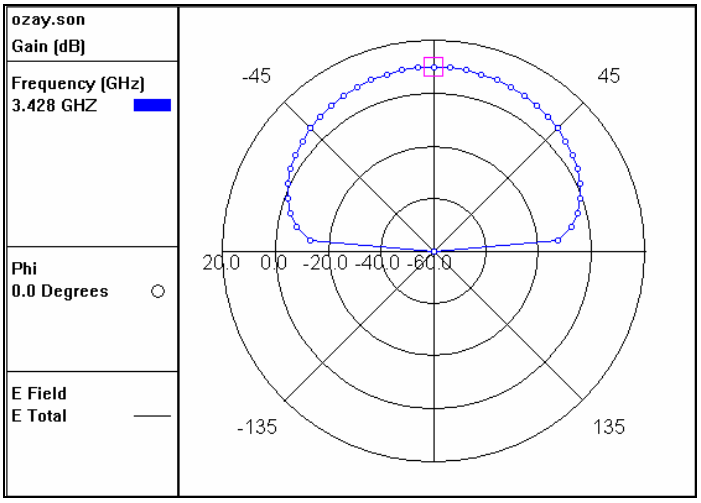
Şekil-4.2 Antenin Zin Gerçel Grafiği

İnceleme sonucu Zin sanal grafikte Şekil-4.3 görüldüğü gibi Zin= - 1.366 Ω'dur.



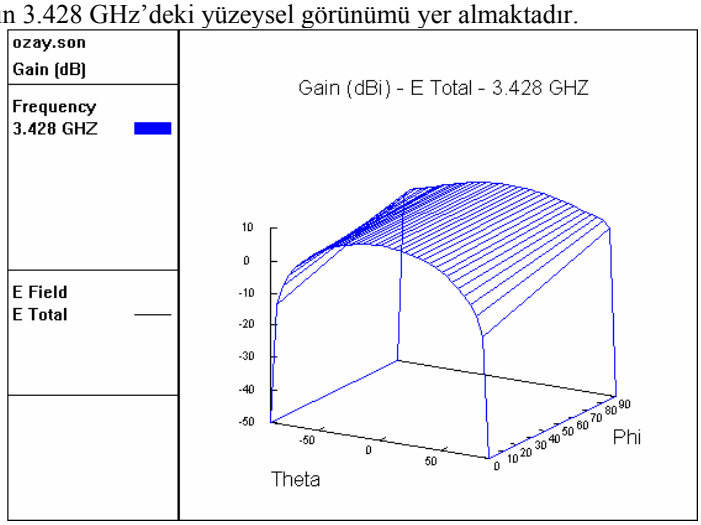
Şekil-4.3 Antenin Zin Sanal Grafiği

Kutupsal ışınım grafiğinin incelenmesi sonucu 10.073 dB kazanç elde edilmiştir.



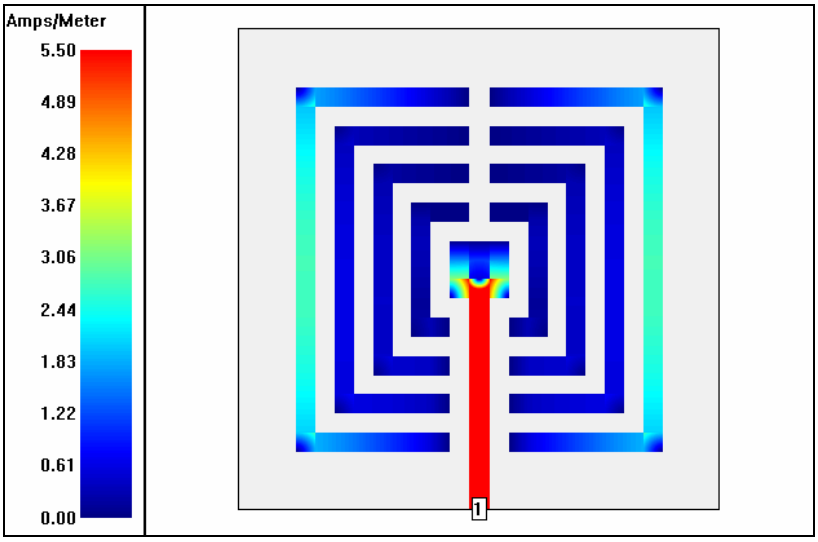
Şekil-4.4 Işıma Diyagramının Kutupsal Grafiği

Şekil-4.5'da da tasarımın 3.428 GHz'deki yüzeysel görünümü yer almaktadır.



Şekil-4.5 Işıma Diyagramının Yüzeysel Grafiği

Şekil-4.6'da ise 3.428 GHz frekansında tasarımın akım dağılımı görülmektedir.



Şekil-4.6 Anten Üzerindeki Akım Dağılım Grafiği

5-Sonuç

Sonuç olarak Şekil-2 yapıdaki tasarımı yaparak öncelikle 1 ile 6 Ghz frekansları arasında simülasyon ettikten sonra bulunan 3.428 ve 4.885 GHZ frekans değerlerinden 3.428 Ghz frekansı uygulama noktası seçilerek bu frekansta 3 ile 4 Ghz arasında simülasyonu yapılıp hedeflenen değerlerden daha iyi bir sonuca ulaşılmıştır. 3.428 Ghz frekansında S11değeri -32.42dB bulunmuş olup ışınım diyagramı da hedeflendiği gibi simetrik ve iyi bir kazanç oranı (10.07 dB) elde edilmiştir. Yapılan anten tasarımının çalışma alanları ise; genellikle 3.4-3.6 GHz frekans arası dünya genelinde WIMAX (Worldwide Interoperability For Microwave Access) uygulamaları için kullanılmaktadır [5].

6-Kaynakça

[1] Ş. Taha İmeci, K. Sercan Bayram, "10 dB Hibrit Şerithattı Kuplör", Haliç Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, 3.HABTEKUS-Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu, sayfa 113-116, 2009.

[2] Ş. Taha İmeci, Serhat Defterli, "Köşeleri Kırpılmış Mikroşerit Yama Anten Tasarımı", Haliç Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü,3.HABTEKUS-Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu, sayfa 117-120, 2009

[3] S. Cumhur Başaran, Fatih Üstüner, Yunus E. Erdemli, "WLAN Uygulamaları için Çift-Bant Yarık-Halka Anten Tasarımı", Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Kocaeli Üniversitesi, 4. URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurul Toplantısı, Sayfa 200-203, 2008

[4] Sonnet Software "High Frequency Electromagnetic Software" v12.56 www.sonnetsoftware.com

[5] Jale Küçükünsal, Yahya Baykal "Kablosuz Haberleşme Teknolojisi Wimax'de Dünyadaki Durum", Telekomünikasyon Kurumu, Spektrum İzleme ve Denetleme Dairesi Başkanlığı, ve Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Çankaya Üniversitesi, 3. URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurul Toplantısı, Sayfa 577-579, 2006

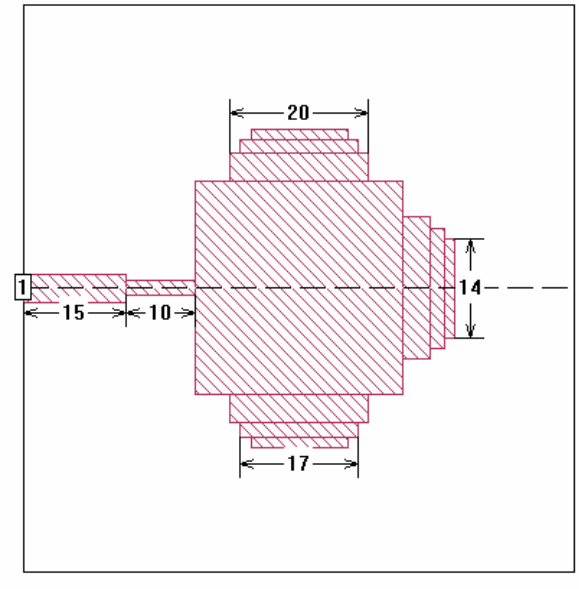
Ek uzunluklu Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

Çiğdem Bostancı , Kadir Sercan Bayram, Taha İmeci
Haliç Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
cigdem.bostanci@hotmail.com , sercanbayram@halic.edu.tr, tahaimeci@halic.edu.tr

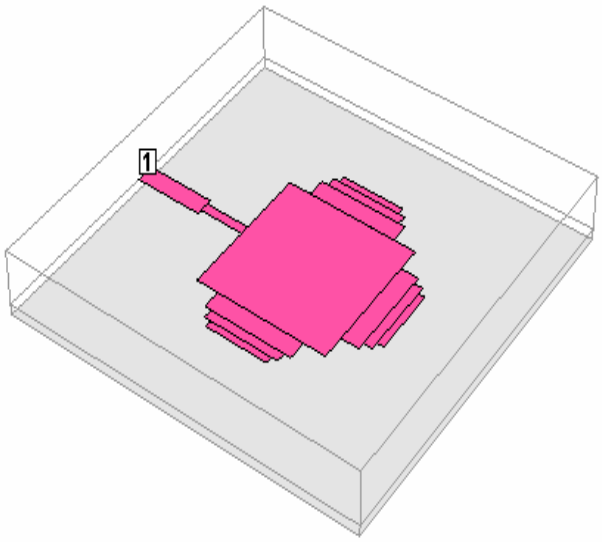
Özet
Mikroşerit antenlerin uzay araçları, uçaklar ,radarlar, uydu haberleşmesi, güdümlü mermi gibi birçok askeri alanda kolaylıkla kullanılabilir yapısı, baskı devre teknoloji ile üretilmesi gibi kolay üretim tekniği,ucuz üretim maliyeti ve düşük profildeki özellikleri bu antenlerin performanslarının çeşitli yollarla denenmesine uygun kılmıştır. Bu çalışmada, 2.886 GHz frekansında çalışan ek uzunluklu mikroşerit yama antenin tasarımı sunulmaktadır. Çalışma, üç boyutlu anten modeli ve benzetiminin Sonnet [1] simülasyon programından elde edilen sonuçları ve çalışma grafiklerini içermektedir. Mikroşerit antenlerin birçok özelliği, istenilen performansın elde edilmesini sağlamakta, bu nedenle Wi-Fi ve Wi-Max gibi yeni teknolojilerde özellikle tercih edilmektedir[2].

1. Giriş
Birçok teknolojide kullanılan mikroşerit yama antenler çok sayıda avantaja ve bunun yanında bazı dezavantajlara da sahiptirler. Hafif ve küçük hacimli olmaları, düşük üretim maliyetleri, düzlemsel biçimlerinin kullanışlılığı, düşük saçılma ara kesitine sahip olmaları, boşluk desteği gerektirmemeleri, besleme konumundaki ufak değişikliklerle doğrusal ve dairesel kutuplanmış ışıma yapabilmeleri, osilatör, yükselteç, modülatör, faz değiştiricileri gibi cihazlarla bileşik sistemler oluşturmaya elverişli olması mikroşerit antenlerin başlıca avantajlarındandır. Ayrıca mikroşerit antenlerin çok ince yapıda olması uzay araçlarının aerodinamik yapısında değişiklik yapmaksızın yerleştirilmesine imkan sağlar. Bunun yanında mikroşerit antenlerin bazı dezavantajları da vardır. Dar band genişliği, düşük güç kapasitesi, besleyici ve ışıma elemanı arasındaki yalıtımın zayıf olması mikroşerit antenlerin dezavantajlarındandır [3].

2. Anten Tasarım Ölçütleri
Çalışmanın amacı 2.886 GHz frekansında rezonansa gelen bir anten tasarlamaktır. Tasarımda dielektrik katmanı için 2 mm kalınlığında Rogers RT5880 malzemesi kullanılmıştır. 80x80 mm alan içerisine çizilen mikroşerit yama antenin üstten görünümü şekil 1'de, 3 boyutlu görünümü ise şekil 2'de gösterilmiştir.



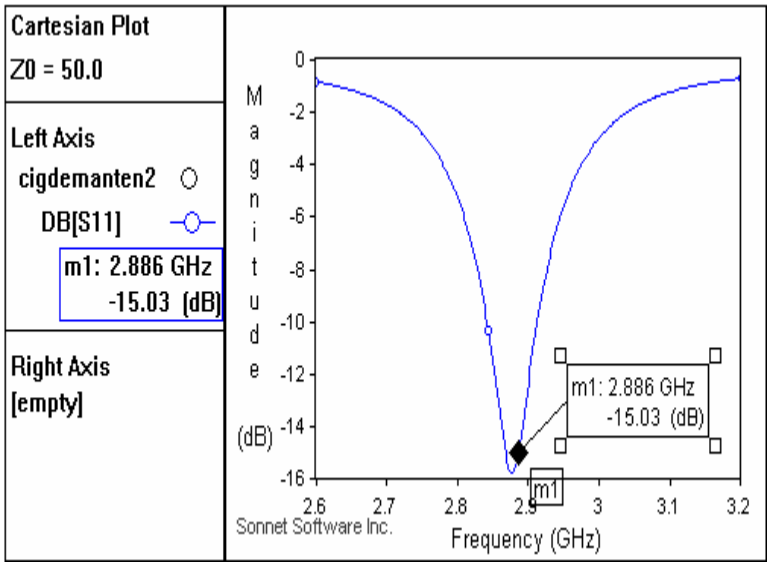
Şekil 1: Tasarımın Üstten Görünümü



Şekil 2: Tasarımın 3 Boyutlu Görünümü

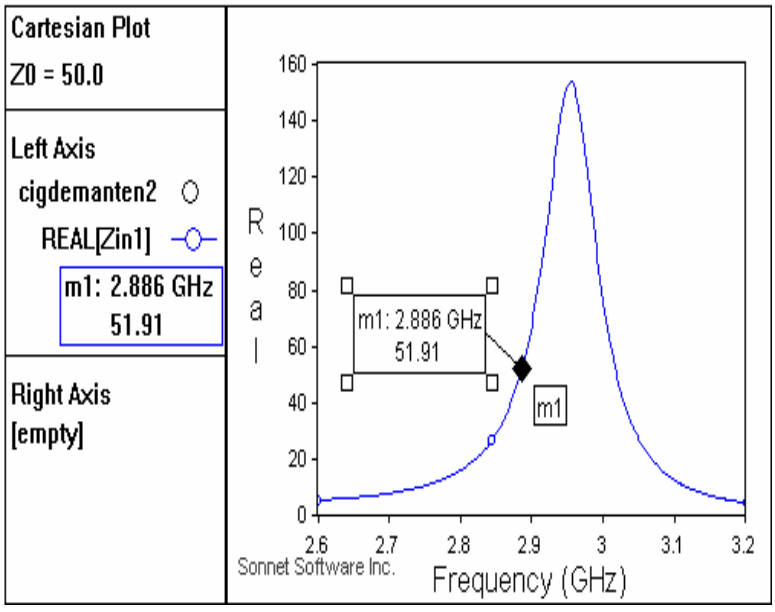
3. Tasarımın Gerçekleştirilmesi ve Analiz Sonuçları

Çalışmaya başladığımızda antenin yama kısmına sadece 1 tane parça ekledik, ve simülasyon sonuçlarını aldığımızda 2dB'lik bir kazanç elde ettik. Daha sonra 2. kat olarak bir parça daha ekledik ve kazanç değerinin 3.5 dB'ye yükseldiğini gözlemledik. Üçüncü adım olarak 3. katı da ekledik kazanç değeri 5.567 dB'lik bir değere ulaştığını gördük. Bir sonraki adım olarak, kazancın yükselmesi ve daha iyi sonuç elde etmek için 4. katı ekledik fakat kazancın 4.3dB'ye düştüğünü gözlemledik. Bu denemeler sonucu en iyi sonuçları elde ettiğimiz 3 katlı yama anten tasarımını gerçekleştirdik. Tasarım, elektromanyetik simülasyon programı Sonnet'de analiz edilerek aşağıdaki sonuç ve grafikler elde edilmiştir. Antenin S11 parametresinin değişim grafiği şekil 3'deki gibidir. 2.886 GHz frekansındaki S11 değeri -15.027 dB olarak gözlemlenmiştir.



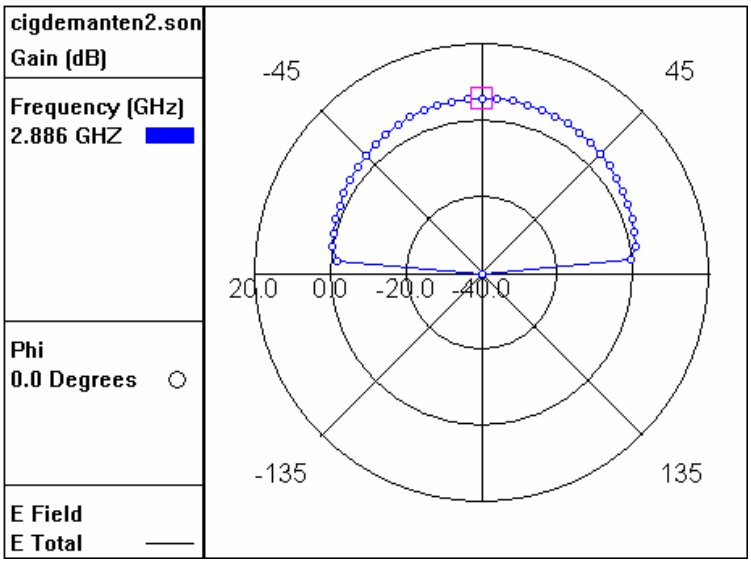
Şekil 3: Antenin S11 Parametresinin Frekansla Değişimi

2.886 GHz değerindeki rezonans frekansında giriş empedansının gerçel değeri 51.91 Ω olarak elde edilip şekil 4'de gösterilmiştir. Sanal değeri ise 9 Ω'dur.



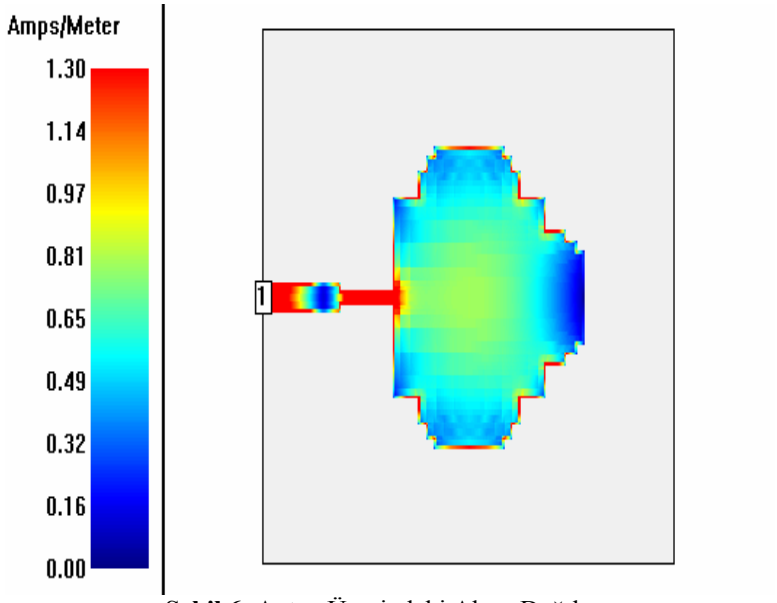
Şekil 4: Giriş empedansının gerçel kısmı

Antenin çalışma frekansındaki toplam elektrik alan kutupsal ışıma diyagramı (geniş kenar ışıma) şekil 5'teki gibidir. Kazancın hemen hepsi theta polarizasyonlu olup E_θ = 5.567 dB kazanç elde edildiği görülmektedir.



Şekil 5: Işıma Diyagramının Kutupsal Gösterimi

Şekil 6'da antenin akım dağılımı grafiği görülmektedir. Akım yoğunluğunun genel olarak kenar kısımlarda arttığı ve yamanın ortasında yoğunlaştığı görülmektedir.



Şekil 6: Anten Üzerindeki Akım Dağılımı

4. Sonuç

Bu çalışmada geleneksel mikroşerit kare yama antenin besleme kenarı dışındaki kenarlarına ek metaller ekleyerek özgün bir tasarım elde edildi. Bulunan sonuçlar tatminkar olup simülasyon sonuçları grafiklerle desteklenip sunulmuştur. İleriki aşamada antenin üretimi yapılıp ölçüm sonuçlarının eklenmesi hedeflenmektedir.

5.Kaynaklar

[1] www.sonnetsoftware.com (versiyon: 12.56)
[2] C.A. Balanis Antenna Theory Analysis and Design, 2nd ed.Wiley, New York, 1997, p.164.
[3] Yazgan E., Hacettepe Üniversitesi Elektrik Mühendisliği, Mikroşerit Antenler.
[4] R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Trans. Antennas&Propagation*, Vol. AP-22, pp. 74-78, Jan,1974.

Üç Boyutlu Cisimlerin Radar Kesit Alanının Fizik Optik Tekniğiyle Analizi

A.Yasin Erdoğan, E.Deniz Saydur, A.Oktay Ertay, Aktül Kavas

Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
erdogan.a4464@dzkk.tsk.tr, ezgi_deniz_s@hotmail.com,
aoertay@gmail.com , aktul.kavas@gmail.com

Özet: *Radar, günümüzde askeri ve sivil uygulamalarda hedeflerin tespiti, takibi ve görüntülenmesi maksatlarıyla kullanılmaktadır.*
Hedefin tespiti, takibi, kimliklendirme maksatlı görüntüsünün elde edilmesi gibi amaçlarda radar kesit alanı (RKA) önem arz etmektedir. RKA, bir cismin veya hedefin radar ekranındaki görünürlük miktarı veya radar sinyallerini radara geri yansıtma miktarı olarak tanımlanır.[1]-[2].
Bu çalışmada CADFEKO ve Ship EDF yazılım araçları kullanılarak, küre, kesik prizma, kesik koni, dairesel silindir, eliptik silindir, kesik koni uçlu silindir(KKU silindir), geometrilerine sahip 3 boyutlu cisimlerin RKA kestirimleri Fizik Optik yöntemiyle hesaplanmıştır.[3]-[4].

1. GİRİŞ

Radarlar, hedefin yansıtıcılık özelliğinden faydalanan elektromanyetik sensörlerdir. Hedefin yansıtıcılığı Radar kesit alanı(RKA) parametresiyle ifade edilir. RKA, bir nesnenin kendisi üzerine yönlendirilen radar sinyalini radarın alıcısı yönünde yansıtmasının bir ölçüsü olarak tanımlanır. RKA değeri radar sinyalini yansıtan nesnenin boyut, şekil, malzeme ve yansımaya neden olan yüzey yapısından etkilenir ve frekans, polarizasyon ve nesneye bakış açısıyla değişim gösterir. [1]-[2].
RKA bilgisi, elektronik taarruz, güdümlü mermiye karşı savunma, radara yakalanmayan platform tasarımı, tehdit değerlendirme gibi askeri alanların yanında yüzey altı görüntüleme, deniz akıntıları, hasar kontrol, ters yapay açıklıklı radar görüntüsü oluşturma gibi alanlarda kullanılmaktadır.
RKA bilgisini elde etmek için günümüzde üç farklı yöntem kullanılmaktadır. Yöntemlerden birincisi hedefin saha testleri ile RKA'nın ölçülmesi olup doğru fakat, pahalı bir yöntemdir. İkincisi hedefin küçültülmüş bir maketinin yapılarak laboratuar ortamında ölçümlerin gerçekleştirilmesidir. Bu yöntem saha testlerine göre daha ucuz olmakla beraber yapılacak maketin, hedefin yansıtıcılık özelliklerine sahip olmasının sağlanması uzmanlık gerektirmektedir. Üçüncü ve en ucuz yöntem ise benzetim programlarıyla RKA kestirimidir.
RKA frekans bölgeleri, yansıtıcı cismin boyutları ile gelen elektromanyetik dalganın frekansı arasındaki orana göre üçe ayrılır. Bunlar Rayleigh bölgesi, Rezonans bölgesi ve Optik bölge olarak isimlendirilmektedirler [5]. Dalga boyunun, cismin boyutlarına göre çok büyük olduğu ($\lambda >> l$, en az on kat), bölgeye Rayleigh bölgesi, dalga boyunun cismin boyutlarına yakın olduğu bölgeye Rezonans bölgesi ($\lambda \approx l$) ve cismin boyutlarının dalga boyuna göre çok büyük olduğu ($\lambda << l$,en az on kat) bölgeye de Optik bölge adı verilmektedir.
Uçak, gemi, güdümlü mermi gibi platformlar bir çok küre, silindir, düz plaka ve köşeli yansıtıcıdan oluşan kompleks cisimlerdir. Platformların RKA değerlerinin hesaplanması güç olduğundan RKA değerleri saha ölçümleri ile ya da RKA kestirim yazılımları kullanılarak tespit edilmektedir.

2. RKA KESTİRİMİ

Benzetim yöntemiyle RKA kestirimleri 1960'lı yılların sonlarında Harrington'ın [6] Maxwell denklemlerinin integral formülasyonunun Momentler metodu ile çözülmesini anlattığı kitabı ile hız kazanmıştır.
RKA kestiriminde geometrik optik (Geometrik Optics-GO), fizik optik (Physic Optics-PO), geometrik kırınım teorisi (Geometric Theory of Diffraction -GTD), fiziki kırınım teorisi (Physical Theory of Diffraction-PTD) gibi yüksek frekans asimptotik (High Frequency Asymptotic -HFA) teknikleri PO frekans bölgesinde başarıyla kullanılırlar.[5] Moment metodu (Method of Moments-MoM), hızlı çok-kutup metodu (Fast Multipole Method-FMM), sonlu-fark zaman domeni (Finite Differantial Time Domain-FDTD) ve yayınım yolu matrisi (Transmission Line Matrix-TLM) gibi nümerik teknikler rezonans frekans bölgesinde kullanılabilirler.

Bu çalışmada yapılan uzak alan RKA kestirimleri PO metodu kullanılarak hesaplanmıştır. PO metodunda, RKA'sı hesaplanmak istenen cismin ışımaya maruz kalan bölgesinde oluşan akım şiddeti, gelen dalganın manyetik alan şiddeti ile doğru orantılıdır. Cismin görünmeyen bölgelerinde ise akım sıfır olarak alınmaktadır. Bu şekilde bulunan akım, daha sonra cisim tarafından yansıtılan enerji miktarını hesaplamada kullanılmaktadır. Fizik optik yöntemi bir yüksek frekans çözümü olup, boyutları dalga boyunun on katı ve üzeri cisimlerin RKA hesaplamalarında kullanılır. Fizik optik yaklaşımı, görülmeyen bölgelerde akımı sıfır kabul ettiği için geniş açılarda ve görünmeyen bölgedeki hesaplamalar hatalı olmaktadır. Ayrıca yüzey akımlarının ihmal edilmiş olması da hatayı arttırmaktadır.[1]-[8]-[9].

3. RKA Benzetimleri

Benzetimlerde monostatik RKA ölçüm yöntemi esas alınmıştır. İncelenen cismin üzerine 2 derecelik aralıklarla 360 derecelik yayınım yapılmış ve aynı açıdan dönüşler alınmıştır.
Monostatik benzetim için aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- Hesaplamalarda cismin ön ve arka ortamları için "serbest uzay" seçilmiştir.
- Çözüm yöntemi olarak "Fizik Optik (PO-Physical Optics) " metodu kullanılmıştır.
- Tüm cisimler için RKA hesaplamaları "mükemmel iletken" ve "dielektrik" durumu için yapılmıştır. Dielektrik durum için tüm benzetimlerde aşağıdaki parametreler kullanılmıştır;

  $\varepsilon_r = 7, \tan\delta = 20.03, d = 0.001$
- Cisimlerin RKA değerleri L,S,C (1-2, 2-4, 4-8) frekans bantlarında incelenmiştir.
- Kompleks cisimlerin RKA değerleri bakış açısına göre farklılık gösterdiğinden, ölçülen RKA değerleri, polar koordinatlarda, sunulmuştur.

Çalışmalarda öncelikle, FEKO ve Ship EDF programları ile 1-2 GHz frekanslarında mükemmel iletken silindir, küre, kesik koni uçlu silindir, kesik koni, kesik prizma ve eliptik silindir cicimlerinin RKA değerleri hesaplanmıştır. Her iki programla yapılan benzetim sonuçları dBm^2 olarak Tablo 1 de verilmiştir.
Benzetimler aynı cisimlerin yukarıda özellikleri verilen dielektrik malzeme ile kaplanmaları durumunda FEKO programı ile hesaplanarak RKA'larındaki değişimler Tablo 2 de verilmiştir.
Mükemmel iletken kesik koni, dairesel silindir ve KKU silindir'e ait cisim boyutları ve incelendikleri frekanslar belirtilerek RKA değişimleri Şekil 1,2,3 de kutupsal koordinatlarda gösterilmiştir.

4. SONUÇLAR

4.1 FEKO, ShipEDF karşılaştırması

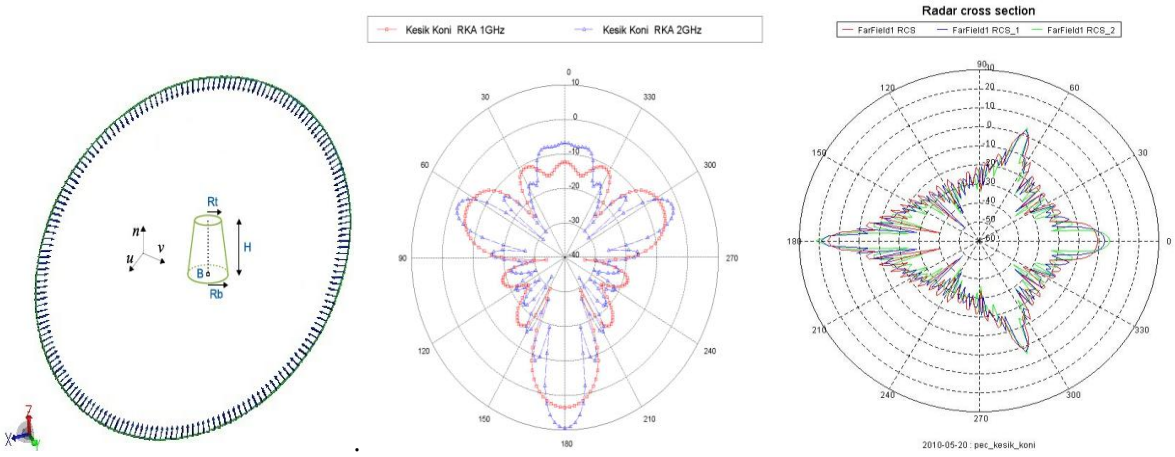
Tablo-1'de verilen cisimlerin L bandındaki RKA değerleri FEKO ve Ship EDF programları kullanılarak karşılaştırılmış, her iki programdan da elde edilen sonuçlar birbirine çok yakın çıkmıştır.1,2 GHz optik bölgenin alt sınırı olması nedeniyle seçilmiştir.

		1GHz	2GHz
Silindir	CADFEKO	14.464	17.575
	ShipEDF	14.063	17.366
Küre	CADFEKO	2.16	1.803
	ShipEDF	2.138	1.477
KKU Silindir	CADFEKO	16.973	19.88
	ShipEDF	16.588	19.919
Kesik Koni	CADFEKO	3.76	9.61
	ShipEDF	3.549	9.64
Kesik Prizma	CADFEKO	21.72	27.67
	ShipEDF	21.45	27.47
Eliptik Silindir	CADFEKO	35.18	41.43
	ShipEDF	34.911	40.932

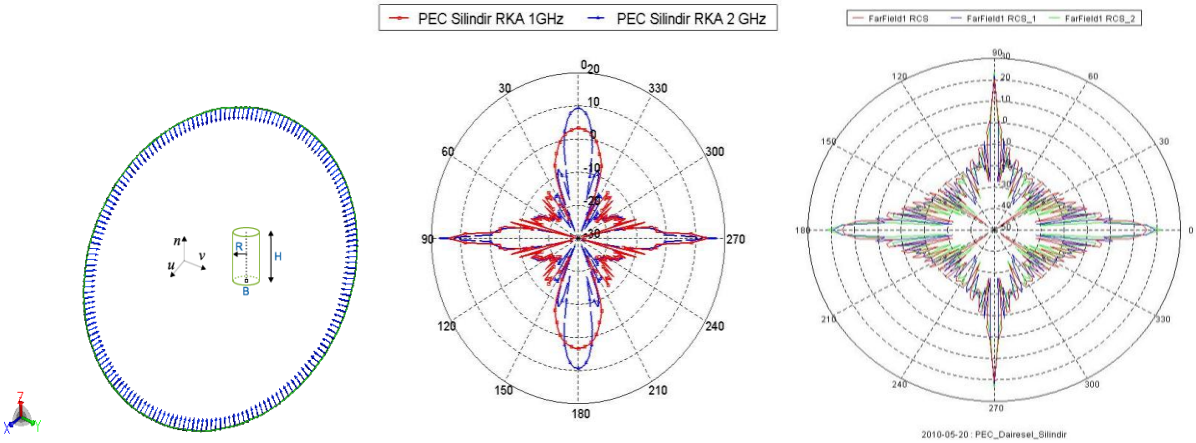
Tablo 1 FEKO ve ShipEDF RKA Kestirimi Karşılaştırmaları

4.2 PEC Durumu için RKA kestirimi

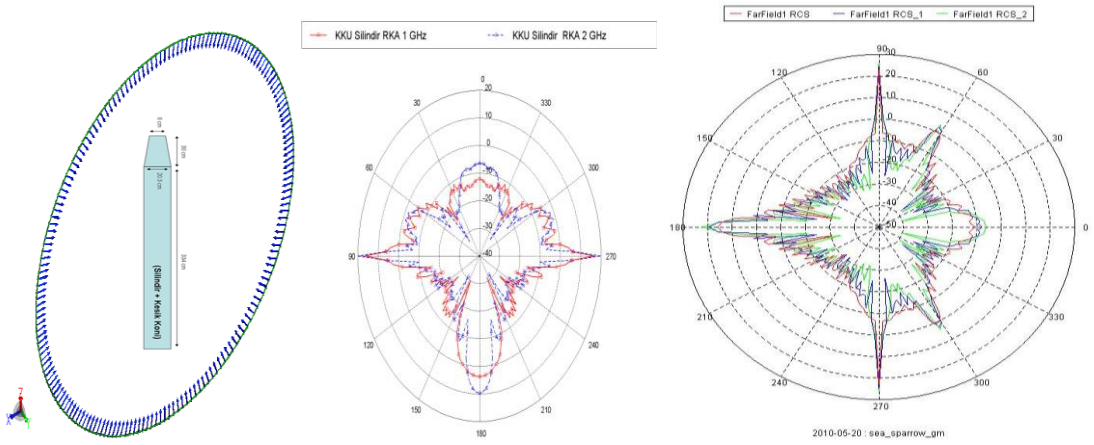
Aşağıda sırasıyla, kesik koni, dairesel silindir, kesik koni uçlu silindir şekilleri ve 1-2 GHz ile 4-6-8 GHz 'i içeren grafikler yer almaktadır. FEKO'da elde edilen PEC durumuna göre RKA kestirimi çizilmiştir.



Şekil 1. PEC Kesik Koni RKA Kestirimi. Kesik koninin yüksekliği H=0.3m üst yarıçapı Rt=0.08m ve alt yarıçapı Rb=0.203m olarak seçilmiştir.Sırasıyla 4,6,8 GHz frekansları için karşılaştırmalı çizim en sağda yer almaktadır.



Şekil 2 PEC Silindir RKA Kestirimi. Silindirde R= 0.2m ve H=2.5m olarak seçilmiştir. Sırasıyla 4,6,8 GHz frekansları için yer alan sonuçlar en sağda yer almaktadır.



Şekil 3. PEC Kesik Koni Uçlu Silindir RKA Kestirimi. Kesik Koni Uçlu Silindir alt kesim yarıçapı Rb=0.203m, üst kesim yarıçapı Rt=0.08m,toplam yükseklik H=3.64m olarak seçilmiştir. Sırasıyla 4,6,8 GHz frekansları için çizilen en sağdaki çizimde diğer değerlerde değişiklilik yapılmamış olup Rt=0.04 seçilmiştir.

Benzetim hesaplamalarında tüm geometriler için φ=0 ve θ=0…360° düzlem dalga uyarımı yapılmıştır.
Şekil 1 de kesik koni RKA sı alt tabanda, yanal yüzeylerde ve üst tabanda, Şekil 2 de yer alan silindir RKA sı üst ve alt tabanda ve yanal yüzeylerde, Şekil 3 de yer alan KKU silindir RKA sı φ= 90 ve 270°, θ= 180°ve 0° derecelerde maksimum değer göstermektedir.
Frekans değerleri arttıkça maksimum RKA değerlerinde artış gözlenmekte, yan kulakçık oluşumu artmakta buna karşılık yan kulakçık genlikleri azalmaktadır.

4.3 PEC, Dielektrik Durum RKA Karşılaştırması
Tablo-1'de dielektrik malzemenin RKA'yı ne kadar azalttığı PEC durumu ile karşılaştırılarak verilmektedir. ShipEDF ve CADFEKO programlarından elde edilen sonuçlar çok yakın olduğundan, bu tablo'daki değerler sadece CADFEKO programı kullanılarak elde edilmiştir.

		1GHz	2GHz	4GHz	6GHz	8GHz
Dairesel Silindir	PEC	14.464	17.575	20.169	21.98	23.21
	DIEL	9.81	15.1	18.81	20.97	22.28
Küre	PEC	2.16	1.803	1.953	1.88	1.872
	DIEL	-2.447	-0.687	-2.66	-2.6	-2.68
KKU Silindir	PEC	16.973	19.88	22.82	24.5	25.8
	DIEL	12.54	17.67	21.49	23.44	24.5
Kesik Koni	PEC	3.76	9.61	15.69	19.20	21.69
	DIEL	-0.675	7.28	14.31	18.22	20.75

Tablo 2 PEC ve Dielektrik duruma göre RKA karşılaştırması

Kaynaklar

[1] Skolnik, M. I., "Radar Handbook," McGraw Hill, NY, 1990
[2] Eugene F. Knott, Radar Cross Section Measurements, Van Nostrand Reinhold, New York, 1992.
[3]. www.feko.info
[4]. http://www.idscompany.it/page.php?f=176&id_div=2
[5] Knot, E. F., Shaeffer, J. F., Tuley, M. T., "Radar Cross Section," Artech House, Norwood, MA, 1985.
[6] Harrington, R.F., Field Computation by Moment Methods, Macmillan, New York, 1968.
[7] http://web.nps.navy.mil/~jenn.
[8]. C A. Balanis,, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons Inc. ISBN 0-471-62194-3, 1989.
[9]. Ertay,A.O., Temel Cisimlerin Radar Hedef Kesitlerinin İncelenmesi , Lisans Bitirme Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi,s.33-63 Ocak 2010.
[10]. B.R. Mahafza,.ve A. Z. Elsherbeni, MATLAB Simulations for Radar System Design, Chapman & Hall/CRC, ISBN 1-58488-392-8, 2004.

2.4 GHz de RFID Okuyucu Sistemi İçin Yama Anten Tasarımı

Onur Yıldırım, Ersin Erce, Aktül Kavas*
Haliç Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
onurl727@hotmail.com, ersinerce@gmail.com,

*Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
aktul.kavas@gmail.com

Özet: *Radyo frekans tanımlama (RFID) sistemleri radyo frekanslarını kullanarak durağan yada hareket halinde bulunan canlılar ve nesneleri tekil veya çoğul halde tanımlamakta kullanılmaktadır. RFID sistemleri ilk olarak 1940 lı yılların başlarında İngiltere'de dost ve düşman uçaklarının tanımlanmasında kullanılmıştır.[1]*
RFID sistemleri tedarik zincirinde, lojistik uygulamalarında, envanter tutulmasında, perakende satışta, ödeme sistemlerinde, otoyol ve VIP geçişlerinde, erişim kontrolünde, sağlık verilerinin depolanmasında ve canlıların izlenmesinde yaygın olarak uygulama alanı bulmaktadır
Bu çalışmada radyo frekans kimlik tanıma sistemleri okuyucu birimi için mikroşerit yama anten tasarım parametreleri incelenmiş, 2.4 GHz frekans bandında anten hesaplamaları ve optimizasyonu yapılmıştır.[2][3].
Anten tasarımında dielektrik sabiti ve dielektrik kalınlık değiştirilerek anten parametreleri üzerindeki etkileri incelenmiş ve hesaplanan teorik değerler anten benzetim programı ile de gerçeklenmiştir.[4]

1. Giriş

Radyo frekans tanımlama sistemleri, tanımlama uygulamasını radyo dalgalarını kullanarak gerçekleştirdiğinden alıcı ve verici arasında doğrudan temas ve doğrudan görüş şartına gerek duymamaktadır
Radyo frekans kimlik tanımlama (RFID) sistemlerinin uygulama alanlarına örnek olarak: ürün dağıtım zinciri uygulamaları, üretim, envanter muhasebesi ve kontrolü, hastane, hasta tanımlama, tedavi ve tıbbi kayıtların kontrolü, kütüphane, müze, sanat galerisinde ürün tanımlama, kontrol ve güvenlik uygulamaları, otomotiv endüstrisinde ürün özellikleri ve bakım bilgi kayıtlarının takibinde, akıllı kart uygulamalarında, ürün satın alma, seyahat kartları uygulamaları, polis ve emniyet uygulamaları(delillerin ve delil noktalarının kayıtları), taşımacılıkta (konteyner ve bagaj bilgileri takibinde), değerli ürün üretimi ve değerli ürün izlenmesinde, kamu taşımacılığı, spor karşılaşmaları, kayak pist kullanımı gibi bilet gerektiren uygulamalar, karayolları geçiş ücretleri toplanması, gıda ve ilaç sanayinde özellikleri son kullanım tarihlerinin izlenmesi ve sahte ilaçların takibinde, ilaç tanımlamada, hayvanların kimlik ve aşı bilgilerinin izlenmesi ve pasaport uygulamaları verilebilir. [1][4][5]
Radyo frekans tanımlama sistemleri, radyo frekansı ile yapılan sorguları almaya ve cevaplamaya olanak tanıyan etiket (transponder), okuyucu (alıcı verici) ve alınan bilgilerin depolandığı veri tabanından oluşmaktadır. [3][6]
Etiket, okuyucu tarafından gönderilen elektromanyetik alana girdiğinde aktif olur. Aktif olan etiket, sadece kendisine ait olan programlanmış kimlik bilgisini okuyucuya gönderir. Okuyucu, alıcı anteni yoluyla etiketin göndermiş olduğu bilgiyi alır, haberleşme için geliştirilmiş yazılımı kullanarak bilgiyi işlenmek ve depolanmak üzere gerekli veri tabanına iletir.

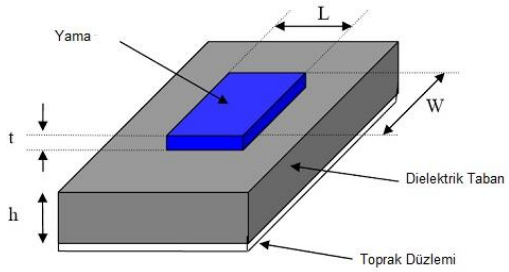


Şekil 1. RFID sistem bileşenleri

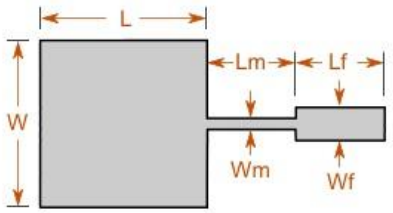
RFID sistemleri uygulamanın gerçekleştiği anda veriyi elde etme, gelen verileri doğrulayabilme, bilgi sistemine herhangi bir gecikme olmadan sürekli veri gönderme özelliklerine sahip olduklarından geleneksel bilgi toplama sistemlerine göre tercih edilmektedir.

2. Mikroşerit Yama Antenler

Mikroşerit yama antenler uçak, uzay mekiği, uydu ve füze uygulamaları gibi, boyut, ağırlık, performans, montaj kolaylığı açısından kısıtlayıcı uygulamalarda, mobil radyo ve kablosuz haberleşme gibi, küçük profilli antenlere gereksinim duyulan uygulamalarda kullanılmaktadır. Küçük profilli, düzlemsel ve düzlemsel olmayan yüzeylere uyumlu basit yapıları, modern baskılı devre teknolojisi ile ucuza üretilebilmeleri, sert yüzeylere monte edildiklerinde mekanik anlamda sağlamlıkları en önemli avantajlarıdır. Basit yapıları, dielektrik profil tabaka üzerine çeşitli geometri ve konfigürasyonlarda ışıma amaçlı yapıştırılan yama ve alt yüzeyine yapıştırılan topraklama yamasından ibarettir. (Şekil 1) Yamanın beslemesi, genellikle genişliği yamanın genişliğine kıyasla oldukça dar olan iletken mikroşerit hat ile ya da yamanın uygun bir noktasından uygulanan prob vasıtasıyla yapılır. (Şekil-2)
Bunun yanında, başlıca dezavantajları; dar bant genişliği, düşük verimlilik , düşük kazanç , besleme ve eklem kısımlarındaki istenmeyen ışımalar, düşük güç işleme kapasitesi , yüzey dalgaları uyarımıdır.
Bu çalışmada, temel mikroşerit yama anten tasarımında Hammerstad ve Jensen formülasyonları kullanılmıştır.[7]-[8] Öncelikle, kullanılacak dielektrik profilin türü (dielektrik sabiti), yüksekliği ve çalışma frekansı belirlenerek, temel mikroşerit yama formülasyonları ile dikdörtgen yamanın boyutları (uzunluğu ve genişliği) hesaplanmıştır. Konvansiyonel mikroşerit yama antenin 2,4 GHz frekans bandında rezonansa gelmesi amaçlanmıştır. Mikroşerit hattın genişliği, mikroşerit hattın karakteristik empedansını tayin edecek şekilde belirlenmiştir. Mikroşerit hattın empedans uygunlaştırma formülü gereği, rezonans frekansında antenin giriş empendansını hattın karakteristik empedansına dönüştürerek, hattan antene doğru verimli güç transferi yapılmasını sağlanmıştır. Konvansiyonel yama anten tasarımında, yamanın boyu rezonans frekansını, genişliği ise rezonans giriş empendasını doğrudan etkiler. Yamanın uzunluğu rezonans frekansının dalga boyu ile doğru orantılı, genişliği ise rezonans giriş empedansı değeri ile ters orantılıdır. Kullanılan dilelektrik profilin dielektrik sabiti ve yüksekliği de anten boyutlarını etkileyen faktörlerdir. Tasarımda optimum yükseklikte, yaygın kullanılan Likit Kristal Polimer dielektrik profil tercih edilmiştir.



Şekil 1 Mikroşerit Yama Antenin Yapısı



Şekil 2 Mikroşerit Beslemeli Dikdörtgensel Yama Anten

Teorik olarak hesaplanan anten tasarım değerleri, FEKO programına[9] aktarılarak yapılan benzetimlerde önce dielektrik taban yüksekliği sabit (1.524mm) alınarak 4 farklı malzeme seçilerek ε_r değerleri değiştirilmiş şekil 3-4; daha sonra en yüksek kazancın elde edildiği Rogers TMM3 ε_r = 3.27 malzemesi seçilerek dielektrik taban yükseklikleri h=1.1-1.27-1.524-1.6 olarak değiştirilmiş ve her iki koşul için de anten kazançları ve yansıma katsıyısı incelenmiş ve sonuçlar Şekil 5-6 da ve Tablo 1ve Tablo 2 de verilmiştir.

Feko Sonuçları

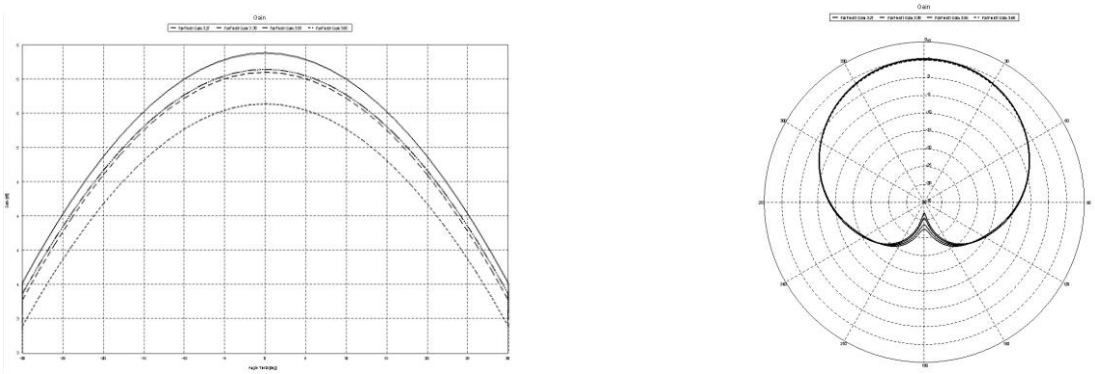
				mm							@ 2.45GHz
Üretici	Ürün Kodu	εr	tanδ	Kalınlık	W	L	Wm	Lm	Wf	Lf	dB
Rogers	TMM3	3.27	2.00E-03	1.524	41.87	32.86	0.7244	19.93	3.611	18.99	5.34
Arlon	25N	3.38	2.50E-03	1.524	41.34	32.33	0.687	19.68	3.529	18.73	5.18
Rogers	RO4003C	3.55	2.40E-03	1.524	40.56	31.56	0.6327	19.32	3.409	18.35	5.21
Rogers	RO4350B	3.66	3.40E-03	1.524	40.08	31.09	0.5998	19.09	3.336	18.11	4.95

Tablo 1 Değişik ε_r değerleri için hesaplanan anten parametreleri ve kazançları

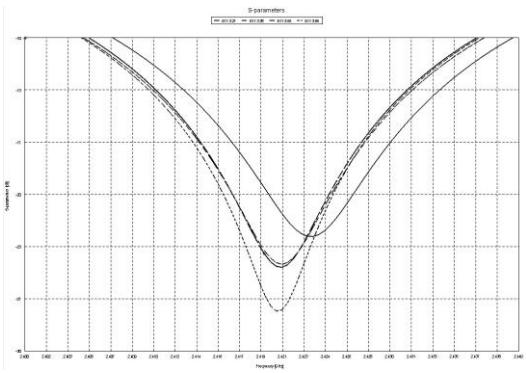
Feko Sonuçları

				mm							@ 2.45GHz
Üretici	Ürün Kodu	ε_r	tanδ	Kalınlık	W	L	Wm	Lm	Wf	Lf	dB
Rogers	TMM3	3.27	2.00E-03	1.1	41.87	33.03	0.5	19.95	2.606	18.99	5.23
Rogers	TMM3	3.27	2.00E-03	1.27	41.87	32.97	0.588	19.94	3.01	18.99	5.27
Rogers	TMM3	3.27	2.00E-03	1.524	41.87	32.86	0.7244	19.93	3.611	18.99	5.34
Rogers	TMM3	3.27	2.00E-03	1.6	41.87	32.83	0.767	19.92	3.79	18.99	5.38

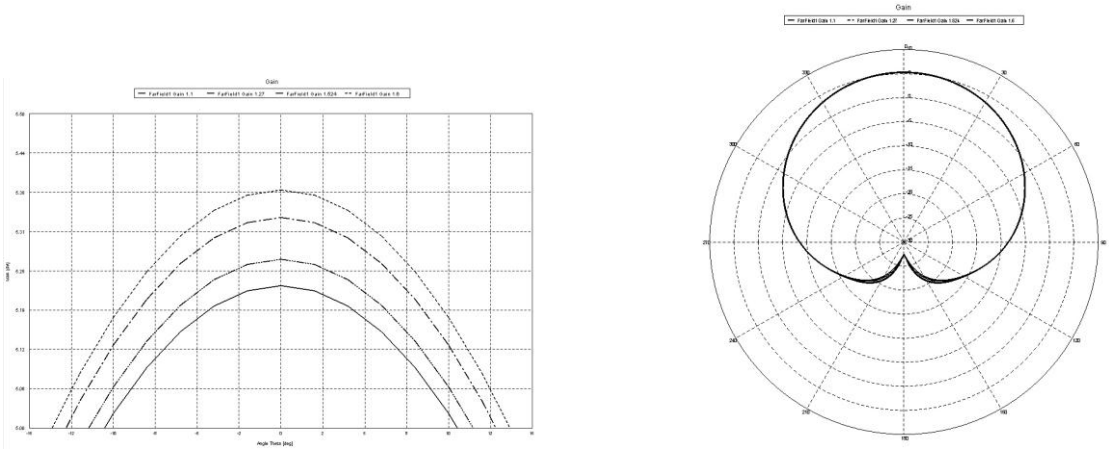
Tablo 2 Değişik h değerleri için hesaplanan anten parametreleri ve kazançları



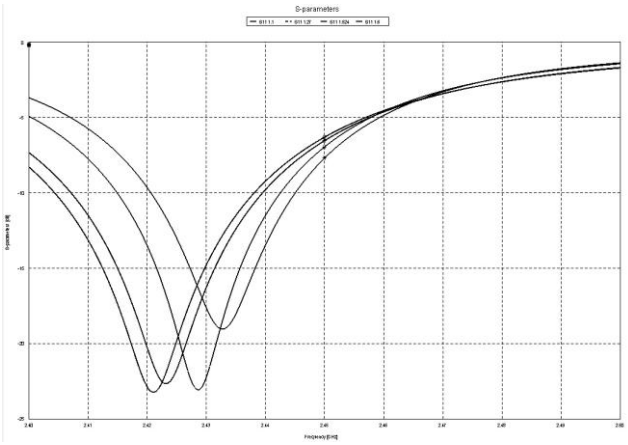
Şekil 3 ε_r (3.27-3.38-3.55-3.66) nin değişimine bağlı olarak 2.45 GHz de kazancın kartezyen ve kutupsal koordinatlarda değişimi



Şekil 4 ε_r (3.27-3.38-3.55-3.66) nin değişimine bağlı olarak 2.45 GHz de s_{11} parametresinin değişimi



Şekil 5 h(1.1-1.27-1.524.1.6) nin değişimine bağlı olarak 2.45 GHz de kazancın değişimi



Şekil 6 h(1.1-1.27-1.524.1.6) nin değişimine bağlı olarak 2.45 GHz de s_{11} parametresinin değişimi

3. SONUÇLAR

Çalışmanın ana amacı 2.4Ghz de RFID okuyucu sistemleri için yüksek kazançlı mikroşerit yama anten tasarımıdır. Hesaplanan teorik anten parametreleri ile FEKO benzetim programıyla elde edilen sonuçlar birbirlerine çok yakın elde edilmiştir.

Benzetimler sonucu elde edilen en yüksek kazanç değeri Rogers TMM3 ürün kodlu ε_r =3.27 olan h=1.524mm kalınlığında dielektrik tabana sahip yama anten için 5.34 dB olarak elde edilmiştir. 2.4GHz rezonans frekansında elde edilen geri dönüş kaybı ise -27 dB dir.

Dielektrik malzeme kalınlıkları değiştirildiğinde en yüksek kazanç h= 1.6mm ve ε_r =3.27 alındığında 5.38dB olarak elde edilmiştir. Bu durumda elde edilen geri dönüş kaybı ise -23 dB dir.
Mikroşerit yama antenin dielektrik sabitini değiştirerek yama boyutlarını küçültmek dolayısıyla anten boyutlarını da küçültmek mümkün olmaktadır. Yama boyutlarındaki değişimler antenin farklı frekans aralıklarında çalışmasını mümkün kılmaktadır.

KAYNAKLAR

[1] Aktül Kavas" Radyo Frekans Tanımlama Sistemleri" Elektrik Mühendisliği Dergisi (EMO) Sayı 430, sayfa:74-80, Nisan 2007
[2] Bhuptani, Manish, "RFID Field Guide: Deploying Radio Frequency Identification Systems"
[3] Finkenzeller, Klaus, "RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification 2nd Edition (Hardcover)"
[4] Glover, Bill, "RFID Essentials (Theory in Practice (O'Reilly))"
[5] Harper, Jim, "RFID Tags and Privacy", Competitive Enterprise Institute, No. 89, Washington 2004,
[6] Shepard, Steven, "RFID (McGraw-Hill Networking Professional)"
[7]]. Volakis J., "Antenna Engineering Handbook," McGraw Hill, Amerika Birleşik Devletleri, Haziran 2007
[8] Huang Y., Boyle K.,"Antennas: From Theory to Practice" , John Wiley and Sons Ltd , Singapur, Ekim 2008
[9] http://www.feko.info

Prof.Dr. Merih Büyükdura'nın Kırınım Teorisine Katkılarından Örnekler

Ayhan Altıntaş
Bilkent Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent 06800 Ankara
altintas@bilkent.edu.tr

Özet: *Prof.Dr. Osman Merih Büyükdura'nın yüksek frekans tekniklerine yapmış olduğu katkılardan bahsedilecek ve örnek olarak UTD (Kırınımın düzgün geometric teorisi)nin daha yüksek dereceli terimlerini içine alan "Genişletilmiş UTD" çözüm önerisi detaylı bir biçimde anlatılacaktır.*

1. Giriş

Prof.Dr. Merih Büyükdura, elektromanyetik alanında ülkemizde yetişmiş önemli bilim insanlarındandır. 1979 yılında ODTÜ Elektrik Mühendisliği bölümünden lisans, sonra Ohio State Üniversitesinden 1981 yılında yüksek lisans ve 1984 yılında da doktora derecelerini almış, 1984-1986 yıllarında Ohio State Üniversitesi ElectroScience laboratuvarında kıdemli araştırmacı olarak çalıştıktan sonra ODTÜ'ye dönmüş ve 2005 yılına kadar Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde öğretim üyeliği yapmıştır. Maalesef bir beyin kanaması sonucunda 2005 yılında rahatsızlanmış ve 2007 yılında vefat etmiştir. Kendisinin özellikle doktora çalışmalarında ele almış olduğu elektromanyetik problemler ve önerdiği çözümlerden bahsedilecektir.

2. Prof. Dr. Büyükdura'nın ele aldığı kırınım problemleri

Prof.Dr. Büyükdura'nın doktora tezi esas olarak iki bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm bir kenar yapısı için Green fonksiyonun küresel koordinatlarda oluşturulması ve daha sonra bu Green fonksiyonu kullanılarak kenara oturtulmuş bir küreden saçınımın bulunmasıdır. Aynı Green fonkisyonu ile T-matris yönteminin bağdaştırılması ile kenarda küre yerine genel bir saçındırıcı da konulabilmekte ve birden çok saçındırıcının bulundurulması da çözülebilmektedir.

İkinci bölüm ise Prof. Büyükdura'nın doktora tez danışmanı olan Prof. Kouyoumjian'in Prof. Pathak ile beraber geliştirdikleri UTD'nin genişletilmesi hakkındadır. Prof. Büyükdura'nın önerdiği "Genişletilmiş UTD" kavramı ile 3 boyutta kenara yakın bölgelerde bulunan alıcı ve vericiler arasında elektromanyetik ilişki daha doğru yazılabilmektedir. Prof. Büyükdura' nın bu çalışması daha detaylı anlatılacaktır.

3. Kenar için Diyadik Green Fonksiyonunun Küresel Koordinatlarda Bulunması ve Uygulamaları

J.B. Keller [1] ve Kouyoumjian-Pathak [2] tarafından Şekil 1. de görülen sonsuz uzunluktaki bir kenar yapısı için iki boyutlu bir Green fonksiyonu kullanılarak kırınım problemi çözülmüş ve bu çözüme asimtotik yaklaşım yapılarak GTD (Kırınımın Geometrik Teorisi) ve UTD yöntemleri önerilmiştir. Elde edilen UTD difraksiyon katsayıları iki boyutta doğru sonuçlar vermektedir, 3 boyutlu yapılara ise şekildeki Θ açısı kullanılarak uygulanması önerilmiştir. Bu öneri 3 boyutlu problemin 2 boyuta indirgenmesi örnek alınarak ve alanın sürekliliği varsayımıyla yapılmış, ama matematiksel olarak türetilmemiştir. Bugün bu yöntem kırınım hesaplamalarında yoğunlukla kullanılmaktadır. Ancak Θ açısının küçük olduğu durumlarda yani kenar boyunca ilerleyen dalgaları bu yöntemle doğru olarak yazabilmek güçtür. Bu amaçla Prof. Büyükdura doktora tezinde küresel vektör dalga fonksiyonları kullanarak 3 boyutta Green fonksiyonunu ifade etmiştir. Bu ifade [4] nolu kaynakta 51 nolu denklemde verilmiştir. Bu ifadenin kaynak noktasındaki tekilliği de içeren tam bir çözüm olduğuna dikkat çekilmelidir.

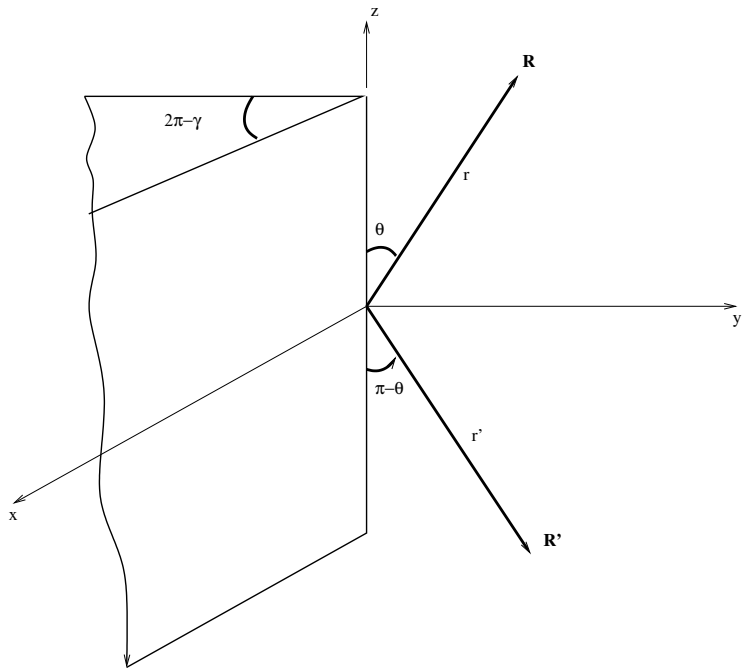
Bu Green fonksiyonu kullanarak kenara yakın bir yerde bulunan çok küçük bir dipolün oluşturduğu elektrik alanlar bulunmuş ve eigenfonksiyon yöntemi çözümleri ile karşılaştırılmış ve tam bir uyum elde edilmiştir. Üç boyutta elde edilen Green fonksiyonunun önemli bir sonucu paraksiyal bölge dediğimiz alıcı ve vericinin kenar boyuca uzandığı durumlarda elektrik alanı analitik olarak ifade etmeye olanak sağlamasıdır. Green fonksiyon ifadesinde kaynak orijine çok yakın, gözlem ise kenar boyunca uzakta olursa silindirik koordinatlarda

$$\overline{E}(\overline{R}) \cong K \frac{e^{-jk_o z}}{z^{\frac{\pi}{\gamma}} \rho^{1-\frac{\pi}{\gamma}}} \left[\hat{\rho} \sin\left(\frac{\pi}{\gamma}\phi\right) + \hat{\phi} \cos\left(\frac{\pi}{\gamma}\phi\right) \right]$$

şeklinde yazılabilir. Burada K bir sabit katsayı, kenar açısı da 2π-γ olarak tanımlanmıştır. Kenar açısının 180 dereceden düşük olduğu durumlarda ($\pi \leq \gamma \leq 2\pi$) kenara yakın anten veya saçındırıcılar arasında kuvvetli bir bağlaşım olduğu görülmektedir. Kenar dalgası diyebileceğimiz bu dalgalar bir yarı düzlem için ($\gamma = 2\pi$)

$$\overline{E}(\overline{R}) \cong K \frac{e^{-jk_o z}}{\sqrt{z}\sqrt{\rho}} \left[\hat{\rho} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) + \hat{\phi} \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \right]$$

olarak yazılabilir.



Şekil 1. Yayın yapan kaynak yanında kenar geometrisi

4. Genişletilmiş UTD

Eğer gelen düzlem dalganın elektrik alanı

$$\overline{E}^{\,i} = E^{i}_{\beta_o'} \hat{\beta}_o'$$

ise, z- bileşeni

$$E^{i}_{z} = -E^{i}_{\beta_o'} \sin \beta_o'$$

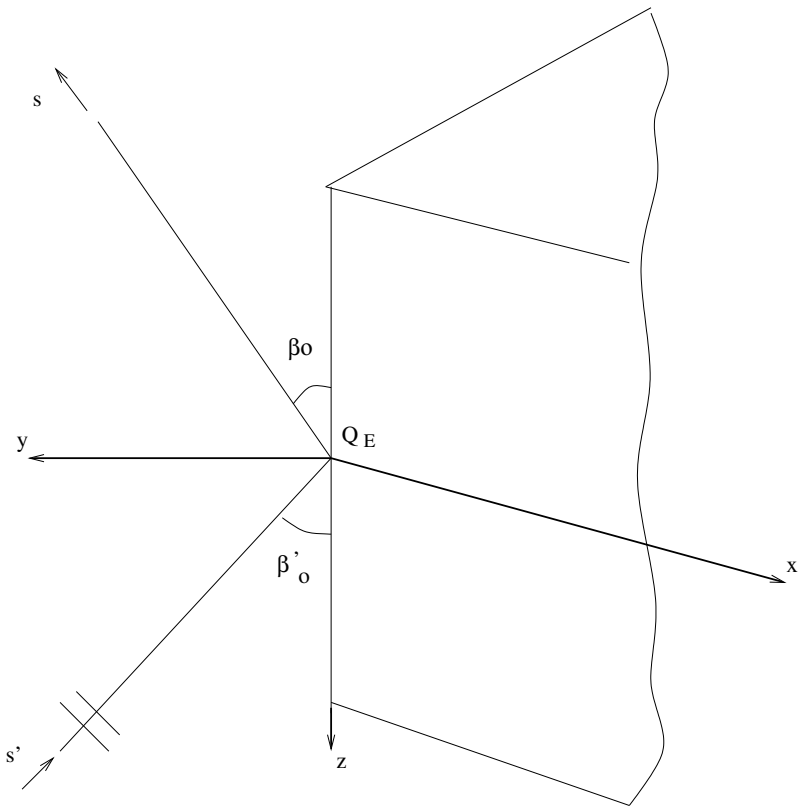
olarak yazılabilir. Sınır koşullarından saçınan alanın z bileşeni

$$E^{d}_{z} = - E^{i}_{\beta_o'}(0)\, D_s \frac{e^{-jks}}{s} \sin \beta_o$$

şeklinde ifade edilebilir ve $\beta_o = \beta_o'$ alınmalıdır. z-yönünde geometride bir değişim olmadığından, Maxwell denklemleri diğer alan bileşenlerinin

$$E^{d}_{t} = - jk_z \frac{\nabla_t E^{d}_{z}}{k^2 - k_z^2} + j\omega\mu_o \frac{\hat{z} \times \nabla_t H^{d}_{z}}{k^2 - k_z^2}$$

olarak yazılmasına olanak sağlar. Burada H^{d}_{z} bulunmadığından sadece birinci terim kullanılacaktır. Şekil 2'den



Şekil 2. Gelen düzlem dalga için kenar geometrisi

$k_z = -\, k \cos\beta_o$ olduğu görülebilir.

Yukardaki E_z^d ifadesini denkleme koyarak

$$E_\phi^d = E_{\beta_o'}(0)\,\frac{\cot\beta_o}{jk\rho}\,\frac{\partial D_s}{\partial\phi}\,\frac{e^{-jks}}{s}$$

$$E_\rho^d = \frac{\cos\beta_o}{jk\sin^2\beta_o}\,\frac{\partial E_z^d}{\partial\rho}.$$

Türev işlemlerini dikkatlice yaparak

$$E_z^d = -\,E_{\beta_o'}^i(0)\,D_s\,\frac{e^{-jks}}{s}\sin\beta_o$$

$$E_\rho^d = -\,E_{\beta_o'}^i(0)\,\frac{e^{-jks}}{\sqrt{s}}\,\frac{\cot\beta_o}{jk}\left[\frac{1}{\sin\beta_o}\,\frac{\partial D_s}{\partial s} - \frac{D_s}{2s\sin\beta_o} - jk\sin\beta_o\,D_s\right]$$

$$E_{\beta_o}^d = E_{\beta_o'}^i(0)\,\frac{e^{-jks}}{\sqrt{s}}\,\frac{\cot\beta_o}{jk}\left[\frac{\partial}{\partial s} - \frac{1}{jk}\right]D_s$$

olarak bulunur. Benzer bir yaklaşım $\overline{E}^i \cong E^i_{\phi'}\hat{\phi}'$ ($\overline{H}^i \cong Y_o E^i_{\phi'}\hat{\beta}'_o$) polarizasyonu için de uygulanabilir ve sonuçlar matris olarak

$$\begin{bmatrix} E^d_{\beta_o} \\ E^d_{\phi} \\ E^d_{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_s + D_1 & D_2 \\ D_3 & -D_h + D_4 \\ D_5 & D_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E^i_{\beta'_o} \\ E^i_{\phi'} \end{bmatrix} \frac{e^{-jks}}{\sqrt{s}}$$

şeklinde özetlenebilir. Burada D_s ve D_h UTD difraksiyon katsayıları, ve D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 ve D_6 da yüksek mertebeden terimlerdir. Bu sayede UTD'nin kaynak veya gözlem noktasına daha yakın bölgelerde de geçerli olmasına imkan sağlanmıştır. Dikkat edilecek önemli bir nokta da yukardaki sonucun yarı düzleme gelen bir düzlem dalga için tam sonuç olduğudur.

5. Sonuç

2007 yılında kaybettiğimiz Prof. Dr. Merih Büyükdura'nın elektromanyetikte yüksek frekans tekniğine yapmış olduğu katkılardan örnekler verilmiş ve katkıların önemi anlatılmıştır. Elektromanyetik literatüründe önemli yeri olan bu katkıları yapan Prof. Dr. Merih Büyükdura'yı genç yaşta kaybetmenin acısını yaşamaktayız. Umarız gelecekte onun katkılarını daha ileri götürecek genç nesiller yetişir.

Kaynaklar

[1]. Keller J.B., "Geometrical Theory of Diffraction" , J. Opt. Soc. Am., vol.52, pp.116-130, 1962.
[2]. Kouyoumjian, R.G., ve Pathak P.H., "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for and Edge in a Perfectly Conduction Surface", Proceedings IEEE, vol.62, pp. 1448-1461, 1974.
[3]. Buyukdura O.M., "Radiation from Sources and Scatterers near the Edge of a Perfectly Conducting Wedge", PhD dissertation, Ohio State University, Columbus, OH, 1984.
[4]. Buyukdura O.M., Goad S.D. ve Kouyoumjian R.G., "A Spherical Wave Representation of the Dyadic Green's Function for a Wedge", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.44, no.1, s.12-22, 1996.
[5]. Buyukdura O.M., "GTD Solution with Higher Order Terms to the Diffraction by an Edge: Towards a Uniform Solution", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag. vol.143, no.1, s. 43-50, February 1996.

Skalar Dalgaların İki Saçıcıdan Zaman Uzamı Saçılımı

S. Alp Azizoğlu*, S. Sencer Koç, O. Merih Büyükdura
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
skoc@metu.edu.tr

*Aselsan A.Ş
HBT Elektronik Tasarım Direktörlüğü
Ankara
sazizoglu@aselsan.com.tr

Özet: *Skalar dalgaların, T-matrisi bilinen iki saçıcıdan, boşlukta zaman uzamı saçılımı, T-matris metodunun zaman uzamında formüle edilmesiyle bulunmuştur. T-matrisi köşegen olmayan, gelişigüzel şekilli bir saçıcıyı benzetimlemek için merkezi koordinat orijininden kaydırılmış bir küre kullanılmış ve T-matris entrilerini doldurmak için gerekli yüzey entegralleri nümerik olarak hesaplanmıştır.*

1. Giriş

Skalar dalgaların gelişigüzel şekilli, yumuşak (Dirichlet sınır koşulu), bir tek saçıcıdan, boşlukta zaman uzamı saçılımı [1]'de verilmiştir. Birden fazla saçıcıdan saçılım problemlerinin çözümünde gerekli olan öteleme adisyon teoremleri ('translational addition theorems') bir koordinat sistemindeki dalga fonksiyonlarını, öteleme ile elde edilen başka bir koordinat sistemindeki dalga fonksiyonları cinsinden ifade eder. Zaman uzamı skalar küresel dalga fonksiyonları için öteleme adisyon teoremlerinin ve skalar dalgaların iki küreden, boşlukta zaman uzamı saçılımının formülasyonu ve nümerik özellikleri [2]'de verilmiştir. Bu makalede, gelişigüzel şekilli bir saçıcının izole-saçıcı zaman uzamı T-matrisi ve zaman uzamı birden fazla saçıcıdan saçılım için formüle edilmiş bağlaşımlı denklemler kullanılarak skalar dalgaların iki saçıcıdan, boşlukta saçılımı formüle edilmiştir. Formülasyonu test etmek için nümerik bir örnek verilmiştir. Zaman uzamı saçılımı, literatürde iyi bilinen frekans uzamı iki küreden saçılım ifadelerinin ters Fourier dönüşümleri ile nümerik olarak test edilmiş ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

Problemin formülasyonu ve çözümü 2. bölümde verilmiş, bulunan ifadeler 3. bölümde nümerik olarak test edilmiştir. Gözlem noktasının 0 merkezli ilk koordinat sistemindeki küresel koordinatları (R,θ,ϕ), $0'$ merkezli ikinci koordinat sistemindeki küresel koordinatları ise (R',θ',ϕ')'dır. İkinci koordinat sisteminin merkezi, $0'$, birinci koordinat sisteminin merkezi 0'ya göre (R_0,θ_0,ϕ_0) koordinatlıdır. Dalgaların boşluktaki yayılma hızı c ile gösterilmiştir.

2. Formülasyon ve Çözüm

Gelen bir skalar dalganın varlığında gelişigüzel şekilli iki saçıcı ve koordinat sistemleri Şekil 1'de gösterilmiştir. $\Phi_{nm}^{(1)}(\mathbf{R},t)$ ve $\Phi_{nm}^{(4)}(\mathbf{R},t)$ sırasıyla duran ve dışa doğru yayılan dalga fonksiyonlarını gösterir, [2]. Gelen alan, duran dalga fonksiyonları cinsinden yazılabilir,

$$\psi^i(\mathbf{R},t)=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=-n}^{n} f_{nm}^i(t) * \Phi_{nm}^{(1)}(\mathbf{R},t) \ . \tag{1}$$

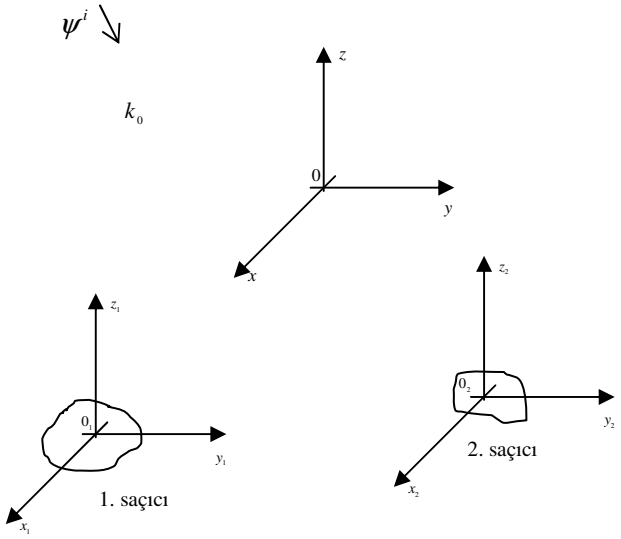
$f_{nm}^i(t)$, bilinen bir gelen alan için veya bilinen bir kaynak için bilinmektedir. Birinci ve ikinci saçıcılardan saçılan dalgalar, ψ^{s1} ve ψ^{s2}, dışa doğru yayılan dalga fonksiyonları cinsinden her bir saçıcının kendi koordinat sisteminde aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\psi^{s1}(\mathbf{R}_1,t)=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=-n}^{n} f_{nm}^{s1}(t)*\Phi_{nm}^{(4)}(\mathbf{R}_1,t)\ , \tag{2}$$

$$\psi^{s2}(\mathbf{R}_2,t)=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=-n}^{n} f_{nm}^{s2}(t)*\Phi_{nm}^{(4)}(\mathbf{R}_2,t)\ . \tag{3}$$

Toplam saçılan alan ise bunların toplamıdır,

$$\psi^{s}(\mathbf{R},t)=\psi^{s1}(\mathbf{R}_1,t)+\psi^{s2}(\mathbf{R}_2,t)\ . \tag{4}$$



Şekil 1. Gelen bir skalar dalganın varlığında gelişigüzel şekilli iki saçıcı ve koordinat sistemleri.

İki küreden zaman uzamı saçılımı için formüle edilmiş bağlaşımlı denklemler, [2]'de verilmiştir,

$$\left(\bar{\boldsymbol{\delta}}-\bar{\mathbf{T}}_1*\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{12}*\bar{\mathbf{T}}_2*\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{21}\right)*\mathbf{f}^{s1}=\bar{\mathbf{T}}_1*\left(\bar{\boldsymbol{\beta}}_{10}+\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{12}*\bar{\mathbf{T}}_2*\bar{\boldsymbol{\beta}}_{20}\right)*\mathbf{f}^{i}\ , \tag{5}$$

$$\left(\bar{\boldsymbol{\delta}}-\bar{\mathbf{T}}_2*\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{21}*\bar{\mathbf{T}}_1*\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{12}\right)*\mathbf{f}^{s2}=\bar{\mathbf{T}}_2*\left(\bar{\boldsymbol{\beta}}_{20}+\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{21}*\bar{\mathbf{T}}_1*\bar{\boldsymbol{\beta}}_{10}\right)*\mathbf{f}^{i}\ . \tag{6}$$

Bu denklemler T-matrisi köşegen olmayan, gelişigüzel şekilli iki saçıcıdan saçılım için de kullanılabilir. (5) ve (6) ifadelerinde $\bar{\boldsymbol{\delta}}$, entrilerinde $\delta(t)$ olan köşegen bir matris, $\bar{\mathbf{T}}_i$ her bir saçıcının izole-saçıcı zaman uzamı T-matrisi, $\mathbf{f}^{i}$, $\mathbf{f}^{s1}$, ve $\mathbf{f}^{s2}$, entrilerinde sırasıyla $f_{nm}^{i}(t)$, $f_{nm}^{s1}(t)$, ve $f_{nm}^{s2}(t)$ içeren sütun vektörleri; ve $\bar{\boldsymbol{\beta}}_{10}$, $\bar{\boldsymbol{\beta}}_{20}$, $\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{12}$, ve $\bar{\boldsymbol{\alpha}}_{21}$ entrilerinde sırasıyla $\beta_{10}(m,n|m',n';t)$, $\beta_{20}(m,n|m',n';t)$, $\alpha_{12}(m,n|m',n';t)$, ve $\alpha_{21}(m,n|m',n';t)$ içeren matrislerdir. Zaman uzamı öteleme katlanma fonksiyonları $\alpha(m,n|m',n';t)$ ve $\beta(m,n|m',n';t)$, [2]'de verilmiştir. Bilinen bir gelen alan için, her bir gelişigüzel şekilli saçıcının izole-saçıcı zaman uzamı T-matrisi biliniyorsa, saçılan alan katlanma fonksiyon vektörleri, $\mathbf{f}^{s1}$ ve $\mathbf{f}^{s2}$, (5) ve (6) denklemlerinin direkt ters katlanma (direct deconvolution) yöntemi, [2], ile çözülür. Bulunan saçılan alan katlanma fonksiyonlarının (2) – (4) ifadelerinde kullanılmasıyla iki saçıcıdan saçılan toplam saçılan alan bulunur. Gelişigüzel şekilli bir saçıcının izole-saçıcı zaman uzamı T-matrisi, T-matris metodunun zaman uzamında formüle edilmesiyle bulunabilir, [1]. İlk önce, aşağıdaki yüzey entegralleri hesaplanarak, $\bar{\mathbf{Q}}(t)$ matrisi doldurulur,

$$Q_{nm,\nu\mu}(t)=\int_S\left\{\frac{1}{c}O_n\left(\frac{R'}{c},t\right)\mathrm{Y}_{nm}^{*}(\theta',\phi')*\frac{\partial}{\partial n'}\left[S_\nu\left(\frac{R'}{c},t\right)\mathrm{Y}_{\nu\mu}(\theta',\phi')\right]\right\}ds'\ . \tag{7}$$

Daha sonra, direkt ters katlanma ile $\overline{\boldsymbol{\Theta}}$ çözülür,

$$\overline{\boldsymbol{\Theta}}(t) * \overline{\mathbf{Q}}(t) = \overline{\boldsymbol{\delta}}(t) \ . \tag{8}$$

Aşağıdaki yüzey entegrallerinin hesaplanmasıyla, $\overline{\mathbf{Q}}^{e}(t)$ matrisi doldurulur,

$$Q^{e}_{nm,\nu\mu}(t) = -\int_S \left\{ \frac{1}{c} S_n\left(\frac{R'}{c}, t\right) \mathrm{Y}^{*}_{nm}(\theta',\phi') * \frac{\partial}{\partial n'}\left[S_\nu\left(\frac{R'}{c}, t\right) \mathrm{Y}_{\nu\mu}(\theta',\phi') \right] \right\} ds' \ . \tag{9}$$

$\overline{\mathbf{Q}}^{e}(t)$ ve $\overline{\boldsymbol{\Theta}}$'nin matris katlanması ile izole-saçıcı zaman uzamı T-matrisi bulunur,

$$\overline{\mathbf{T}}(t) = \overline{\mathbf{Q}}^{e}(t) * \overline{\boldsymbol{\Theta}}(t) \ . \tag{10}$$

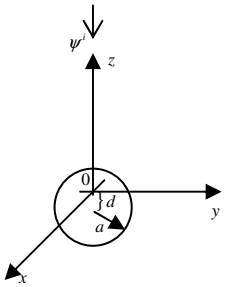
(7) ve (9) ifadelerinde $\mathrm{Y}_{nm}(\theta,\phi)$ Tesseral harmonikler, [2], $\mathrm{Y}^{*}_{nm}(\theta,\phi)$ ise $\mathrm{Y}_{nm}(\theta,\phi)$'nin karmaşık eşleniğidir. $\partial[f]/\partial n'$, f skalar fonksiyonunun $\partial\hat{\mathbf{n}}'$ boyunca yönlü türevini ifade eder ve aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$\frac{\partial f}{\partial n'} = (\nabla' f).\hat{\mathbf{n}}' \ . \tag{11}$$

∇, gradyan operatörünü gösterir ve $\hat{\mathbf{n}}'$ saçıcıdan dışarı yönde dik birim vektördür. S_n ve O_n, [2]'de tanımlandığı gibi sırasıyla duran dalga ve dışarı doğru yayılan dalgaları temsil eder.

3. Nümerik Sonuçlar ve Değerlendirme

Boşlukta, $+z$ ekseninden $(\theta = 0)$ gelen bir düzlem dalganın gelişigüzel şekilli iki saçıcıdan saçılımını ele alalım. T-matrisi köşegen olmayan, gelişigüzel şekilli saçıcıları benzetimlemek için her birinin merkezi kendi koordinat orijininden kaydırılmış küreler kullanılabilir, Şekil 2.



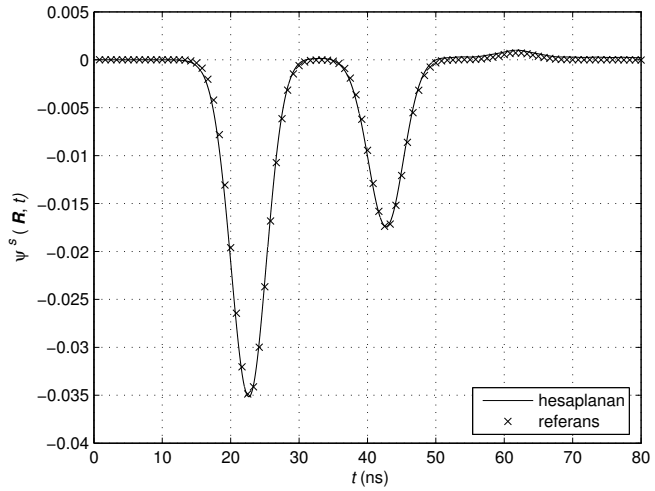
Şekil 2. Koordinat orijininden kaydırılmış bir küre.

Gelen dalga, süresi yaklaşık $2\tau \cong 17$ ns olan Gaussian sinyal biçimli olsun. Bu gelen dalga için (1)'deki katlanma fonksiyonu aşağıdaki gibidir,

$$f^{i}_{n0}(t) = \frac{1}{2}(-1)^n (2n+1)\, e^{-5.65t^2/\tau^2} \ . \tag{12}$$

Birinci saçıcı, koordinat orijininden $+z_1$ ekseninde $(-a/4)$ kadar kaydırılmış, $a = 0.25$ m yarıçaplı bir küre olsun ve birinci koordinat sisteminin merkezi 0_1, 0'ya göre $(3\,,\pi/2\,,-\pi/2)$ koordinatlı olsun. İkinci saçıcı ise koordinat orijininden $+z_2$ ekseninde $(-b/4)$ kadar kaydırılmış, $b = 0.25$ m yarıçaplı bir küre olsun ve ikinci koordinat sisteminin merkezi 0_2, 0'ya göre $(3\,,\pi/2\,,\pi/2)$ seçilmiştir. Toplam saçılan alanı bulmak için, 2. Bölüm'de açıklanan formülasyon kullanılmıştır. Şekil 3'de, 0'ya göre $(10\,,\pi/2\,,\pi/2)$ gözlem noktasında, uyarı dalga biçiminin tepe değerine normalize edilmiş saçılan alan için iki çözüm zamana karşı çizilmiştir. Düz

çizgi, anlatılan zaman uzamı formülasyonu kullanılarak; x işaretleri ise merkezi koordinat orijinine oturan kürelerin kullanıldığı iyi bilinen frekans uzamı çözümünün ters Fourier dönüşümünün FFT yöntemiyle alınmasıyla bulunmuştur. x işaretli çözümde saçıcıların koordinat merkezleri ötelenmiş, $\mathbf{R}_{o,10}$ ve $\mathbf{R}_{o,12}$ önceki çözüme göre değiştirilerek iki küreden saçılım problemi haline getirilmiştir. Her iki çözümde de açılımlarda sadece 2 terim dahil edilmiştir. Nümerik deneylerde, saçıcıların boyutları ve aralarındaki uzaklık gelen dalganın sinyal biçimindeki en yüksek frekans bileşenindeki dalga boyuna göre küçük olduğunda, çözüm hızlıca yakınsamaktadır. Gelişigüzel şekilli iki saçıcıdan saçılım çözümü iki küreden saçılım formülasyonunu kullanmaktadır. Ancak, saçıcıların T-matrisleri köşegen değildir ve T-matrisleri elde etmek için $\overline{\mathbf{Q}}(t)$ ve $\overline{\mathbf{Q}}^{e}(t)$ matrislerinin entrileri yüzey entegrallerinin nümerik hesaplanması ile bulunmuş, (7)-(10), ve daha sonra katlanma ve direct ters katlanma işlemleri yapılmıştır. Büyük matris boyutlarının neden olacağı nümerik hatalardan kurtulmak için verilen örnekte kürelerin yarıçapları ve merkezlerinden olan ötelenmeleri gelen dalganın sinyal biçimindeki en yüksek frekans bileşenindeki dalga boyuna göre küçük tutulmuştur.



Şekil 3. Gaussian darbe dalga biçimli, $+z$ ekseninden gelen bir düzlem dalganın yarattığı, 0 'ya göre $(10\,,\,\pi/2\,,\,\pi/2)$ gözlem noktasında, iki saçıcıdan saçılan toplam saçılan alan-zaman karşı.

Zaman uzamı çözümünde karşılaşılan nümerik hataların başlıca nedenleri, kullanılan direkt ters katlanma algoritması, çok fazla sayıdaki katlanma ve ters katlanma işlemi ve öteleme adisyon teoremlerinin nümerik özellikleridir. Elektriksel olarak küçük olan saçıcılarda olduğu gibi, eğer alan seri açılımlarında kullanılan terim sayısı düşük tutulabilirse (ilgili denklemlerde matris boyutlarının küçük olması) formülasyon için kısa hesaplama zamanında yeterli sonuçlar alınabilir. Seri açılımlarda daha fazla terimin dahil edilmesi gereken elektriksel olarak daha büyük saçıcılarda etkin ve doğruluğu yüksek zaman uzamı nümerik algoritmaları kullanmak gerekir. Direkt ters katlanmaya alternatif olarak sistem tanımlama teknikleri kullanmak, katlanma entegrallerini Gausssian entegrali yöntemi ile almak, doğruluğu daha yüksek sonuçlara ulaşmak için kullanılabilir.

Zaman uzamı yaklaşımı, frekans uzamı yöntemine hesaplama açısından bir üstünlük sağlamamaktadır, bu nedenle frekans uzamına alternatif olarak sunulmamaktadır. Ancak, verilen formülasyon saçılım probleminin çözümüne değişik bir bakış açısı sunmaktadır. Zaman uzamı formülasyonunun, dalga yayılımını ve saçılım mekanizmasını fiziksel olarak daha iyi açıkladığı ve problemin çözümünde öngörü sağladığı düşünülmektedir. Aynı zamanda, bu çalışma, 'time gating' ve zaman uzamı modelleme gibi zaman uzamı uygulamalarında yararlı olabilir. Bu nedenlerden, çalışmanın önemi, birden fazla saçıcıdan saçılımın zaman uzamı formülasyonunun ve uygulamasının literatüre kazandırılmasıdır.

Kaynaklar

[1] S. S. Koc, O. A. Civi, ve O. M. Buyukdura, "An application of the T-matrix method to time-domain scattering," Proc. IEEE Int. Antennas and Propagation Symp. and URSI Radio Science Meeting, 2001, MA, s.336.

[2] S. A. Azizoglu, S. S. Koc, ve O. M. Buyukdura, "Time domain scattering of scalar waves by two spheres in free-space," SIAM J. Appl. Math., 70, s.694-709, 2009.

Yakınında Saçıcı Bulunan Büyük Sonlu Dizi Antenlerden Saçınımın Etkin Analizi İçin Melez Kırınım Teorisi - Ayrık Fourier Dönüşümü -Momentler Yöntemi

Ramazan Çetin[(1)], Özlem Aydın Çivi[(1)], Paulo Nepa[(2)]

[(1)] Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara, Türkiye
rcetin@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr,

[(2)] Pisa Üniversitesi, Enformatik Mühendisliği Bölümü, Pisa, İtalya
paolo.nepa@iet.unipi.it

Özet: *Bu çalışmada yakınında saçıcı bulunan büyük sonlu dizi antenlerin saçınımın etkin analizi için melez bir yöntem önerilmiştir. Yöntem Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT) ve UTD Kırınım Teorisinin, Momentler Yöntemi (MoM) formülasyonunda birleştirilmesine dayanmaktadır.*

1. Giriş

Binlerce elemandan oluşan elektriksel boyutu çok büyük periyodik anten yapılarının analiz ve sentezi güçtür. Elektriksel boyutların büyük olması problemdeki bilinmeyen sayısının çok artması ile sonuçlanmaktadır. Bu nedenle ya problem çözülememekte ya da çok fazla hesaplama zamanı ve hafıza gerektirmektedir. Periyodik yapıların analizinde karşılaşılan bir diğer önemli problem ise söz konusu yapının yakınında bulunan platform, anten direği vb. diğer yapılardır. Periyodik yapılar olan frekans seçici yüzey (FSS) ya da radomların yakınında bulunan antenler, ya da EBG (Elektromagnetic band gap), meta malzeme vb. yapıların üzerinde yer alan antenlerin ışıma/saçınım problemleri ile periyodik anten dizilerinin yakınında bulunan saçıcı yapıların analizi bu kapsamda ele alınabilir. Bu çalışmada, bu tür problemlerin etkin çözümü için melez bir yöntem geliştirilmesi amaçlanmıştır. Melez bir yöntem kullanılmasının nedeni, sayısal yöntemlerle analitik yöntemleri birleştirip daha kısa zamanda doğruluğu yüksek hesaplama yapabilen bir yöntem geliştirmektir.

Büyük anten dizilerinin yakınında bulunan nesnelerden elektromanyetik dalga saçınım analizini yapabilmek için geliştirilen melez yöntem, büyük anten dizilerinin ışın teknikleriyle yapılan analizinin, dizi akım dağılımının Ayrık Fourier Dönüşümüyle birlikte kullanımına dayanmaktadır. Benzeri çalışmalar literatürde, [1,3] elektriksel olarak büyük anten dizilerinin analizi için bulunmaktadır. Bu çalışmada ise literatürdeki çalışmaların sonuçları, yakınında saçıcı nesne bulunan anten dizilerini de kapsayacak şekilde genişletilmiştir. Anten dizileri üzerindeki gerçekçi akım dağılımının Ayrık Fourier Dönüşümü alındığında birkaç baskın katsayı dışındaki katsayıların çok küçük olduğu bilinmektedir, [2]. Anten dizisinin alan hesabında, akımların Fourier dönüşümü yapıldıktan sonra elde edilen ifadede, her bir önemli DFT katsayısı için alanlar, birbiçimli (uniform) beslenmiş dizilerin yarattığı alanlar olarak düşünülebilir, [2]. Dolayısıyla her bir DFT katsayısı için asimptotik UTD (Uniform Theory of Diffraction) analizi yapılırsa diziden ışıma/saçınım alanları kolayca birkaç terimle ifade edilebilecek şekilde hesaplanabilir. Bu özellikler, yakınında saçıcı bulunan büyük anten dizilerinin MoM formülasyonunda kullanılarak daha hızlı hesaplama yapabilen bir yöntem elde edilir.

2. Dizinin Yüksek Frekans Yöntemi ile Analizi

Elektriksel olarak büyük dizilerde ışıma/saçınım alanları asimptotik UTD analizi kullanarak kolayca birkaç terimle ifade edilebilecek şekilde hesaplanabilmektedir, [1,3]. Diziden ışıyan ya da saçınan alanlar, UTD analizi sonucu, sonlandırılmış Floquet dalgaları ve kenarlardan kırınan Floquet dalgaları cinsinden denklem (1)'deki gibi ifade edilebilir. Böylece alanlar hızlı bir şekilde hesaplanabilir.

$$E^{tot}(\boldsymbol{r}',\boldsymbol{r}) = \underbrace{\sum_{n} E\ \ (\boldsymbol{r_n},\boldsymbol{r})}_{\substack{yavaş\ yakınsayan\\ seri\ açılım}} \approx \underbrace{\sum_{q} \left(E^{TFW,q}(\boldsymbol{r'_n},\boldsymbol{r}) + E^{diff.,q}(\boldsymbol{r'_n},\boldsymbol{r}) \right)}_{\substack{hızlı\ yakınsayan\\ seri\ açılım}} \qquad (1)$$

3. Ayrık Fourier Dönüşümü Temelli Yaklaşım

Anten dizileri üzerindeki gerçekçi akım dağılımının Ayrık Fourier Dönüşümü alındığında birkaç baskın katsayı dışındaki katsayıların çok küçük olduğu bilinmektedir, [2]. Anten dizisinin alan hesabında akımların Fourier dönüşümü yapıldıktan sonra elde edilen ifadede – 2N+1 elemanlı dizi için, Denklem 2'teki ifade Denklem 3'e yerleştirildiğinde - her bir önemli DFT katsayısı için alanların, birbiçimli beslenmiş ve belirli bir faz kaymasına sahip dizilerin yarattığı alanlar olarak düşünülebileceği Denklem 4'te görülmektedir.

$$\tilde{I}_k = \sum_{n=-N}^{N} I_n e^{-j2\pi k \frac{n}{2N+1}} \tag{2}$$

$$E^{total} = \sum_{n=-N}^{N} I_n E_n^{el} \tag{3}$$

$$E^{total} = \sum_{k=-N}^{N} \tilde{I}_k \underbrace{\sum_{n=-N}^{N} e^{-j2\pi k \frac{n}{2N+1}} E_n^{el}}_{\substack{\text{Bir biçimli akım dağılımına} \\ \text{sahip elektrik alan ifadesi}}} \tag{4}$$

Tüm DFT terimleri kullanıldığında (4)'deki toplam, denklem (3)'deki ifade ile tamamen aynı sonucu verecektir. Bu ifade de $\tilde{I}_k$'ların pek çoğu sıfıra çok yakındır, bu nedenle alanı bulmak için birkaç terimin toplanması yeterli olur. İçteki toplamda gösterilen alan ise, 2N+1 elemanlı, her elemanın üstünde aynı akım olan dizinin alanıdır. Burada, her bir dizi farklı yöne bakacak şekilde doğrusal olarak fazlanmıştır. Önceki bölümde anlatıldığı gibi, birbiçimli akım dağılımına sahip dizinin alanları, UTD ışın analizi ile, baskın Floquet alan ve kenarlardan kırınan Floquet ışınlar şeklinde birkaç terimle ifade edilir. Böylece (4)'deki ifade daha hızlı ve yüksek doğrulukla hesaplanır.

4. DFT-UTD-MoM Algoritması

Büyük dizilerden ışıyan/saçınan alan ifadesinin, birkaç baskın DFT katsayısı kullanılarak yüksek doğrulukla elde edilebileceğine ve aynı şekilde yine dizi antenin alan ifadesi için UTD analizi kullanıldığında bir kaç önemli terimle alanların hesaplanabileceğine önceki bölümlerde deyinilmişti. Bu iki yöntem sayısal bir yöntem olan MoM ile birleştirilerek yakınında saçıcı yapı bulunan büyük anten dizilerinin analizinde kullanılmak üzere bir melez yöntem önerilmektedir. Önerilen formülasyonun adımları şu şekilde özetlenebilir:

1. Dizi elemanları üzerinde toplam elektrik alanın teğet bileşenini sıfır yaparak bir entegral denklemi elde edilir. Burada bilinmeyen, dizi üzerindeki akım dağılımıdır. Kernel olarak ise sonsuz uzunlukta çubuk akımın mükemmel iletken silindir varlığındaki alan ifadesi kullanılır. Dizi elemanları üzerindeki akımların, temel fonksiyonları cinsinden açılımı yapılır. Elde edilen denklem Galerkin metoduyla dizi üzerinde test edilerek, bilinen MoM matris denklemi elde edilir. Buraya kadar yapılan işlemler geleneksel yöntemin adımlarıdır.

2. Daha sonra bilinmeyen akım katsayıları, DFT ifadesiyle yer değiştirilir. Böylece daha önceki bölümlerde açıklandığı gibi en genel durumda birbiçimli akım dağılımına sahip olmayan alan ifadesi bir biçimli akım dağılımına sahip alan ifadeleri cinsinden yazılır.

3. Matris elemanlarının hesaplandığı integraller, birbiçimli ardışık faz verilmiş dizilerin alan ifadelerini içerir. Burada dizi alanını ifade eden 2N+1 uzunluğundaki toplamlar UTD analizinden elde edilen üç bileşenin toplamı şeklinde yazılır: baskın Floquet moda karşılık gelen düzlemsel dalga, dizinin sonlarından kırınan iki silindirik dalga. Bu üç dalganın mükemmel iletkenden saçınması da bilinen ifadelerle hesaplanabilir, [4]. Bu durumda empedans matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} \tilde{Z}_{11}^{FS} + \tilde{Z}_{11}^{PEC_cyl} & \cdots & \tilde{Z}_{1N}^{FS} + \tilde{Z}_{1N}^{PEC_cyl} \\ \vdots & \ddots & \\ \tilde{Z}_{N1}^{FS} + \tilde{Z}_{N1}^{PEC_cyl} & & \tilde{Z}_{NN}^{FS} + \tilde{Z}_{NN}^{PEC_cyl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \vdots \\ \tilde{I}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \tag{5}$$

$\tilde{Z}_{mn}^{FS}$: Bağlaşım empedans matris elemanları DFT dönüşüm matrisi ile çarpılmış durumda, 2 boyultu serbest uzay Green fonksiyonu kullanılarak elde edilir, daha sonra UTD analizinde elde edilen üç önemli terimle (Baskın Floquet, iki kenardan kırınan Floquet'ler) ifade edilir.

$Z_{mn}^{PEC_cyl}$: Bağlaşım empedans matris elemanları, mükemmel iletken saçıcıdan akım çubuğu saçılması ve düzlemsel dalga saçılması durumlarının Green fonksiyonu kullanılır (UTD analizinde elde edilen baskın Floquet düzlemsel dalgasının ve kenarlardan kırınan silindirik dalganın saçınımlarına karşılık gelir)

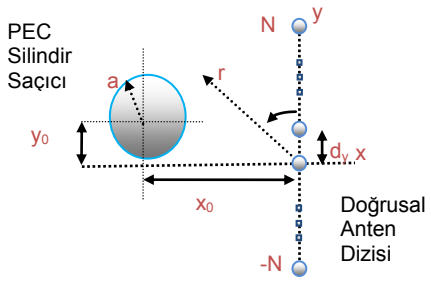
(I_1, I_N): Anten dizisi üzerindeki akım dağılım vektörü

(V_1, V_N): Beslemede kullanılan voltaj dağılım vektörü

MoM formülasyonunda bilinmeyen akım katsayıları yerine DFT katsayıları bilinmeyen olarak kullanılınca, yalnızca önemli DFT katsayıları bilinmeyen olarak alınarak MoM matrisinin boyutları küçültülebilir. Burada %30-40 civarında DFT katsayısı bilinmeyen olarak kullanılarak doğruluğu yüksek çözümler elde edilebilir. İsternirse denklem (5)'de bilinmeyen sayısı önemli DFT katsayılarını kapsayacak şekilde azaltılabilir.

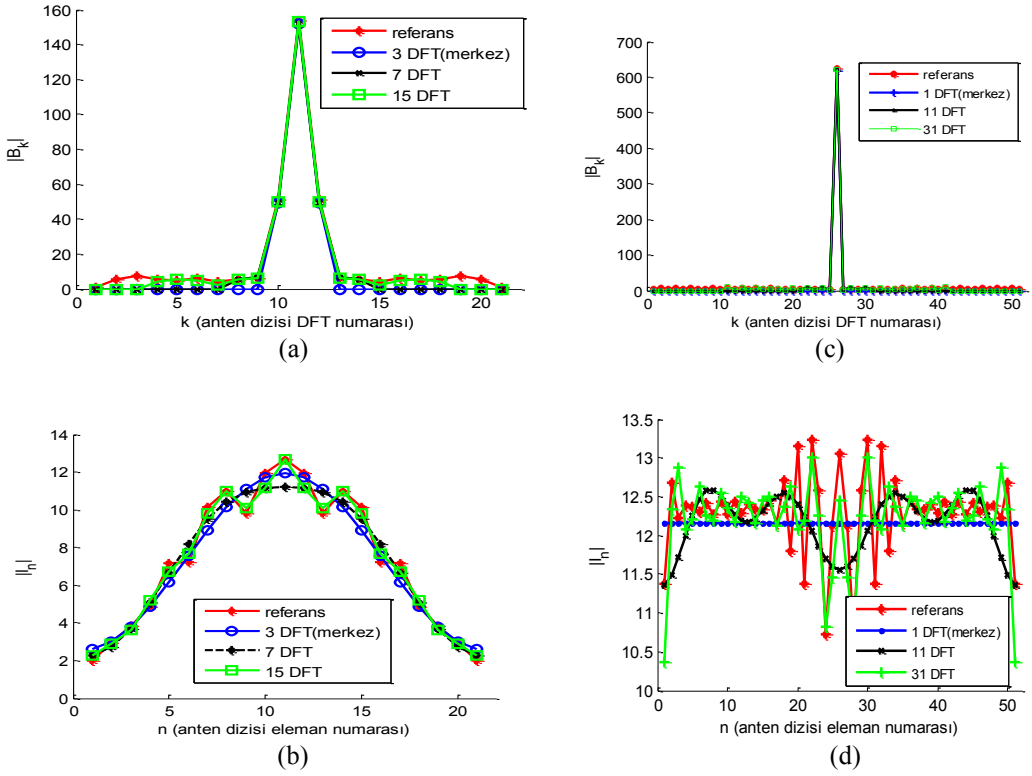
5. Problem Geometrisi ve Sayısal Sonuçlar

Önerilen yöntem, öncelikle iki boyutlu bir probleme uygulanmıştır. Yakınında sonsuz uzunlukta mükemmel iletken (PEC) silindir olan sonsuz uzunluktaki akım elemanlarından oluşan doğrusal diziden ışıma probleminin geometrisi Şekil 1'de görüldüğü gibidir. Kanonik problemin analizi Momentler Yöntemi kullanılarak yapılmış, dizi üzerindeki akım dağılımı hesaplanmıştır, hesaplamalar TM (Transverse Magnetic) polarizasyon varsayımıyla yapılmıştır.



Şekil 1: Yakın alanında PEC saçıcı bulunan sonsuz uzunluktaki akım çubuklarından oluşan 2N+1 elemanlı anten

Öncelikle, MoM algoritmasında DFT temelli yaklaşım kullanılmıştır. MoM formülasyonunda, anten dizisi üzerindeki bilinmeyen akım katsayıları DFT karşılığı ile değiştirilmiş, az sayıdaki önemli DFT katsayıları formülasyonda bilinmeyen olarak alınmıştır. Bu yöntemle elde edilen çözüm, geleneksel MoM ile elde edilmiş referans çözüm ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 2: Yakın alanında mükemmel iletken silindir bulunan 21 elemanlı -35dB SLLTaylor dağılımı ile beslenmiş anten dizisi ve 51 elemanlı birbiçimli dağılımla beslenmiş anten dizisinin akım dağılımları ve DFT'leri, d_y=0.5λ, a=0.5λ, x_0=2λ, y_0=0λ a) 21 elemanlı anten dizisi üzerindeki akım dağılımının DFT'si b) 21 elemanlı anten dizisi üzerindeki akım dağılımı c) 51 elemanlı anten dizisi üzerindeki akım dağılımının DFT'si d) 51 elemanlı anten dizisi üzerindeki akım dağılımı

Şekil 2'de de gösterildiği gibi algoritmanın DFT kısmı, farklı sayıda elemana sahip anten dizileri için denenmiştir. İki farklı besleme tipi için, Taylor ve birbiçimli olmak üzere, Momentler Yöntemi kullanılarak anten dizisi üzerindeki akım dağılımları hesaplanmıştır. (a) ve (c)'de görüldüğü gibi pratik akım dağılımları için ilgili DFT

katsayılarından sadece birkaçı baskındır. Bu baskın değerler kullanılarak elde edilen MoM formülasyonu sonucu yeniden yapılandırılan akım dağılımları (b) ve (d)'de gösterildiği gibidir. Sadece merkezdeki baskın değerler alınarak elde edilen akım dağılımının referans akım dağılımının genel motifinin ortalamasını takip ettiği görülmektedir. Kullanılan DFT katsayıları artırıldığında hesaplanan akım dağılımının, referans akım dağılımının genel motifini oldukça iyi takip ettiği gözlenmektedir.

6. Sonuç

Bu çalışmada yakın alanında saçıcı yapılar olan elektriksel olarak büyük anten dizilerinden ışıma/saçınım problemleri için etkin bir melez yöntem önerilmiştir. Melez yöntem, UTD metoduyla, MoM ve birbiçimli olmayan akım dağılımlarının etkin bir şekilde ele alınması için DFT yönteminin birleşimidir. Melez bir yöntem kullanılmasının nedeni, sayısal yöntemlerle analitik yöntemleri birleştirip daha kısa zamanda doğruluğu yüksek hesaplama yapabilen bir yöntem geliştirmektir. Genel algoritmada kullanılan DFT yaklaşımıyla ilgili bazı hesaplamalar yapılmış ve bu yöntemin MoM koduyla bütünleştirilebileceği gösterilmiştir.

Teşekkür

Bu çalışma, CNR (İtalya) - TÜBİTAK (proje no:107E293) ikili anlaşması çerçevesinde kısmen desteklenmiştir.

Kaynaklar

[1] Ö. Aydin Civi, P.H.Pathak, H.-T.Chou ve P.Nepa, "A hybrid uniform theory of diffraction-Moment method for efficient analysis of electromagnetic radiation/scattering from large finite planar arrays."Radio Science, c. 35, no. 2, s. 607-620, Mar.-Nis. 2000.

[2]. H.-T. Chou, H.-K. Ho, P. H. Pathak, P. Nepa ve O. A. Civi, "Efficient hybrid discrete Fourier transform moment method for fast analysis of large rectangular arrays", IEE Proc. Microwave Antennas Propagat., c. 149, No. 1 s. 1-6, Şubat 2002.

[3]. L. Carin ve L. B. Felsen, "Time harmonic and transient scattering by finite periodic flat strip arrays: hybrid (Ray)-(Floquet mode)-(MoM) algorithm and its interpretation," IEEE Trans. Antennas and Propagat., c.41, no.4, s.412-421, Nisan 1993.

[4] C.A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, New York, 1989.

Kısa Atımlı Lazer Işınlarının Doğrusal Olmayan Optik Ortamlarda Yayılımı: Öz odaklanım ve Plazma Oluşumu

Burak Yedierler

Orta Doğu Teknik Üniversitesi,
Fizik Bölümü ve Uygulamalı Matematik Enstitüsü
İnönü Bulvarı 06531 Ankara, Türkiye.
e-mail: buraky@metu.edu.tr
Tel: + 90 312 210 5047
Fax: +90 312 210 5099

ÖZET: *Bu çalışmada, Maxwell denklemlerinden türetilen homojen olmayan dalga denkleminden hareketle lazer elektrik alanının zarf fonksiyonunun sağladığı genel üç boyutlu yayılım denkleminden başlayarak, özellikle yerküre atmosferinde hareket eden bir lazer ışınının öz odaklanması ve bunun sonucu olarak ortaya çıkabilecek fiziksel olmayan ışın çöküşünün optiksel alan iyonizasyonu ve plazma oluşumu ile durdurulması mekanizmaları teorik bir model olarak sunulmaktadır.*

I. GİRİŞ

Kısa atımlı lazer ışınlarının doğrusal olmayan optik ortamlarda yayılımı ve bu yayılım ölçeğinde ortaya çıkan değişik fiziksel etkilerin incelenmesi temel problemi son bir kaç onyıldır araştırıcıları cezbeden bir konu olarak karşımıza çıkmaktadır [1, 2].

Bu çalışmada, Maxwell denklemlerinden türetilen homojen olmayan dalga denkleminden hareketle lazer elektrik alanının zarf fonksiyonunun sağladığı genel üç boyutlu yayılım denkleminden başlayarak, özellikle yerküre atmosferinde hareket eden bir lazer ışınının öz odaklanması ve bunun sonucu olarak ortaya çıkabilecek fiziksel olmayan ışın çöküşünün optiksel alan iyonizasyonu ve plazma oluşumu ile durdurulması mekanizmaları teorik bir model olarak sunulmaktadır.

Çalışma şu şekilde organize edilmiştir: Birinci kısımda kısa atımlı ($< 1\ ps$) ve yüksek güçlü bir lazer ışınının yerküre atmosferinde üç boyutlu zamana bağlı genel yayılım denklemi çıkarılmış ve bu denklemde ışının etkilendiği fiziksel olaylar açıklanmıştır. İkinci kısımda düşük şiddetli yayılım bölgesinde (DŞYB) lazer ışınının enerjisinin korunarak öz odaklanımı incelenmiştir. Üçüncü kısımda ise öz odaklanım sonucu yerküre atmosferinde optik alan iyonizasyonu ile plazma oluşumu ve oluşan plazmanın lazer ışın enerjisini soğurmasıyla ışın çöküşünün ortadan kalkması fiziksel proseslerinin yer aldığı yüksek şiddet yayılım bölgesi (YŞYB) incelenmiştir.

II. GENEL ÜÇ BOYUTLU ZAMANA BAĞLI DOĞRUSAL OLMAYAN PROPAGASYON DENKLEMI

Kısa atımlı bir lazer ışınının atmosferde yayılımı problemi genellikle lazer ışınının elektrik alanının sağladığı Maxwell denklemlerinden tüertilen homojen olmayan dalga denklemi ile ifade edilir. Burada homojenliği ortadan kaldıran fiziksel etkiler doğal olarak optik ortamiçin polarizasyon alanı ve plazma akım yoğunluğudur. Bu durumda yayılım ortamını yerküre atmosferi olarak düşündüğümüzde dalga denklemini

$$\left[\nabla_{\perp}^{2}+\frac{\partial^{2}}{\partial z^{2}}-\frac{1}{c^{2}}\frac{\partial^{2}}{\partial t^{2}}\right]\mathbf{E}\left(r,z,t\right)=\frac{4\pi}{c^{2}}\left[\frac{\partial^{2}\mathbf{P}\left(r,z,t\right)}{\partial t^{2}}-\frac{\partial\mathbf{J}_{p}\left(r,z,t\right)}{\partial t}\right] \tag{1}$$

olarak yazabiliriz. Denklemde, $\nabla_{\perp}^{2}$ yayılım yönüne dik bilşenlere göre Laplas operatörü ve sırasıyla $\mathbf{E}\left(r,z,t\right)$, $\mathbf{P}\left(r,z,t\right)$ ve $\mathbf{J}_{p}\left(r,z,t\right)$ lazer elektrik alanı, polarizasyon alanı ve plazma akım yoğunluğudur. Denklemde doğrusallığı bozan kısım tabiatiyle polarizaston alanı ve plazma akım yoğunluğundan kaynaklanmaktadır. Fiziksel etkileri daha net ve tek tek açıklayabilmek amacıyla (1) aşağıdaki gibi ifade edildiğinde [2],

$$\left[\nabla_{\perp}^{2}+\frac{\partial^{2}}{\partial z^{2}}-\frac{1}{c^{2}}\frac{\partial^{2}}{\partial t^{2}}\right]\mathbf{E}\left(r,z,t\right)=\mathbf{S}_{L}\left(r,z,t\right)+\mathbf{S}_{NL}\left(r,z,t\right) \tag{2}$$

$\mathbf{S}_{L}\left(r,z,t\right)$ ve $\mathbf{S}_{NL}\left(r,z,t\right)$ fonksiyonları doğrusal ve doğrusal olmayan kaynak terimlerini gösterirler. Bu durumda doğrusal kaynaklar, kırınım, dağılım ve grup hızı dispersiyonu (GHD) etkileri [3] olacakken doğrusal olmayan kaynaklar ise bağlı elektron etkileri, Raman etkisi, plazma oluşumu, plazma uyarılma alanı etkisi, rölativistik etkiler ile

iyonizasyon etkisi olarak tanımlanabilirler. Bu durumda doğrusal polarizasyona sahip z-yönünde hareket eden lazer ışınının elektrik alanını

$$\mathbf{E}(r,z,t) = \frac{\varepsilon(r,z,t)}{2} e^{i(k_0 z - \omega_0 t)} \widehat{\mathbf{e}}_x + c.c \tag{3}$$

k_0 dalga numarası ve ω_0 taşıyıcı frekansı cinsinden ifade ettiğimizde, doğrusal ve doğrusal olmayan kaynak terimleride

$$\mathbf{S}_L(r,z,t) = \frac{S_L(r,z,t)}{2} e^{i(k_0 z - \omega_0 t)} \widehat{\mathbf{e}}_x + c.c \tag{4}$$

$$\mathbf{S}_{NL}(r,z,t) = \frac{S_{NL}(r,z,t)}{2} e^{i(k_0 z - \omega_0 t)} \widehat{\mathbf{e}}_x + c.c \tag{5}$$

şeklinde davranacaklardır. Buna göre tüm bu fiziksel olguları hesaba kattığımızda genel yayılım denklemi

$$\begin{aligned} &\left[\nabla_\perp^2 + 2ik_0 \tfrac{\partial}{\partial z} - k_0\beta_2 \tfrac{\partial^2}{\partial t^2} - \tfrac{\omega_p^2}{c^2}\left(1 - i\tfrac{\nu_e}{\omega_0}\right) + \tfrac{\omega_0^2 n_0^2 n_2}{4\pi c}|\varepsilon|^2\right]\varepsilon(r,z,t) \\ &= \left[-\tfrac{q^2}{4m^2c^4}\tfrac{\omega_p^2}{\omega_0^2}|\varepsilon|^2 + \tfrac{\omega_p^2}{c^2}\tfrac{\delta\eta_e}{\eta_e} - \tfrac{8\pi i k_0 U_{ion}}{|\varepsilon|^2}\tfrac{\partial \eta_e}{\partial t} - \tfrac{4\pi\omega_0^2}{c^2}\chi_L Q(t)\right]\varepsilon(r,z,t) \end{aligned} \tag{6}$$

olarak bulunur [2–4]. Bu terimler sırasıyla, dik bileşenlere göre Laplas operatörü, normal kırınım terimi, GHD etkisini, $\omega_p = 4\pi e^2\eta_0/m_e$, elektron plazma frekansı ve ν_e elektron çarpışma frekansı olmak üzere dördüncü terim plazma etkisini ifade ederken, beşinci terim ise bağlı elektronların polarizasyon etkisini ifade eder. Bir alt satırda devam eden denklemde, sağ taraftaki ilk terim rölativistik etkiyi, ikinci terim plazma uyarılma alanı katkısını, üçüncü erim optik alan iyonizasyonunu ve son terim de Rama etkisini tanımlar. Son terimde yer alan $Q(t)$ fonksiyonu doğal olarak yayılımın gerçekleştiği optik ortam için hesaplanması gereken Raman salınım fonksiyonudur.

III. DÜŞÜK ŞIDDET YAYILIM BÖLGESI VE ÖZ ODAKLANIM

Yerküre atmosferi gibi doğrusal olmayan optik ortamların karkteristik özelliklerinden biriside Kerr indeksine bağlı olarak tanımlanan doğrusal olmayan kritik güç $P_{NL} = \lambda_0^2/2\pi n_0 n_2$ tür. Bu ifadede λ_0 lazer ışını dalga boyunu betimlerken sırasıyla $n_0$ve n_2 optik ortamın doğrusal ve Kerr kırıcılık indekslerdir. Orijinal gücü bu kritik güç değerinden daha yüksek olan kısa atımlı lazer ışınları öz odaklanım fiziksel etkisiyle uzay ve zamanda (bir başka deyişle radyal ve boylamsal yönlerde) daralmaya maruz kalırlar. Bu daralma süresince lazer ışınının etkilediği alanda bir küçülme meydana geleceğinden lazer ışın şiddeti artar. Bu ışın şiddeti ortamın optik alan iyonizasyonu için gerekli olan kritik büyüklüğe ulaştığında iyonizasyon ile birlikte lazer ışını saçılır [1, 2, 4, 5]. Bu senaryodan alaşılacağı üzere DŞYB optik alan iyonizasyonu ile plazma oluşumu başlayana dek olan rejimdir.

DŞYBnde yayılan lazer ışını için yukarıda genel hali verilen dalga denklemi (6) bu rejimde henüz iyonizasyon sınırına ulaşılmaığından ve plazma yaratılmadığından ötürü, normal dispersiyon ile GHD ve aynı zamanda bağlı elektronların etkileri hesaba katılarak doğrusal polarizasyonda bir lazer atımı için aşağıdaki formda yazılır:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial \varepsilon}{\partial r}\right) + 2ik_0\frac{\partial \varepsilon}{\partial z} - k_0\beta_2\frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial \tau^2} + \frac{cn_0}{2P_{NL}}|\varepsilon|^2\varepsilon = 0. \tag{7}$$

(7) yazılırken silindirik simetri kabullenilmiş ve aynı zamanda denklem lazer ışınının referans sisteminde $(z,t) \rightarrow (z, t = t - z/v_G)$ transformasyonu kullanılarak türetilmiştir. Transformasyonda v_G grup hızını temsil etmektedir. (7) gibi doğrusal olmayan Schrödinger denklemi tipi denklemlerin çözümü için literatürde yer alan numerik analiz [6–8], bilinen bir çözümün direkt denkleme konulması [2], paraksiyal ışın yaklaşımı [9, 10] ya da kaynak bağımlı açılım (KBA) [11] metodlarının yerine bu çalışmada varyasyonel analiz (değişim analizi) [12] yöntemi kullanılmıştır. Yöntem, herhangi bir lazer zarf fonksiyonu için dalga denklemini sağlayan bir Lagrange yoğunluğu bulunarak, genel bir eğrilik (curvture) ve cıvıldaşım (chirping) fonksiyonları içeren Gausyan zarf fonksiyonu için Lagrange fonksiyonu hesaplanarak, lazer ışın parametrelerinin hesaplanması olarak anlatılabilinir [13, 14].

Bu durumda DŞYBnde yayılan bir lazer ışını için Lagrange yoğunluğu

$$\mathcal{L} = r\left|\frac{\partial \varepsilon}{\partial r}\right|^2 + ik_0 r\left(\varepsilon\frac{\partial \varepsilon^*}{\partial z} - \varepsilon^*\frac{\partial \varepsilon}{\partial z}\right) - k_0\beta_2 r\left|\frac{\partial \varepsilon}{\partial t}\right|^2 - \frac{cn_0 r}{4P_{NL}}|\varepsilon|^4 \tag{8}$$

olarak hesaplandığında (8) in zarf fonksiyonuna göre varyasyonu (7)nin kompleks konjugesini verirken, zarf fonksiyonunun kompleks konjugesine göre alınacak varyasyon (7) nin kendisini verecektir. Bu Lagrange yoğunluğuna genel Gausyan çözümü,

$$\varepsilon(r,z,\tau) = B\left(z\right)\exp\left[i\theta\left(z\right) - \frac{\left(1+i\alpha(z)\right)r^2}{R^2(z)} - \frac{\left(1+i\beta(z)\right)t^2}{T^2(z)}\right] \tag{9}$$

koyduğumuzda Lagrange fonksiyonunu $L = \int_0^\infty \mathcal{L} dr dt$ operasyonuyla

$$L = \frac{\sqrt{2\pi}k_0 B^2 R^2 T}{8}\left[\frac{\left(1+\alpha^2\right)}{k_0 R^2} + \frac{\alpha}{R}\frac{dR}{dz} - \frac{1}{2}\frac{d\alpha}{dz} - \frac{\left(1+\beta^2\right)\beta_2}{2T^2} + \frac{\beta}{2T}\frac{dT}{dz} - \frac{1}{4}\frac{d\beta}{dz} - \frac{cn_0B^2}{16k_0P_{NL}} + \frac{d\theta}{dz}\right] \tag{10}$$

olarak hesaplarız. Bu hesaplamalarda $B\left(z\right)$ zarf fonksiyonunun büyüklüğü, $\theta\left(z\right)$ faz, $\alpha(z)$ ve $\beta(z)$ eğrilik ve cıvıldaşım fonksiyonlarıyken, $R(z)$ ve $T(z)$ benek yarıçapı ve atım uzunluğudur. Varyasyonel analiz sonucunda bu bölge içerisinde lazer parametreleri için

$$\frac{d\theta}{dz} = -\frac{1}{k_0R^2} + \frac{\beta_2}{T^2} + \frac{cn_0B^2}{16k_0P_{NL}}, \tag{11}$$

$$\frac{d^2R}{dz^2} = \frac{4}{k_0^2R^3}\left(1 - \frac{P}{P_{NL}}\right), \tag{12}$$

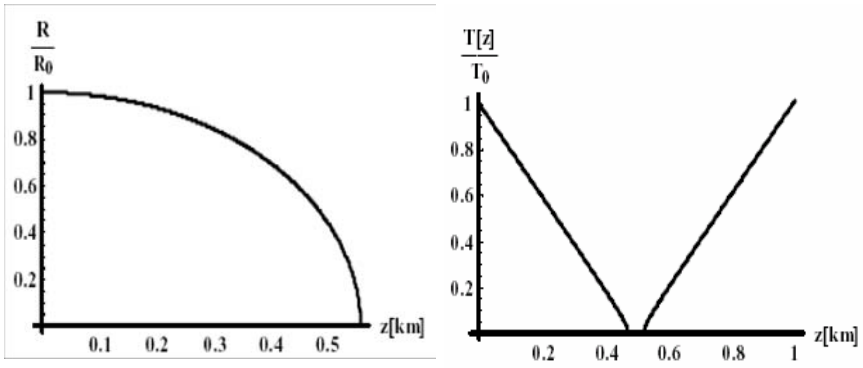
$$\frac{d^2T}{dz^2} - \frac{4\beta_2^2}{T^3} - \frac{\beta_2 cn_0B^2}{4k_0TP_{NL}} = 0, \tag{13}$$

denklemleri bulunur. Bu denklemler hem enerjinin hemde gücün korunduğu bu bölgede

$$R(z) = R_0\left[\left(1 - \frac{\alpha_0 z}{Z_R}\right)^2 - \left(\frac{P}{P_{NL}} - 1\right)\left(\frac{z}{Z_R}\right)^2\right]^{1/2} \tag{14}$$

$$T(z) = T_0\left[\left(1 + \beta_0\frac{z}{Z_T}\right)^2 + \left(\frac{z}{Z_T}\right)^2\right]^{1/2} \tag{15}$$

çözümlerini verirler. Şekil 1 de gösterilen bu benek çapı ve atım uzunluğu fonksiyonlarının aynı noktaya odaklanmasını sağlamak hem uzun mesafe yayılımı hemde uzaktan algılama problemlerinin temel prensibidir.



Şekil1: $\alpha_0 = 0$ *olan kolimate bir lazer ışını için* $P/P_{NL} = 1.5$ *iken benek çapı ve atım uzunluğu odaklanımları.*

IV. YÜKSEK ŞIDDET YAYILIM BÖLGESI VE PLAZMA OLUŞUMU

Yukarıda verilen senaryoda lazer ışın şiddeti kritik şiddeti aştığında ortmda optik alan iyonizasyonu ve buna bğlı-plazma oluşumu başlayacaktır. Bu iki fiziksel etki lazer ışınının enerjisinin ortama aktarılarak artık enerjinin korunmadığı bir yayılım rejiminde problemi ele alma zorunululuğunu doğurur. Bu durumda lazer ışınının sağlaması gereken dalga denklemi

$$\left[\nabla_{\perp}^{2}+2ik_{0}\frac{\partial}{\partial z}-k_{0}\beta_{2}\frac{\partial^{2}}{\partial t^{2}}-\frac{\omega_{p}^{2}}{c^{2}}\left(1-i\frac{\nu_{e}}{\omega_{0}}\right)+\frac{\omega_{0}^{2}n_{0}^{2}n_{2}}{4\pi c}\left|\varepsilon\right|^{2}+\frac{8\pi ik_{0}U_{ion}}{\left|\varepsilon\right|^{2}}\frac{\partial\eta_{e}}{\partial t}\right]\varepsilon\left(r,z,t\right)=0 \tag{16}$$

olarak bulunur. Bu tür sönümlü denklemler için varyasyonel analiz yöntemleri Cerda ve Aközbek [15, 16] tarafından ortaya atılan ve Kantorowicz metodunun br uygulaması olarak anlatılabilen sönümlü varyasyonel analiz yöntemidir. Bu yönteme göre, daha önceden hesaplanan korunumlu bölge Lagrange fonksiyonu kullanılarak

$$\frac{\delta\mathcal{L}}{\delta\varepsilon^{*}}=\left(\frac{\delta\mathcal{L}}{\delta\varepsilon}\right)^{*}=Q \tag{17}$$

bağıntısı ile enerjinin aktarımı terimleri

$$Q=i\frac{\omega_{p}^{2}\nu_{e}}{\omega_{0}c^{2}}\varepsilon+\frac{8\pi ik_{0}U_{ion}}{\left|\varepsilon\right|^{2}}\frac{\partial\eta_{e}}{\partial t}. \tag{18}$$

olarak tanımlanır. Lazer ışın parametreleri ise,

$$\frac{d}{dz}\left[\frac{\partial L}{\partial\left(\frac{db_{i}}{dz}\right)}\right]-\frac{\partial L}{\partial b_{i}}=2\,\mathrm{Re}\int Q\frac{\partial\varepsilon^{*}}{\partial b_{i}}dr,\qquad\left(b_{i}=\theta,\alpha,B,R,T\right) \tag{19}$$

işlemi ile hesaplanır.

[1] A. Couairon ve A. Mysyrowicz, "Femtosecond filamentation in transparent media", Phys. Reports 441, s. 47-189, 2007.
[2] P. Sprangle, J. R. Penano ve B. Hafizi, "Propagation of intense short laser pulses in the atmosphere", Phys. Rev. E 66, s. 046418, 2002.
[3] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiberoptics" 2nd Ed. Academic, San Diego 1995.
[4] E. Esarey, P. Sprangle, J. Krall ve A. Ting, "Self focusing and guiding of short laser pulses in ionizing gases and plasmas", IEEE J. Quantum Electron. 33 (11), s. 1879-1914, 1997.
[5] L. Berge, "Wave collapse in physics: principles and applications to light and plasma waves", Phys. Reports 303, s. 259-370, 1998.
[6] J. R. Penano et. al., "Propagation of ultrshort intense laser pulses in air", Phys. Plasmas 11 (5), s. 2865-2874, 2004.
[7] N. Aközbek et. al.,"White light continuum generation and filamentation during the propagation of ultra short laser pulses in air", Optics Commun. 191, s. 353-362, 2001
[8] G. Fibich et. al., "Self focusing distance of very high power laser pulses" Optics Express 13 (15), s. 5897, 2005.
[9] T. Lehner ve N. Auby, "Stabilization of the Kerr effect by self induced ionization: formation of optical light spatially localized structures", Phys. Rev. E 61 (2), s. 1996, 2000.
[10] J. Schwarz ve J. C. Diels, "Analytical solution for uv filaments", Phys. Rev. A 65, s.013806, 2001.
[11] P. Sprangle, A. Ting ve C. M. Tang, "Analysis of radiation focusing and steering in the free electron laser by use of a source dependent expansion technique",Phys. Rev. A 36 (6), s. 2773, 1987.
[12] D. Anderson, "Variational approach to nonlinear pulse propagation in optical fibers", Phys. Rev. A 27 (6), s. 3135, 1983.
[13] B. Yedierler, "Remote ionization by a short pulse laser beam propagating in the atmosphere", Phys. Plasmas 15, s.073107, 2008.
[14] B. Yedierler, "Nonlinear longitudinal compression of short laser pulses in the atmosphere", Phys. Plasmas 16, s. 053104, 2009.
[15] S. C. Cerda, S. B. Cavalcanti and J. M. Hickmann, "A variational approach of nonlinear dissipative pulse propagation", Eur. Phys. J. D 1, s. 313, 1998.
[16] N. Aközbek, C. M. Bowden, A. Talebpour and S. L. Chin, "Femtosecond pulse propagation in air: a variational analysis", Phys. Rev. E 61, s. 4540, 2000.

Yapay Sinir Ağları Kullanarak Hedef Yön Kestirimi

Selçuk Çaylar*, Gülbin Dural, Kemal Leblebicioğlu
Ortadoğu Teknik Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
gulbin@metu.edu.tr, kleb@metu.edu.tr

* 3'üncü HİBM K.lığı
Etimesgut
Ankara
s_caylar@hvkk.tsk.tr

Özet: *Bu çalışmada gerçek zamanlı çoklu hedef takibi problemi için yapay sinir ağı kullanan yeni bir algoritma geliştirilmiştir. Yapay sinir ağına dayalı çoklu hedef izleme, (GY-ÇHİ) algoritması üç bölümden, kestirim, konumsal süzgeçleme ve yön bulma katlarından oluşmaktadır. Algoritmanın performansı, bilgisayar benzetimleri ile düzgün doğrusal anten dizini, altı elemanlı düzgün bir dairesel dipol anten dizini ve on iki elemanlı düzgün bir silindirik* mikroşerit-yama *anten dizini için ayrı ayrı incelenmiştir. Benzetim sonuçları daha önce geliştirilen algoritmalar ve literatürde yer alan geleneksel yöntemler ile karşılaştırılmıştır. Geliştirilen algoritmanın gerçek zamanlı hedef izleme problemine doğru ve etkin çözüm sağladığı gözlemlenmiştir.*

1. Giriş

Son yıllarda hesaplama verimliliğinin artmasına paralel olarak yapay sinir ağı algoritmalarının hem hedef izleme hemde hedef yönü kestirim problemlerinde sıkça kullanıldığını görmekteyiz. Yapay sinir ağı çoklu hedef izleme algoritması (Y-ÇHİ) hedef yönünü kestirim ve izleme amacıyla geliştirilmiştir[1]. GY-ÇHİ Algoritması ise Y-ÇHİ Algoritmasının performansını geliştirmiştir [2].

Geliştirilmiş yapay sinir ağına dayalı çoklu hedef izleme(GY-ÇHİ) algoritması kestirim, konumsal süzgeçleme ve yön bulma katları olmak üzere üç bölümden oluşmaktadır. Önerilen sistemin ana katkısı, ortamda bir birinden ilintisiz birden fazla hedef olması durumunda her bir sektörü diğer sektörlerden yalıtmak amacıyla ilave edilen konumsal (uzaysal) süzgeçleme katıdır.

GY-ÇHİ algoritması, hedefler farklı açısal bölgelerde yer alsa bile hedefi bile bulabilmektedir. Ayrıca hedef sayısı anten dizini elamanı sayısını geçmesi durumunda bile algoritma hedefleri doğru olarak bulabilmektedir. Anten dizininde meydana gelecek girişimler GY-ÇHİ algoritmasının performansını etkilememektedir.

GY-ÇHİ algoritması, yönlü anten yayılım karakteristiği kullanılarak bir silindir yapı üzerine yerleştirilmiş (sikindirik) mikroşerit-yama anten dizini için daha fazla iyileştirilmiştir. Yeni algoritma silindirik mikroşerit-yama dizini ile GY-ÇHİ(SGY-ÇHİ) algoritması olarak isimlendirilmiştir. SGY-ÇHİ, GY-ÇHİ gibi üç bölümden oluşmaktya olup kestirim bölümü GY-ÇHİ ile tamamen aynıdır. Konumsal süzgeçleme ve yön bulma katları ise yönlü antenin avantajlarını kullanarak sade bir yapıda önerilmiştir.

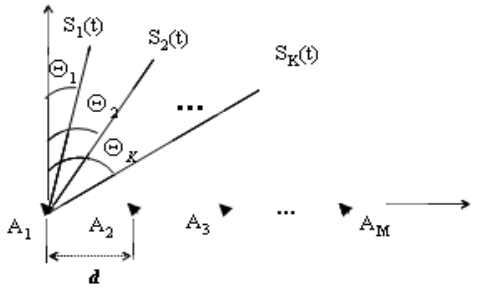
Algoritmanın performansı, bilgisayar benzetimleri ile düzgün doğrusal anten dizini[2], altı elemanlı düzgün bir dairesel dipol anten dizini[3] ve on iki elemanlı düzgün bir silindirik mikroşerit-yama anten dizini[4] için ayrı-ayrı incelenmiştir. Benzetim sonuçları daha önce geliştirilen algoritmalar ve literatürde yer alan geleneksel yöntemler ile karşılaştırılmıştır. Önerilen algoritmanın daha önce geliştirilen algoritmaları iyileştirdiği gözlemlenmiştir. Anten dizininde oluşacak girişimler, algoritmanın kestirim doğruluğunu düşürmemektedir. On iki elemanlı düzgün silindirik bir yama anten dizinine SGY-ÇHİ algoritmasına başarıyla uygulanmıştır. Uygulama yalnızca tüm yatay açıyı kestirmekle kalmayıp, aynı zamanda kestirim doğruluğunu ve hızı iyileştirirken yapay sinir ağ boyutunu küçültmektedir. SGY-ÇHİ algoritmasının gerçek zamanlı hedef izleme problemine doğru ve etkin çözüm sağladığı gözlemlenmiştir.

2. Yapay Sinir Ağı Tabanlı Yön Kestirim Problemi

Problem ***M*** adet anten elamanlarının bir doğru boyunca eşit aralıklarla ***d*** mesafede Şekil-1'de olduğu gibi yerleştirildiği durumda ***K*** adet hedefin (***K*** bilinmiyor ve ***M***'den büyük olabilir) yönlerinin (Θ_i, $i = 1,2,...,K$) bulunmasına dayanmaktadır. Anten elamanlarının düzgün noktasal kaynaklar olduğu kabul edilmektedir.
Her bir anten elamanındaki sinyal,

$$X_i(t) = \sum_{m=1}^{K} S_m(t) e^{-j(i-1)k_m} + n_i(t) \qquad i = 1,2,...,\ M \tag{1}$$

olarak ifade edilmiştir ve bu ifadede $n_i(t)$, i-ninci anten elamanındaki gürültüyü, $k_m = \frac{\omega_0 d}{c}\sin(\Theta_m)$, ***d,*** anten elamanları arasındaki mesafeyi, ***c*** ışık hızını, ω_0 sinyalin açısal merkez frekansını göstermektedir.



Şekil 1. Anten dizini yapısı.

Matris formunda antenler üzerindeki toplam sinyal;

$$X(t) = AS(t) + N(t),\ X(t) = \begin{bmatrix} X_1(t) & X_2(t) & ... & X_M(t) \end{bmatrix}^T,\ N(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) & n_2(t) & ... & n_M(t) \end{bmatrix}^T,$$
$$S(t) = \begin{bmatrix} S_1(t) & S_2(t) & ... & S_K(t) \end{bmatrix}^T \tag{2}$$

olarak ifade edilmektedir. A matrisinin her bir elamanı $A_{im} = e^{-j(i-1)k_m}$ olarak tanımlanmış, her bir anten elamanı tarafından alınan gürültü sinyalleri $\{n_i(t),\ \ i = 1:M\}$ istatistiksel olarak bir birinden bağımsız sıfır genlikte ve σ^2 varyansına sahip beyaz gürültü olarak kabul edilmiştir. Alınan sinyallerin korelasyon matrisi,

$$\begin{aligned} R &= E\{X(t)X(t)^H\} \\ &= AE\{S(t)S(t)^H\}A^H + E\{N(t)N(t)^H\} \end{aligned} \tag{3}$$

olup H matrisin eşlenik devriğini (conjugate tranpoze) göstermektedir.

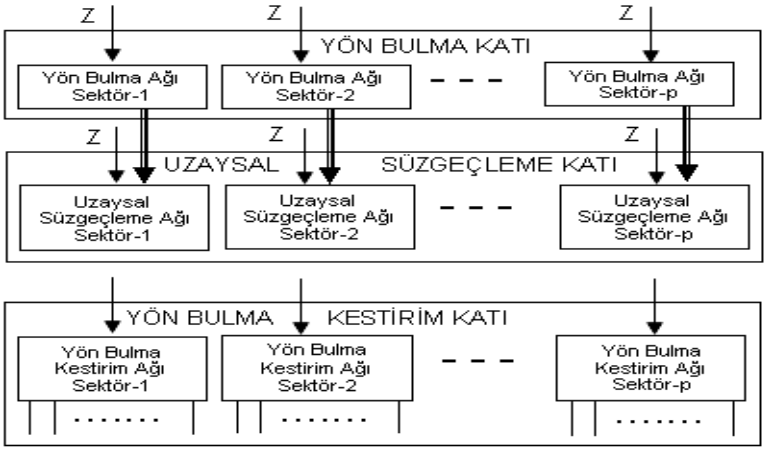
Problem, $G: R^K \rightarrow C^M$,hedeflerin geliş açıları düzleminden, $\{[\theta_1, \theta_2, ..., \theta_K]^T\}$,anten elaman çıktıları düzlemine $\{[X_1(t), X_2(t), ..., X_M(t)]^T\}$ adreslenmesidir. Ters adreslemeyi gerçekleştirmek için $F: C^M \rightarrow R^K$, bir çok katlı yapay sinir ağı yapısı kurulmuştur. GY-ÇHİ mimarisi Şekil-2'de verilmiştir. Yön kestirim algoritmalarında genelde direk anten çıktıları $X(t)$ yerine korelasyon matrisi kullanılmaktadır. Daha önce yapılan bir çalışmada [1] korelasyon matrisinin üst üçgen kısmı kullanılırken bu çalışmada hedeflerin bir birinden bağımsız olmaları durumunda sadece bir satırının kullanılması yeterli olmaktadır [2]. Bu durumda yapay sinir ağı mimarisi daha açık olacağı için algoritmanın hızı artmaktadır. Buna göre;

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \end{bmatrix}, \qquad Z = \frac{b}{\|b\|} \tag{4}$$

Yapay sinir ağı giriş vektörü gerçek ve imajineri değerleri ayrı ayrı içerdiği için $2M$ boyutunda olmaktadır. Eğer korelasyon matrisinin üst üçgen bölümü kullanılsaydı aynı vektörün boyutu $M(M+1)$ olacaktı.

Yön bulma katında ilgilenilen açısal sektör p adet alt sektöre bölünmekte ve öncelikle hangi alt sektörlerde hedef yada hedefler bulunduğu tespit edilmektedir. Konumsal (uzaysal) süzgeçleme katında ise her bir sektör için diğer sektörlerin etkileri süzgeçlenip sadece o sektöre ait bilgiler çıkarılmaktadır. Yön bulma kestirim katında ise içinde hedef olan alt sektörlerde hedeflerin konumları belirlenmektedir.

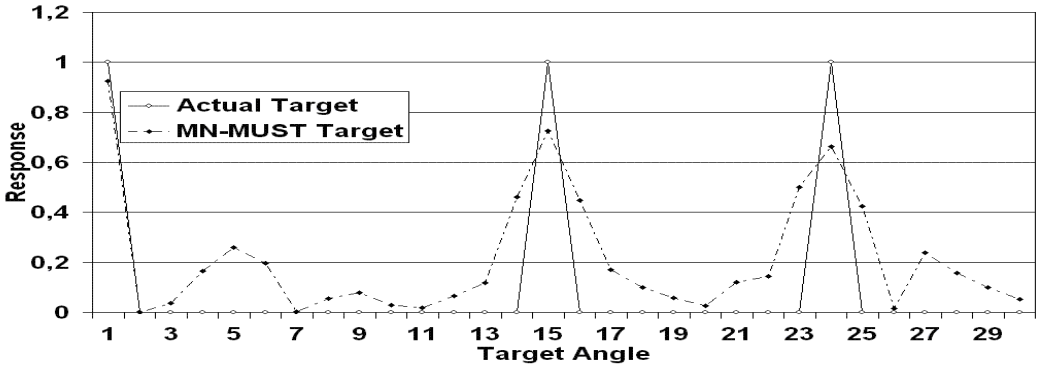
Dairesel anten dizini uygulaması [3]'de, 12-elemanlı silindirik mikroşerit-yama anten dizini uygulaması [4]'de verilmektedir. Şekil-2'de verilen genel mimari üzerine uygulamaları içeren dairesel yapıda antenlerin bir birlerini etkilemelerinin algoritma üzerindeki etkisi incelenmiş algoritma üzerinde her hangi bir etkisinin olmadığı belirlenmiştir. 12-elemanlı silindirik mikroşerit-yama anten dizini uygulaması ise yölü antenlerin varlığı nedeniyle algoritmayı sadeleştirirken yatayda 360 derecenin tamamı 12 adet mikroşerit-yama anten diziniyle kapsanmıştır.



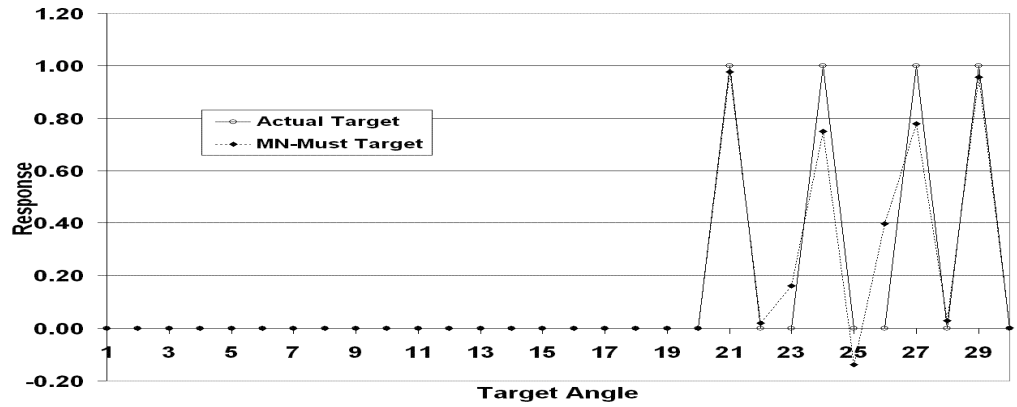
Şekil 2. Geliştirilmiş Yapay Sinir Ağına Dayalı Çoklu Hedef İzleme Algoritması Mimarisi.

3. Benzetim Sonuçları

GY-ÇHİ algoritmasının performansı bir çok farklı durum için Şekil-3 ve 4'de verilmiştir. Bunun için 1-30 derece arasındaki açısal sector 10 dereceden oluşan 3 alt sektöre ayrılmış, her bir alt sector için açı hassesiyeti 1 derece alınmıştır. İlk iki örnek için GY-ÇHİ algoritması 3 hedef olma durumu için 3 elamanlı düzgün doğrusal anten dizini için eğitilmiştir. 3 farklı yön bulma katı alt sektörlerde sadece hedef olup olmadığını belirlemek için eğitilmiştir. 3 farklı uzaysal süzgeçleme ağı diğer alt sektördeki hedefleri etkilerini süzmek için eğitilmiştir. Son olarak 3 ayrı kestirim ağı alt sektörlerdeki hedeflerin tam yerlerini belirlemek için eğitilmiştir.



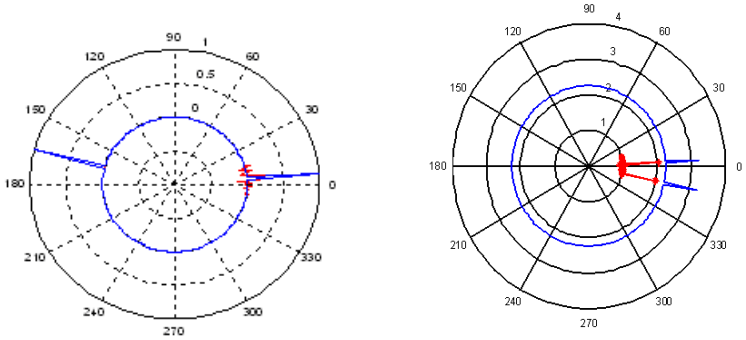
Şekil 3. Üç elamanlı doğrusal anten dizini için 3fFarklı sektörde üç hedefin bulunması (1, 15 ve 24 derecede). Hedefler eşit güçte sinyal seviyeleri gürültüden 5 dB daha yüksek.



Şekil 4. Üç elamanlı doğrusal anten dizini için 4 farklı hedefin bir sektörde bulunması durumu (21, 24, 27 ve 29. dereceler). Hedefler eşit güçte sinyal seviyeleri gürültüden 5 dB daha yüksek.

GY-ÇHİ algoritması 12-elemanlı silindirik mikroşerit-yama dizinine başarı ile uygulanmıştır. Yaptığı sadeleştirmeden dolayı SGY-ÇHİ olarak isimlendirilen uygulama yatay düzlemdeki her açıda yer alacak hedefi karışıklık olmadan kolayca tespit edebileceği benzetim sonuçları ile desteklenmiştir.

İki farklı sektörde yer alan iki hedefin bulunmasına yönelik benzetim sonuçları Şekil-5(a)'da verilmiş olup hedefler 5 ve 164 derecelerde yer almaktadır. Gürültü sinyal seviyesi oranı 30 dB olarak alınmıştır. Bu örnekte sadece birinci sektördeki hedef bulunmuştur. Diğeri içinde sonuç benzer olacağı için bulunmamıştır. Aynı açısal sektörde yer alan iki farklı hedefin 30 dB gürültü-sinyal seviyesi için benzetim sonuçları Şekil-5(b)'de verilmiş olup hedefler 348 ve 3 derecede bulunmaktadır. Dışdaki dairede gerçek hedefler, içteki dairede kestirim tahmini yapılan hedefler gösterilmiştir.



Şekil 5. İki hedefin iki farklı sektörde bulunması (solda), aynı sektörde iki hedefin bulunması (sağda).

4. Sonuç

Bu çalışmada, daha once geliştirilen bir algoritmaya dayanan, gerçek zamanlı çoklu hedef takibi problemi için yapay sinir ağı kullanan yeni bir algoritma önerilmiştir. Önerilen, geliştirilmiş yapay sinir ağına dayalı çoklu hedef izleme(GY-ÇHİ) algoritması üç bölümden, kestirim, konumsal süzgeçleme ve yön bulma katlarından oluşmaktadır. GY-ÇHİ algoritması, hedefler birden çok açısal bölgede olsa bile bulabilmektedir. Ayrıca hedef sayısı anten dizini elamanı sayısını geçmesi durumunda bile algoritma hedefleri doğru olarak bulabilmektedir. Anten dizininde meydana gelecek girişimler GY-ÇHİ algoritmasının performansını etkilememektedir.

Algoritmanın performansı, bilgisayar benzetimleri ile düzgün doğrusal anten dizini, altı elemanlı düzgün bir dairesel dipole anten dizini ve on iki elemanlı düzgün bir silindirik microstrip patch anten dizini için ayrı ayrı incelenmiştir. Benzetim sonuçları daha önce geliştirilen algoritmalar ve literatürde yer alan geleneksel yöntemler ile karşılaştırılmıştır. Önerilen algoritmanın daha önce geliştirilen algoritmaları iyileştirdiği gözlemlenmiştir. Anten dizininde oluşacak girişimler, algoritmanın kestirim doğruluğunu düşürmemektedir. On iki elemanlı düzgün silindirik bir patch anten dizinine SGY-ÇHİ algoritmasına başarıyla uygulanmıştır. Uygulama yanlızca tüm yatay açıyı kestirmekle kalmayıp, aynı zamanda kestirim doğruluğunu ve hızı iyileştirirken yapay sinir ağ boyutunu küçültmektedir. SGY-ÇHİ algoritmasının gerçek zamanlı hedef izleme problemine doğru ve etkin çözüm sağladığı gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

[1]. El Zooghby, A.H., Christodoulou, C.G., Georgiopoulos, M., "A neural network-based smart antenna for multiple source tracking", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 48, s. 768 - 776, May 2000.
[2]. Çaylar, S., K. Leblebicioğlu, and G. Dural, "A New Neural Network Approach to the Target Tracking Problem with Smart Structure", Radio Sci., 41, RS5004, doi:10.1029/2005RS003301, 3 October 2006.
[3]. Caylar, S.; Leblebicioglu, K.; Dural, G.; ''Modified neural multiple source tracking algorithm in the presence of mutual coupling'', Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, Digital Object Identifier: 10.1109/ APS.2007.4395696, 2007, s. 1124-1127.
[4]. Caylar, S.; Dural, G.; Leblebicioglu, K.; ''Neural network method for direction of arrival estimation with uniform cylindrical microstrip patch array'', Microwaves, Antennas & Propagation, IET, cilt 4 , sayı 2, Digital Object Identifier: 10.1049/iet-map.2008.0215, 2010 , s. 153-161.

Düşük Kırılma Indisine Sahip Metamalzemeler ve Uygulama Alanları

Cumali Sabah
Physikalisches Institut
Johann Wolfgang Goethe University
D-60438 Frankfurt am Main, Germany
Sabah@Physik.uni-frankfurt.de

Özet: *Bu makalede, metal ızgara şeklindeki periodik yapılardan oluşan düşük indisli metamalzemeler ile ilgili araştırma sunulmuştur. Bu yapılar uygun frekans aralığında, Drude modeli gibi davranış sergileyebilmektedirler. Çalışma frekansı yapının plazma frekansından daha büyük olarak düzenlenirse önerilen ızgaraların bağıl kırılma indisi havanın bağıl kırılma indisinden daha küçük olabilir. Böyle bir yapı bloğunun içinde ışıktan daha hızlı olan grup hızı olasılığı üzerinde durabiliriz. Bahsedilen yapının filtre olarak kullanıldığında, elektromanyetik dalga için telaffuz edilebilir bir ölçüde geçiş bantlarına sahip olduğunu söyleyebiliriz. Bu bantlar, metal ızgara ve oyukların ölçülerine göre belirlenebilmektedir. Ayrıca, önerilen metamalzemeler yüksek verimli antenler, kaplamalar, filtreler, ve çok katmanlı sistemler elde etmek için kullanılabilirler.*

1. Giriş

Son yıllarda, doğada bulunmayan ve kendine özgü fiziksel özelliklerinden dolayı metamalzemeler ile ilgili yapılan çalışmalar, elektromanyetik ve fizik üzerine araştırmalar yapan bilim adamı ve akademisyenlerin büyük bir ilgi odağı olmuştur. Özellikle solak ve/veya negatif kırılma indisli metamalzemeler ve bunların uygulamaları bilim ve teknoloji toplulukları için çok popüler konular olarak literatürde yerlerini almışlardır. Diğer taraftan, özellikle elektromanyetik dalganın kontrolü amacını taşıyan çalışmalar için düşük kırılma indisli metamalzemeler ve bunların oluşturduğu yapılar, solak metamalzemeler gibi literatürde popüler olmasa da, son günlerde araştırmacıların ilgisini oldukça çekmektedirler [1-4]. Bahsedilen düşük kırılma indisli metamalzemelerin en basit örnekleri özel olarak uyarlanmış oyuk (yada boşluk) dizilerinden oluşan metal levhalardır. Ayrıca, metal ızgara şeklindeki periodik yapılar da bu tür metamalzemelere örnek olarak verilebilirler. İnce film metamalzemelerin aksine, mekanik olarak kendine özgü özelliklere sahip olan bu yapıların başka bir alt yüzeye ihtiyaçları yoktur. Dolayısıyla, tasarım yöntemlerinde ek bir kolaylık sağlayacak olan bu özellikler, bir çok uygulamada kullanılabilirler.

Bu makalede, metal ızgara şeklindeki periodik yapılardan oluşan düşük indisli metamalzemeler ile ilgili araştırma sunulmuştur. Yapının simulasyonu uygun dalga klavuzu içine yerleştirilerek yapılmış ve kırılma indisi S-parametreleri yardımı ile hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, bu yapılar uygun frekans aralığında Drude modeli gibi davranış sergileyebilmektedirler. Ayrıca, çalışma frekansı yapının plazma frekansından biraz daha büyük olarak düzenlenirse önerilen periodik metal ızgaraların bağıl kırılma indisleri havanın bağıl kırılma indisinden (1.0) daha küçük olabilir. Böyle bir yapı bloğunun içinde ışıktan daha hızlı olan grup hızı olasılığı üzerinde durabiliriz. Buna ilaveten, bahsedilen yapının filtre olarak kullanıldığında, elektromanyetik dalga için telaffuz edilebilir bir ölçüde geçiş bantlarına sahip olduğunu söylemek gerekir. Bu geçiş bantları, metal ızgara ve oyukların ölçülerine göre belirlenebilmektedir. Böylelikle, istenilen şartlara uygun filtreler tasarlamak mümkündür. Bu da, bu tür yapıların sağladığı diğer bir avantajdır. Bunlara ilaveten, bu yapılar optik cihazlar ve lens sistemlerinde, kırınım sınırı aşmak için kullanılabilirler. Bunlardan başka, önerilen metamalzemeler yüksek verimli antenler, kaplamalar, filtreler, ve çok katmanlı sistemler elde etmek ve üretmek için kullanılabileceklerdir.

2. Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde, örgü şeklinde tasarlanmış çelik ızgara yapılardan oluşan tek ve çok katmanlı metamazemeler deneysel olarak incelenmiştir. Periyodik metalik örgü tel ya da ızgara yapılar, boyutları dalga boyu ile karşılaştırıldığında daha küçük olacak şekilde ayarlandığında, düşük plazma frekansına sahip homojen bir ortam gibi davranış gösterirler [5, 6]. Bu da, bu yapıların aşağıdaki gibi verilen bir plazma frekansına (fp) sahip oldukları anlamına gelir:

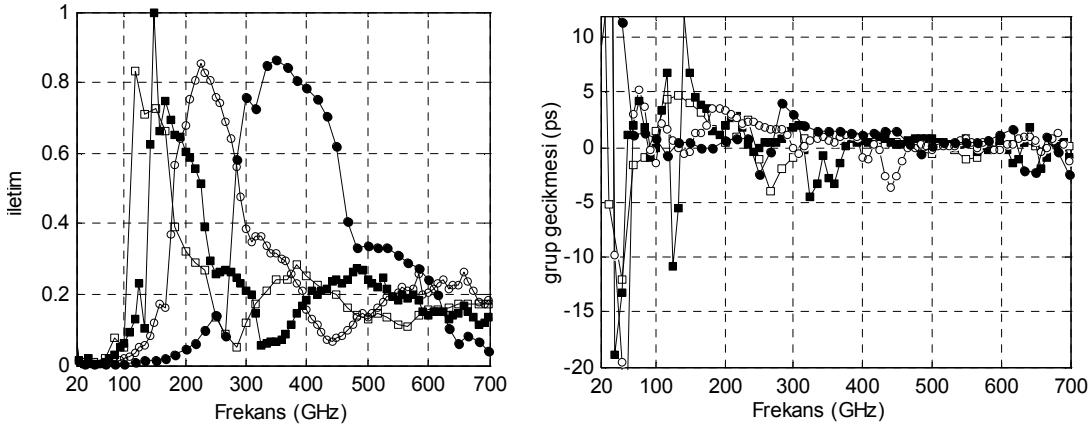
$$f_p^2 = \frac{c_o^2}{2\pi a^2 ln(a/r)} \tag{1}$$

Burada, c_o boşluktaki ışık hızını, r periodik tellerden oluşan yapının yarıçapını ve a ise yapının periodik sabitini göstermektedir. Eğer çalışma frekansı, plazma frekansının biraz üzerinde olduğunda, metal ızgara şeklindeki periodik metamalzemelerin iletim katsayıları ilgili frekans bölgesinde geçiş bandı davranışı gösterecektir. Tablo 1, boyutları farklı olan dört fp ile dört metamalzeme yapının hesaplanan plazma frekansını (fp) göstermektedir.

Tablo 1: Farklı boyuttaki metamalzeme yapılar ve hesaplanan plazma frekansıları

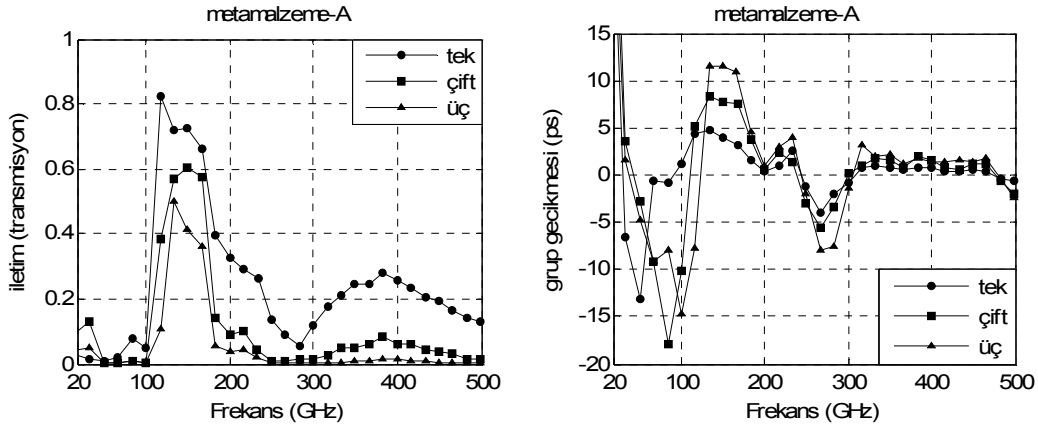
yapı	periodik sabit *a* (mm)	tel yarıçapı *r* (mm)	plazma frekansı fp (GHz)
A	1.63	0.315	57.23
B	1.30	0.250	71.65
C	1.03	0.200	90.69
D	0.65	0.125	143.30

Deneysel çalışma, THz spektroskopi deney seti ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 1, Tablo 1'de belirtilen yapı örneklerinden oluşan tek katmanlı metamalzemeler için iletim spektrumunu (solda verilen grafik) ve grup gecikmesini (sağda verilen grafik) göstermektedir. Beklendiği gibi, yüksek iletim bandı hesaplanan plazma frekansının üzerinde elde edilmiştir. Bu frekansın altında ise iletim bloke olmaktadır. İletılen dalga için, ilk geçiş bandının bant aralığının Referans 3'te incelenen yapıların bant aralığından daha olduğu gözlenmiştir. Ayrıca, yapının plazma frekansı arttığında, iletilen dalganın temel geçiş bandı genişleyerek yüksek frekanslara doğru kaymaktadır. Dolayısıyla, elde edilen bu sonuçlara göre, tel yarıçapı ve periodik sabit birbirinden bağımsız olarak seçildiğinde, istenilen frekans bandı için iletilen dalganın bant genişliği ve yeri kontrol edilebilir. Böylece daha randımanlı yapılar ve bu yapılardan oluşan yüksek verimli donanımlar elde edilebilir. Bunlara ilaveten, incelenen bütün yapılar için spektrum boyunca pozitif ve negatif grup gecikmeleri gözlenmiştir. Grup gecikmesi grafiğinden, ışığın boşluktaki hızından daha hızlı olan faz ve grup hızı ile ilişkili olan negatif grup gecikmelerini, iletilen dalganın geçiş bantları dışında görmek mümkündür. Bu da bize, dalganın ışık hızından daha hızlı hareket edebileceği kompakt yapılar tasarlamamız için olanak sağlamaktadır.



Şekil 1. Farklı boyutlardaki tek katmanlı metamalzemlerin iletim spektrumu ve grup gecikmesi. (Boş kare belirteci taşıyan eğri yapı-A, dolu kare yapı-B, boş daire yapı-C ve dolu daire yapı-D'yi göstermektedir.)

Son olarak, çok katmanlı ızgara şeklinde olan metamalzemenin (A yapısı için) deneysel çalışma verilmiştir. Deney için, aralarında 1,6 mm'lik mesafe olan tek, çift ve üç katmandan oluşan yapıların frekansa bağlı değişimleri araştırılmıştır. Şekil 2 yapılan deneyin sonuçlarını göstermektedir. Soldaki grafikten görüldüğü üzere, plazma frekansının altında iletim çok düşük olmaktadır. Bu frekansın üzerinde ise, temel geçiş bandından başka ondan daha küçük yan bantların bulunduğu gözlenmiştir. İletim katman sayısı arttıkça azalmaktadır. Dolayısıyla, katman sayısı ile iletiminin büyüklüğü ters orantılıdır denilebilir. Sağdaki grafik grup gecikmesini göstermektedir. Işık hızından daha yavaş olan yayılımı belirten pozitif grup gecikmesi iletilen dalganın geçiş bantlarının olduğu frekans aralıklarında oluşmaktadır. Bununla beraber, ışık hızından daha hızlı olan yayılımı belirten negatif grup gecikmesi iletilen dalganın geçiş bantlarının kenarlarında ve zayıflama bölgelerinde oluşmaktadır. Ayrıca, katman sayısı arttıkça pozitif ve negatif grup gecikmelerinin mutlak değeri artmaktadır.



Şekil 2. Çok katmanlı metamalzeme-A için iletim spektrumu ve grup gecikmesi.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, ızgara şeklindeki metamalzemlerin araştırması ve bununla ilgili olarak elde edilen ışık hızı ile bağlantılı sonuçları irdelenmiştir. Sonuç olarak, ışık hızından daha hızlı olma durumu, grup gecikmesi oranı, iletim bantlarının yeri ve genişliğinin kontrolü açısından arzu edilen performans, ızgara şeklindeki metamalzemlerin tasarım ve yeniden düzenlenmesi ile kolaylıkla elde edilebilir. Bu tür yapılar, hali hazırda ticari olarak mevcut olmakla beraber, her türlü pratik uygulamalar için kolayca tasarlanıp imal edilebilirler. Ayrıca, mevcut cihazların kalitesini artırmak amacıyla optik cihazlar, antenler, kaplamalar, filtreler ve çok katmanlı yapılar gibi sistemlerde kullanılabilirler.

Kaynaklar

[1]. Alu A., Engheta N., Erentok A., ve Ziolkowski R. W., "Single-negative, double-negative, and low-index metamaterials and their electromagnetic applications", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 49, s. 23-36, 2007.

[2]. Milonni P. W., Fast light, slow light and left-handed light, Taylor and Francis, New York, 2005.

[3]. Cao H. ve Nahata A., "Resonantly enhanced transmission of terahertz radiation through a periodic array of subwavelength apertures", Optics Express, 12, s. 1004-1010, 2004.

[4]. Wynne K., "Causality and the nature of information", Optics Communications, 209, s. 85-100, 2002.

[5]. Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., ve J.Stewart W., "Low frequency plasmons in thin-wire structures", Journal of Physics: Condensed Matter, 10, s. 4785-4809, 1998.

[6]. Felbacq D. ve Bouchitte G., "Homogenization of a set of parallel fibres", Waves in Random and Complex Media, 7, s. 245-256, 1997.

Metamalzeme Kaplı İletken Silindirden Saçılan Alanı En Aza İndiren Parametrik Değerlerin Sayısal Bir Yöntem İle Hesaplanması

Eda Konakyeri, Ali Yapar
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
edakonakyeri@yahoo.com, yapara@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada metamalzeme kaplı mükemmel iletken bir silindirden saçılan alanı en aza indirecek parametrik değerlerin hassas bir şekilde elde edilebilmesi için matematiksel bir yöntem önerilmiştir. Bu amaçla, saçılma genişliğinin bağıl dielektrik sabiti ve yarıçaplar oranına göre ayrı ayrı türevi alınarak minimum noktaları elde edilmiştir. Türev işlemi sonucu oluşan doğrusal olmayan sistemi doğrusal yaklaşım ile çözmek için Newton yöntemi kullanılmış ve minimum noktalarını elde edebilmek için iteratif bir yöntem uygulanmıştır.*

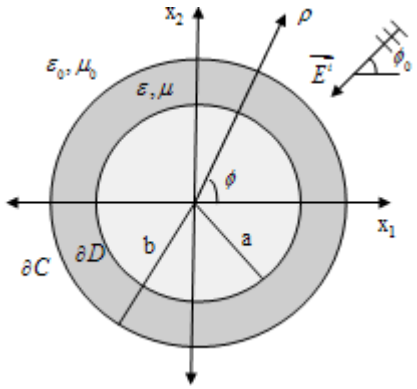
1. Giriş

İlk olarak Veselago [1] tarafından teorik bazda ortaya atılan metamalzemeler genel olarak negatif dielektrik sabiti (ε) ve negatif manyetik geçirgenliğe (μ) sahip, doğada bulunmayan yapılar olarak bilinir. Ziolkowski ve Heyman [2], negatif dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenliğe sahip ortamlardaki dalga yayılımını incelemiş ve devamında bu malzemelerle kaplı cisimlere gönderilen elektromanyetik dalgaların analizleri üzerine çalışmalar yapılmıştır [3-5].

Bu çalışmada negatif dielektrik sabiti (ε) ve negatif manyetik geçirgenliğe (μ) sahip metamalzeme kaplı mükemmel iletken silindirden saçılan alan incelenmiştir. Bu yapı için kaplama malzemesinin cismin merkezinden olan yarıçapının cismin yarıçapına oranı ve kaplama malzemesinin bağıl dielektrik sabitinin saçılan alan üzerindeki etkisi gözlemlenmiş ve bu parametrelerin saçılan alanı minimum yapacak değerleri belirli bir aralıkta belirlenmiştir. Elde edilen veriler dahilinde metamalzeme kaplı mükemmel iletken silindirden saçılan alanı en aza indirecek olan bu parametreleri belirleyebilmek için daha etkili bir yöntem olan iteratif Newton yöntemi kullanılmıştır. Aranılan minimum noktalarının belirlenebilmesi için saçılma genişliğinin türevinden faydalanılmıştır. Elde edilen denklem sistemi doğrusal olmadığından sistem Newton anlamında lineerleştirilerek çözülmüştür.

2. Metamalzeme Kaplı Mükemmel İletken Cisimden Saçılma

Şekil 1'de mükemmel iletken bir silindir, ε ve μ parametrelerine sahip bir metamalzeme kaplama ile kaplanmıştır. Tek katmanlı bu yapı ortam parametreleri ε_0 ve μ_0 olan bir homojen uzay içerisinde olup TM polarize bir düzlem dalga ile aydınlatılmıştır.



Şekil 1. Metamalzeme kaplı mükemmel iletken cisim.

Cisim sonsuz uzun ve x_3 eksenine paralel olduğundan toplam elektrik alan vektörü x_3 eksenine paralel olur. Silindirik koordinatlarda $\phi \in (0, 2\pi)$ olmak üzere gelen dalgaya ilişkin elektrik alan vektörünün $\vec{E}^i = (0, 0, u^i(\rho, \phi))$ şeklinde ifade edilmesinden dolayı toplam elektrik alan vektörü $\vec{E} = (0, 0, u(\rho, \phi))$ şeklinde gösterilebilir. Böylelikle problem sadece skaler alanlar yardımıyla formüle edilebilir. $k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ dış ortamın dalga sayısı, ϕ_0 ise gelen dalganın geliş açısı olmak üzere

$$u^i(\rho, \phi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-i)^n J_n(k_0 \rho) e^{in(\phi - \phi_0)} \tag{1}$$

gelen alanı ifade eder. Toplam alan ifadesi, u^s saçılan alan olmak üzere $u = u^i + u^s$ şeklinde yazılabilir. Uzayın farklı ortamları için toplam alanlar sırasıyla,

$$u^I(\rho, \phi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[(-i)^n J_n(k_0 \rho) + C_n H_n^{(1)}(k_0 \rho) \right] e^{in(\phi - \phi_0)} \quad , \quad \rho > b \tag{2}$$

$$u^{II}(\rho, \phi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[B_n J_n(k \rho) + A_n H_n^{(1)}(k \rho) \right] e^{in(\phi - \phi_0)} \quad , \quad a < \rho < b \tag{3}$$

olarak verilir. A_n, B_n ve C_n bilinmeyen katsayılardır. Sınır koşullarından dolayı elektrik alanın teğet bileşeni ∂C kaplama yüzeyi üzerinde sürekli iken ∂D iletken cisim yüzeyi üzerinde sıfır ve manyetik alanın teğet bileşeni ∂C yüzeyi üzerinde sürekli olur. Bu durumda, bir denklem sistemi ortaya çıkar ve bu sistemin çözümü A_n, B_n ve C_n katsayılarını verir. Bu sayede uzayın her bölgesi için toplam alan hesaplanabilir. Metamalzeme kaplı mükemmel iletken cisimden saçılan alan ifadesi,

$$u^s(\rho, \phi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n H_n^{(1)}(k_0 \rho) e^{in(\phi - \phi_0)} \quad , \rho > b \tag{4}$$

şeklindedir. Bu ifadeye ilişkin uzak alan saçılma genişliği ise Hankel fonksiyonunda büyük argüman yaklaşımı kullanılarak

$$\frac{\sigma}{\lambda_0} = \frac{2}{\pi} \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{in(\phi - \phi_0)} \right|^2 \tag{5}$$

şeklinde ifade edilir [4].

3. Newton Yönteminin Uygulanması

Metamalzeme kaplı mükemmel iletken silindirden saçılan alanı minimum yapacak parametrik değerler (5)'teki eşitliğin birinci dereceden türevini sıfır yapan noktalardır. Kaplama malzemesinin bağıl dielektrik sabiti (ε_r) ve yarıçaplar oranı (h=b/a) olarak seçilen minimum noktalarının hesaplanabilmesi için (5)'in bu parametrelere göre türevi alınmalıdır. Minimumları oluşturacak olan parametreler (5)'teki C_n katsayısının parametreleri olduğundan,

$$G(\varepsilon_r, h) = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\partial C_n}{\partial \varepsilon_r} \right| = 0 \text{ ve } V(\varepsilon_r, h) = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\partial C_n}{\partial h} \right| = 0 \tag{6}$$

şeklinde iki ayrı ifade yazılabilir. C_n katsayısı ε_r ve h'ye göre doğrusal olmayan bir fonksiyon olduğundan türev ifadeleri $G(\varepsilon_r, h)$ ve $V(\varepsilon_r, h)$ şeklinde doğrusal olmayan iki operatör ile tanımlanabilir ve Newton yöntemi kullanılarak (6)'daki iki eşitlik doğrusal sisteme çevrilebilir. Sonuçta, seçilen herhangi bir başlangıç değeri ikilisi (ε_r, h) için,

$$G(\varepsilon_r,h)+G_{\varepsilon_r}(\varepsilon_r,h)\Delta\varepsilon_r+G_h(\varepsilon_r,h)\Delta h=0 \tag{7}$$

$$V(\varepsilon_r,h)+V_{\varepsilon_r}(\varepsilon_r,h)\Delta\varepsilon_r+V_h(\varepsilon_r,h)\Delta h=0 \tag{8}$$

elde edilir. Burada, $G_{\varepsilon_r}(\varepsilon_r,h)$ ve $V_{\varepsilon_r}(\varepsilon_r,h)$ bağıl dielektrik sabitine göre, $G_h(\varepsilon_r,h)$ ve $V_h(\varepsilon_r,h)$ ise yarıçaplar oranına göre $G(\varepsilon_r,h)$ ve $V(\varepsilon_r,h)$ operatörlerinin türevlerini ifade etmektedir. (7) ve (8) denklemlerinde $\Delta\varepsilon_r$ ve Δh değerlerinin hesaplanması sonucunda $\varepsilon_r+\Delta\varepsilon_r$ ve $h+\Delta h$ şeklinde yeni birer bağıl dielektrik sabiti ve yarıçaplar oranı elde edilir ve bu işlem iteratif olarak devam ettirilir. Newton yönteminin oluşturduğu iteratif yapı,

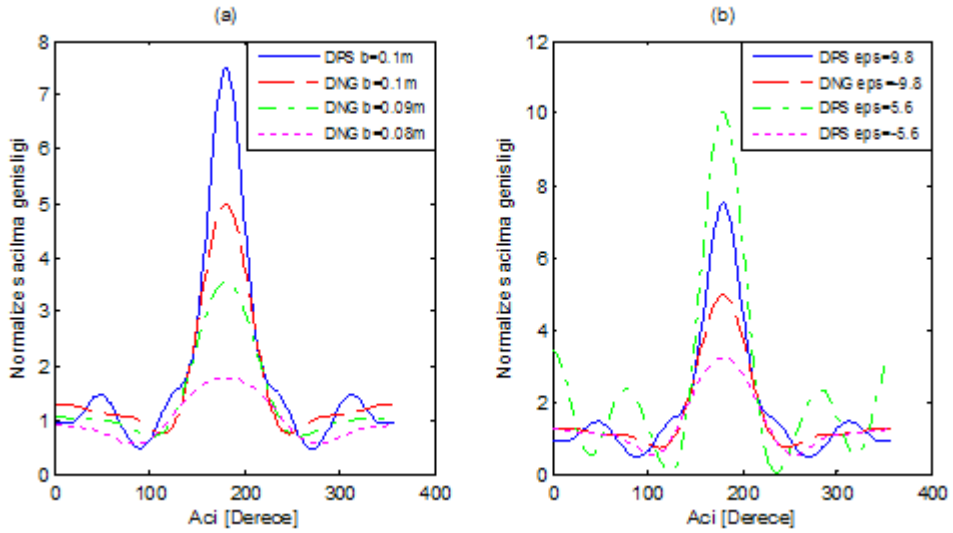
$$G(\varepsilon_r^{\,i},h^i)+G_{\varepsilon_r}(\varepsilon_r^{\,i},h^i)\Delta\varepsilon_r^{\,i+1}+G_h(\varepsilon_r^{\,i},h^i)\Delta h^{i+1}=0 \tag{9}$$

$$V(\varepsilon_r^{\,i},h^i)+V_{\varepsilon_r}(\varepsilon_r^{\,i},h^i)\Delta\varepsilon_r^{\,i+1}+V_h(\varepsilon_r^{\,i},h^i)\Delta h^{i+1}=0 \tag{10}$$

şeklinde ifade edilir. Bu iterasyonlar, $\varepsilon_r^{i+1}=\varepsilon_r^{i}+\Delta\varepsilon_r^{i+1}$ ve $h^{i+1}=h^{i}+\Delta h^{i+1}$ yakınsama dizilerini elde etmek amacıyla yapılmaktadır. (9) ve (10)'daki iki denklemin ortak çözümleri sonucunda elde edilen $|\Delta\varepsilon_r|$ ve $|\Delta h|$ değerleri için önceden seçilen bir eşik değerinin altına inildiğinde iterasyona son verilir.

4. Sayısal Sonuçlar

Şekil 2'de mükemmel iletken bir silindirin dielektrik/metamalzeme ile kaplanması sonucu cisme gönderilen alanın saçılma davranışı farklı parametrik değerler için gözlemlenmiştir. Şekil 2(a) ve Şekil 2(b)'de DPS (Double Positive-Çift Pozitif) dielektrik kaplama, DNG (Double Negative-Çift Negatif) metamalzeme kaplama durumunu ifade etmek için kullanılmıştır [6].



Şekil 2. Dielektik/metamalzeme kaplı cismin saçılma genişliği (a=0.05m, f=1GHz, N=20, μ_r=1/-1, $\phi_0=0$). (a) Farklı kalınlıktaki metamalzeme kaplamaların etkisi (ε_r=9.8/-9.8); (b) Kaplamaların farklı ε_r değerlerinin etkisi.

Şekil 2(a)'da görüldüğü üzere dielektrik kaplama malzemesi mutlak değeri aynı olan parametrelere sahip metamalzeme ile değiştirildiğinde saçılan alan bir miktar zayıflamaktadır. Elde edilen bu sonuç Li ve Shen [4]'in elde ettiği sonuçlar ile tutarlıdır. Bu örnek için metamalzeme kaplamanın kalınlığı bir miktar azaltıldığında saçılan alanın zayıfladığı görülmektedir. Şekil 2(b)'de ise kaplama malzemesi kalınlığı sabit tutularak kaplama malzemesinin farklı ε_r ve μ_r değerleri için saçılma genişliğinin analizi yapılmış ve her iki durum için de dielektik kaplama mutlak değer olarak aynı ε_r ve μ_r değerlerine sahip metamalzeme ile değiştirildiğinde saçılan alanın bir miktar azaldığı gözlemlenmiştir.

Buradan yola çıkılarak aynı boyuttaki metamalzeme kaplı mükemmel iletken silindirden saçılan alan ε_r ve h değerlerinin eşzamanlı değişimi gözlemlenmiş ve bazı değerlerde saçılan alanın sıfıra çok yaklaştığı görülmüştür. μ_r=-1 için $-6 \le \varepsilon_r < 0$ ve $1.3 \le h < 5.3$ aralıklarında yapılan analiz sonucunda ε_r=-3.66 ve h=1.5 değerlerinde normalize saçılma genişliği örnekleme aralığı içindeki değerlerle kıyaslandığında en düşük değerini aldığı görülmüştür. Aynı değerlerdeki yapıya ε_r=-2.9 ve h=2 başlangıç koşulları için iteratif Newton yöntemi uygulanmıştır. Tablo 1'de görülen sonuçlar, iterasyon sayısı arttıkça elde edilen değerlerin belirli bir aralıkta yapılan analizde elde edilen değerlere (ε_r=-3.66, h=1.5) yakınsadığını göstermektedir.

Tablo 1. ε_r=-2.9 ve h=2 başlangıç koşulları için iterasyon sonuçları.

İterasyon adımı	ε_r	h
25	-3.0685	1.7693
50	-3.1630	1.6814
100	-3.3046	1.6072
150	-3.4128	1.5657
200	-3.5016	1.5367
250	-3.5763	1.5147
293	-3.6313	1.5000

İteratif çözüm için N=20, 30, 40 için tekrarlanmış ve sonuçlar değişmemiştir. Tablo 2'de farklı başlangıç koşulları için iterasyonda farklılaşmalar ortaya çıktığı görülmektedir.

Tablo 2. Farklı başlangıç koşulları için iterasyon sonuçları.

İterasyon adımı (i+1)	ε_r^0	h^0	ε_r^{i+1}	h^{i+1}
247	-2.8	2	-3.51	1.52
243	-2.9	2	-3.56	1.52
229	-2.9	1.8	-3.5	1.52
225	-3	1.8	-3.55	1.52
228	-3	1.9	-3.56	1.52

5. Sonuçlar

Bu çalışmada negatif dielektrik sabiti ve negatif manyetik geçirgenliğe sahip metamalzeme kaplı mükemmel iletken silindirin normalize saçılma genişliğini en aza indirecek olan bağıl dielektrik sabiti ve yarıçaplar oranının tespiti için iteratif Newton yöntemi önerilmiştir. İteratif yöntem sonucu elde edilen veriler ile belirli bir aralıkta yapılan analizde elde edilen veriler karşılaştırıldığında yöntemin kabul edilebilir sonuçlar ürettiği görülmüştür. Sayısal sonuçlar iteratif Newton yönteminin başlangıç koşullarına oldukça bağlı olduğunu ortaya koymaktadır. Sonuç olarak, metamalzeme kaplı mükemmel iletken bir silindirden saçılan alanı minimuma indirecek parametrik değerlerin belirlenebilmesi için iteratif Newton yönteminin alternatif bir yöntem olabileceği görülmüştür. İterasyon sayısını belirleyen sonlandırıcı kriter ne kadar hassas seçilirse iterasyon sonucu gerçek sonuca o kadar yakınsayacaktır.

Kaynaklar

[1]. Veselago, V. G., "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ", Soviet Physics Uspekhi, 10(4), s.509-514, 1968.

[2]. Ziolkowski, R. W., ve Heyman, E., "Wave propagation in media having negative permittivity and permeability", Physical Review, 64(5), s.056625/1-15, 2001.

[3]. Ahmed, S., ve Naqvi, Q. A., "Electromagnetic scattering from a perfect electromagnetic conductor circular cylinder coated with a metamaterial having negative permittivity and/or permeability", Optics Communications, 281, s.5664-5670, 2008.

[4]. Li, C., ve Shen Z., "Electromagnetic scattering by a conducting cylinder coated with metamaterials. Progress In Electromagnetics Research", 42(4), s.91-105, 2003.

[5]. Mushref, M. A., "Closed solution to electromagnetic scattering of a plane wave by an eccentric cylinder coated with metamaterials", Optics Communications, 270, s.441-446, 2006.

[6]. Ircı, E., ve Ertürk, V. B., "Achieving transparency and maximizing scattering with metamaterial-coated conducting cylinders", Physical Review, 76(5), s.056603/1-15, 2007.

METAMATERYAL-DOLGULU DALGA KILAVUZLARI İLE MOD-DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Sibel ÇİMEN[1], Gonca ÇAKIR[1], Levent SEVGİ[2]
[1]Kocaeli Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Kocaeli/TURKİYE
[1]sibelgunduz@kocaeli.edu.tr, [1]gonca@kocaeli.edu.tr

[2]Doğuş Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Zeamet Sok. No.21, Acıbadem/Kadıköy, İstanbul, Turkey
[2]lsevgi@dogus.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, konik-eklemli dalga kılavuzu yapılarına alternatif oluşturacak metamateryal(MTM)-dolgulu dalga kılavuzu mod-dönüştürücü yapılar ele alınmıştır. Simetrik ve asimetrik genişleyen dalga kılavuzu parçalarından oluşan yapılarda yayılması istenilen tek modun oluşmasını sağlayacak MTM-tabakalar tasarlanmıştır. Bu amaçla kullanılmak üzere zaman domeni yöntemi olan FDTD (Finite Difference Time Domain) tabanlı MTM-3D simülatörü geliştirilmiştir.*

1. Giriş

Dalga kılavuzunun enine alan dağılımını değiştirerek oluşturulan yapılar mod-dönüştürücüleri, mikrodalga hornlar, lineer olmayan konik-eklemli yapılar olmak üzere birçok alanda kullanılmaktadır. Konik-eklemli, dikdörtgen kesitli dalga kılavuzları uzun iletim hatlı [1-2] ve/veya yüksek güçlü mikrodalga sistemlerinde tercih edilmektedir. Literatürde konik-eklemli, dikdörtgen kesitli dalga kılavuzlu yapılarla ilgili analitik [3-4] ve sayısal [5] analiz içeren çalışmalar mevcuttur. Konik-eklemli, dikdörtgen kesitli kılavuzlar sayesinde değişik kesit alanlarına sahip bir dalga kılavuzu iletim hattı sisteminde istenmeyen modlar, hat boyunca ilerlemesi istenen ana tek moda dönüştürülebilir.

Bu çalışmada, farklı boyutlara sahip dalga kılavuzu yapılarını birleştirme amacıyla kullanılan konik-eklemli, dikdörtgen kesitli yapılara alternatif olarak kullanılabilecek MTM dolgulu dalga kılavuzu tasarımı yapılmıştır. Analizler için, geliştirdiğimiz FDTD tabanlı MTM-3D adlı program kullanılmıştır. Daha önce MTM-3D programı kullanılarak, MTM dolgulu dalga kılavuzu yapılarında, filtreleme ve mod bastırmaya yönelik tasarımlar gerçeklenmiştir [6]. Çalışmada kullanılan MTM-3D görsel aracı, iki boyutlu MTM-FDTD [7] ve SLAB-FDTD [8-10] temel alınarak, üç-boyutlu uzayda çalışmak üzere tasarlanmış ve kullanım kolaylığı sağlamak için yeni görsel yetenekler eklenmiştir. Dalga kılavuzu boş iken, simetrik ve asimetrik yapılar kullanılarak daha geniş kesitli kılavuzda oluşan tek ve çift modların varlığı gösterilmiş, sonrasında ise MTM yapılar kullanılarak yapıda sadece TE_{10} modunun yayılması sağlanmıştır.

2.MTM Tabakaları ile Dalga Kılavuzu Mod-Dönüştürücü

Bu çalışmada, "konik" yapılara alternatif olarak önerilen yapı, Şekil 1b'de yer almaktadır. Yapıda kullanılan MTM tabakası Lorentz malzeme modeline uygun olarak seçilmiştir. Lorentz modeline göre Maxwell denklemleri şu şekilde yazılabilir:

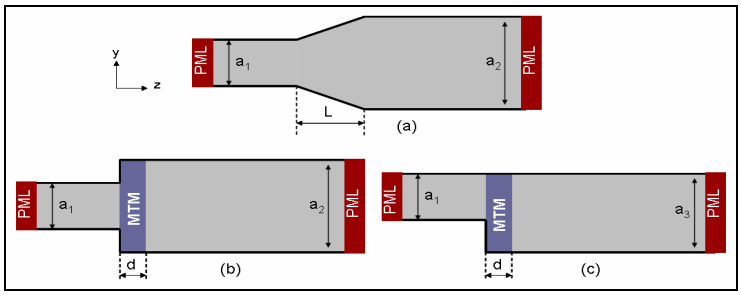
$$D(\omega) = \varepsilon(\omega)E(\omega) = \varepsilon_0\left[\varepsilon_\infty + \chi_e(\omega)\right]E(\omega) \quad (1)$$

$$B(\omega) = \mu(\omega)H(\omega) = \mu_0\left[\mu_\infty + \chi_m(\omega)\right]H(\omega)\,. \quad (2)$$

Elektriksel geçirgenlik (χ_e) ve manyetik geçirgenlik (χ_m) ise denklem (3)'deki gibi tanımlanır. Denklemde yer alan b_k elektriksel veya manyetik geçirgenliği tanımlamasına bağlı olarak ε_k veya μ_k' yı temsil eden sabittir. ω_k ; rezonans frekansını, δ_k sönümleme katsayısını, α_k ise geri dönme kuvvetini tanımlayan parametrelerdir.

$$\chi_{e,m} = \Sigma_k \frac{b_k}{\alpha_k + i \cdot 2 \cdot \delta_k \left(\frac{\omega}{\omega_k^2}\right) - \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} \tag{3}$$

Şekil 1a'da a_1 ve a_2 kesitli dalga kılavuzu yapılarını birleştiren "L" uzunluklu konik dalga kılavuzu verilmiştir. Şekil 1b' de "L" uzunluklu konik dalga kılavuzu yerine tasarlanan simetrik, 1c'de ise asimetrik yerleşmiş kılavuz yapıların arasına yerleştirilen MTM yapısı yer almaktadır. MTM-3D simülatörü kullanılarak Şekil 1b'deki yapı, a_1 kesitli kılavuzdan TE_{10} modu ile uyarılmıştır. Tek mod ile uyarılan bir yapı yalnızca tek sayıdaki modlara kuple olabilir, yani kesit alanı simetrik genişleyen bir dikdörtgen dalga kılavuzunda TE_{10} yalnızca m= 1, 3, 5… olmak üzere TE_{m0} moduna dönüşebilir. Buna göre ilk istenmeyen mod TE_{30} modudur [11].



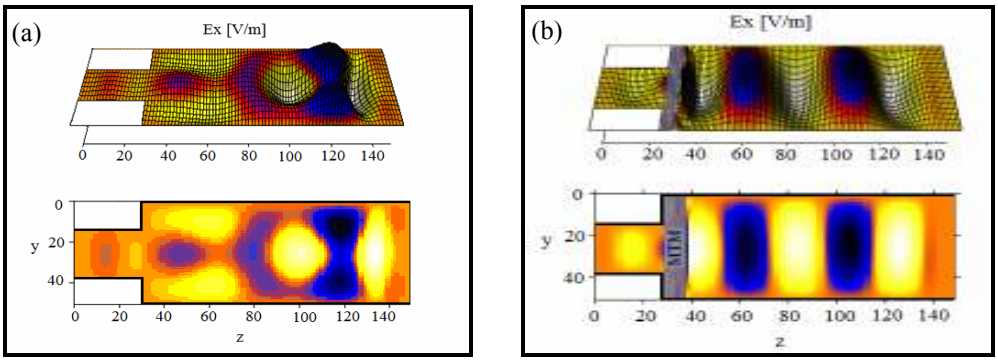
Şekil 1: (a) Farklı kesitlerdeki dalga kılavuzlarını birleştiren konik dalga kılavuzu **(b)** Konik dalga kılavuzuna alternatif MTM yapısı, **(c)** Asimetrik dalga kılavuzunda MTM yapısı.

Şekil 1b'de yer alan yapının a_1 kesiti 2.16 cm, a_2 kesiti 4.30 cm olup yüksekliği yani b kesiti ise 1.00 cm' dir. MTM-3D simülatöründe a_1 kesitli kılavuzdan TE_{10} modu 7.5 GHz- 2.5GHz band genişliğinde bir kaynak ile uyarılmıştır. Tablo 1'de a_1, a_2, a_3, kesitli dalga kılavuzlarında TE_{m0} modları ve frekansları yer almaktadır. Tablo 1'den de görüldüğü üzere uygulanan bu kaynağın bandı a_2 kesitli dalga kılavuzunda üç modun da uyarılmasını sağlamaktadır.

Tablo 1: a_1, a_2, a_3, kesitli dalga kılavuzlarında yayılan modlar ve kesim frekansları.

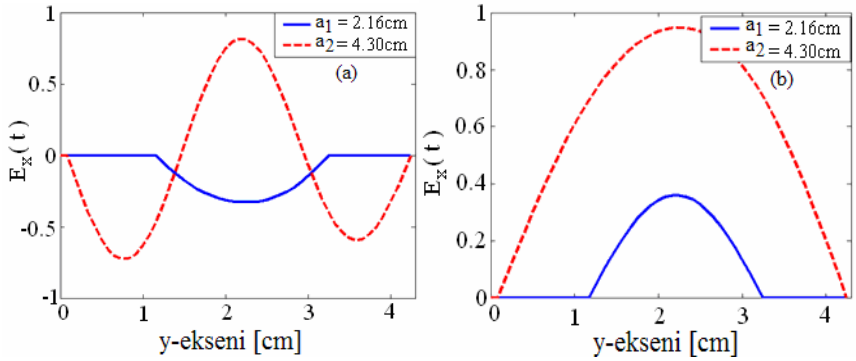
TE_{m0}	Mod Kesim Frekansı [GHz]		
	a_1 kesitli dalga kılavuzu	a_2 kesitli dalga kılavuzu	a_3 kesitli dalga kılavuzu
TE_{10}	6.94	3.48	4.50
TE_{20}	13.88	6.97	9.00
TE_{30}	20.82	10.44	13.50
TE_{40}	27.76	13.92	18.00

İlk olarak Şekil 1b'de yer alan yapının analizi içi boşken yapılmıştır. TE_{10} modu ile a_1 kesitinden uyarıldığında, a_1 kesitinde tek modun, a_2 kesitinde ise üç modun da yayıldığı gözlenmiştir (Bkz. Şekil 2a).



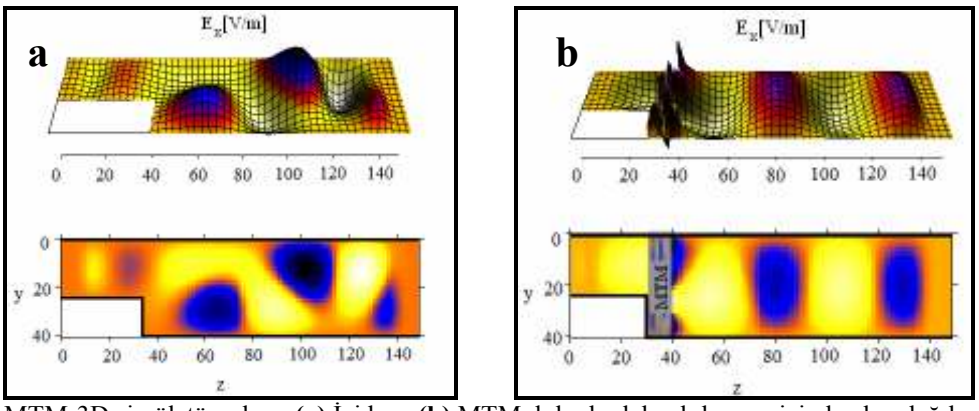
Şekil 2: MTM-3D simülatöründe **(a)** içi boş **(b)** MTM dolgulu dalga kılavuzu içinde alan dağılımları.

Konik dalga kılavuzu yapıları, bu tip kesit değişiminin yer aldığı kılavuz yapılarında yalnızca TE_{10} modunun yayılmasını sağlamaktadır. Bu çalışmada önerilen MTM yapısı konik dalga kılavuzu yapısı gibi çalışmaktadır. Şekil 1a'da gösterildiği gibi MTM tabakası geniş kesitli yani a_2 kesitli kılavuz parçasına enine kesiti tümden kaplayacak şekilde yerleştirilmiştir. Tabakanın kalınlığı $d = 0.833\,\text{cm}$ olarak alınmış olup malzeme özellikleri Lorentz malzeme modeline uygun olarak seçilmiştir. MTM tabakasının elektriksel ve manyetik geçirgenlik özellikleri ε_∞=1, μ_∞=1, ε_k=2, μ_k=2, elektriksel geçirgenlik için α_k=1, manyetik geçirgenlik için α_k=1, elektriksel geçirgenliğinin rezonans frekansı 9.87 GHz, manyetik geçirgenliğin rezonans frekansı ise 22.60 GHz olarak seçilmiştir. Kullanılan bu MTM tabakası yardımı ile sadece TE_{10} modunun yayılması sağlanmıştır (Şekil 2b). Elektrik alanın y-eksenine göre davranışını gözlemlemek amacıyla, MTM-3D'de a_1 kesitli ve a_2 kesitli kılavuz parçalarında y-ekseni boyunca E_x bileşeni bilgileri depolanmıştır. Depolanan bu bilgiler yardımıyla hem zaman hem de frekans düzlemindeki Şekil 3'de yer alan grafikler elde edilmiştir. Şekil 3a 'da boş dalga kılavuzu, Şekil 3b'de ise MTM dolgulu dalga kılavuzunda elde edilen grafikler yer almaktadır. Grafiklerden görüldüğü üzere kılavuz boş iken ilk üç mod yayılırken, MTM tabakası ile doldurulduğunda kılavuz boyunca sadece bir modun yayıldığı gözlenmektedir.



Şekil 3: E_x bileşeninin zaman ve frekans domenindeki davranışı **(a)** Boş, **(b)** MTM dolgulu dalga kılavuzu.

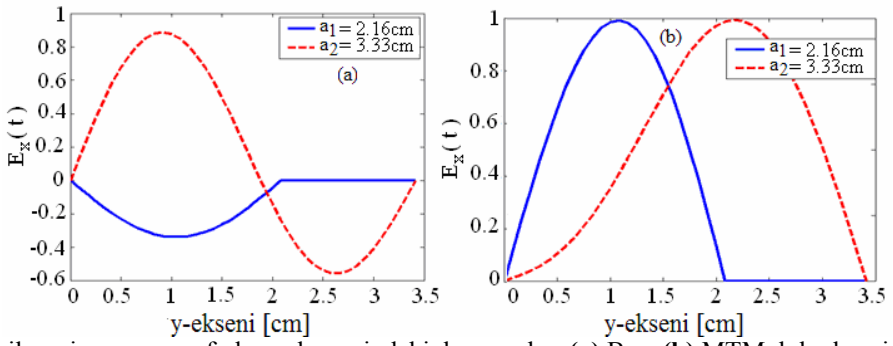
Bu çalışmada bir başka örnek olarak geniş kesitte çift modun uyarılmasını sağlamak amacıyla asimetrik süreksizlik yapısı kullanılmıştır. Böylece TE_{10} modu ile uyarılan yapı, geniş kesitin boyutuna uygun olarak TE_{20}, TE_{40}… gibi çift modlara kuple olduğu gözlenmiştir. Şekil 1c'de yer alan asimetrik yapının a_1 kesiti, 2.16cm, a_3 kesiti 3.33 cm olup yüksekliği yani b kesiti ise 1.00 cm' dir. Şekil 4a'da asimetrik boş dalga kılavuzunun MTM-3D simülatöründe elde edilen analiz görüntüsü yer almaktadır. Görüldüğü üzere yapının içi boş iken dalga kılavuzunda TE_{20} modunun da yayıldığı görülmektedir. TE_{20} modu yerine TE_{10} modunun yayılmasını sağlamak amacıyla Şekil 1c'de gösterildiği gibi yerleştirilen MTM tabakasının kalınlığı $d = 0.833\,\text{cm}$ olarak alınmıştır. Kullanılan MTM tabakasının elektriksel ve manyetik geçirgenlik özellikleri ε_∞=1, μ_∞=1, ε_k=1, μ_k=1, manyetik ve elektriksel geçirgenlik için α_k=1, elektriksel geçirgenliğinin rezonans frekansı 8.50 GHz, manyetik geçirgenliğin rezonans frekansı ise 9.00 GHz olarak seçilmiştir.



Şekil 4: MTM-3D simülatör çıkışı: **(a)** İçi boş, **(b)** MTM dolgulu dalga kılavuzu içinde alan dağılımları.

Kullanılan bu MTM tabakası yardımı ile sadece TE_{10} modun yayılması sağlanmıştır (Şekil 4b). Şekil 5a'da boş dalga kılavuzu, Şekil 5b'de ise MTM dolgulu dalga kılavuzunda elektrik alanının konuma göre elde edilen

grafikler yer almaktadır. Grafiklerden görüldüğü üzere kılavuz boş iken ilk iki mod yayılırken, MTM tabakası ile doldurulduğunda sadece bir modun kılavuz boyunca yayıldığı gözlenmektedir.



Şekil 5: E_x bileşenin zaman ve frekans domenindeki davranışları **(a)** Boş, **(b)** MTM dolgulu asimetrik dalga kılavuzu.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, konik dalga kılavuzlarına alternatif, daha küçük boyutlu MTM dolgulu dalga kılavuzu mod dönüştürücü yapıları tasarlanmıştır. TE_{10} modu ile uyarılan simetrik ve asimetrik genişleyen dalga kılavuzu hat parçaları boyunca aynı modun yayılmasını sağlayacak tasarımlar yapılmış ve FDTD tabanlı MTM-3D simülatörü yardımıyla yapılan analizlerle tasarım neticesinde kılavuzda yayılan modlar gözlenmiştir. MTM dolgulu mod dönüştürücüler konik-eklemli dalga kılavuzlarına göre yapı boyutları olarak daha avantajlı olmalarına karşın imalat ve güç kayıpları açılarından dezavantajlıdırlar.

Kaynaklar

[1]. Y. S. Bae, C. H. Paek , M. J. Rhee et al. "Design of 5.0-GHz KSTAR lower-hybrid coupler," Fusion Engineering and Design, 65, 4, 569-576, 2003.
[2]. F. Mirizzi , P. Bibet, S. Kuzikov , et al., "Overview of the ITER-FEAT LH system," Fusion Engineering and Design, 66-68, 22nd Symposium on Fusion Technology. 525-529, 2003.
[3]. L. Solymar, "Spurious mode generation in nonuniform waveguides," IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., 7, 3, 379-383, 1959.
[4]. R. C. Johnson "Design of Linear Double Tapers in Rectangular Waveguide**s,"** IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., 7, 3, 374-378, 1959.
[5]. H. Flugel, E. Kuhn, "Computer-Aided Analysis and Design of Circular Waveguide Tapers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., 36 2, 332-336, 1988.
[6]. S. Çimen, G. Çakır, L. Sevgi, "Filter Design and Mode Suppression inside a Metamaterial-Filled Rectangular Waveguides," Microwave and Optical Technology Letter, 52, 1659-1663, 2010.
[7]. M. Çakır, G. Çakır, L. Sevgi, "A Two-dimensional FDTD-based Virtual Metamaterial - Wave Interaction Visualization Tool," IEEE Antennas and Propagation Magazine, 50, 3, 66-175, 2008.
[8]. S. Çimen, G. Çakır, L. Sevgi, "Metamaterial Slabs and Realisation Of All-Type Filter Characteristics: Numerical & Analytical Investigations," Microwave and Optical Technology Letter, 51,4, 894 – 899, 2009.
[9]. S. Gündüz, M. Çakır, G. Çakır, L. Sevgi, "Metamaterials and FDTD-based Numerical modeling Studies," ELECO 2007, 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 5-9, 2007, Bursa, TÜRKİYE.
[10]. S. Çimen, G. Çakır, L. Sevgi, "Analytical & Numerical Calculations of S-Parameters in Multilayer DPS-DNG Junctions," EMC Zurich 2009, 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility,113-116, Ocak 12-16, 2009, İsviçre.
[11]. F. Sporleder, H. G. Unger., "Waveguides Tapers, Transitions and Couplers," IEEE Electromagnetic Waves Series, Peter Peregrinus Ltd., London, 1979.

DÜZLEMSEL ÇOK-KATMANLI METAMATERYAL TABAKALARI İLE RADAR YUTUCU TABAKA TASARIMI

Sibel ÇİMEN[1], Gonca ÇAKIR[1], Levent SEVGİ[2]
[1]Kocaeli Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Kocaeli/TURKİYE
[1]sibelgunduz@kocaeli.edu.tr, [1]gonca@kocaeli.edu.tr

[2]Doğuş Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Zeamet Sok. No.21, Acıbadem/Kadıköy, İstanbul, Turkey
[2]lsevgi@dogus.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, X-bandı frekanslarında kullanılmak üzere düzlemsel çok-katmanlı metamateryal (MTM) tabakalarından oluşan radar yutucu tabaka (RYT) tasarımı yer almaktadır. Tasarımda ilk olarak metal plaka üzerine kaplanan tek katlı MTM tabakasında malzeme parametrelerinin yutuculuk üzerindeki etkisi araştırılmış, ardından çok katmanlı yapılar ele alınmıştır. Çalışmada analizler için grubumuzca tasarlanan MTM-3D simülatörü ve hazır program paketlerinden biri olan CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) kullanılmıştır.*

1. Giriş

Kaplandığı nesnenin radar görünürlülüğünü azaltmak için kullanılan yapılar Radar Yutucu Tabaka (RYT) olarak isimlendirilirler. Günümüzde RYT'ler radar uygulamaları yanında yansımasız oda tasarımı, elektronik devrelerde elektromanyetik girişimi azaltma gibi çok değişik amaçlarla kullanılmaktadırlar. İlk gerçeklenen RYT'ler Salisburry Ekran [1] ve Dallenbach [2] tabakaları gibi, dar bir frekans bandında düşük radar kesit alanı (RKA) sağlamaktaydılar. Ardından geniş frekans bandları için Jaumannn yutucuları tasarlanmıştır [3]. İstenen frekans aralığında maksimum yutuculuğu sağlayabilmek için farklı tasarımlar yer almakta ve gerek bant genişliğini arttırma gerekse yansımayı minimize etme çalışmaları halen sürdürülmektedir. Günümüzde kompozit malzemeler [4-5] yanında kayıplı dielektrik ve manyetik malzemeli tabakalar kullanarak RYT tasarımlarına rastlanmaktadır [6]. Metamateryal (MTM) tabakalar kullanarak RYT tasarımları da söz konusudur [7].

Bu çalışmada, görünmezlik teknolojilerin kullanıldığı platformlarda kullanılmak üzere, düşük RKA değerine sahip X-bandında (8-12 GHz) çalışan RYT tasarımı yer almaktadır. Tasarımda düzlemsel çok-katmanlı MTM kullanılarak geniş frekans bandında yutuculuk sağlanmıştır. Analizlerde, geliştirilen FDTD tabanlı MTM-3D adlı program kullanılmıştır. MTM-3D programı kullanılarak MTM dolgulu dalga kılavuzu yapılarında filtre ve mod bastırmaya yönelik tasarımlar gerçeklenmiştir [8]. Çalışmada kullanılan MTM-3D görsel aracı iki boyutlu olan MTM-FDTD [9] ve SLAB-FDTD [10,12] temel alınarak, bu programlardan farklı olarak üç-boyutlu uzayda çalışmak üzere tasarlanmıştır. Düzlemsel MTM tabakaların analizini gerçekleyebilmek için MTM-3D programına periyodik sınır koşulları eklenmiştir. Böylelikle düzlem dalganın normale dik olarak yapıya girişim yaptığı düzlemsel çok-katmanlı MTM yapıların analizi yapılabilmiş, X-bandında yutuculuk sağlayan RYT tasarımı gerçeklenebilmiştir.

2.Düzlemsel Çok-Katmanlı MTM Tabakaları ile RYT

Çok-katmanlı ortamların analizi için farklı yöntemler söz konusudur [13]. Bu yöntemlerden biri tanımlanan çok-katmanlı ortamlarda düzlem dalga davranışından yansıma ve iletim karakteristiğinin çıkarımıdır [14]. Bu yöntemde Şekil 1'de yer alan ortam kullanılır. Şekilden de görüldüğü üzere her bir bölgedeki ortam parametreleri ε_m ve μ_m olarak adlandırılır. Düzlem dalga 0. bölgeden katmanlı ortama giriş yapar. Bu gibi çok-katmanlı ortamda, her bir katmanda birden fazla yansıma ve iletim meydana gelir. Toplam yansıma katsayı, (1) denklemi ile tanımlanabilir:

$$R = \frac{e^{i2k_0 d_1}}{R_{01}} + \frac{\left[1-\left(1/R_{01}^2\right)\right]e^{i2(k_{1x}+k_{0x})d_1}}{(1/R_{01})e^{i2k_{1x}d_1}} + \frac{e^{i2k_1 d_2}}{R_{12}} + \frac{\left[1-\left(1/R_{12}^2\right)\right]e^{i2(k_{2x}+k_{1x})d_2}}{(1/R_{12})e^{i2k_{2x}d_2}} + \ldots + \frac{e^{i2k_{(n-1)}d_n}}{R_{(n-1)n}} + \frac{\left[1-\left(1/R_{(n-1)n}^2\right)\right]e^{i2(k_{nx}+k_{(n-1)x})d_n}}{(1/R_{(n-1)n})e^{i2k_{nx}d_n}} + R_{nt}e^{i2k_{nx}d_{(n+1)}} \quad (1)$$

Denklemde yer alan her hangi bir bölgedeki $R_{m(m+1)}$ ve $\rho_{m(m+1)}$,

$$R_{m(l+1)} = \frac{m-\rho_{m(m+1)}}{m+\rho_{m(m+1)}}, \quad \rho_{m(m+1)} = \frac{\varepsilon_m k_{(m+1)}}{\varepsilon_{(m+1)} k_m} \quad (2)$$

şeklinde yazılır. RYT tasarımında değişik tiplerde malzeme ve MTM'ler kullanılabilir. Kullanılan malzemeler kayıplı veya kayıpsız olabildiği gibi frekansla değişen dağıtıcı malzemeler de olabilir. Bu çalışmada, RYT tasarımı için frekansa göre değişen dağıtıcı malzemeler için MTM yapılar kullanılmıştır. Elektriksel ve manyetik geçirgenlikleri frekansa göre değişen MTM yapılar, frekans ve boyut gibi parametrelerde kontrol olanağı sağladığı için RYT tasarımlarında tercih edilmektedirler. Tasarımda MTM tabakaları için Lorentz malzeme modeli seçilmiştir. Lorentz modeline göre Maxwell denklemleri şu şekilde yazılabilir:

$$D(\omega) = \varepsilon(\omega)E(\omega) = \varepsilon_0\left[\varepsilon_\infty + \chi_e(\omega)\right]E(\omega) \quad (3)$$

$$B(\omega) = \mu(\omega)H(\omega) = \mu_0\left[\mu_\infty + \chi_m(\omega)\right]H(\omega). \quad (4)$$

Elektriksel geçirgenlik (χ_e) ve manyetik geçirgenlik (χ_m) ise

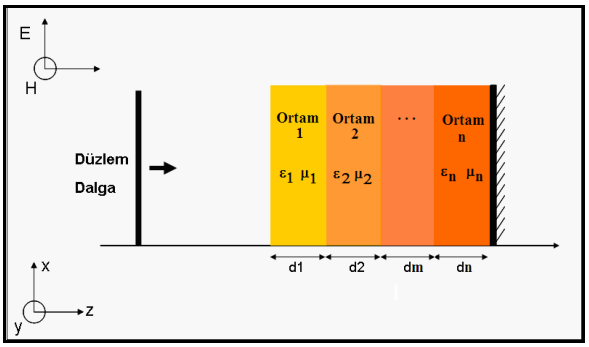
$$\chi_{e,m} = \Sigma_k \frac{b_k}{\alpha_k + i\cdot 2\cdot\delta_k\left(\frac{\omega}{\omega_k^2}\right) - \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} \quad (5)$$

olarak tanımlanır. Denklemde yer alan b_k elektriksel veya manyetik geçirgenliği tanımlamasına bağlı olarak ε_k veya μ_k' yı temsil eden sabittir; ω_k, rezonans frekansını, δ_k sönümleme katsayısını, α_k ise geri dönme kuvvetini tanımlayan parametrelerdir. Şekil 1'de tasarımda kullanılan çok-katmanlı MTM tabaka yerleşimi yer almaktadır. Tabakalar, metal plaka (PEC, Perfectly Electric Conductor) üzerini kaplayacak şekilde yerleştirilmiştir. Uygulanan TE tipi düzlem dalga, normal ile 0° yaparak tabakalara giriş yapması sağlanmıştır. Bu çalışmada RYT tasarım kriterleri olarak, 8-12 GHz frekans bandında, 20dB yutuculuk sağlaması hedeflenmiştir. Bu kriterleri sağlayan yapının elde edimi için Lorentz modeli ile tanımlanan MTM tabakalarının parametrelerinin etkilerinin iyi araştırılması gerekmektedir. Bu amaçla, metal plaka üzeri tek-katlı düzlemsel bir MTM tabakası ile kaplanarak MTM-3D programında modellenmiştir. MTM-1 tabakasının elektriksel ve manyetik özellikleri Tablo 1'de yer almaktadır.

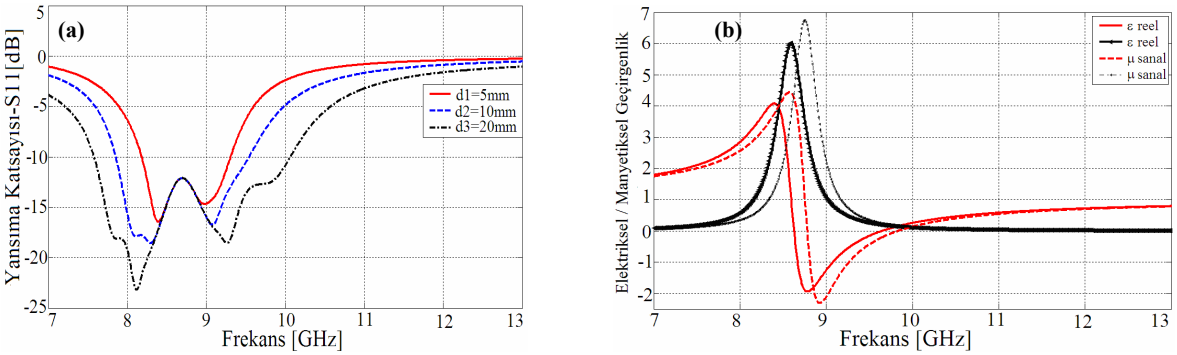
Tablo1: MTM-1Tabakasının elektriksel özellikleri.

	ε	**μ**
ε_∞/μ_∞	1	1
ε_k/ μ_k	0.27	0.27
δ_k (GHz)	2.42	2.22
ω_k (rad/s)	5.4×10^{10}	5.5×10^{10}
α_k	1	1

Bu özelliklere sahip bir MTM tabakasının elektriksel ve manyetik geçirgenliği frekansa göre değişimi Şekil 2b'de yer aldığı gibidir. Dağıtıcı ortamda malzeme kalınlığının etkisini incelemek amacıyla aynı parametrelere sahip malzeme d=5mm, 10 mm ve 20 mm kalınlıkları ile analiz edilmiştir. MTM-3D simülatöründe modellenen bu yapının yansıma katsayısı grafiği Şekil 2a'de yer aldığı gibidir. Şekilden de görüldüğü üzere malzeme kalınlığını arttırmak, yutuculuk seviyesini değiştirmez iken, frekans bandını arttırdığı gözlenmektedir.

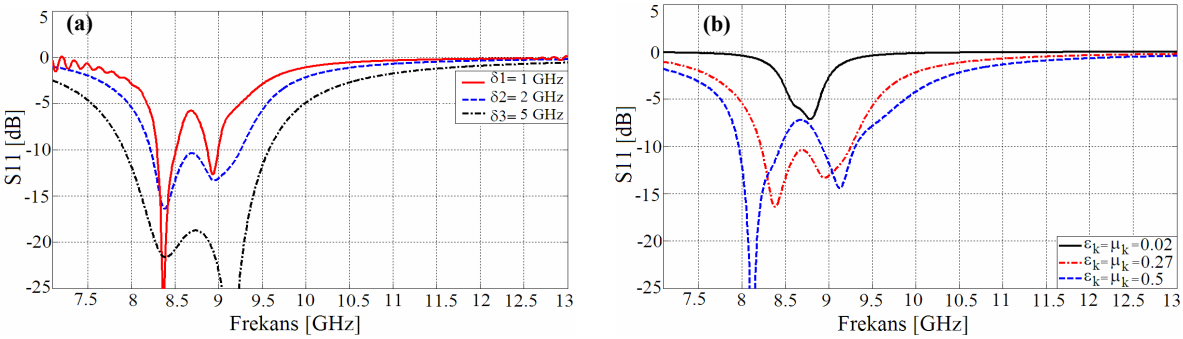


Şekil 1. Düzlemsel çok-katmanlı MTM yapının MTM-3D simülatörü ile modellenmesi.



Şekil 2: Farklı kalınlıklarda MTM-1 tabakasının **(a)** S11 ve **(b)** Elektriksel/manyetik geçirgenlikleri.

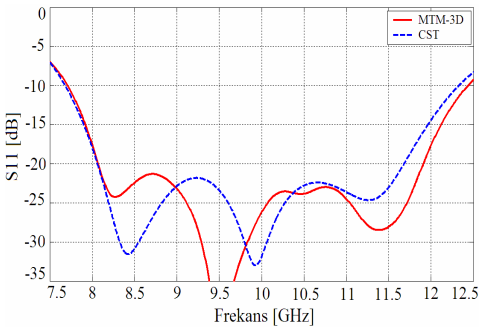
Lorentz modeli ile tanımlanan MTM tabakasında ω_k değerindeki değişim RYT tabakasının yutuculuk sağladığı frekans aralığını değiştirir. Modelde yer alan diğer parametreler olan δ_k ,ε_k veya μ_k etkisini incelemek amacıyla MTM-3D'de bir dizi analiz yapılmıştır. Şekil 3a'da ε_∞ ve μ_∞;1, ε_k veya μ_k; 0.27, elektriksel ω_{ke}; 5.4×10^{10}, manyetik ω_{km}; 5.5×10^{10}, α_k; 1 parametre değerlerinde ve d=5mm kalınlığındaki MTM-1 tabakasında, δ_k'nin farklı değerleri için yapılan analiz sonuçları yer almaktadır. Görüldüğü üzere, δ_k'nin artan değerleri ile yutuculuk bandı genişlemektedir. Şekil 3b'de ise ε_∞ ve μ_∞; 1, δ_k; 2 GHz, elektriksel ω_{ke}; 5.4×10^{10}, manyetik ω_{km}; 5.5×10^{10}, α_k;1 parametre değerlerinde ve d=5mm kalınlığındaki MTM-1 tabakasında, ε_k ve μ_k' nın farklı değerleri için yapılan analiz sonuçları yer almaktadır. Şekilden de görüldüğü üzere ε_k veya μ_k' nın belli bir değerden daha fazla artması yutuculuk seviyesini bozmaktadır.



Şekil 3: (a) δ_k'nin farklı değerleri **(b)** ε_k ve μ_k'nin farklı değerleri ile elde edilen yansıma katsayısı.

Tasarımın ana hedefleri X-bandında çalışan RYT elde edilmesi olduğundan Şekil 1'deki düzeneğe 3 farklı frekans bandında yutuculuk sağlayan MTM tabakası yerleştirilmiştir. Her bir tabakanın Şekil 2a, Şekil 3a ve 3b'de yapılan analizler ardından parametre değerleri δ_k; 5 GHz, ε_k veya μ_k ; 0.27, α_k;1, d kalınlığı ise 5mm olarak seçilmiştir. Birinci MTM tabakasının rezonans değerleri ω_{ke}; 5.4×10^{10}, ω_{km}; 5.5×10^{10}, ikincisinin değerleri ω_{ke}; 5.9×10^{10}, ω_{km}; 6.0×10^{10}, üçüncü MTM tabakasının rezonans değeri ise ω_{ke}; 6.9×10^{10}, ω_{km}; 7.0×10^{10} olarak alınmıştır. Toplam RYT kalınlığı 15 mm' dir. Metal plaka üzeri 3-katmanlı düzlemsel MTM tabakaları

kaplanarak MTM-3D'de modellenip analiz edilmiştir. Aynı yapının analizi CST MWS ile tekrarlanmıştır. Her iki program ile elde edilen sonuçlar Şekil 4'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, hedeflenen tasarım kriterlerine katmanlı MTM yapılar kullanılarak ulaşılabilmektedir.



Şekil 4: 3-katmanlı MTM tabakası ile elde edilen RYT.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, X-bandında kullanılmak üzere düzlemsel çok-katmanlı MTM - RYT tasarlanmıştır. Bu amaçla yansıma grafikleri elde edilmiş, malzeme parametrelerin yutuculuk üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Ardından, görünmezlik teknolojileri kapsamında, yine X-bandında çalışan 3-katmanlı MTM - RYT tasarlanmıştır. Tasarımlarda MTM-3D simülatörü ve ticari CST MWS programı kullanılmıştır.

Kaynaklar

[1]. W. W. Salisbury, "Absorbed body of electronic waves,"U.S. Patent No. 2, 599, 944, Haziran 10, 1952.
[2]. Dallenbach, W.; Kleinsteuber, W., Reflection and Absorption of Decimeter-Waves by Plane Dielectric Layers. Hochfreq. u Elektroak, 51, 152-156, 1938.
[3]. K.J.Vinoy and R.M. Jha, "Radar Absorbing Materials: From Theory to design and characterization", Kluwer Academic Publishers, Norwell, Masschusetts, 1996.
[4]. W. Lee, J.-W. Lee, C.-G. Kim, "Characteristics of an electromagnetic wave absorbing composite structure with a conducting polymer electromagnetic bandgap (EBG) in the X-band", Composites Science and Technology, 68, 2485–2489, 2008.
[5]. P. C. Kim, D. G. Lee, "Composite sandwich constructions for absorbing the electromagnetic waves", Composites Science and Technology, 87,161-167, 2009.
[6]. I. Nicolaescu, "Radar absorbing materials used for target camouflage", Journal Of Optoelectronıcs And Advanced Materıals,8, 1, 333-338, 2006.
[7]. K.J.Vinoy and R.M. Jha, "Radar Absorbing Materials : From Theory to design and characterization", Kluwer Academic Publishers, Norwell, Masschusetts, 1996.
[8]. S. Çimen, G. Çakır, L. Sevgi, "Filter Design and Mode Suppression inside a Metamaterial-Filled Rectangular Waveguides", Microwave and Optical Technology Letter, 52, 1659-1663, 2010.
[9]. M. Çakır, G. Çakır, L. Sevgi,"A Two-dimensional FDTD-based Virtual Metamaterial - Wave Interaction Visualization Tool", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 50, 3, 166-175, 2008.
[10]. S. ÇİMEN, G. ÇAKIR, L. SEVGI, "Metamaterial Slabs and Realisation Of All-Type Filter Characteristics: Numerical & Analytical Investigations", Microwave and Optical Technology Letter, 51, 4, 894 – 899, 2009.
[11]. S. Gündüz, M. Çakır, G. Çakır, L. Sevgi, "Metamaterials and FDTD-based Numerical modeling Studies," ELECO 2007, 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 5-9, 2007, Bursa, TÜRKİYE.
[12]. S. Çimen, G. Çakır, L. Sevgi, "Analytical & Numerical Calculations of S-Parameters in Multilayer DPS-DNG Junctions", EMC Zurich 2009, 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.113-116, Ocak 12-16, 2009, İsviçre.
[13]. M. Ghaffari-Miab, A. Farmahini-Farahani, R. Faraji-Dana, C. Lucas, "An efficient hybid swarm intelligence-gradient optimization method for complex time Green's functions of multilayer media", Progress In Electromagnetics Research, PIER 77, 181-92,2007.
[14]. J. A. Kong, "Electromagnetic wave interaction with stratified negative isotropic media", Progress In Electromagnetics Research, PIER 35, 1-52, 2002.

2-14 GHz ULTRA-GENİŞ BANTLI SiGe DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ KUVVETLENDİRİCİ

Osman Palamutçuoğlu, Murat Kınalı
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
opal@itu.edu.tr, kinalim@itu.edu.tr

ÖZET*: *2-14 GHz sıklık aralığında çalışan çok geniş bantlı üç kattan oluşan SiGe çift-kutuplu transistorlu düşük-gürültülü kuvvetlendirici(DGK), AMS 0.35µ BiCMOS üretim koşulları kullanılarak tasarlanmıştır. CADENCE Spectra benzetim sonuçları, bant boyunca düzgün 33 dB kazancın 14 dB den daha büyük Geri-Dönüş kayıplarıyla elde edilebildiğini göstermiştir. Elde edilen davranış sonuçları kaynakçalarda yer alan benzer diğer DGK ile karşılaştırılmış ve daha geniş bir bant boyunca düzgün kazancın istenilen Gürültü Sayısı ve Geri-Dönüş Kayıpları sınırlarının altında elde edilebildiği gösterilmiştir.

1. Tanıtım

Ultra-Geniş Band (UWB) son yıllarda yaygınlaşan bir telsiz iletişim teknolojisi olup, çok geniş bir sıklık bandı içinde taşınan çok fazla sayıdaki verinin kısa uzaklıklara düşük güç harcanarak taşınabilmesine olanak tanımaktadır. Bunun ötesinde, az karmaşıklığı, düşük maliyeti, çoklu-yol karışımlarından fazla etkilenmemesi ve de çok iyi zaman domeni çözünürlülüğüne sahip oluşu da önemli birer üstünlüktür. UWB değişik telsiz uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Plastik mayın detektörleri ve diğer farklı askeri amaçlı dizge uygulamaları yanında, duyarga devrelerinde, bazı tıbbi uygulamalarında, RFID , konum belirleme ve diğer farklı sivil amaçlı kullanıcı uygulamaları birer kullanım örnekleri olarak sayılabilir[1].

FCC, UWB uygulamalarının serbestçe kullanımını 2002 yılında serbest bırakmış ve 3.1-10.6 GHz sıklık aralığında kullanılabilecek güç sınırlarını belirleyen rapor yayınlamıştır[2]. UWB dizgelerinin tasarımında iki farklı yaklaşım bulunmaktadır. Doğrudan-ardışıl (DS) UWB de, 3.1-10.6 GHz aralığı iki alt banda ayrılmaktadır. Alt bant 3.1-4.85 GHz aralığına yerleştirilmekte ve bunun değiştirilemeyeceği belirtilmektedir. Üst-bant ise 6.2-9.7 GHz arasında yer alması önerilmektedir[3]. Çoklu bantlı(MB)-OFDM UWB önerisinde ise, UWB beş alt-banda bölünmekte ve bu alt bantlar da kendi aralarında her biri 584 MHz olan 14 ayrı alt banda bölünmektedir[4]. Bir UWB alıcı dizgesi içinde DGK en önemli öbek olup, Geniş-bantlı empedans uyumu, düzgün kazanç değişimi ve de düşük gürültü-sayısı istemlerini ayni anda sağlaması gerekmektedir. Bunun ötesinde, tüm çalışım bandı boyunca anten ve ön-seçici süzgeç ile uyum sağlayabilmesi için DGK'nın giriş geri-dönüş kaybının 14 dB den büyük olması zorunludur.

CMOS ve SiGe HBTs kullanılarak farklı yapılarda gerçeklenen uygulamalar kaynakçalarda yer almaktadır. Bunlar genel olarak LC-empedans uyduruculu [5], geri-beslemeli [6], dağılmış parametreli[7] ve Darlington türü [8] kuvvetlendiricileri, denemiş farklı yapılardır. Dağılmış parametreli kuvvetlendirici yapıları en-geniş bandlı çalışımı sağlamakla birlikte, geniş TD kaplama alanı ve fazla güç tüketimi bu tür devrelerin önemli birer sakıncasıdır. Geri-besleme yapıları kullanılarak gerçeklenen CMOS devrelerle, geniş bir sıklık aralığında yüksek kazanç ve düşük Gürültü-Sayısı değerleri elde edilebilmektedir. SiGe HBT ler kullanılarak benzer özellikler daha geniş bir bant boyunca elde edilebilmektedir. Darlington transistor çifti kullanılarak gerçeklenen devreler kullanılarak yüksek kazançlar elde edilebilmekte ancak, geri-besleme kullanılarak davranışta bir iyileştirilme sağlanabilse de, giriş empedans uyumunu çok geniş bir band boyunca sağlayabilmek zorlaşmaktadır. Ayrıca, bu tür devrelerin fazla güç tüketimleri de diğer bir sakıncadır [8].

Bu çalışmada etkin eleman olarak SiGe BiCMOS seçilmiştir. SiGe çift kutuplu tranzistorlar yapılarında baz bölgesinin daraltılması ve buraya yapılan belirli oranlı Ge katkılanımı sonucunda, elemanın kazanç-bant genişliğinde önemli artımlar elde edilmiştir. Bu elemanların yüksek kesim sıklıları, yüksek güvenilirlikleri ve de gerçeklenimlerinde bilinen Silisyum işlem teknolojilerinin kullanılması sonucunda oluşan düşük maliyetleri nedeniyle, bu elemanların iletişim elektroniği için gerekli TD yapılarında kulanımlarını diğer seçeneklere göre(GaAs ve Heterojunction Tranzistörler) daha fazla çekici kılmaktadır [9].

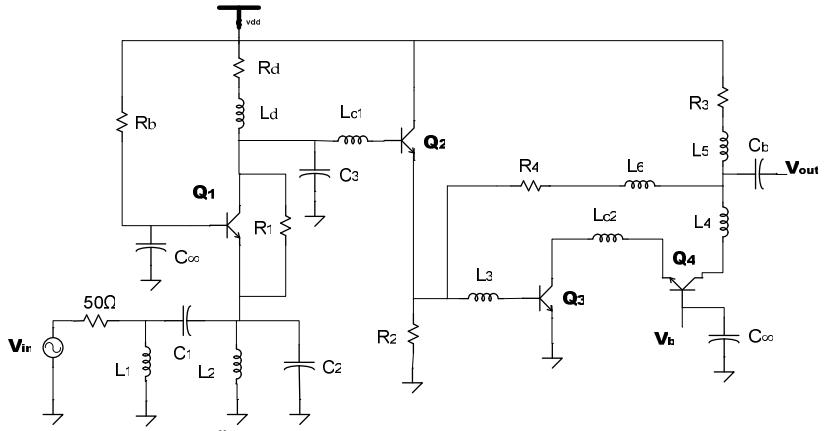
Bu çalışmada gerçeklenen üç-katdan oluşan DGK yapısı, OB lı bir ön-kat ve ikinci kat olarak kullanılan OK'lü devre tarafından sürülen kompanzasyon elemanları içerecek şekilde gerilimden-paralel geri besleme uygulanmış Cascode devreden oluşmaktadır. Devre, 30 dB lik düzgün kazancı 14 DB den büyük Geri-Dönüş kaybı ile 14 GHz lik sıklık aralığında verebilmektedir.

2. Devrenin Analizi

Geniş bir band boyunca empedans uyumunu düzgün bir kazanç karakteristiği ile sağlayabilmesi, OB lı devrelerin OE lü devrelere göre önemli üstünlüğüdür[10]. Ayni zamanda, OB li devreler doğrusallık açısından da OE lü devrelere göre daha iyi bir davranış göstermektedir [11].

OB lı devrenin giriş empedansı tranzistorun geçiş-iletkenliğine bağlı olup, geniş bir sıklık aralığında $1/g_m$ değerinden fazla bir değişim göstermez. Ancak, baz-emetör kapasitesi nedeniyle empedansın sıklık artıkça reaktif bileşeni önemli olmaya başlar. Empedans uyumunu sağlayabilmek için, bu kapasiteyle rezonansa gelen bir LC devresi eklenebilir. Bu yöntem dar bir bant aralığında etkili olmakla birlikte, geniş bantlı uygulamalarda yetersiz kalır. Giriş empedansı değişişiminde rezonans sıklıklarının sayılar artırılarak önemli gelişme sağlanabilmektedir[12]. Bu çalışmada önerilen yöntemle, fazladan bir rezonans daha oluşturularak çalışma sıklık aralığı, bugüne değin gerçeklenen devrelere göre daha fazla genişletilmiştir.

Önerilen UWB-DGK devresi Şekil-1 de gösterilmiştir.



Şekil-1. Üç ardışıl bağlı katdan oluşan UWB-DGK

Girişten görülen empedans (L_2/ C_2) rezonasta iken (1) bağıntısıyla verilebilir. Burada; g_{m1} ve Z_L tranzistorun geçiş-iletkenliği ve toplam kollektör yük empedansını, R_0 da kollektör-emetör arasındaki toplam direnci göstermektedir.

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1}}\left(1+\frac{Z_L}{R_0}\right) \tag{1}$$

Giriş uyumu için Z_{in} = 50Ω sağlanmalıdır. Dolayısıyla, seçilen g_{m1} değerine bağlı olarak, Z_L/R_0 oranı bu istemi sağlayacak şekilde seçilmelidir. Örneğin, $Z_L = R_0$ durumunda, g_{m1} =40mS olarak seçilmelidir.

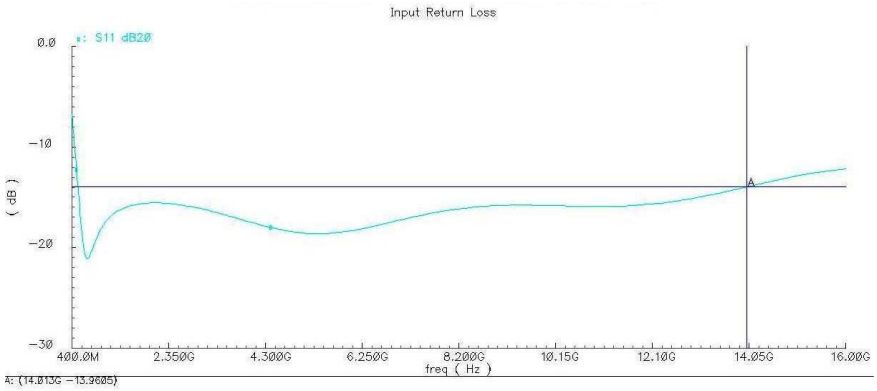
$Z_L=R_0$ eşitliğinin tüm sıklık aralığı boyunca fazla değişmemesinin sağlanması zorunludur. Devredeki elemanlar nedeniyle oluşacak farklar, uygun olarak seçilen sıklık değerlerinde rezonanslar oluşturularak giderilmiştir. Devrenin benzetimi sırasında, devrenin band genişliğini en büyük yapacak en uygun rezonans sıklık değerlerinin 1GHz, 5GHz ve 10GHz olduğu belirlenmiştir. L_2 ve C_2 nin değerleri orta sıklık (5 GHz) da rezonans sağlayacak şekilde seçilmiştir. Alt sıklıklarda giriş empedansı endüktif olup, bu reaktif bileşen girişe eklenen (L_1/C_1) üst-geçiren L türü empedans uydurucu yapısı kullanılarak 1GHz yeni bir rezonans yaratılmıştır. Bu yapı ayni zamanda devrenin alt kesim sıklığını da belirlemektedir ve üst sıklıklarda etkisizdir. İkinci katın giriş empedansında üst sıklıklarda oluşan reaktif bileşen, 10 GHz de rezonans sağlayan (Lc_1/C_3) empedans uydurucu devre yardımıyla gerçel empedansa dönüştürülmüştür. Bu devre alt sıklıklarda etkisizdir. Elemanların en uygun değerleri, ikinci katın giriş empedansının söz konusu sıklıktaki değerleri belirlendikten sonra analitik hesaplamalar ile bulunmuştur.

Hesaplamalar ve seri parametrik analiz çıktıları neticesinde elde edilen eleman değerleri gerçeklemeye uygundur. Buna göre, L_d ve R_d sırasıyla 8nH ve 425Ω'dur. L_1 25nH, L_2 28nH ve L_{c1} 8nH'dir. L_3 4nH, L_4 12nH ve L_{c2} 2.2nH'dir. L_5 ve L_6 ise 28nH ve 20nH'dir.

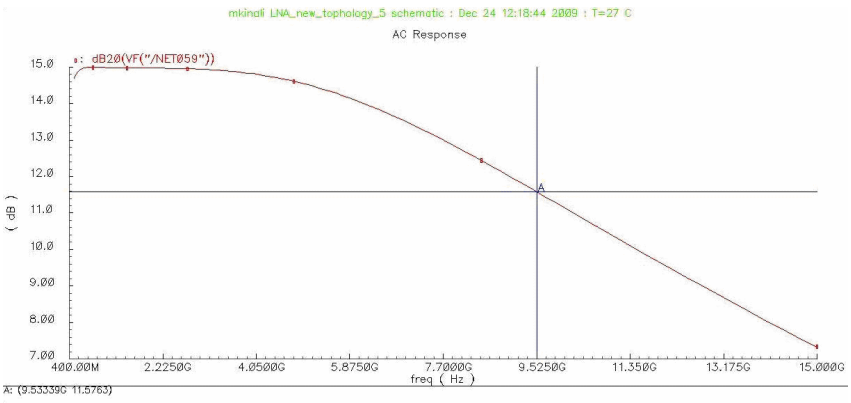
Şekil-2 de ilk katın giriş geri-dönüş kaybının değişimi gösterilmiştir. 400 MHz-14 GHz sıklık aralığında en kötü değeri 14 dB dir. Girişte empedans uyumunun sağlanmasına karşın, ilk katın kazancı Şekil-3 de görülebileceği gibi sıklık artıkça düşüm göstermektedir. İyi tasarlanmış geniş-bandlı Cascode devre katı kullanılarak yüksek sıklıklardaki bu kazanç düşümü giderilmiştir. Cascode devrenin alt sıklıklarda düşükce olan kazancı, L_3, L_4, L_5, L_6 ve L_{c2} endüktansları kullanılarak yüksek sıklıklarda düşen ilk kat kazancını giderecek şekilde artırılarak toplam kazanç değişiminin düzgün olması sağlanmıştır.

3. Benzetim Sonuçları

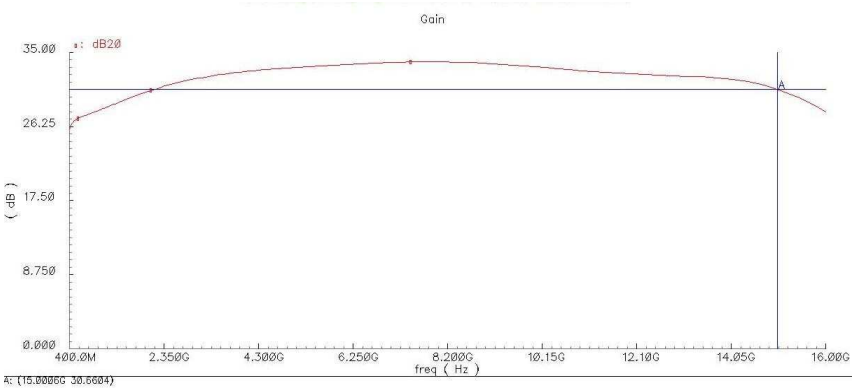
Devre 3.3 V güç kaynağı için Cadence Spectre using AMS0.35 işlem parametreleri kullanılarak tasarlanmıştır . Şekil-2 de geri-dönüş kaybının ve Şekil-3 de kazanın değişimi için benzetim sonuçları gösterilmiştir. Geri-dönüş kaybı 400MHz - 14GHz aralığında 14 dB den büyük ve kazanç da 1.5-15 GHz aralığında yaklaşık 33 dB dir. Birinci kat devrenin Gürültü Sayısını belirleyen kat olup, 3GH-10 GHz aralığında 3.6dB~4.3dB arasında değişmektedir. İkinci katın etkisiyle gürültü sayısının band boyunca aldığı en büyük değer 6 dB nin altında bulunmuştur. Kaynaktan çekilen toplam akım 7.8mA olup, devrenin toplam güç kullanımı 29 mW dır.



Şekil-2. İlk katın giriş geri-dönüş kaybının değişimi



Şekil-3. İlk katın kazancının değişimi.



Şekil-4.Devrenin toplam kazancının değişimi

Tablo 1. Kaynakçalarda yer alan farklı kuvvetlendirici özelliklerinin karşılaştırım çizelgesi

Kaynakça	**[5]**	**[12]**	**[13]**	**[6]**	**[7]**	**Bu Çalışma**
S_{11}	<-9.9dB	<-10dB	<-5dB	<-7.2dB	<-7dB	<-14dB
Gain	9.3dB	16dB	10dB	20.3dB	13dB	32dB
BW	2.3 - 9.2GHz	3 -11GHz	3-10GHz	0.1-13.6GHz	3.1-10.6GHz	1.2GHz - 15GHz
P_{DC}	9mW	9.54mW	NA	26mW	13.5mW	29mW
NF	<8.5dB	<4dB	<2.5dB	<3.1dB	<7.2dB	<6.5dB
İşlem	0.18µm CMOS	0.18µm CMOS	InAlAs/ InGaAs HEMTs	0.18 µm SiGe BiCMOS	0.35 µm SiGe BiCMOS	0.35 µm SiGe BiCMOS

4. Sonuçlar

UWB uygulamaları için Geniş-bantlı SiGe DGK önerilmiş , devrenin analizi ve benzetimi yapılmıştır. Önerilen yapı, geniş bir bant boyunca yüksek değerli düzgün bir kazanç ve de düşük bir giriş geri-dönüş kaybı değişimi göstermektedir. Devrenin Gürültü Sayısı, benzerleriyle yakın değerlerde olup, güç kaybı benzerlerine göre biraz daha yüksektir. Ancak, 0.35 µm yerine 0.18 µm SiGe BiCMOS işleminin kullanılması durumunda bu değerin düşeceği açıktır.

KAYNAKÇA

[1] **Nikookar H., ve Prasad, R.** 2009. *Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications*, Springer.

[2] **FCC 02-48,** 2002. First report and order, *Federal Communications Commission,* Washington.

[3] DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a, [Çevrimiçi]. Erişim: http://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0137-01-003a-merger2-proposal-ds-uwb-update.doc

[4] Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, [Çevrimiçi]. Erişim: http://www.ieee802.org/15/pub/2003/Jul03/03268r2P802-15_TG3a-Multi-band-CFP-Document.pdf

[5] **Bevilacqua, A., ve Niknejad, M.,** 2004. An Ultrawideband CMOS Low-noise Amplifier for 3.1-10.6 GHz Wireless Receivers, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 39, s.2259-2268.

[6] **Lu, Y. ve diğerleri,** 2006. A 1.8-3.1 dB Noie Figure (3-10GHz) SiGe HBT for UWB Applications, 2006 Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, IEEE, USA, 11-13 June, 4 s.

[7] **Tsai, M.-D., Lin., K.-Y., ve Wang, H.,** 2005. A 5.4-mW LNA Using 0.35-pm SiGe BiCMOS Technology for 3.1-10.6-GHz UWB Wireless Receivers, Radio Frequency Integrated Circuits Symposium 2005, IEEE, USA, 12-14 June, s. 335-338.

[8] **Pei, S. ve diğerleri,** 2008. An Ultra-Wideband Darlington Low Noise Amplifier Design Based on SiGe HBT, ICMMT 2008, IEEE, USA, 21-24 April, s. 1372-1375.

[9] **Cressler, J. D.,** 2008. *Silicon Heterostructure Devices*, CRC Press**.**

[10] **Ma, Z., ve diğerleri,** 2006. An omni-directional comparison between common-emitter and common-base SiGe HBTs**,** 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, IEEE, China, 23-26 October, s.166-169.

[11] **Qin. G., ve diğerleri,** 2006. SiGe HBT Linearity Comparison between CE and CB Configurations, 3rd International SiGe Technology and Device Meeting, IEEE, USA, 15-17 May, pp.1-2.

[12] **Shim, Y., ve Kim, C. W.,** 2007. Design of Full Band UWB Common-Gate LNA, IEEE Microwave and Wireless Comp. Let., 17, s. 721

Üç Boyutlu Helis TWT Modellemesi

Erdal Korkmaz[1,2], İsa Araz[1], Halil Dalgıç[1]

[1]TÜBİTAK
Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü, Gebze
araz@uekae.tübitak.gov.tr, halildalgic@uekae.tübitak.gov.tr

[2]Fatih Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul
ekorkmaz@fatih.edu.tr

Özet: *TWT tasarımında kazanç ve bant genişliğini etkileyen en önemli etken helis iletim hattının bozulma özelliğidir. Bant aralığındaki frekansın değişmesiyle dalganın faz hızı değişmekte ve elektron dalga etkileşimi etkilenmektedir. Bozulma ve empedans karakteristiği kullanılarak hız modülasyonu ve elektron dalga etkileşimi tahmin edilebilir. Bu makale bir helis yavaş dalga yapısını üç boyutlu elektromanyetik benzetim programı CST kullanarak incelemektedir.*

1. Giriş

Mikrodalga vakum tüp güç yükselteçleri cihazları (TWT, klystron, magnetron, v.s.) haberleşmede özellikle radar ve uydu iletişiminde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu cihazlar arasında hareketli dalga tüpü (Traveling Wave Tube, TWT) yüksek verimliliği ve geniş bant özellikleri ile sıkça tercih edilmektedir [1]. TWT genel olarak hareketli elektron huzmesi ile hareketli elektromanyetik dalganın akıllı bir şekilde etkileşiminden mikrodalga sinyalin güçlendirilmesi prensibine dayanır. Elektron-dalga etkileşiminin olabilmesi için dalga hızının elektron hızı civarına indirgenmesi gerekmektedir. Pratik uygulamalarda elektron huzmesinin hızı ışık hızının yaklaşık onda biri civarında olduğundan RF dalganın elektron huzme ekseni boyunca olan faz hızını elektron hızı civarına indirgemek için yavaş dalga yapıları kullanılır. Bu yapılar temelde iki türlüdür. Helis ve birleştirilmiş-boşluk yavaş dalga yapıları olarak bilinmektedir. Helis yapılar geniş bant uygulamalarda tercih edilirken diğeri ise yüksek güç uygulamalarında tercih edilmektedir.

Helis'in giriş terminaline RF bir dalga uygulandığında, dalganın polaritesi her yarım dalga boyunda bir işaret değiştirir. Dalganın hızı helis üzerinde ilerlerken, eksen yönünde elektron hızına indirgenmektedir. Helis üzerinde büyük çoğunlukla elektrik alanın eksen yönündeki bileşenleri mevcuttur. Elektron huzmesi helis'in içerisine enjekte edildiğinde, elektronlar negatif yüklü olduğundan, elektrik alanın polaritesinin pozitif olduğu bölgede elektronları eksen yönünde hızlandırmakta, negatif olduğu bölgede ise yavaşlatarak hız modülasyonuna sebep olmaktadır. Bu hız modülasyonu helis yapı içerisinde ilerleyen elektron huzmesinin akım ve yoğunluğunun değişmesine neden olmaktadır. Değişen huzme akımı yavaş dalga yapısı üzerinde bir akım (dolayısıyla elektrik alan) indüklemektedir. Bu alan helis girişine verilen RF alanla birleşerek güçlenmektedir. Devrede uyarılan alan kümelenmenin olduğu yerlerde yavaşlamakta ve elektronlara etki etmekte, böylece daha fazla alan devrede indüklenerek güçlenme devam etmektedir. Belirli bir zaman sonra kümelenmedeki elektronlar enerjilerini devreye (yavaş dalga yapısı, helis) verdiğinden hızları azalacak ve yavaş dalga yapısındaki eksensel hızdan uzaklaşarak etkileşimi azaltacaktır. Bu noktadan önce RF dalgası çıkış kapısından çıkartılmalıdır.

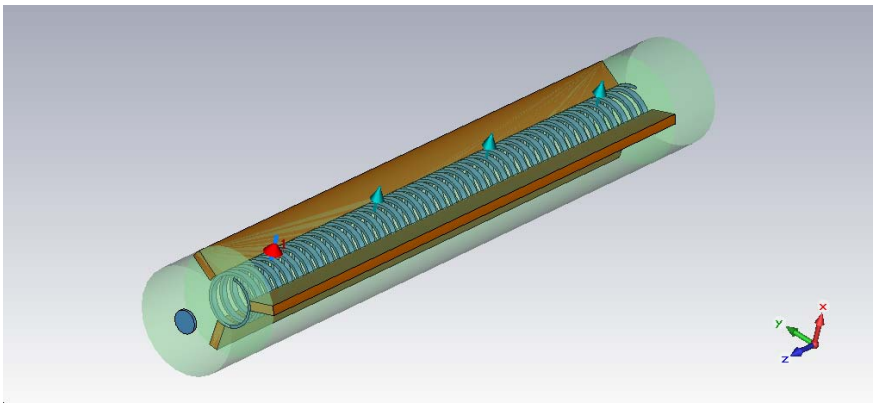
TWT'de en önemli iki parametre kazanç ve bant genişliğidir. Hız modülasyonunu etkileyen en önemli etken ise iletim hattının dispersiyon özelliğidir. Frekansın değişmesiyle dalganın faz hızı değişmekte ve elektron dalga etkileşimini azalmaktadır. Helis TWT'lerde dispersiyon özelliği göreceli olarak az olduğu için daha geniş bant aralığı vardır [2].

Mikrodalga vakum tüp güç yükselteç cihazların hızlı ve verimli tasarımları modelleme ve benzetim yöntemlerinin hassasiyetine ihtiyaç duymaktadır [3, 4]. Bu tür cihazların mikrodalga frekanslarda analiz ve davranışlarının doğru tahmini Maxwell denklemlerinin farklı malzemelerde ve devrelerde tamamen çözülmesine bağlıdır. Bilgisayar teknolojisinin gelişmesiyle paralel günümüzde geliştirilmiş ve ticari olarak satılan üç boyutlu benzetim programları Maxwell denklemlerinin herhangi bir geometride ve materyalde bilinen sınır koşulları kullanılarak çözümünü sunmaktadır. Bu programlar yardımıyla karmaşık yavaş dalga yapıları modellenebilir ve gerekli parametreler hesaplanarak TWT'nin performansı tasarım aşamasında sorgulanabilir. Son zamanlarda ise Maxwell denklemlerine ilaveten uzay yük etkisini de dahil ederek elektron huzmesi dalga etkileşimi modellenebilmektedir.

Bu çalışmada bir helis TWT'nin periyodik bir sarımlık dilimi üç boyutlu modellenerek yavaş dalga yapısının dispersiyon özelliği ve etkileşim empedansı CST Microwave Studio ve Particle Studio kullanılarak incelenmektedir.

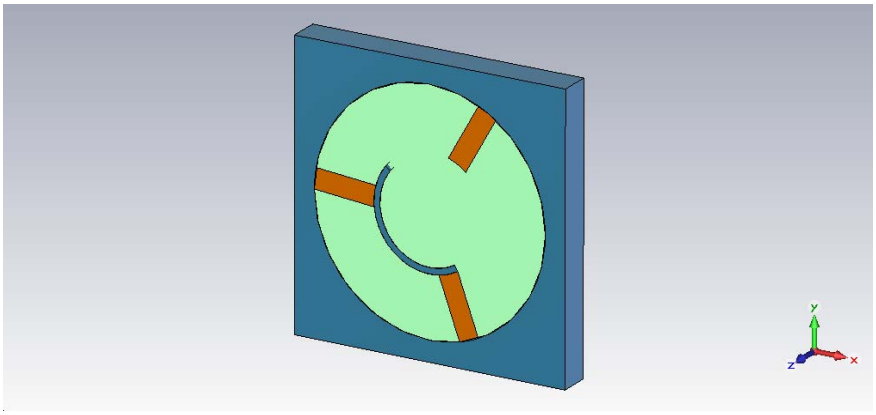
2. Helis Yavaş Dalga Yapısının Analizi

Helis TWT'nin CST'de tasarlanmış genel görünümü şekil 1'de gösterilmiştir. Helisi tutan üç adet dikdörtgen şeklinde seramik destek çubuğu 120° aralıklarla yerleştirilmiştir. Bu çalışmada destek çubuklarının dielektrik sabiti 6.5 olarak seçilmiştir.



Şekil 1. Helis TWT'nin genel görünümü.

Frekans-faz bozulma karakteristiği periyodik helis devrenin bir sarımlık kesilmiş devre kısmındaki rezonans frekanslarının hesaplanmasıyla elde edilir [5]. Buradaki rezonanslar durağan dalgalara tekabül eder ve böylece devre boyunca yarım dalga boyunun (ya da π faz farkı) tam katsayıları olur. Yavaş dalga yapısının bir sarımlık dilimi şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Yavaş dalga yapısının tek sarım modeli.

Sınır koşulları *x*-*y*-yönünde elektrik-elektrik *z*-yönünde ise periyodik olarak seçilmiştir. Sınırlar mükemmel iletken olduğundan faz π'nin tam katsayıları olarak değişir. Eksensel faz sabiti ve *n.* harmonik arasındaki bağlantı

$$\beta = \frac{n\pi}{Np}, \tag{1}$$

bozulma denklemi ile ifade edilir. Burada *p* sarım aralığı, *N* sarım sayısıdır. Elektron kümesinin hızı ile dalganın eksensel faz hızının senkronizasyonu temel RF uzay harmoniği için arzulandığından $n=1$ için denklem 1 kullanılarak etkileşim empedansı bulunur. TWT devreleri için kazancın hesaplanmasında etkileşim empedansı kullanılmaktadır.

$$K = \frac{\left|E_z^2\right|}{2\beta^2 P}, \tag{2}$$

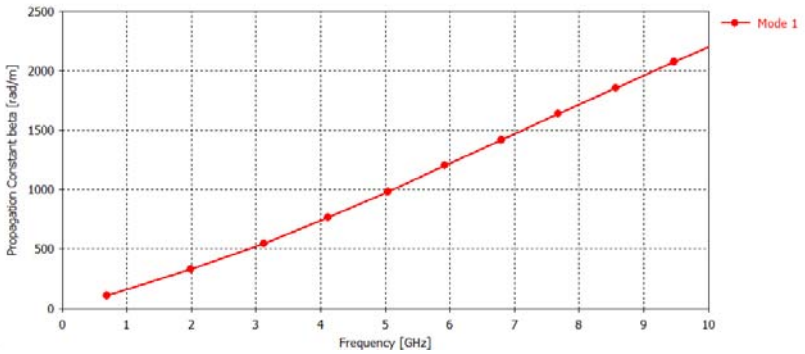
burada E_z eksensel ortalama elektrik alanı, *P* ise zaman ortalama RF güç akışıdır.

$$P = wv_g, \tag{3}$$

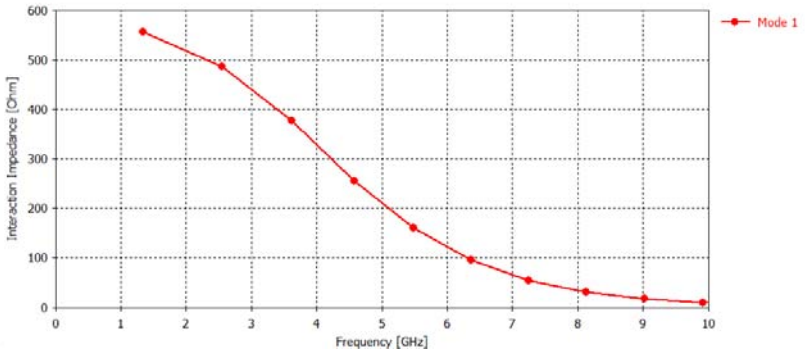
burada *w* birim uzunluk başına depolanan zaman ortalama elektromanyetik güç, v_g ise grup hızıdır.

3. Sonuçlar

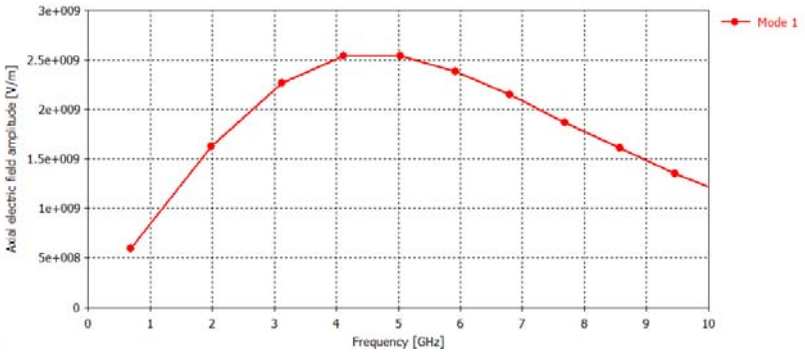
Bozulma ve empedans karakteristiklerinin benzetimi cold test olarak (elektron yok iken) CST 'eigenmode solver' kullanılarak 0-10 GHz aralığında yapıldı. İstenilen grafiklerin elde edilebilmesi için CST içerisinde kullanıcıya imkan veren 'visual basic' tabanlı yazılımın eklenmesi gerekmektedir. Devrenin bozunma karakteristiği şekil 3, etkileşim empedansı ise şekil 4'de verilmiştir. Eksen yönündeki elektrik alanın genliği şekil 5, zaman ortalama RF güç akışı ise şekil 6'da gösterilmiştir. Işık hızına göre normalize edilmiş faz hızı şekil 7, grup hızı ise şekil 8'de gösterilmiştir. Cold test sonuçları teorik hesaplamalar ile uyum içinde olduğu ve bilimsel makalelerde yayınlanan sonuçlar ile örtüştüğü gözlemlenmiştir [2,5].



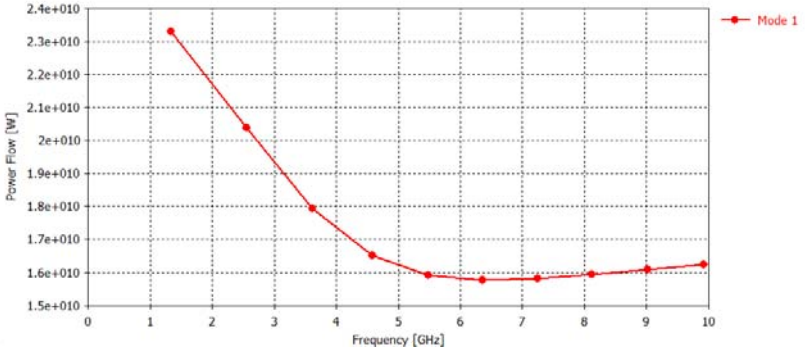
Şekil 3. Dispersiyon karakteristiği.



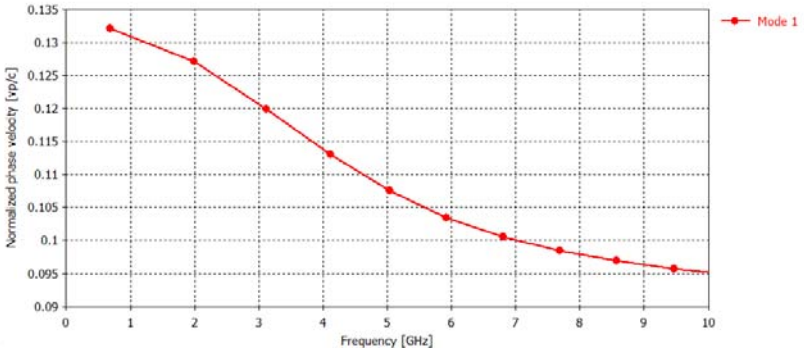
Şekil 4. Etkileşim empedansı (Pierce empedansı).



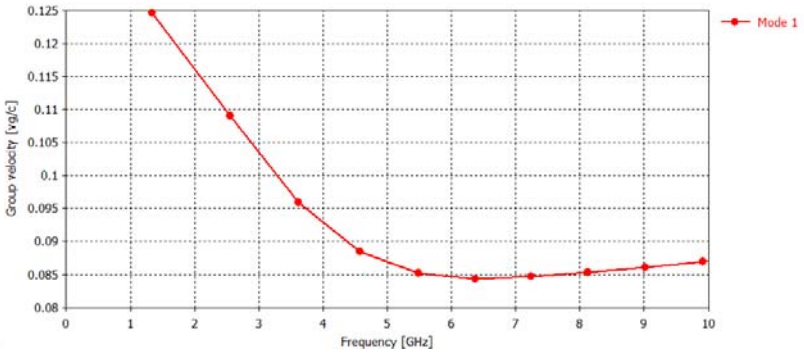
Şekil 5. Devrenin eksen yönündeki elektrik alanın genliği.



Şekil 6. Zaman ortalama RF güç akışı.



Şekil 7.Işık hızına göre normalize edilmiş faz hızı.



Şekil 8.Işık hızına göre normalize edilmiş grup hızı.

4. Bilgilendirmeler

Bu çalışma TÜBİTAK UEKAE bünyesi altında kurulumuna başlanan Katot ve Mikrodalga Vakum Tüp Araştırma Merkezi (KAMTAM) altyapı projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir. İleride benzetimi gerçekleştirilen helis TWT üretimi gerçekleştirilecek ve deneysel sonuçlar benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak tasarım sonuçları doğrulanacaktır. Ayrıca, yazarlar CST benzetim programının kullanımı için verilen lisans desteğinden dolayı özellikle CST Türkiye temsilcisi Aktif Neşer Elektronik ve Makine Ltd. şirketi adına Neslihan Yasav'a teşekkürlerini sunmaktadırlar.

Kaynaklar

[1]. Gilmour Jr. A. S., "Principles of Traveling Wave Tube", Artech House, Boston, London, 1994.
[2]. Kory C. L., ve Dayton J. A., "Accurate cold-test model of helical TWT slow wave circuits", IEEE Transaction on Electron devices, 45(4), 966–971, Nisan 1998.
[3]. Kory C.L., ve Wilson J. D., "Three-Dimensional Simulation of Traveling-Wave Tube Cold-Test Characteristics Using MAFIA", NASA TP–3513, Eylül 1995.
[4]. Kory C.L., ve Wilson J. D., "Novel High-Gain, Improved Bandwidth, Finned-Ladder V-Band Traveling-Wave Tube Slow-Wave Circuit Design", IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 42, 9, 1686–1692, Eylül 1995.
[5]. Aloisio M. and Waller P., "Analysis of helical Slow-wave structures for Space TWTs using 3-D Electromagnetic simulators ", IEEE Transaction on Electron devices 52(5), 749–754, Mayıs 2005.

Üç Boyutlu Oyuk-Yarık Kovuklu Magnetron Modellemesi

Halil Alptuğ DALGIÇ[1], İsa ARAZ[1], Erdal KORKMAZ[1,2]

[1]TÜBİTAK
Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü, Gebze
halildalgic@uekae.tubitak.gov.tr, araz@uekae.tubitak.gov.tr

[2]Fatih Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul
ekorkmaz@fatih.edu.tr

Özet: *Günümüzde ticari benzetim programları ve bu programların kullanıldığı alanlar hızla artış göstermektedir. Mikrodalga vakum tüp güç yükselteçlerinin benzetimi de son zamanlarda ilgi ve önem kazanan alanlardan biridir. Bu tür cihazların yapısal bakımdan karmaşık olmaları, mikrodalga frekanslarda analizini güçleştirmektedir. Bu nedenle tasarım aşamasında benzetim yapılması bir zorunluluk haline gelmiştir. Magnetron, mikrodalga vakum tüp güç yükselteçlerinden biri olup yüksek güçlü radar uygulamalarında, savunma sanayinde, endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada CST Microwave Studio ticari yazılımı kullanılarak "Oyuk-Yarık" kovuk yapılı bir magnetron modellenmiştir. Bu modelde anot ile katot arasına uygulanan sabit gerilim ve uygulanan sabit manyetik alan altında magnetronun çalışma frekansı ve kovuklardan elde edilen RF sinyalin genliği incelenmiştir.*

1.Giriş

Magnetron 1913 yılında Arthur Hull tarafından keşfedilmiş ve ilk raporlar 1921 yılında yayınlanmıştır [1]. Bu ilk magnetron silindirik anot yapıda olduğundan verimliliği ve güç kapasitesi çok düşüktür. 1935'de Postumous çok bölmeli anot yapılı magnetronu keşfederek yüksek verimli magnetron elde etmiştir. 1940'lı yıllara gelindiğinde 6 adet kovuk bulunduran anot yapılı magnetronlar geliştirilmiştir. İkinci dünya savaşı yıllarında rezonatör yapıları üzerine araştırmalar hız kazanmıştır. Araştırmaların sonucunda ringli ve ringsiz olmak üzere iki tip rezonatör yapısı öne çıkmaktadır.

Magnetronun tarihsel gelişimi incelendiğinde teorik gelişimden çok deneysel gelişim etkili olduğu görülmektedir. Basit bir fiziksel teorisi bulunan bu yapılar deneysel süreçte beklenmeyen sonuçlar verebilmekte ve hesaplamalarla birebir örtüşmeyebilmektedir. Bu bakımdan deneysel tecrübeler magnetron yapımında önemli bir rol oynamaktadır.

Magnetron ve diğer mikrodalga vakum tüp kaynakların üretimi için ileri teknolojiye sahip bir altyapı ve deneyim gerekmektedir. Çünkü üretimi maliyetli ve bir o kadar da başarılması zor bir iştir. Bu nedenle bilgisayar ortamında tasarlanıp modellenmesi ve simüle edilmesi maliyet kaybının önlenmesi ve zaman kazanılması açısından bir mecburiyet olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu ihtiyacın oluşmasının sonucunda hazır kod üretici firmalar mikrodalga vakum tüp güç yükselteçleri için özel hazır programlar üretmişlerdir. Bunlardan en başarılıları CST Microwave Studio, MAGIC3D, ICEPIC, CHRISTINE3D, GATOR2D gibi benzetim programlarıdır. Bu programların ortak noktaları PIC (Particle in Cell) diye adlandırılan ve Yee [2] hücresinin içinde hareket eden yüklü parçacığın hareketi üzerine kurulu sayısal çözümleme yöntemini kullanmalarıdır. PIC metodu iki denklem sisteminin zaman uzayında birlikte çözümlenmesi temeline dayanmaktadır. Lorentz kuvveti ile Maxwell denklemleri PIC tarafından elektron hareketinin modellenmesinde kullanılan iki denklem sistemidir.

Magnetronun temel çalışma prensibi, katottan çıkan elektronların anot blok üzerinde dolaşan RF sinyalle etkileşime girerek kendi enerjilerini RF sinyale aktarmaları şeklinde özetlenebilir. Katot'tan termiyonik mekanizma ile koparılan elektronlar, dışarıdan uygulanan manyetik alan ve buna dik olarak uygulanan elektrik alan etkisi altında katottan anoda doğru döngüsel hareket ederek ilerlemektedir. Katot etrafında dönen bu elektron bulutları anot yapı üzerinde geniş frekans bandında bir gürültü sinyali oluşturur. Bu gürültü sinyali elektronlar anot çepere yaklaştıklarında elektronları etkiler ve elektronun hareketini kontrol etmeye başlar. Elektronlar RF sinyalinin etkisi altına girince, anot yapı üzerinde akan geniş bantlı gürültü akımı bir süre sonra gürültü sinyali olmaktan çıkarak frekansı belirli bir RF sinyale dönüşür. Genlik bakımından artan bu RF sinyal anot yapı üzerindeki kovukların herhangi birinden bir dalga kılavuzu yardımıyla çıktı olarak dışarı alınır.[3]

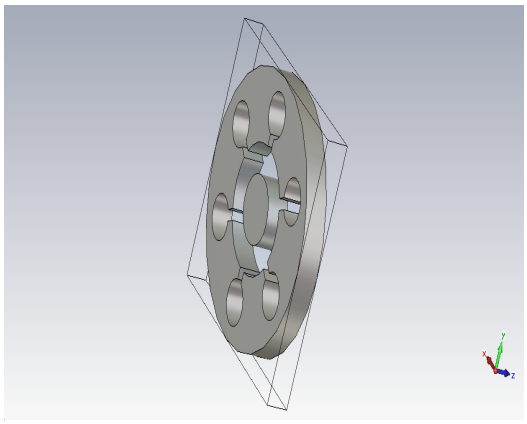
.

2. Modelleme ve Benzetim

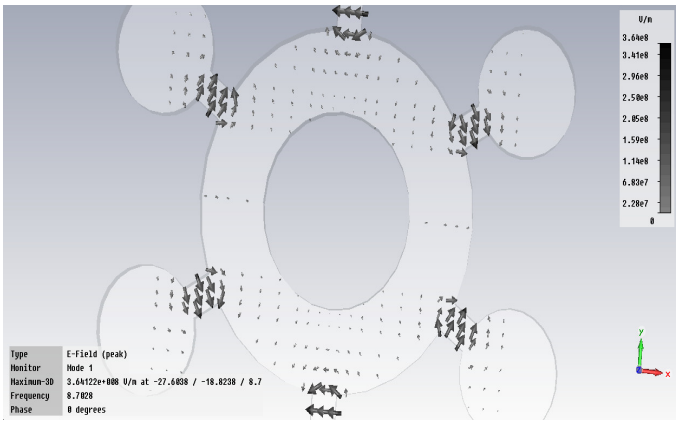
Bu çalışmada magnetron modellemesi ve benzetimi, CST Microwave Studio ticari yazılımının yeni geliştirmiş olduğu Particle Studio [4] bölümü kullanılarak yapılmıştır (Bkz. Şekil 1). Particle Studio bölümünün altında Eigenmode Solver, Tracking solver ve PIC solver olmak üzere 3 farklı çözüm bölümü bulunmaktadır. Bu çözüm bölümlerinin her birinde magnetronun farklı bölümleri incelenebilmektedir [5]. Bulunan sonuçlar CST çözüm bölümleri içinde tutarlı olduğu gibi teorik hesaplamalar ile örtüşmektedir.

2.1 Eigenmode Solver (Öz değer Çözümleyici)

Eigenmode solver CST Microwave Studio programında magnetronun çalıştığı modun belirlenmesinde kullanılmaktadır. Eigenmode Solver da oyuk-yarık magnetronunun anot ile katot arasında kalan vakumlu alanı (cold test, elektron sistemde yok iken) incelenmiş ve kovuklar arası 180° faz farkı olan pi modu ve bu moda karşılık gelen frekans değeri gözlenmiştir (Bkz. Şekil 2.1). Şekilde renk ölçeğiyle genlikleri simgelenen elektrik alan oklarının, her kovuk ağzında birbirlerine doğru yönelmeleri kovuklar arasında 180° faz farkının oluştuğunu göstermektedir. Magnetronun en verimli çalışma modu, π (pi) modu olarak adlandırılan bu modda gerçekleşmektedir. Bu çalışmada pi modunu oluşturan kovuk yapısı tasarlanmıştır. Eigenmode solver benzetim çıktıları kullanılarak teorik hesaplamaların doğruluğu gözlenmiş ve oyuk-yarık magnetronunda pi modunun oluştuğu frekans değeri belirlenmiştir.



Şekil 1. Oyuk-yarık kovuklu magnetron modeli

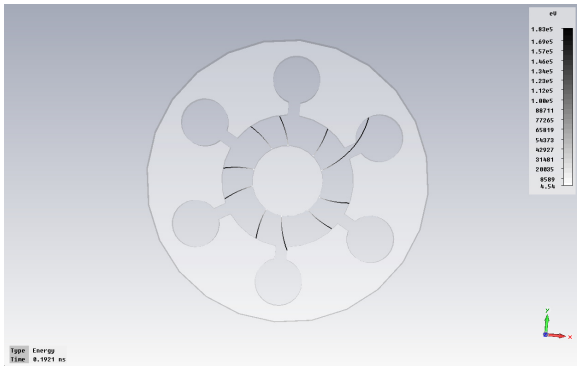


Şekil 2.1 π (pi) modunun görünümü ve frekans değeri

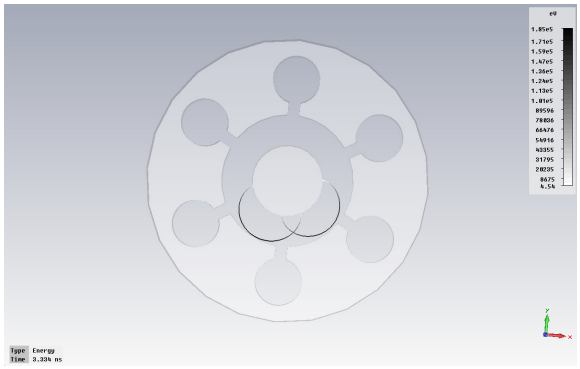
2.2 Tracking Solver (İz-takip Çözümleyici)

Magnetronda, RF dalganın genliğinin artmasına neden olan temel faktör, elektronların uygulanan gerilim farkı ve manyetik alan altındaki davranışlarıdır. Tracking solver elektronların elektrik ve magnetik alan altındaki davranışlarını zaman uzayında incelenmesini temel almaktadır. Elektron hareketleri göz önünde bulundurularak uygulanması gereken manyetik alan ve yine uygulanması gereken gerilim değeri tespit edilir. Bu çalışmada (Bkz.Şekil 2.2a, 2.2b, 2.2c) oyuk-yarık kovuklu magnetronun elektron hareketi, sabit gerilim farkı altında farklı manyetik alanlar uygulanarak gözlenmiştir (Şekillerdeki renk ölçeği elektronların enerjilerini temsil etmektedir). Teorik hesaplamalar ile bulunan manyetik alan değerleri (denklem 1) ve buna bağlı gerilim değerleri CST programının Tracking Solver benzetimi kullanılarak bulunan değerleri ile örtüştüğü gözlenmiştir.

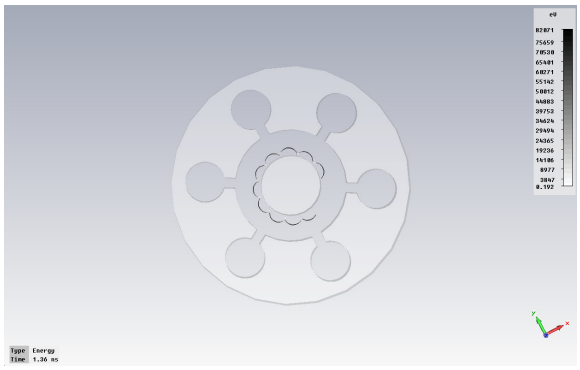
$$B_H = 2\sqrt{\frac{2m}{e}}\frac{\sqrt{V}}{r_a}\left(1-\frac{r_c^2}{r_a^2}\right)^{-1} \qquad (1)$$



Şekil 2.2 a. Düşük manyetik alan altında elektron hareketi



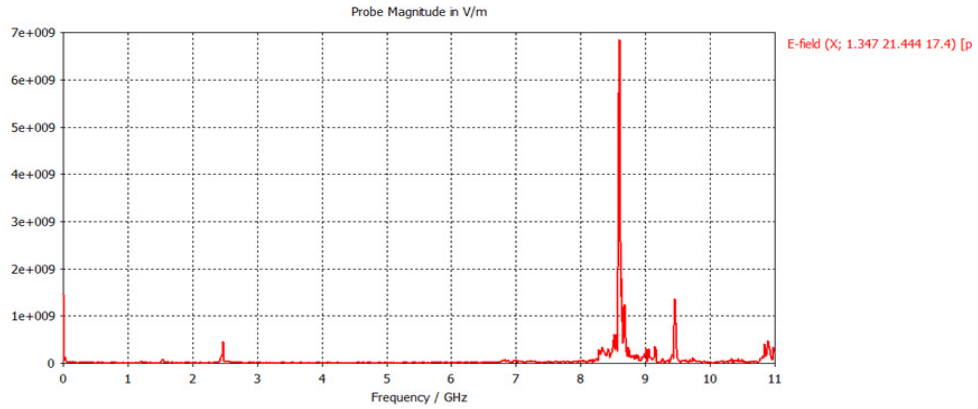
Şekil 2.2 b. İdeal manyetik alan altında elektron hareketi



Şekil 2.2 c. Yüksek manyetik alan altında elektron hareketi

2.3 PIC Solver (Hücre İçi Parçacık Çözümleyici)

PIC solver, magnetronun çalışma frekansının ve kovuklardan elde edilen RF sinyaldeki genlik artışının, oyuğun içine koyulacak bir prob yardımıyla gözlemlenebildiği çözüm bölümüdür. Bu çalışmada tasarlanan oyuk-yarık kovuklu magnetronun çalışma frekansı (Bkz. Şekil 2.3 a) PIC Solver kullanılarak gözlenmiştir. Bu frekans değeri tasarlanan kovuk yapılarına ilişkin teorik hesaplamalar ile örtüşmektedir. Ayrıca CST çözüm bölümlerinden biri olan Eigenmode Solver kullanılarak oluşturulan rezonans frekansı (cold test sonucu) da PIC çözümünde (hot test) elde edilen rezonans frekansıyla örtüşmektedir. Bu çalışmanın doğruluğunu cold test sonucu ile hot test sonucunun örtüşmesi de göstermektedir.



Şekil 2.3 a Magnetron çalışma frekansına göre RF sinyalin genliği

3. Sonuç

CST Microwave Studio ticari yazılım kullanılarak oyuk-yarık kovuk yapılı magnetron benzetimi gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışma sonunda PIC, Eigenmode, Tracking çözüm bölümleri ile yapılan magnetron benzetiminin teorik hesaplamalar ile uyumlu olduğu ve cold test sonucu ile hot test sonucunun bir birini doğruladığı gözlenmiştir. 2009 yılında TÜBİTAK UEKAE bünyesi altında kurulumuna başlanan KAMTAM (Katot ve Mikrodalga Vakum Tüp Araştırma Merkezi) altyapısı kapsamında, benzetimi gerçekleştirilen oyuk-yarık kovuk yapılı magnetron üretimi gerçekleştirilecek ve deneysel sonuçlar benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak tasarım sonuçları doğrulanacaktır.

Kaynaklar

[1] Hull, A. W. 'The Effect of A Uniform Magnetic Field on the Motion of Electrons Between Coaxial Cylinders' Phys. Rev., 18, sayfa.31-57, 1921.
[2]S.K. Yee 'Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations' IEEE Trans. on Antennas and Propagation, AP-14, 302-307 (1966)
[3] G. B. Collins, Microwave Magnetron. New York, NY: McGraw-Hill, 1948.
[4] CST Particle Studio. CST Studio Suite 2006. Computer Simulation Technology, CST GmbH, Darmstadt, Germany
[5] Zhu, Z. ve diğerleri "Application of CAD Simulation Technology in Microwave Tube Research and Fabrication", Vacuum Electronics Conference, 2006, sayfa 117-118

Enkaz Altında Canlı Kalanların Tespiti İçin Yeni Bir RF Arama Kurtarma Sistemi

Demet S. Armağan Şahinkaya, Levent Hakkı Şenyürek
TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü
Gebze, Kocaeli
Tel: +90 262 675 3048/ 3013
Faks: +90 262 646 3187
demet.sahinkaya@bte.tubitak.gov.tr, levent.senyurek@bte.tubitak.gov.tr

Özet: *Bu çalışmada, enkaz altında kalanları tespit etmek amacıyla kullanılabilecek ve taşıyıcısının kişisel bilgileri ve sağlık durumunu da verebilen giyilebilir bir RF alıcı/verici (transceiver) ve konum belirleyici bir RF arama cihazından oluşan arama kurtarma sistemi tasarlanmıştır. Kocaeli Üniversitesi Arslanbey Kampüsünde bulunan enkaz ortamında, tasarlanan sistem ile yapılan ölçümlerde, klasik arama kurtarma sistemlerine göre çok daha kısa sürede ve enkaz yüzeyinde yaklaşık 1 metre çözünürlükte konum tespiti sağlanabildiği gösterilmiştir.*

1. Giriş

Dünyada her yıl binlerce insan depremler nedeniyle hayatını kaybetmektedir. Deprem sonrası arama kurtarma çalışmalarının temel amacı enkaz altında kalan canlıların yerlerini kısa sürede, yüksek başarımla tespit etmektir. Bu amaçla kamera, radar, akustik/sismik algılayıcılar gibi çeşitli cihazlar arama kurtarma operasyonlarında kullanılmaktadır. Pahalı ve karmaşık olan bu klasik sistemlerin çoğu ses ve hareketle işaret veren canlı bedenleri algılamaya çalıştıkları için kargaşa ve çevresel gürültüler dolayısıyla tespit ve konum belirleme performansları çok düşüktür. Ayrıca, açık alan, deniz ve ormanlık arazilerde kullanılan GPS temelli konum bulma sistemlerinin enkaz içerisinde kalan insanları algılaması mümkün değildir.

Kaynak yer tespiti problemi literatürde genel olarak homojen ve kayıpsız kabul edilebilecek açık hava, bina içi, tünel gibi ortamlarda bulunan vericilerin yer tespiti için ele alınmıştır. Enkaz ortamında, açık havada konum ve yön tespitinde kullanılan faz karşılaştırması, faz değerleri kargaşa ve çokyollu yayılım nedeniyle farklı yollarda farklı ve rastsal değişikliğe uğrayacağı için uygulanamaz. Benzer şekilde, örneğin GPS konumlandırmada kullanılan ve sinyalin alıcıdan vericiye ulaşma hızı üzerinden konum tespiti gerçekleştiren yöntemler, sinyal hızının ortamda, farklı ve rastsal değişimi nedeniyle yeterli doğrulukta sonuç vermeyecektir. Ayrıca, enkaz ortamı gibi kaynak ve verici arasındaki mesafenin görece az olduğu durumlarda sinyallerin yol alma sürelerini karşılaştırmak çok yüksek hassasiyet gerektirmektedir. Genlik üzerinden üçgenleme yöntemiyle kaynak konum tespiti de kanallardaki rastsal genlik kayıpları nedeniyle doğru çözüm üretemez.

Bu çalışmada; hedef birim olarak adlandırılan, kişisel bilgiler ile sağlık durumunu verebilen giyilebilir bir RF alıcı/verici (transceiver) ve arama birimi olarak adlandırılan hareketli bir konum belirleyici RF cihazdan oluşan arama kurtarma sistemi önerilmektedir. Sistem, arama yapılan alanda çok sayıda farklı noktadan elde edilen sinyal şiddeti verilerinin işlenmesi yoluyla yer tespitine yönelik olarak geliştirilmiştir.

2. Sistem Tasarımı

Enkaz ortamı incelendiğinde kum, demir çubuklar, beton, tuğla, vb. içeren yayılım zayıflaması yüksek rastsal inhomojen ve kayıplı bir ortam olduğu görülür. Sistem tasarımı esnasında hedef ve tarama modülleri arasındaki iletişimin sağlanması ve enkaz içerisindeki hedef modülün konumunun tam olarak tespiti için ortamda elektromanyetik yayılımın incelenmesi gerekmiştir. Yapılan literatür incelemesinde bu tür ortamların gerçeği yansıtacak şekilde analitik ve nümerik olarak modellenmesi ve yaklaşık ifadelerin çıkarılmasının oldukça güç olduğu tespit edilmiştir. Sistem çalışma frekansını belirlemek ve enkaz içerisindeki elektromanyetik yayılımı deneysel olarak incelemek amacıyla Kocaeli Üniversitesi Arslanbey Kampüsünde bulunan enkaz ortamında ölçümler yapılmıştır. Yapılan ölçümlere dayanarak ve yeterli çıkış gücü ve boş frekans bandının belirlenmesi

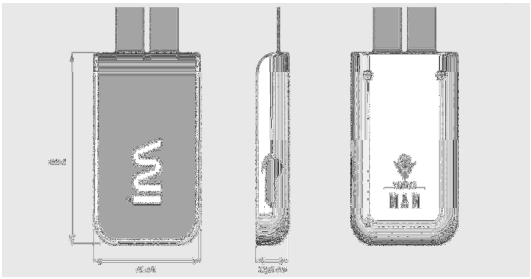
için Telekomunikasyon Kurulu ile yapılan görüşmeler sonucunda sistemin çalışma frekansı 40.675 MHz olarak belirlenmiştir.

Şekil 1, önerilen arama kurtarma sistemini oluşturan temel bileşenleri göstermektedir. Hedef birim, arama biriminin bir alt bileşeni olan tetikleme modülü tarafından tetiklenerek diğer bir alt bileşen olan algılama modülü aracılığıyla konum tespiti yapılabilmektedir.

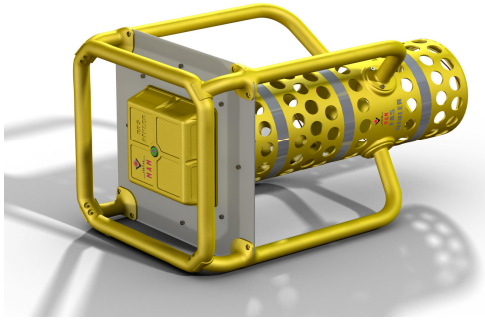
Hedef birim, 40.675 MHz frekansında çalışan giyilebilir –kolye biçiminde- bir RF alıcı-verici olarak üretilmiştir. Enerji tasarrufu amacıyla sadece periyodik olarak çalışır duruma geçmekte ve çalışır duruma geçtiğinde pasif halde kalarak dinleme yapmaktadır. Belirtilen frekanstaki tetikleme sinyallerine duyarlı olan hedef birim, tetiklenir tetiklenmez kendi ID verisini, arama kurtarma için gerekli diğer verilerle beraber (sensörlerle ölçülen taşıyıcı canlılık verisi, pil durumu vb.) göndermektedir. Kablosuz iletişimin sağlanabilmesi için on-off keying (OOK) veri modulasyonu ve çoklu iletişime imkan veren rastsal beklemeli zamansal ayrıştırma tekniği (TDMA) kullanılmıştır. Hedef birim verici çıkış gücü 100 mW, algılanabilir minimum sinyal ise -100 dBm olarak tasarlanmıştır. Çalışma frekansı düşük VHF bandında olduğu için –uzun dalga boyu nedeniyle gerekli anten boyutu da büyümektedir- alıcı ve verici anten olarak esnek PCB üzerine loop anten tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Yer tespitini sağlayan arama birimi; tetikleme sinyallerini enkaz içine gönderebilecek özelliklere sahip taşınabilir bir tetikleme aygıtı, cevap sinyallerini ve sinyal şiddetlerini algılama kapasitesine sahip taşınabilir bir algılayıcı aygıt ve kamera ile dizüstü bilgisayardan oluşan bir kontrol biriminden oluşturulmuştur. Kontrol birimi algılayıcıdan alınan sinyalleri işleyip farklı kaynaklardan ve farklı noktalardan alınan verileri ve sinyal şiddetlerini ayrıştırarak kamera görüntüsü üzerinde her verici için sinyal şiddet haritalarını oluşturabilmektedir. Bu sinyal şiddeti haritaları, operatörlerin yüksek çözünürlüklü konum kestirimi yapmasına olanak sağlamaktadır.

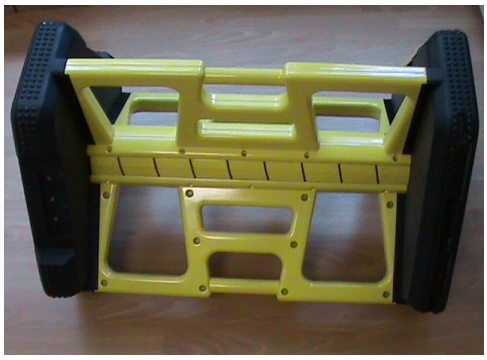
Tetikleme ve algılama aygıtları için eliptik polarizasyon ve enkaz içinde yönsüz kapsama alanı sağlayan sarmal antenler tasarlanmıştır. Tetikleme aygıtı ile belirli ve sınırlı bir süre boyunca enkazın ilgilenilen alanına 5 W şiddetinde tetikleme sinyali gönderilmektedir. Algılayıcının algılama duyarlılığı ise -110 dBm civarındadır. Algılayıcıdan alınan RF sinyaller sayısal sinyale dönüştürülmekte, süzgeçleme ve dinamik eşikleme teknikleri gibi sayısal sinyal işleme teknikleri kullanılarak demodüle edilmektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 1. Sistem bileşenleri (a) Hedef Birim, (b) Algılama Modülü, (c) Tetikleme Modülü.

Enkaz içerisinde hedef birim hareketsizdir ve arama aygıtının kaynak çevresinde geniş hareket alanı bulunmaktadır. Yer tespiti yapılana kadar sayısız noktadan ölçüm alınabilir. Arama görevlerinde zaman

sınırlaması olmakla beraber belirtilen ölçümler otomatik sistemlerle gerçekleştirileceği için uygulamanın ihtiyaç duyduğu hız sağlanabilmektedir. Bu çalışmada önerilen yaklaşım ve sistem, arama yapılan alanda çok sayıda farklı noktadan elde edilen sinyal şiddeti verilerinin işlenmesi yoluyla yer tespitine yönelik olarak geliştirilmiştir. Sinyal şiddeti verileri, arama kurtarma operatörlerine kolaylık sağlamak amacıyla arama yapılan ortamı imgeleyen kamera görüntüsü veya bir harita üzerinde sinyal şiddetine göre değişen renk kodlarıyla görselleştirilmektedir. Hedefler birbirinden ayrıştırılarak her farklı hedef birim için sinyal şiddeti haritaları bu görüntüler üzerinde kullanıcıya yansıtılabilmektedir.

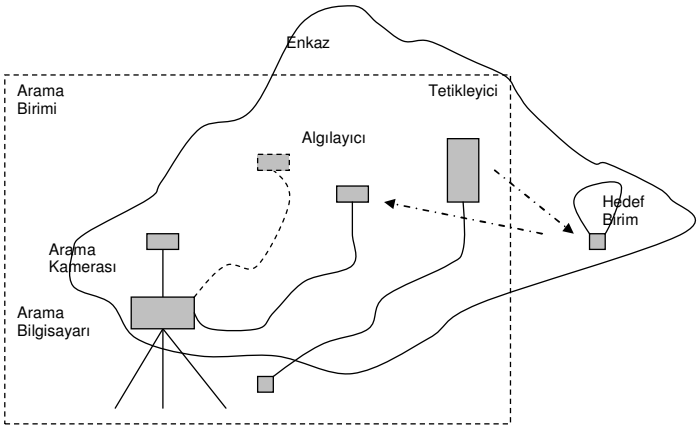
Kamera enkaz üzerinde incelenen bölgeyi görecek şekilde yerleştirildikten sonra, algılama modülü enkaz yüzeyinde dolaştırılır ve noktasal olarak tetikleme ve sinyal dinleme gerçekleştirilir. Kontrol bilgisayarı tetikleme ve algılanan sinyallerin okunması için sensör-tetikleme modülü ile Bluetooth kablosuz haberleşme teknolojisi ile iletişim kurmaktadır. Ancak, saha şartları gerektirdiğinde RS-232 kablolu bağlantı da sağlanabilmektedir. Kamera olarak, dış ortamda görüntü alma yeteneğine sahip bir Web kamerası koruma kılıfının içine yerleştirilerek kullanılmıştır. Kameranın yüksek çözünürlüğe sahip olması uygulama açısından gerekli değildir. Bu yüzden mümkün olduğunca ucuz bir çözüm tercih edilmiştir. Kameranın kontrol bilgisayarı ile bağlantısı USB port üzerinden kablolu olarak gerçekleştirilmiştir.

Enkaz içinde gömülü durumda bulunan giyilebilir alıcı-vericiler tetikleme modülü tarafından tetiklenir tetiklenmez belirli bir süre boyunca ve tekrarlı bir cevap sinyali gönderirler. Cevap sinyali modüle edilmiş olarak (OOK) hedefin ID verisini içermektedir. Algılama modülü her noktada algıladığı sinyalleri kontrol bilgisayarına gönderir ve buradaki uygulama programı o noktadan dinlenen sinyallerin içerdiği ID verisini ve her ID verisiyle ilişkili sinyal şiddetlerini hesaplar. Rastsal TDMA çoklu erişim tekniğiyle farklı kaynaklardan gönderilen verilerinin karışması önlenir.

Uygulama yazılımı kamera görüntüsüne de erişerek enkaz görüntüsünü kameraya yansıtmaktadır ve her alıcı-verici için enkaz yüzeyinde farklı noktalardan elde edilen sinyal şiddetleri, sinyal şiddetine göre belirlenen renk koduyla kullanıcıya kamera görüntüsü üzerinde gösterilir. Bu şekilde her hedef birim için oluşturulan ve kaydedilen sinyal şiddet haritaları kullanıcıya hedef konumunu yüksek doğrulukla tahmin etmesi için karar desteği sağlar. Belli bir açıdan elde edilen kamera görüntüsünün yeterli olmaması durumunda kameranın taşınmasıyla çok sayıda farklı açıdan alınan görüntüler üzerinde sinyal şiddet haritaları oluşturulabilir. Tecrübesiz kullanıcılar için sinyal şiddet haritaları filtreleme ve normalizasyon gibi temel görüntü işleme teknikleriyle işlenerek alıcı-verici konumunu işaret eden global tepe noktaları otomatik olarak hesaplanabilir ve/veya işlenmiş verilerin kullanıcıya yansıtılmasıyla karar desteği artırılabilir. (Enkaz yüzeyinin de iki boyutlu olması iki boyutlu harita verisi üzerinde kestirim yapabilmeyi sağlamaktadır.)

3. Saha Denemeleri ve Ölçüm Sonuçları

Sistem test ve ölçümleri Kocaeli Üniversitesi Arslanbey Kampüsünde bulunan enkaz ortamında yapılmıştır. Saha deneylerinde, hedef birimler enkaz içinde farklı derinlikte noktalara gizlenmiştir. Şekil 2'de görüldüğü gibi kamera enkazda her defasında ilgilenilen noktayı görüntüleyecek şekilde yerleştirildikten sonra tetikleme ve algılayıcı birimler enkaz üzerinde dolaştırılarak tetikleme ve dinleme yapılmıştır.



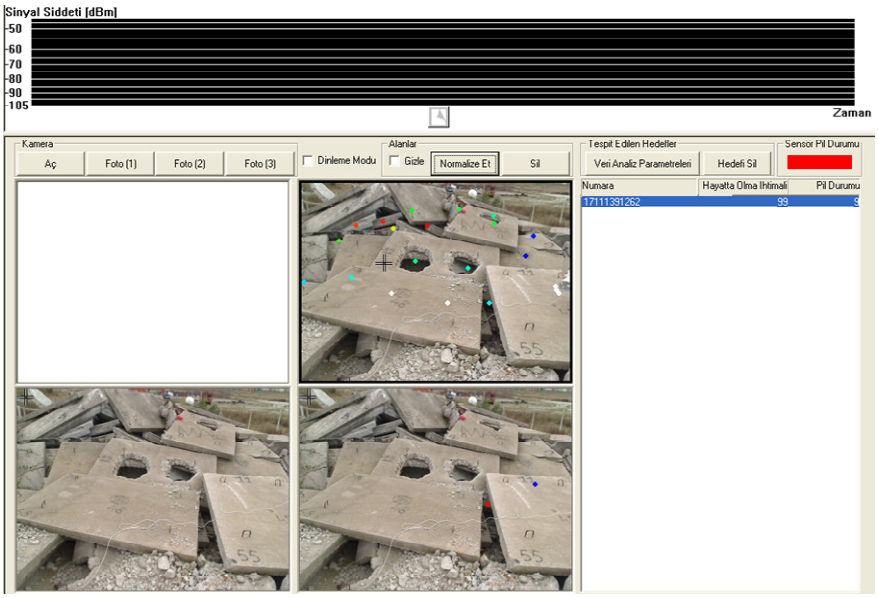
Şekil 2. Enkaz ortamı ölçüm gösterimi.

Tetikleyici tarafından gönderilen sinyal RF alıcı/verici tarafından algılandığında, taşıyıcının sağlık durumu belirlenerek üzerindeki ID numarası ile birlikte birkaç kez algılayıcıya gönderilmektedir.

Bu şekilde farklı açılardan ve enkazın tümünden görüntü ve sinyal ölçümleri alınmıştır. Enkaz yüzeyinin farklı noktalarından algılanan sinyaller işlenerek, tespit edilen her kaynak için dinleme yapılan her noktadan alınan sinyal şiddetleri renk kodlarıyla kamera görüntüsü üzerine işaretlenmiştir. Göreceli olarak yüksek ve düşük sinyal şiddetleri, kırmızı ve mavi arasında sinyal şiddeti azaldıkça sıcak renklerden soğuk renklere geçiş yapılacak şekilde gökkuşağındaki farklı renklerle kodlanmıştır.

Her kaynak için bu şekilde oluşturulan renkli sinyal şiddet haritaları incelenerek kaynakların enkaz yüzeyinde en yakın oldukları noktaların (uygun olabilecek tünel açma alanlarının) en fazla 1 metre hata payı ile tespit edilebildiği görülmüştür (Şekil 3). Enkazdaki tüm kaynaklar eksiksiz olarak konumlandırıldıkları gibi olmayan bir kaynak tespiti (false alarm) de gerçekleşmemiştir.

Sinyal şiddet haritaları incelenerek, tecrübesiz operatörlere normalizasyon ve filtreleme gibi görüntü işleme teknikleriyle konum tespiti konusunda karar desteği sağlanabileceği de görülmüştür. Konum tespiti, her kaynak için ortalama yarım saat sürmüştür ve artan operatör tecrübesi ve kaynak yoğunluğu ile bu süre daha da azaltılabilir.



Şekil 3. Enkaz ortamında yapılan ölçümlere bir örnek.

4. Sonuç

Bu çalışmada enkaz altında canlı kalanların tespiti için, arama yapılan alanda çok sayıda farklı noktadan elde edilen sinyal şiddeti verilerinin işlenmesi yoluyla yer tespitine yönelik bir RF sistem geliştirilmiştir. Kocaeli Üniversitesi Arslanbey Kampüsünde bulunan enkaz ortamında yapılan ölçümler, kullanıcıların klasik arama kurtarma sistemlerine göre çok daha kısa sürede ve enkaz yüzeyinde yaklaşık 1 metre çözünürlükle göçük altında kalan kişilerin konum tespitini sağlayabildiklerini gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1]. Albert Ko ve Henry Y. K., "Robot Assisted Emergency Search and Rescue System With a Wireless Sensor Network", International Journal of Advanced Science and Technology, Vol. 3, February, 2009 s.69-78.
[2]. Stephen E.Lipsky, "Microwave Passive Direction Finding", John Wiley & Sons, 1987

Sonoboy Uygulamaları İçin Çok Kanallı VHF Verici Tasarımı

Demet S. Armağan Şahinkaya, Engin Kurt, Gökhan Bölük
TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü
Gebze, Kocaeli
Tel: +90 262 675 3048
Faks: +90 262 646 3187
demet.sahinkaya@bte.tubitak.gov.tr, engin.kurt@bte.tubitak.gov.tr, gokhan.boluk@bte.tubitak.gov.tr

Özet: *Sonoboylar denizaltıların yerinin, rotasının ve hızının tespit edilmesi amacıyla su altına yayılan pervane ve makine kaynaklı sesleri ya da sonar sinyallerini algılayan ve bu bilgiyi su-üstü yada hava platformlarına RF yoluyla ileten aygıtlardır. Bu çalışmada sonoboyun yönlü ve tüm yönlü akustik sensörlerden aldığı sinyallerin modüle edilerek platforma iletilmesine kadar olan PLL'li modülatör, RF güç kuvvetlendirici ve VHF antenden oluşan RF verici birim tasarımı ele alınmaktadır.*

1. Giriş

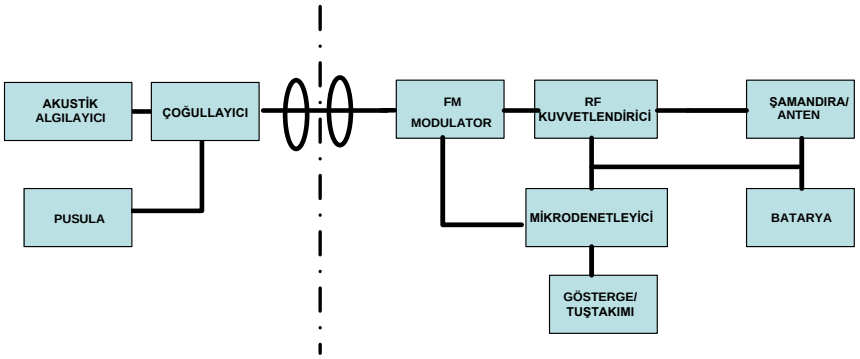
Günümüzde sonoboylar denizaltı savunmasında ve sualtı akustik araştırmalarda kullanılan önemli sistemlerden biridir. Sonoboy, denizin altındaki her türlü doğal ya da yapay akustik sinyalleri algılayıp toplayan ve bu sinyalleri su yüzeyinde bulunan RF vericisi ile VHF bandında FM modülasyonu kullanarak su-üstü platforma (Gemi, uçak gibi) gönderen bir aygıttır. Tasarlanan sonoboy vericisi, standart sonoboy frekans bandı olan 136 - 173.5 MHz aralığında 99 farklı kanaldan birinden yayın yapmaktadır ve bu önceden seçilebilmektedir.

Verici tasarımında farklı kanal seçimi, faz kilitlemeli döngü (PLL) yapısı ile gerçekleştirilmiştir. Literatürde PLL yapı ile frekans sentezleme yöntemleri konusunda birçok çalışma yer almaktadır. PLL tasarımı ile FM modülasyonlu çıkış üretmek için faklı tekniklerin kullanımı mümkündür [1-2]. Bu çalışma kapsamında FM modülasyon PLL'in döngü içerisinde yapılmaktadır. Seçilen kanal frekansı LDMOS transistor kullanılarak 1Watt çıkış gücü elde edilmekte ve şamandıra içerisinde katlanarak muhafaza edilebilen özel bir dipol anten kullanılarak ortama ışıma gerçekleştirilmektedir.

Bu çalışma, TÜBİTAK TARAL-1007 tarafından desteklenen Milli Sonoboy Projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir.

2. Sonoboy Tanımı

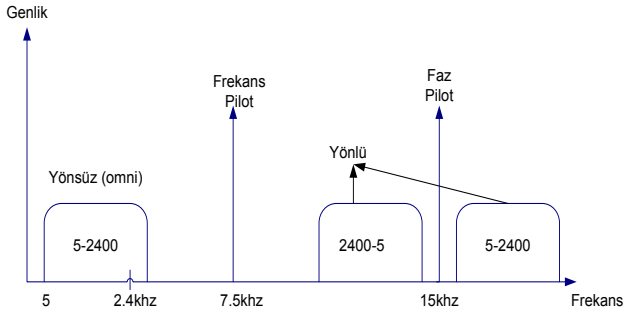
Sonoboy gemiden yada uçaktan denize atılarak kullanılmaktadır. Deniz suyu ile aktive olan pili sayesinde denize girdiği andan itibaren su içindeki ve su yüzeyindeki bileşenleri açılarak ortama konuşlanmakta ve deniz altındaki akustik sinyalleri toplayarak VHF vericisi ile RF sinyale dönüştürerek ortama ışımaktadır. Sonoboy elektronik ve mekanik birçok bileşene sahiptir. Elektronik kısmın görevi, sualtı ses sinyallerini algılayıp bu bilgileri suüstü platformada bulunan VHF alıcı ve sinyal işleme biriminin çözebileceği şekilde modülasyonlu RF sinyale dönüştürmektir.



Şekil 1. Sonoboy elektronik sistemi

Mekanik kısmın temel görevleri ise elektronik kısmı her türlü dış etkenlerden korumak, sualtı akustik sinyallerin sağlıklı bir şekilde toplanması için sualtındaki elektronik bileşenin sabit bir derinlikte ve mümkün olduğunca az salınımlı kalmasını sağlamak ve şamandıra yardımı ile su yüzeyindeki elektronik bileşenlerin denize batmasını engelleyerek suüstünde kalmasını ve bu sayede verimli bir RF yayın yapılmasına yardımcı olmaktır.

Bir sonoboyun elektronik sistemi, alt ve üst elektronik olmak üzere iki adet alt sistemden oluşur. Şekil 1'de sol taraftaki bloklar alt elektroniği ve sağ taraftaki bloklar üst elektroniği temsil etmektedir. Deniz suyu ile aktive olan batarya her iki alt sistemi de besler. Alt elektronik, akustik algılayıcıları sayesinde denizin altındaki akustik sinyallerini toplar ve bu sinyalleri modüle ederek sonoboy standardındaki temel band işaretine (Şekil 2) dönüştürür ve üst elektroniğe kablo vasıtasıyla gönderir. Üst elektronik ise akustik sensör vasıtasıyla toplanan ve alt elektronikte modüle edilen sualtı ortamına ait akustik bilgileri içeren temel bant işaretini FM modüle eder, RF güç kuvvetleridici ile kuvvetlendirir ve anten vasıtasıyla suüstü/hava platformlarına iletir. Sonoboy vericisindeki 136-173.5 MHz bandındaki 99 ayrı kanaldaki VHF sinyalin sentezlenmesi ve FM modülasyonu, faz kilitlemeli döngü (PLL) yapısı ile gerçeklenmiştir. Bu kanalların her hangi biri sonoboy denize atılmadan önce kullanıcı tarafından seçilebilmektedir.



Şekil 2. Sonoboy alt elektronik frekans spektrumu

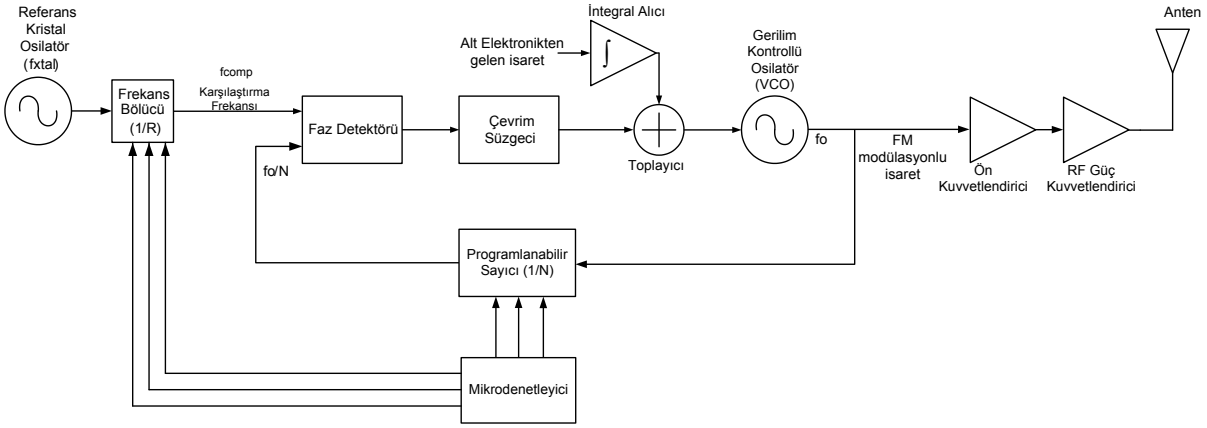
3. PLL Tasarımı

Sonoboy vericisinin blok diagramı Şekil 3'te verilmektedir. PLL de referans frekans, kararlı bir kristal osilatör ile elde edilmektedir. Referans frekansı, sabit bölme oranına sahip (1/R) bir frekans bölücü eleman kullanarak daha düşük frekanslı bir karşılaştırma frekansı üretilmektedir. Bu karşılaştırma frekansı faz detektörünün girişlerinden birine uygulanır. Faz detektörünün diğer bir girişine ise çıkış frekansının programlanabilir frekans bölücü (ya da programlanabilir sayıcı) tarafından 1/N oranında bölünmesiyle oluşan frekans uygulanır. Faz detektörünün çıkışında ise karşılaştırılan bu iki işaretin arasındaki faz hatasıyla orantılı bir değere sahip DC işaret oluşur. Daha sonra bu oluşan DC işaret çevrim süzgecinden (alçak geçiren süzgeç) geçtikten sonra DC kontrol gerilimi olarak VCO'nun girişine uygulanır. VCO, bir gerilim frekans çeviricisidir. Girişine uygulanan bu DC gerilim ile orantılı çıkışında bir frekans üretir. VCO çıkışında oluşan bu işaret çıkışa iletilir ve bir kısmı da geri besleme ile frekans bölücü üzerinden tekrar faz dedektörüne uygulanır. PLL kilitlenene kadar bu döngü devam eder. Döngü sonucunda PLL kilitlendiğinde VCO çıkışındaki işaretin frekansı şu şekilde olur:

$$fo = \frac{N}{R} \bullet fxtal \tag{1}$$

Burada N ve R değerleri tam sayıdır. Şekil 3'de görüldüğü üzere çevrim süzgeci ile VCO arasına alt elektronikten gelen işaret integral alıcıdan geçirilerek uygulanmıştır. Böylece VCO çıkışında VHF bandında seçilen kanal frekansında yayın yapan FM modüleli bir işaret oluşur. Çevrim süzgecinin üst kesim frekansı modüle eden işaretin bandından (alt elektronik işareti) büyük olacak şekilde 20 KHz olarak tasarlanmıştır. Tasarım esnasında sonoboy sinyal alıcı/sinyal işleme birimine ve NATO standardına uygun olarak FM deviasyonu (sapma) en fazla 105KHz olacak şekilde alt elektronik sinyalinin genliği ayarlanmaktadır.

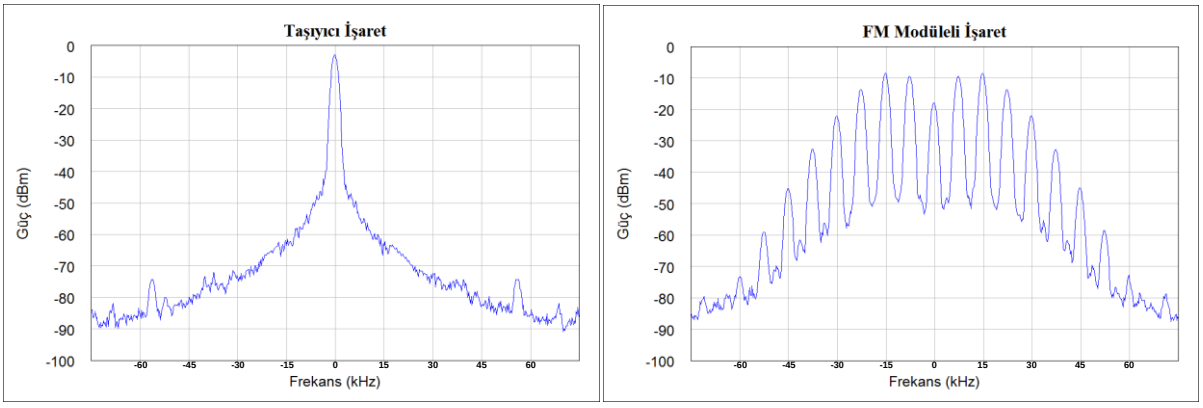
PLL tasarımında Motorola firmasının sayısal olarak programlanabilen MC145170-2 entegresi ve VCO olarak Crystek firmasına ait CVC033CL-0125-0200 ürünü kullanılmıştır. Çevrim süzgeci olarak OPAMP ile aktif alçak geçiren süzgeç tasarımı yapılmıştır.



Şekil 3. Sonoboy vericisi

Programlanabilir sayıcı (1/N) ve frekans bölücü (1/R) mikrodenetleyici birimi tarafından kontrol edilmektedir. 136-173.5 MHz iletim frekans bandı, kanallar arası 375KHz olacak şekilde 99 kanala bölütlenmiştir. Tasarım, kanalların birbirine karışmasını önlemek amacı ile her bir kanal arasında 125 KHz güvenlik frekans bandı bırakılarak gerçekleştirilmiştir. Kanal numaraları ve ilişkili frekans bantları NATO bünyesinde belirlenmiş standart değerler olarak uygulanmıştır [3]. PLL devresinin kilitleneceği frekansı belirleyen veriler, sonoboy üst elektronik biriminde yer alan kullanıcı arayüzündeki tuş takımı ve ledler vasıtasıyla seçilerek sisteme kaydedilir.

Sonoboy verici devresinde PLL, MSP430 serisi bir mikrodenetleyici kullanılmıştır. Sonoboy denize atılmadan önce kullanıcının girdiği kanalın VHF frekansı PLL devresi üzerindeki programlanabilir sayıcı (N ve R) tarafından ayarlanmaktadır. Mikrodenetleyici bu PLL devresine SPI arayüzü ile bağlanmıştır. SPI arayüzünde bir adet ortak saat (SCK), veri alma (SDI), veri gönderme (SDO) ve her slave aygıtın bir seçme hattı (CE) bulunur. Kullanıcının seçtiği kanala göre (1-99) PLL, o kanal frekansı için daha önceden hesaplanmış olan gerekli N ve R değerini alır.



(a) **(b)**

Şekil 4. VHF sonoboy vericide üretilen sinyal 32. kanal, f0=136MHz (a) Modülasyonsuz taşıyıcı işaret, (b) FM modüleli işaret (ölçüm esnasında spektrum analizör penceresi 150 Khz seçilmiştir).

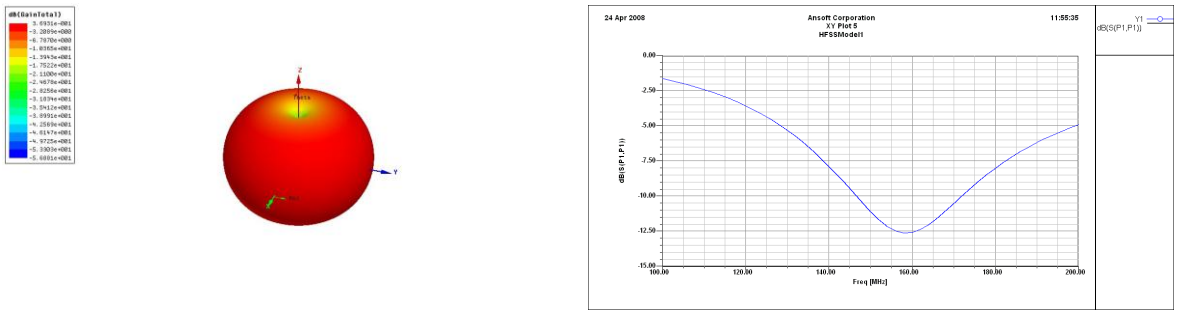
4. RF Güç Kuvvetlendiricisi

RF kuvvetlendirici standart sonoboy bandındaki (136 - 173.5 MHz) RF sinyali, çıkışı en az 1W olacak şekilde kuvvetlendirir. Bu kuvvetlendirici seçilirken verimi göz önünde tutulmuştur. Çünkü sonoboy bataryadan beslenen bir sistemdir. RF güç kuvvetlendirici tasarımında Freescale firmasının MW6S004NT1 kodlu 1-2000 MHz Lateral N-Channel RF Power MOSFET ürünü kullanılmıştır. Yapılan ölçümler sonucunda tasarlanan

LDMOS'lu RF kuvvetlendirici sonoboyun çalışma frekansı aralığında (136 MHz-173.5 MHz) en az 18dB güç kazancı vermiştir. VCO çıkışındaki sinyalin seviyesi LDMOS'lu kuvvetlendiriyi sürecek kadar yüksek olmadığı için ön kuvvetlendirici olarak Minicircuits firmasının ERA-5+ kodlu Monolithic Amplifier ürünü kullanılmıştır. Ön kuvvetlendirici ve RF güç kuvvetlendirici ile birlikte toplam kazancı sonoboy bandında 30dB ve çıkış gücü band boyunca en az 1W olan RF güç kuvvetlendirici tasarlanmıştır.

5. Anten Tasarımı

Sonoboy haberleşmesi için kullanılacak anten, sonoboyun çevresinde yönsüz bir paterne sahip olmalıdır. Bunun için λ/4 dalga boyu dipol anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Dipol anten HFSS elektromanyetik hesaplama programı kullanılarak simüle edilmiştir. Şekil 5(a)'da simülasyon sonucu elde edilen 3 boyutlu ışıma paterni verilmektedir. Burada anten sonsuz iletken malzeme, radyasyon ortamı ise hava olarak seçilmiştir. Görüldüğü üzere, dipol anten yönsüz ışıma gerçekleştirmektedir. Şekil 5(b)'de ise simülasyonu yapılan 48.5 cm uzunluğundaki dipole antene ait S11 yansıma katsayısı görülmektedir. Beklendiği üzere yansıma katsayısı dipolün boyuna bağlı olarak 136 – 173.5 MHz frekans bandında kabul edilebilir seviyededir. Dipol antenin girişinde güç kuvvetlendiricisinin çıkışı ile empedans uyumlandırma devresi tasarlanmış ve uygulanmıştır. Ayrıca uygulanan özel anten üretim tekniği ile sonoboyun çalışma süresi sonunda şamandırasının havasını boşaltarak VHF yayının sona erdirilmesi sağlanmaktadır.



(a) **(b)**

Şekil 5. a) Dipol anten ışıma paterni ve b) S11 yansıma katsayısı; HFSS simülasyonu.

6. Sonuç ve Değerlendirme

Bu çalışmada sualtı savunmasında ayrıcalıklı yeri bulunan sonoboyların iletişimini sağlayan VHF vericisine ait tasarım bilgileri verilmektedir. Su altındaki algılayıcılardan gelen verilerin su üzerindeki platforma 136-173.5MHz frekans bandında seçilebilen kanalda iletiminin mümkün olduğu gösterilmiştir. Daha sonraki bir çalışma, boş iletişim kanalının otomatik olarak tespiti ve gerekli durumlarda iletim kanalının değiştirilmesi olarak öngörülmektedir.

Kaynaklar

[1]. Dean Banerjee, "PLL Performance, Simulation and Design",4th Edition, 2006.
[2]. David Rosemarin, "Wide bandwidth frequency modulation of phase lock loops", www.rfdesign.com, February 2000.
[3]. NATO Air-ASW Buoys Interoperability Specification, 30 June, 2006.

Frekans Atlamalı Uydu Modem

Önder Tatar, Hüseyin Erkut
C Tech Bilişim Tek. San. ve Tic A.Ş.
TÜBİTAK TEKSEB C-210
Gebze, Kocaeli
onder.tatar@ctech.com.tr, hhuseyin.erkut@ctech.com.tr
Tel: (262) 644-9048 - Faks: (262) 644-9047

Özet: *Bu bildiride, L bantta 500 MHz'lik bir bant içinde saniyede 1200 sözde-rastgele frekans atlaması gerçekleştiren ve 2.048 Mbps hıza kadar destekleyen bir uydu modem uygulaması tarif edilmiştir. Modem daha yüksek hızlarda frekans atlama ve veri aktarımını desteklediği halde bu uygulamada NATO SATCOM standartlarından gelen parametreler kullanılmıştır.*

1. Giriş

Coğrafi olarak geniş bir alana yayılmış, sabit olmayan konumlara sahip haberleşme birimleri arasındaki iletişim için uydu haberleşmesi uygun bir çözüm sağlamaktadır. Savunma amaçlı haberleşme sistemleri için böylesi bir uydu haberleşme ağı söz konusu olduğunda iletimin devamlılığı kritik hale gelmektedir.

Uydu haberleşmesi, doğası gereği jammer cihazları gibi bozucu etkilere karşı açık bulunmaktadır. Bu tür bozuculara karşı alınan önlemlerden birisi, iletim sırasında farklı frekansların kullanılmasıdır. Kullanılacak sonraki frekansları tahmin edebilen akıllı jammer cihazlarına karşı olarak bu frekansların sözde-rastgele seçilmesi ve frekans atlamalarının geniş bir bant içinde ve yeterli sıklıkta yapılması iletimin devamlılığını sağlamak üzere alınması gereken diğer önlemlerdir [1][2].

Frekans atlamasının her iki uç birim tarafından uyumlu bir biçimde yapılabilmesine olanak sağlayan yapı 2. bölümde açıklanmaktadır. Hatalara karşı koruma fonksiyonları ve modemde kullanılan modülasyon tipleri 3. ve 4. bölümlerde; donanımsal olarak frekans atlamasını mümkün kılan arafrekans bloğu da 5. bölümde açıklanmaktadır.

2. Frekans Atlama ve Senkronizasyon

Frekans atlamalı modemde, frekansların sözde-rastgele seçiminin, her iki uçbirim tarafından kullanılan kriptoğrafik algoritmalar sayesinde sağlanması mümkündür. Buradaki asıl zorluk, her iki uçtaki modemin aynı anda aynı frekansları kullanmasını garanti etmek için iki birim arasında kurulması gerekli olan zaman senkronizasyonudur. Bu zorluk, her bir modemin, senkronizasyona adanmış bir link kullanarak, merkezdeki bir kontrolcü modemle zamanlamasını ayarlaması sağlanarak aşılmıştır.

Sözde-rastgele frekanslar kullanarak haberleşmeyle ilgili diğer bir zorluk, birden fazla modemin haberleşirken birbirlerinden farklı frekansları kullanacağının garanti edilmesidir. Bu nedenle sözde-rastgele frekans seçimlerinin, her bir atlamada, tüm ağda kullanılacak frekansların ortogonalliği sağlanacak şekilde yapılması gereklidir. Bu ihtiyaç, ağ üzerindeki tüm haberleşme linkleri göz önünde bulundurularak bir bant yerleşim planının önceden yapılmış olmasını gerekli kılar. Her bir haberleşme birimi bu bant yerleşim planını kullanarak, algoritmada hesaplanan bir sonraki atlamada kullanacağı frekans değerini diğer iletişim linkleriyle ortogonal olacak şekilde hesaplar. Kullanılacak frekanslar gibi atlamalarda trafik verisinin mi yoksa senkronizasyon verisinin mi iletileceği de yine sözde-rastgele olarak belirlenir.

Senkronizasyonun kurulması amacıyla ağa girmeye çalışan bir modem, öncelikli olarak kendi zaman referansı uyarınca kontrolcü modem tarafından gönderilen senkronizasyon mesajlarını algılamaya çalışır [3]. Bu mesajlar, algılamayı kolaylamak üzere sabit bir gömülü referans paterni içermektedir. Modemde bu paterni saptamak amacıyla, frekans hatalarına daha dayanıklı olan bir farksal korelatör (differential correlator) kullanılmıştır. Senkronizasyon paterninin belirli bir süre saptanamaması üzerine, modem kendi zaman referansında düzeltme yaparak yeniden senkronizasyon paternini bekler. Senkronizasyon paterni yakananıncaya kadar yapılan bu düzeltmeler, başlangıçta girilmiş olan zaman referansının doğruluğuna bağlı olarak 30 dakikaya kadar sürebilmektedir.

Senkronizasyon mesajının yakalanıp içeriğinin okunmasından sonra, zamanlama, frekans ve güçte ince ayar yapmak üzere modem, kontrolcü modeme bir referans paterni gönderir. Referans paternini alan kontrolcü modem, referans paterninden hesapladığı zaman, frekans ve güç düzeltmelerini ilgili modeme gönderir. Düzeltme bilgilerini alan modem gerekli düzeltmeleri yaparak yeniden referans paternini yollar. Bu şekilde yapılan düzeltmeler sonucunda

zaman ve frekans düzeltmesi yeterince iyileştirilen modeme ağa girme izni verilir. Haberleşme izini alan modem, önceden tanımlanmış link uyarınca karşı modemle iletişime başlar. Modemde frekans atlama parametrelerinin hesaplamaları ve senkronizasyonun üst seviye protokolü DSP işlemcisi içinde gerçeklenmiş bulunmaktadır.

3. Serpiştirme ve Hata Düzeltme

Frekans atlamalı modemin temel özelliği, jammer türü bozucu etkilerin varlığında da veri iletimini devam ettirmesidir. İletilen veri, bu türden bozucu etkiler nedeniyle oluşacak hatalara karşı, bir dizi hata düzeltme algoritması ve serpiştiriciler (interleaver) yoluyla korunmaktadır. Hata düzeltme algoritmaları için dış kodlama olarak Reed-Solomon algoritması, iç kodlama olarak Viterbi algoritması kullanılmıştır. Trafik verileri evrişim kodlayıcı çıkışında 1/2 oranında kodlanırken, senkronizasyon verileri henüz zaman ve frekans düzeltmeleri tam olarak yapılmadan iletilmek durumunda olduğundan düzeltme başarımını artırmak üzere 1/4 oranında kodlanmaktadırlar.

Her iki kodlama çıktısı da "burst" hatalarına karşı Forney tipi serpiştirici ile karıştırılmaktadır. Reed-Solomon kodlayıcı çıkışındaki veri, baytlar halinde çeşitli atlamalar içine dağıtılarak verinin hem zaman hem de frekans olarak serpiştirilmesi gerçekleştirilmektedir. Evrişim kodlayıcı çıkışındaki veri de bit bazında atlamalar arasında dağıtılarak ikinci bir serpiştirme uygulanır. Bu şekilde bit bazında da hem zaman hem frekans olarak serpiştirme uygulanmaktadır. Son olarak, atlama içindeki bit dizisine de serpiştirme uygulanarak atlama içinde de oluşabilecek burst hataların Viterbi kod çözücüsü tarafından düzeltilme performansı arttırılmıştır.

Modem gerçeklemesinde düşük hızlarda iletimi yapılan kontrol verilerinin kodlanması ve serpiştirilme işlemleri DSP işlemcisi içinde yapılırken, yüksek hızdaki trafik verisinin kodlanması ve serpiştirilmesi ise FPGA tümdevresi içinde gerçekleştirilmiştir.

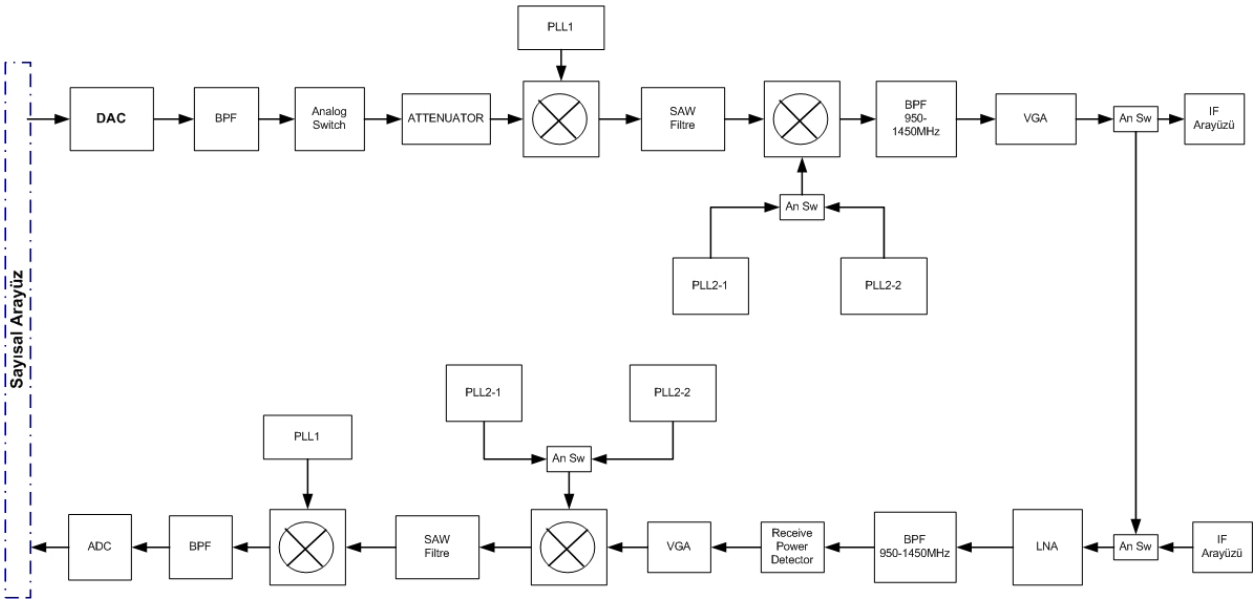
4. Modülasyon

Modemde, verinin iletiminde doğrusal olmayan bozucu etkilere karşı daha dayanıklı olan faz-kaymalı anahtarlama (PSK) modülasyonları tercih edilmiştir. Senkronizasyon verileri henüz frekans ve zaman düzeltmeleri yapılmadan önce gönderilip alındığından bu atlamalarda, hataya karşı daha dirençli olması açısından kaydırılmış (shifted) BPSK modülasyonu kullanılmıştır. Senkronizasyon mesajları, BSPK sembolleri olarak kodlandıktan sonra, çırpıcı (scrambler) çıkışında modülasyonun tepe-faktörünü (peak factor) azaltmak amacıyla kaydırılmış BPSK sembollerine dönüştürülmektedir. Zaman ve frekans düzeltmelerinin ardından gönderilip alınacak olan trafik verilerinin iletiminde ise QPSK modülasyonu tercih edilmiştir. Trafik iletimi sırasında gönderilen sembol dizisi içine, yerleri sözde-rastgele olarak değişen referans sembolleri de eklenmekte; bu şekilde frekans ve faz düzeltmeleri uyumu olarak yapılabilmektedir. Sembollerin darbe şekillendirmeleri için ise 1/3 roll-off faktörlü root-raised-cosine filtreler kullanılmıştır [4].

Trafik ve senkronizasyon verilerinin uygun modülasyondaki sembollere dönüştürülmesi; bunlara uygulanan darbe şekillendirme sonrası temel bant işaretin elde edilmesi yine FPGA tümdevresi içinde yapılmıştır. Daha sonra bir sayılsal modülatörde elde edilen 40 MHz arafrekans işareti frekans atlaması yapılmak üzere analog olarak çalışan arafrekans bloğuna göderilmektedir.

5. Frekans Atlamalı Arafrekans Bloğu

RF bloğundaki PLL'ler her atlamada farklı bir frekansta çalışmak durumunda olduğundan atlamalar arasındaki frekans geçişleri frekans atlamalı modem tasarımında önemli bir zorluktur. Hızlı frekans geçiş ihtiyacını sağlamak üzere RF bloğunda, birbirine özdeş paralel PLL blokları kullanılmak zorunda kalınmış; böylece bir atlama içinde iletim yapılırken diğer bloktaki PLL'leri sonraki atlama frekansına ayarlamak mümkün olmuştur. Bir anahtar yardımıyla uygun PLL çıkışı karıştırıcılara (mixer) yönlendirilerek frekans atlaması gerçekleştirilmektedir. Frekans atlamalı IF katının blok diyagramı **Şekil** 1'de görülmektedir. Sayısal modülatörden gelen f_0 frekansındaki IF işareti f_1 frekansındaki işaretle çarpıldıktan sonra $f_0 + f_1$ 'lik bir bant geçiren filtreden geçirilerek işaret spektrumu $f_0 + f_1$ frekansına kaydırılmış olur. Bu işaret, f_2 ile f_3 frekansları arasında programlanabilen ikinci PLL katı tarafından yeniden kaydırılarak işaretin, istenilen 950–1450 MHz bandı arasında istenilen frekansa oturtulması sağlanmaktadır. Kullanılan bu yöntemde f_1, f_2 ve f_3 frekansları, oluşan yan bant işaretlerinin karıştırıcı çıkışına konulan 950–1450 MHz'lik filtrenin kesim frekansının çok ötesinde kalarak yeteri kadar iyi bastırılması garanti altına alınacak şekilde seçilmektedir.



Şekil 1: IF Bloğu

6. Performans

Modemin BER performans ölçümleri bir uydu kanal simülatörü ve bir gürültü üreteci yardımıyla gerçekleştirilmiştir. 950–1450 MHz aralığında saniyede 1200 frekans atlaması altında ve 2048 Kbps veri hızında iletim durumunda ölçülen BER değerlerinin Eb/No parametresine göre değişimi Tablo 1'de gösterilmiştir.

Tablo 1: BER performans tablosu.

Eb/No (dB)	BER
5,1	$1x10^{-5}$
5,6	$1x10^{-6}$
6,7	$1x10^{-7}$
7,4	$1x10^{-8}$
9	$1x\ 10^{-10}$

7. Sonuç

Bu çalışmada, L bantta 500 MHz'lik bir bant içinde frekans atlamalı ve 2.048 Mbps hıza kadar destekleyen bir uydu modem uygulaması; karşılaşılan zorluklar ve bunların aşılması yöntemleri tarif edilmiş ve elde edilen performans değerleri verilmiştir.

Kaynaklar

[1]. E. Felstead, "Follower jammer considerations for frequency hopped spread spectrum" Military Communications Conference, 1998. MILCOM 98. Proceedings., IEEE, 2:474-478 vol.2, Oct 1998.
[2]. Simone, L. Salerno, N. Maffe, "Frequency-Hopping Techniques for Secure Satellite TT&C: System Analysis & Trade-Offs", Satellite and Space Communications, 2006 International Workshop on 14-15 Sept., s13 – 17, 2006
[3]. H. Meyr, Moeneclaey M., Fechtel S. A., Digital Communication Receivers, John Wiley & Sons, Inc., 1998, ABD.
[4]. Moreira, J. C., Parrel, F. G., Essentials of Error-Control Coding, John Wiley & Sons, Ltd., West Sussex, Ingiltere, 2006.

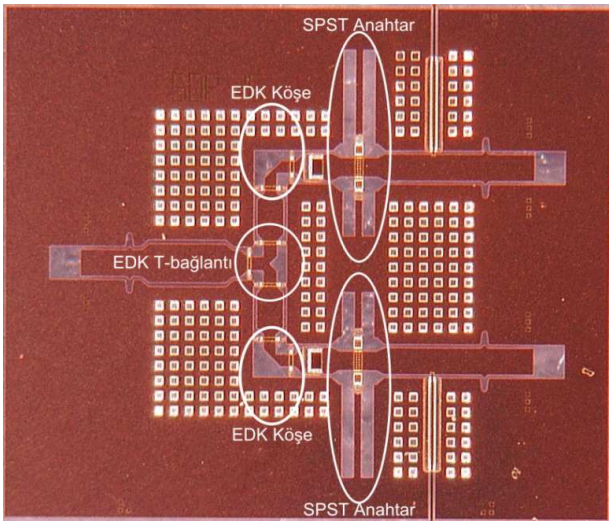
RF MEMS Teknolojisi Tabanlı 12 GHz ve 26 GHz Çalışma Frekanslarında Tek Giriş Çift Çıkış Anahtar Yapıları

İlker Comart, Şimşek Demir ve Tayfun Akın
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
e129178@metu.edu.tr

Özet: *Bu bildiride, 12 GHz ve 26 GHz çalışma frekansları için tasarlanan, RF MEMS teknolojisi tabanlı, tek giriş çift çıkış anahtar yapılarının üretim aşamaları, tasarım aşamaları ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Önerilen anahtar yapısında giriş kapısını takip eden EDK (Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu) hat, bir EDK T-bağlantıyla ikiye ayrılmıştır. T-bağlantının çıkış kapılarından elektriksel olarak çeyrek dalga boyu uzaklıktaki sığal temaslı paralel tek giriş tek çıkış anahtarlarla, iki hat arasındaki seçicilik olanağı sağlanmıştır. Tasarlanan yapılar kuvars pul üzerinde üretilmiştir. Üretilmiş yapıların RF ölçümleri gerçekleştirilmiş ve ölçüm sonuçları tasarım aşamasındaki devre modeli benzetim sonuçlarıyla kıyaslanmıştır. Bu kıyaslamalarda, ölçümlerle kullanılan devre modeli benzetimlerinin uyumlu oldukları görülmüştür.*

1. Giriş

RF MEMS anahtarlar sağladıkları düşük araya girme kaybı ve yüksek yalıtımla, eşdeğer kullanımı olan PIN ve FET anahtarlardan çok daha iyi sonuçlar vermektedirler [1]. Bu nedenle de özellikle telekomünikasyon alanında, faz kaydırıcılar ve anahtarlama ağlarında kullanım alanı bulmaktadırlar [2]. Bu anlamda RF MEMS teknolojisinin yapı taşı olarak kabul edilen tek giriş tek çıkış anahtarların yanı sıra, tek giriş ve çok çıkışlı anahtar yapılarına gereksinim duyulmaktadır. Bu bildiride sunulan çalışmada, çalışma frekansları 12 GHz ve 26 GHz olan ve aynı devre yapılandırmasına sahip olan iki adet tek giriş çift çıkış anahtar yapısı üzerinde durulmuştur. Çalışmadaki tek giriş çift çıkış anahtar yapıları, MEMS teknolojisinin sunduğu en önemli iki başarım olan, düşük araya girme kaybı ve iki çıkış kapısı arasındaki yüksek elektriksel yalıtım ölçütlerini başarıyla sağlamıştır. Üretilen tek giriş çift çıkış MEMS anahtarlar yapı taşı olarak iki adet tek giriş tek çıkış MEMS anahtar, iki adet EDK köşe bir adet EDK T-bağlantı, iki adet MYM (metal-yalıtkan-metal) sığaç ve EDK hatlardan oluşmaktadır. Üretimi tamamlanmış tek giriş tek çıkış MEMS anahtar yapılarından 26 GHz çalışma frekansına sahip olan anahtarın mikroskop altında çekilmiş bir fotoğrafı Şekil 1'de sunulmuştur (12 GHz çalışma frekansındaki anahtar yapısı da aynı devre yapılandırmasına sahiptir). Yapılan bu çalışmada, üretimi başarıyla tamamlanan iki adet tek giriş çift çıkış MEMS anahtar yapısının üretim aşamaları, tasarım aşamaları ve ölçüm sonuçları sırası ile sunulmuştur.



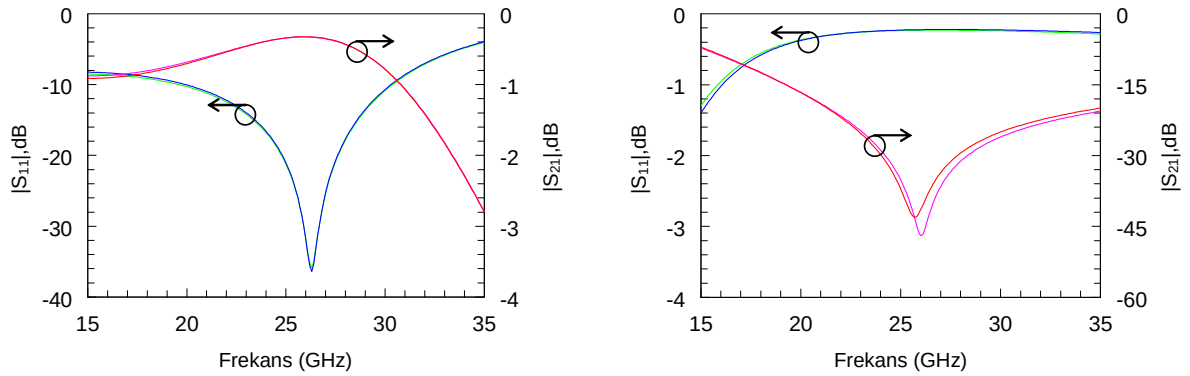
Şekil 1. 26 GHz çalışma frekansı için tasarlanan tek giriş çift çıkış MEMS anahtar yapısının üstten görünüşü

2. Üretim

Tek giriş çift çıkış anahtarların üretiminde ODTÜ RF MEMS araştırma grubu tarafından geliştirilen, yüzeysel mikroişleme tabanlı 7 maskeli standart RF MEMS üretim süreci döngüsü kullanılmıştır. Tasarlanan yapılar 500 μm kalınlıktaki kuvars pullar üzerinde üretilmiştir. İlk olarak pul üzerine, MEMS köprülerin elektriksel olarak uyarılabilmeleri için kullanılan 0.2 μm kalınlığındaki SiCr tozutma yöntemi ile serilmiş ve doğru akım gerilim hatları oluşturulmuştur. İkinci olarak EDK yapıların sinyal ve toprak hatlarını oluşturmak için Ti/Au (30 nm / 1 μm) tabakaları pullar üzerine tozutma yöntemi ile kaplanmıştır. Bu aşamadan sonra Si_xN_y tabakası PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) yöntemi ile kaplanmıştır. Yalıtkan bir malzeme olan Si_xN_y, MEMS anahtarların aşağı durumunda, köprüler ile EDK sinyal hatlarının kısa devre yapmasını engellemek için kullanılmıştır. Ardından polyimide feda katmanı serilmiş ve üzerine ikinci Ti/Au (30 nm / 1.2 μm) tabakası tozutma yöntemi ile kaplanmıştır. Bu aşamadan sonra MEMS köprülerin mekanik dayanıklılığını artırmak için köprülerin çapa noktalarına altın elektro kaplama yöntemi ile 6 μm kalınlığında altın kaplanmıştır. Son olarak feda katmanı kaldırılarak köprüler serbest bırakılmıştır.

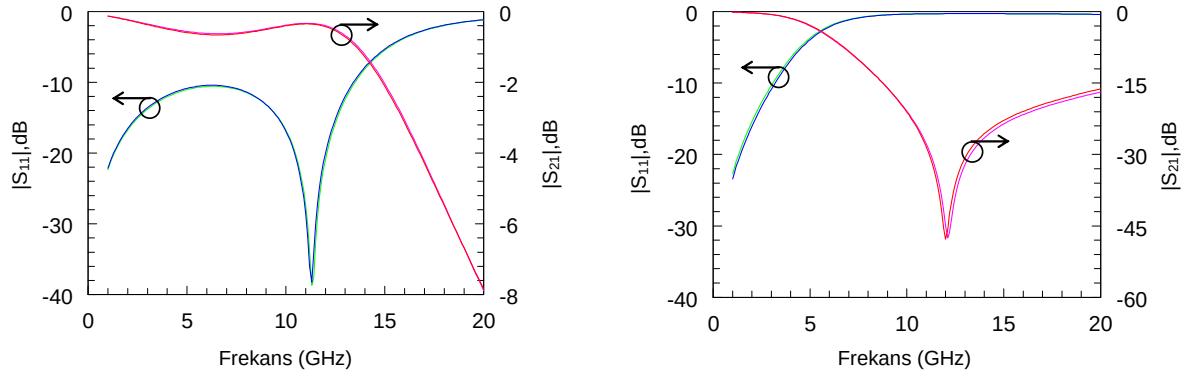
3. Tasarım

Çalışmaya ilk olarak tek giriş çift çıkış anahtar yapılarının da temelini oluşturan tek giriş tek çıkış anahtar yapılarının tasarımı ile başlamıştır. Tasarım sonuçları Ansoft HFSS 11 programı kullanılarak elektromanyetik benzetimler sonucunda elde edilmiştir ve bu sonuçlar ışığında Microwave Office programında devre modelleri oluşturulmuştur. 26 GHz çalışma frekansı için tasarlanmış tek giriş tek çıkış anahtar yapısında yukarı durumda geri dönüş kaybı bütün bant genelinde 10 dB'den daha iyi ve aşağı durumda yalıtım 26 GHz etrafında yaklaşık 7 GHz'lik bantta (23-30 GHz) 20 dB'den daha iyidir. Araya girme kaybı çalışma frekansı etrafında 4 dB'den daha düşüktür. Aynı şekilde 12 GHz çalışma frekansı için tasarlanmış tek giriş tek çıkış anahtar yapısında yukarı durumda geri dönüş kaybı bandın sonlarına kadar 10 dB'nin altındadır. Aşağı durumda yalıtım yaklaşık 10 GHz - 15 GHz bandında 20 dB'den iyidir ve araya girme kaybı çalışma frekansı civarında yaklaşık 2 dB'dir. Araya girme kayıplarının beklenen değerlerden yüksek olması benzetimlerde MEMS anahtarlara eklenen uzun EDK hatlardan kaynaklanmaktadır. Elektromanyetik benzetimlerden elde edilen tek giriş tek çıkış anahtar performansları Şekil 2 ve Şekil 3'te sırasıyla 26 GHz ve 12 GHz tasarımları için sunulmuştur. Aynı zamanda bu grafiklerde EM model ve devre modellerinden elde edilen sonuçların uyumluluğu görülmektedir. Tek giriş çift çıkış yapılarının tasarım aşamaları tek giriş tek çıkış anahtarlar için oluşturulan devre modelleri kullanılarak tamamlanmıştır.



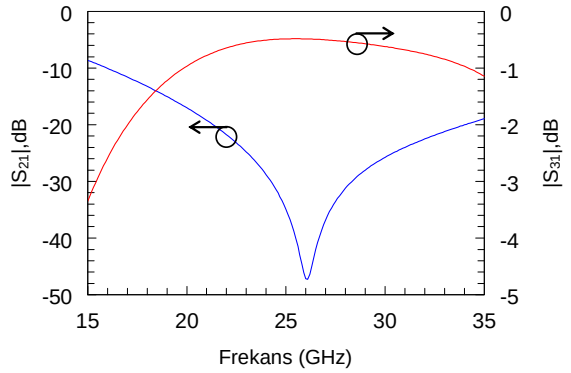
(a) (b)

Şekil 2. 26 GHz çalışma frekansında tasarlanan tek giriş tek çıkış anahtar yapısının elektromanyetik ve devre modellerinden elde edilen sonuçlar ve bu sonuçların uyumluluğu, a) yukarı durum, b) aşağı durum

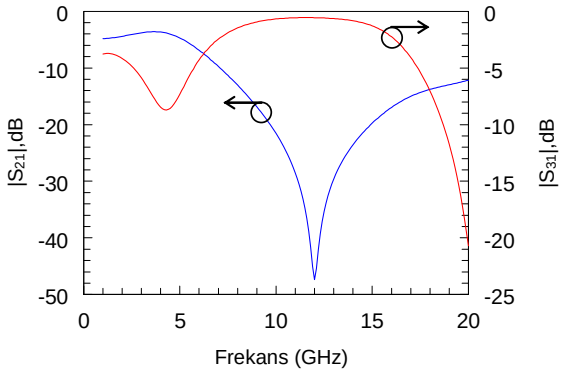


Şekil 3. 12 GHz çalışma frekansında tasarlanan tek giriş tek çıkış anahtar yapısının elektromanyetik ve devre modellerinden elde edilen sonuçlar ve bu sonuçların uyumluluğu, a) yukarı durum, b) aşağı durum

Tek giriş tek çıkış anahtarların elektrostatik olarak uyarılabilmeleri için doğru akım gerilim hatları oluşturulmuştur. Tek giriş çift çıkış anahtar yapıları, tek giriş tek çıkış anahtarların yanı sıra EDK T-bağlantı ve EDK-köşe yapılarına da ihtiyaç duymaktadır. Bu yapılar tek giriş çift çıkış anahtar yapılarının başarımlarını en az düzeyde etkileyecek şekilde tasarlanmıştır. Bu yapıların tasarımlarında ana elektromanyetik EDK modun yanında yan modların oluşmasını engellemek için, EDK toprak hatları MEMS köprüler ile birbirine bağlanmıştır. Bu bağlantı köprülerinin elektrostatik olarak çökmelerinin engellenmesi için, tek giriş tek çıkış anahtarlar ve EDK köşeler arasına metal-yalıtkan-metal sığaçlar yerleştirilmiştir. T-bağlantının çıkış kapıları ile tek giriş tek çıkış anahtarlar arasındaki hatlar, elektriksel boyları çalışma frekansında çeyrek dalga boyu olacak şekilde ayarlanmıştır. Böylece tek giriş tek çıkış anahtarların aşağı durumunda elde edilen elektromanyetik kısa devrenin, T-bağlantı üzerine açık devre olarak taşınması amaçlanmıştır. Ayrı ayrı tasarlanan yapılar devre modelleri üzerinden birleştirilerek tek giriş çift çıkış anahtar yapılarının benzetim sonuçlarına ulaşılmıştır. Devre modelleri üzerinden tasarım yapılırken bütün kapılar 50 Ω ile sonlandırılmıştır. Buna ek olarak çıkış kapılarının her ikisinden de eş zamanlı iletim yapılmadığı kabul edilmiş ve tasarım bu şartlarda gerçekleştirilmiştir. Devre modelinden elde edilen benzetim sonuçları bu şartlarda alınmıştır. Bu sonuçlar Şekil 4 ve Şekil 5'te, 26 GHz ve 12 GHz için sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4. 26 GHz çalışma frekansında tasarlanan tek giriş çift çıkış anahtar yapısının devre modelinden elde edilen S-parametreleri (2 ve 3 çıkış kapılarıdır ve iletim 3. kapıdan yapılmaktadır)

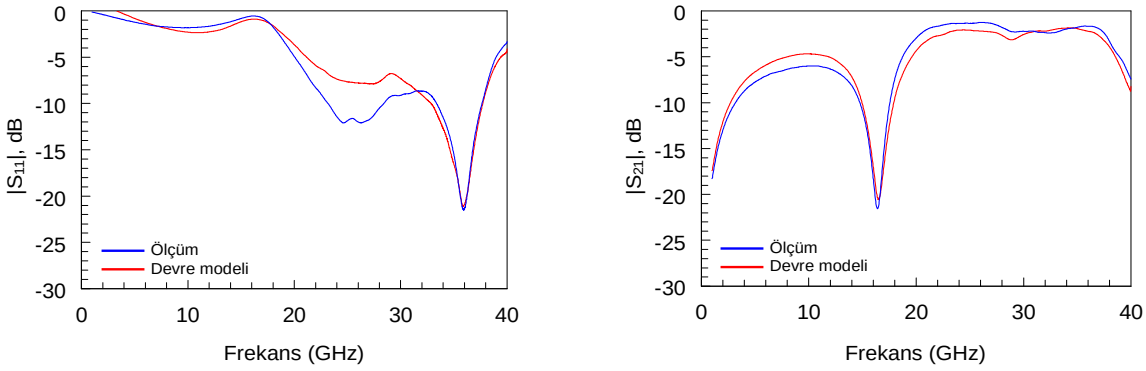


Şekil 5. 12 GHz çalışma frekansında tasarlanan tek giriş çift çıkış anahtar yapısının devre modelinden elde edilen S-parametreleri (2 ve 3 çıkış kapılarıdır ve iletim 3. kapıdan yapılmaktadır)

4. Ölçüm Sonuçları

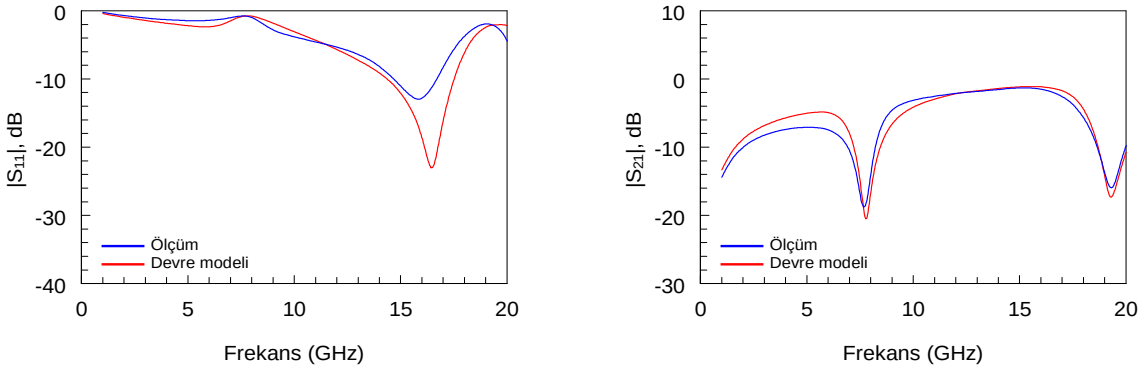
Üretimleri tamamlanan SPDT anahtar yapıların elektromanyetik ölçümleri, ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Mikrodalga ve Milimetre Dalga Ölçüm Laboratuarlarında gerçekleştirilmiştir. Ölçümler sırasında mekanik problemler sebebi ile çıkış kapılarına eş zamanlı RF sondalar indirilemediği için, ölçümler kapılardan birisi açık devre durumundayken yapılabilmiştir. Bu nedenle çıkış kapılarından geri yansımalar olmuş ve bu yansımalar performansı kötü yönde etkilemiştir. Elde edilen sonuçlar bu yüzden daha önce verilen

tasarım sonuçlarına benzememektedir. Ayrıca çıkış kapıların biri devreden çıkarıldığı için tek giriş çift çıkış anahtar yapısı iki kapılıymış gibi ölçümler yapılmıştır. Bununla birlikte devre modelleri üzerinde gerekli değişiklikler yapılınca, ölçüm sonuçlarının devre modelinden elde edilen sonuçlarla uyumlu oldukları gözlemlenmiştir. Hem 26 GHz çalışma frekanslı tek giriş çift çıkış MEMS anahtar hem de 12 GHz çalışma frekanslı tek giriş çift çıkış anahtar yapısı 15 V doğru akım potansiyel farkı ile uyarılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6 ve Şekil 7'de, 26 GHz ve 12 GHz tek giriş çift çıkış anahtarlar için sırasıyla sunulmuştur.



(a) (b)

Şekil 6. 26 GHz'te tasarlanan tek giriş çift çıkış anahtar yapısının ölçüm sonuçları ve bu sonuçların devre modeli ile uyumlulukları, a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$



(a) (b)

Şekil 7. 12 GHz'te tasarlanan tek giriş çift çıkış anahtar yapısının ölçüm sonuçları ve bu sonuçların devre modeli ile uyumlulukları, a) $|S_{11}|$, b) $|S_{21}|$

5. Sonuç

Bu bildiride RF MEMS teknolojisi tabanlı 26 GHz ve 12 GHz çalışma frekansları için tasarlanmış iki adet tek giriş çift çıkış anahtar yapısı anlatılmıştır. Anahtar yapıları tasarımlarının ardından ODTÜ RF MEMS standart RF MEMS üretim süreci döngüsüyle üretilmiştir. Üretilen yapıların RF ölçümleri tamamlanmış ve tasarım aşamasında hedeflenen başarımlara ulaşıldığı gösterilmiştir.

Kaynaklar

[1] G. M. Rebeiz and J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," *IEEE Microwave Mag., vol. 2*, pp. 59–71, Dec. 2001.

[2] S. DiNardo, P. Farinelli, F. Giacomozzi, G. Mannocchi, R. Marcelli, B. Margesin, P. Mezzanotte, V. Mulloni, P. Russer, R. Sorrentino, F. Vitulli and L. Vietzorreck, "Broadband RF-MEMS Based SPDT," *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st* , December 2006, pp. 501-504.

Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerine Genel Bir Bakış Bölüm 1 : Bütünsel Yaklaşım

Orkun AĞIROĞLU
MSB ARGE ve Teknj.D Bşk.lığı
Ankara
oagiroglu@msb.gov.tr

A. Egemen YILMAZ
Ankara Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: *Oldukça yakın geçmişe kadar bilimkurgu yapıtların vazgeçilmez öğesi olarak karşımıza çıkan, gönderdiği ışın sayesinde hedef alınan nesneyi yakan veya bir anda yok eden silah sistemleri artık hayal olmaktan çıkmış, teknolojik açıdan gelişmiş ülkelerin ulusal savunmasında önemli bir unsur haline gelmiştir.*

Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemleri (Directed Energy Weapons-DEW)'nin askeri öneminin anlaşılması ile birlikte, birçok ülke tarafından, söz konusu sistemlerin geliştirilmesi ve denenmesi konusunda araştırmalar başlatılmıştır. Son yıllarda yürütülen bilimsel çalışmalar sayesinde, günümüzde, özellikle Yüksek Enerjili Lazer (High Energy Laser-HEL) ve Yüksek Güçlü Mikrodalga (High Power Microwave-HPM) olarak bilinen teknolojilerin kullanıldığı silah sistem prototipleri geliştirilmiş, hatta belirli güç seviyelerinde sistemler üretilerek çeşitli orduların envanterinde yerini almıştır.

Bu bildiride, başta Yüksek Enerjili Lazer ve Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemler olmak üzere Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerinin çeşitleri, kısa tarihsel gelişimi, klasik silah sistemleri ile karşılaştırılması, uygulamalar ve gelecekteki muhtemel ilerlemeler ele alınmaktadır. Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemleri kavram olarak açıklanmakta, muhtemel kullanım alanları incelenmektedir.

Anahtar Kelimeler: *Yönlendirilmiş Enerji, Lazer, Mikrodalga, Sürekli Dalga, Darbe.*

1. Giriş

Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar, en basit ifadeyle, büyük miktardaki depolanmış enerjinin, kasıtlı olarak hasar oluşturmak maksadıyla, silahtan hedefe gönderilmesi ilkesine dayanır [1]. Söz konusu silahların klasik (konvansiyonel) silahlar ile arasındaki temel fark, oluşturduğu etkinin hedefe ışık hızında iletilmesidir. Yönlendirilmiş enerjili silahların kullanımı esnasında hedef seçiminin hassas şekilde yapılabilmesi ve klasik mühimmatlardaki patlama etkisinin bulunmaması, yakın çevredeki diğer unsurlara gerekmedikçe zarar vermemek açısından önemli bir avantaj sağlamaktadır [2].

Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar kategorisi olarak literatürde; Yüksek Enerjili Lazer, Yüksek Güçlü Mikrodalga, ışın parçacıklı (*particle beam*) ve Lazer Plasma Kanalı *(Laser Induced Plasma Channel-LIPC)* (elektrolazer olarak da bilinir) gibi farklı teknolojiler bir arada anılmakla birlikte, esasen yaygın kabule göre Yüksek Enerjili Lazer ve Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemler yönlendirilmiş enerjili silahlar olarak değerlendirilmektedir [1]. Bu nedenle kalan bölümlerde Yüksek Enerjili Lazer ve Yüksek Güçlü Mikrodalga'dan bahsedilecektir.

Bu bildirinin amacı Yönlendirilmiş Enerjili Silahların önemini ortaya koymak olduğu kadar, kullanıma yönelik temel esaslar ve kısıtları da incelemektir. Bu yüzden, Yüksek Enerjili Lazer ve Yüksek Güçlü Mikrodalga sistemlerin karşılaştırmasının yanı sıra, sistemleri etkileyen unsurlar ve hedefle olan etkileşime de yer verilmiştir.

2. İnceleme

Aslında yönlendirilmiş enerji teknolojisi çok yeni değildir. İlk ciddi lazer çalışmaları 1960'lı yıllarda başlamış ve çeşitli uygulamalarda denenmiştir. Benzer şekilde mikrodalga fiziği ve atomik enerji üzerine araştırmalar 1930'lara dayanmaktadır. Ancak yeni olan şey, son zamanlarda oldukça gelişme kaydeden destekleyici teknolojilerin yardımıyla, laboratuar ortamında elde edilen güç ve enerji seviyelerinin sistemlere uygulanarak araziye taşınmasıdır [3].

Bu makalede Yüksek Enerjili Lazer ve Yüksek Güçlü Mikrodalga olmak üzere iki tip yönlendirilmiş enerji ele alınmaktadır. Lazer hasar vermek yada imha etmek maksadıyla hedef üzerine hassas bir şekilde odaklanmış enerji ışını gönderirken, mikrodalga hedefin tamamı üzerinde fiziksel olarak hasar oluşturmamakta, bunun yerine daha ziyade hedef alınan sistemdeki elektronik devre elemanlarının bozulmasına yol açmaktadır.

Her iki teknolojinin birbirine göre avantajlı ve üstün olduğu durumlar mevcuttur. Mikrodalga silahlar, lazer silahlarda olduğu gibi küçük bir alana odaklanamazlar; buna karşın lazere göre bulut ve sisli ortamlarda daha etkin olmakta, soğurma ve saçılma durumlarında enerji kaybı daha az olmaktadır.

Mikrodalga silah, hedefin tamamı üzerinde yüksek seviyede elektrik alan meydana getirirken, lazer silahı tipik olarak enerjinin hassas şekilde seçilen nispeten küçük hedef alanına aktarımını gerçekleştirmektedir [4]. Yüksek Güçlü Mikrodalga ve Yüksek Enerjili Lazer Silahlarının genel bir karşılaştırılması Tablo 1'de verilmiştir.

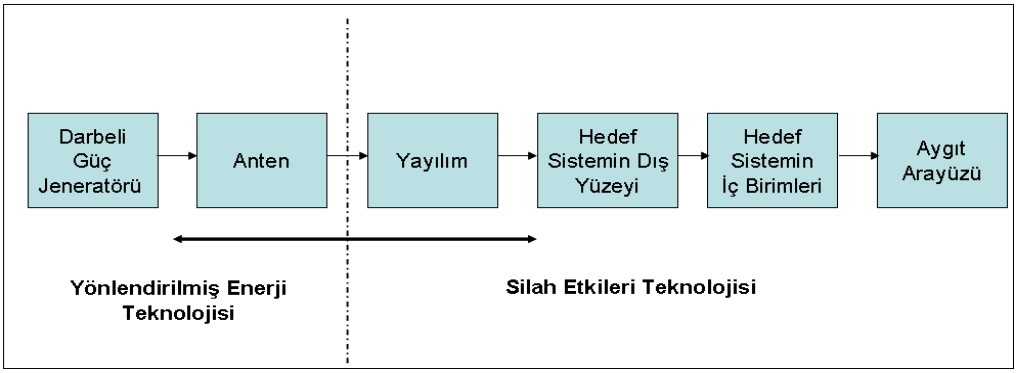
Tablo 1: Yüksek Güçlü Mikrodalga ve Yüksek Enerjili Lazer Silahlarının Karşılaştırılması [5].

Yüksek Güçlü Mikrodalga Silah	Yüksek Enerjili Lazer Silah
Genellikle hedefi içeriden dışarıya doğru etkiler. Mekanizma bir elektronik tahrip veya bozulma şeklindedir.	Genellikle hedefi dışarıdan içeriye doğru etkiler. Mekanizma tipik bir yapısal tahribattır.
Dalga boyu 0.1 cm'den 3 m'ye kadardır. Gözle görülemez.	Dalga boyu 0.27 μ'dan 5 μ'a kadardır. Sadece kızılötesinde görülebilir.
Nispeten hava koşullarına duyarsızdır. Bulutlar ve toz ana faktörler değildir.	Bulutlar, toz ve moleküler emilmeye çevresel olarak duyarlıdır.
Genellikle geniş açıklıklı, metal antenli ve yer düzlemlidir. Nispeten dayanıklıdır.	Nispeten dar açıklıklara, cam aynalara, kaplamalara ve verici temizleyicilere ihtiyaç duyulmaktadır. Optik yüzeyler hasara daha fazla maruz kalır.
Nispeten geniş hüzme açısına sahiptir. Hedefi tipik olarak radyasyonla vurur. Birden fazla hedefi eş zamanlı olarak etkileme imkanı vardır.	Aşırı dar hüzmeye sahiptir. Küçük lazer noktasını kullanarak tek hedefe saldırabilir. Hassas hedef izleme ihtiyacı vardır. Bir anda bir hedefle angajmana girme ile sınırlıdır.
Her iki yaklaşım da aşağıdaki karakteristikleri paylaşır: - Yıkıcı güç ışık hızında ilerler. - Sırasıyla performans düşümü, bozulma, hasar ve tahripe kadar kademeli etkiler yaratabilirler.	

Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar hedefe sadece enerji gönderdikleri için, diğer konvansiyonel silahlarda olduğu gibi mühimmatın depolama, nakliye ve yükleme sorunları bulunmamaktadır, diğer bir deyişle ihtiyaç duyulan tek şey güç kaynağının çalıştırılmasıdır. Ancak söz konusu sistemlerin kullanımı konusunda en önemli faktör, yeniden ateşlemeye hazır hale gelmesi için kaynağın şarj edilme kapasitesi ve soğutulma ihtiyaçları ile sınırlı olmasıdır [4].

Yüksek enerji gereksinimi, Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar konusundaki önemli bir problem oluşturmaktadır. Mevcut depolama, dönüşüm ve enerjiyi yönlendirme metotları uygun yapıda el tipi silahların üretimi konusunda yetersiz kalmaktadır. Ayrıca mevcut sistemler yeterli verime sahip olmamakla birlikte, ortaya çıkan enerjinin önemli bir kısmı ısı olarak harcanmakta, ısınmadan dolayı oluşabilecek hasarlara karşı da oldukça hacimli soğutma ekipmanlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu olumsuz etkilerden kurtulmak ve sistemleri daha verimli hale getirmek maksadıyla, yüksek ısıda çalışabilen yarı-iletkenler ve daha elverişli elektrik üretim ve depolama çalışmaları sürdürülmektedir.

Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemi ile hedef arasındaki etkileşim Şekil 1'de görülmektedir. Burada yönlendirilmiş enerji kısmı iki bölümden oluşmaktadır: enerjiyi darbeli ışınım dalgaformunda oluşturan darbeli güç kısmı ve enerjiyi hedefe doğru yönlendiren anten.



Şekil 1 : Yönlendirilmiş Enerji Sisteminden Hedefe Enerji Transfer Fonksiyonu [6]

Yönlendirilmiş Enerjili Silah olarak elektronik hedeflere karşı kullanılan Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemler genellikle, *Narrow Band-High Power Microwave* olarak bilinen, 200 MHz ile 10 GHz aralığında frekansa ve 1 GW'dan yüksek güç değerlerine sahip olan sistemlerdir [7]. Benzer şekilde biyolojik hedeflere karşı kullanılan sistemler ise 30 GHz ile 100 GHz frekans aralığına ve 1 MW'dan düşük güç değerlerine sahiptir.

Lazer silahları ise genelikle kullanılan lazer kaynağa (kimyasal, katı hal, FEL vs) göre değişkenlik göstermekle birlikte, genel olarak 10 kW ve daha yüksek güce sahip lazerler Yüksek Enerjili Lazer olarak adlandırılmaktadır. Bu güce sahip lazer silahları füze sistemleri gibi oldukça karmaşık yapıdaki hedefleri tahrip veya imha etmek maksadıyla geliştirilmiştir. Bunun yanısıra daha düşük güçteki lazerler ise sensörleri kör etmek amacıyla ya da biyolojik hedeflere karşı kullanılmaktadır.

Yönlendirilmiş Enerjili Silahların kullanımı konusunda çözülmesi gereken birçok problem mevcut olup, bunlardan biri de çevresel şartlardır. Atmosfer etkileri, özellikle lazer silahlarının performansını önemli ölçüde etkileyen bir takım sınırlamalara sebep olmaktadır. Örneğin, optik türbülans, bulutlar, toz, sis gibi nedenler hedefe ulaşan enerjinin azalmasına yol açar. Kırınımdaki dalgalanma indeksi ile karakterize edilen optik türbülans, parıldama, ayrışma ve genişlemeye neden olur. Öte yandan bulut, toz, sis ve aerosol dağılma ve soğurma konusunda kritik rol oynar [8]. Toz parçacıkları buharlaşır, oluşan plasma lokal türbülansı şiddetlendirir ve enerjiyi hüzmeden soğurur. Bu durum etkin menzilin azalmasına yol açarken, aynı zamanda hedefin kızılötesi yansımalarına bağımlı olan izleme/takip fonksiyonu ile girişime neden olur [9]. Atmosferik kırınımın etkilerine karşı kısmi çözüm olarak adaptif optik sistemler kullanılmaktadır.

Bütün bu etkileri aynı anda değerlendirmek oldukça karmaşıklığa neden olmakta ve bu durum da söz konusu sistemlerinin askeri maksatlı kullanımdaki etkinliği açısından birçok ölçüm ve hesaplamanın gerekliliğine yol açmaktadır. Bu gereklilikten dolayı, atmosfer etkilerinin önceden kestirmek suretiyle sistemlerin optimal kullanımını mümkün kılmaya yönelik çeşitli simülasyonlar geliştirilmiştir [8].

Yönlendirilmiş Enerjili Silah sistemlerinin etkinliğinin doğru bir şekilde analiz edilebilmesi için, gönderilen ışınımın hedef ile etkileşimi konusunun da oldukça iyi incelenmesi zorunludur. Bu maksatla çeşitli modelleme ve simülasyon işlemleri gerçekleştirilmekte ve birçok destekleyici teknolojiden istifade edilmektedir .

Yönlendirilmiş enerjili silah sistemlerinin başarılı olabilmesi için öncelikle bazı esasların göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Bunların başında hedefin tanımlanması veya hedef hakkında yeterli bilgi edinilmesi gelmektedir. Hedef belirlendikten sonra yapılması gereken işlemler; sistem hazır olana kadar hedefin takibi ve ateşleme öncesinde ışının hedef doğrultusuna (tercihen zayıf olduğu nokta veya bölgeye) yönlendirilmesi, gerekirse atmosferik etkilere göre ayarlama yapılması, ışının hedefe doğru ateşlenmesi, hedefte

oluşturulan etkinin tespit ve analiz edilmesi şeklinde özetlenebilir. Bu işlemlerden bazıları için (örneğin hedefi yakalama, işaretleme ve takip) destekleyici teknolojiler kullanılmaktadır [6].

3. Sonuç

Yönlendirilmiş Enerjili Silahların geleceğin savaş ortamları için önemli bir oyuncu ve de ticari malzeme olacağı açıktır. Günümüzde, gelişmiş ve gelişmekte olan birçok ülkede konu ile ilgili doğrudan çalışmalar yürüten kamu kurum/kuruluşları ve ticari şirketler bulunmaktadır.

Bugüne kadar ABD, Rusya, Ukrayna, Almanya, İngiltere, Fransa, İtalya, Polonya, Japonya gibi ülkeler Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemleri konusunda 1970'li yıllardan itibaren somut bilimsel çalışmalar yürütürken, özellikle son yıllarda İsrail, Çin, Güney Kore, İran, Hindistan, Çek Cumhuriyeti, Belçika, Danimarka, Kanada ve İsveç'te de araştırmalar yürütüldüğü bilinmektedir.

Yarattığı etkiler bakımından Yönlendirilmiş Enerjili Silahların kullanımı konusunda birtakım uluslararası hukuki sınırlamalar mevcuttur. Özellikle insangözünü kör eden nitelikteki lazerler ve kullanıldığı anda yaratan mikrodalga sistemlerin (direkt öldürücü olmamakla birlikte uzun dönemde maruz bırakıldığı insan üzerinde ölümlere yol açmaktadır) etkileri konusunda kamuoyu tarafından paylaşılan ortak çekinceler vardır.

Diğer taraftan, Yönlendirilmiş Enerjili Silahların (özellikle lazerin) patlama etkisi yaratmamasından dolayı, hedefin etrafına zarar vermeden sadece hedefi tahrip etmesi nedeniyle aslında konvensiyonel silahlara göre daha "insancıl" olduğu fikri de ilginç bir tartışma konusu olarak devam etmektedir.

Yönlendirilmiş enerjili kaynakların çıkış güçlerindeki artışa paralel olarak, söz konusu sistemleri için savaş alanında arzu edilen potansiyel etkiler de artmaktadır. Yakın gelecekte, daha yüksek güce sahip lazer ve mikrodalga silahların farklı platform tiplerine yerleştirilerek yüzlerce kilometre mesafelerden tehlike yaratması beklenmektedir. Bu gelişmeler bizi, yönlendirilmiş enerjili silahlardan korunma ile endişemizin lazerin kör etme etkisinden çok daha fazlasına yönlendirmektedir [3].

Kaynaklar

[1]. Kopp C., "Directed Energy Weapons", Defence Today, Defence Capabilities Magazine, Mayıs 2006, A.B.D., s.56-59.
[2]. Hackett Kirk E., "Directed Energy Applications for High Power Vacuum Electronics", Directed Energy Directorate, Air Force Research Laboratory, A.B.D., 2006.
[3]. Geis John P., Directed Energy Weapons On The Battlefield: A New Vision For 2025, Center for Strategy and Technology, Air University, A.B.D., 2003.
[4]. Narcisse De Leon C., Fiorino S. T., Bartell R. J., "Optimizing The Effectiveness Of Directed Energy Weapons With Specialized Weather Support", Air & Space Power Journal, 2009.
[5]. McCarthy William J., Directed Energy and Fleet Defence, Center for Strategy and Technology, Air University, A.B.D., 2000.
[6]. Military Critical Technologies List, Section 6: Directed Energy Systems Technology, Department of Defense, A.B.D., 2009. http://www.dtic.mil/mctl/MCTL/Sec06MCTLg.pdf
[7]. Developing Science and Technologies List, Section 6: Directed and Kinetic Energy Technology, Department of Defense, A.B.D., 2002, http://www.dtic.mil/mctl/DSTL/DSTLSec06g.pdf
[8]. Adair S., Fairley G., Seeley G., "The Directed Energy Environmental Simulation Tool:Features and Philosophy", Massachusetts, A.B.D.
[9]. Kopp C., "Directed Energy Weapons", Defence Today, Defence Capabilities Magazine, Temmuz/Ağustos 2006, A.B.D., s.47-49.

Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerine Genel Bir Bakış Bölüm 2 : Mevcut Durum ve Gelecek Öngörüleri

Orkun AĞIROĞLU
MSB ARGE ve Teknj.D Bşk.lığı
Ankara
oagiroglu@msb.gov.tr

A. Egemen YILMAZ
Ankara Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özet: *Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar düşünüldüğünde pek çok insanın aklına ışın kılıçlarının ve ışın gönderen diğer fantastik silahların kullanıldığı bilimkurgu yapıtları gelir. Ne var ki pek az insanın bildiği üzere aslında bunlar günümüzde gerçekleşmiş ve bazıları savaş alanları veya benzer ortamlarda denenmiş durumdadır.*

Özellikle son yıllarda yürütülen araştırmalar, geleceğin savunma stratejilerini değiştirmesi beklenen, hareketli platformlara monteli, daha güçlü ve daha etkili Yüksek Enerjili Lazer (High Energy Laser-HEL) ve Yüksek Güçlü Mikrodalga (High Power Microwave-HPM) silahların geliştirilmesi yönünde devam etmektedir.

Bu bildiride, Yönlendirilmiş Enerjili Silahların başlıcaları olan Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemler ve Yüksek Enerjili Lazer Sistemlerinin kısa tarihsel gelişimi, mevcut durum ve uygulamaları ile gelecek öngörüleri ele alınmakta, muhtemel kullanım alanları incelenmektedir.

1. Giriş

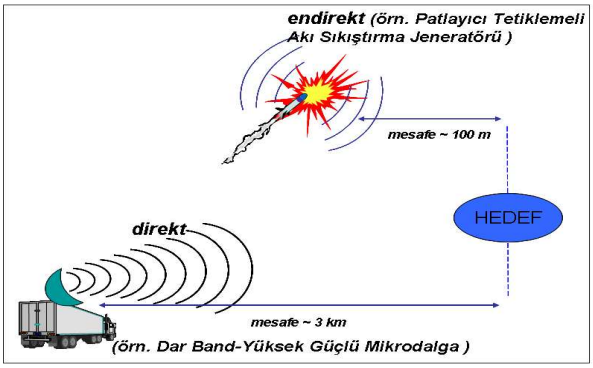
Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar, hasar oluşturmak maksadıyla çeşitli özellik ve formlardaki radyasyonun hedef alınan sisteme ışık hızında gönderilmesi ilkesine göre çalışır. Gerçekte kullanılan kaynak özelliklerine göre farklı isimlerde Yönlendirilmiş Enerjili Silahlar bulunmakla birlikte, uzak mesafeden hasar oluşturma kabiliyetleri nedeniyle yaygın olarak bilinenler Yüksek Enerjili Lazer ve Yüksek Güçlü Mikrodalgadır.

Bu bildirinin temel amacı, Yüksek Güçlü Mikrodalga ve Yüksek Enerjili Lazer sistemlerin ayrı ayrı incelenmesi, mevcut durum ve uygulama örneklerinin ele alınması ve sistemlerle ilgili gelecek öngörülerinin ortaya konmaya çalışılmasıdır. Bu nedenle Yüksek Güçlü Mikrodalga ve Yüksek Enerjili Lazer silahları ile ilgili inceleme sonuçları sırasıyla verilmiş, sistemlerin muhtemel geleceği ve öngörüler ele alınmıştır.

2. Yüksek Güçlü Mikrodalga Silahlar

Yüksek Güçlü Mikrodalga Silahlar, genel anlamda, yüksek güçlü mikrodalga enerjisinin direkt olarak belirli bir askeri hedefe ya da askeri operasyonları destekleyici nitelikteki sivil hedeflere yönlendirilmesi yada endirekt olarak mühimmat veya füzeye entegre edilerek havada patlatılması suretiyle elektronik hedeflerin geçici veya kalıcı olarak etkisiz hale getirilmesi amacını taşımaktadır [1]. Ayrıca, belirli niteliklere sahip mikrodalga enerjisi kullanılarak öldürücü olmayan ancak insanları etkisiz veya işlevsiz hale getiren sistemler de mevcuttur [1][2].

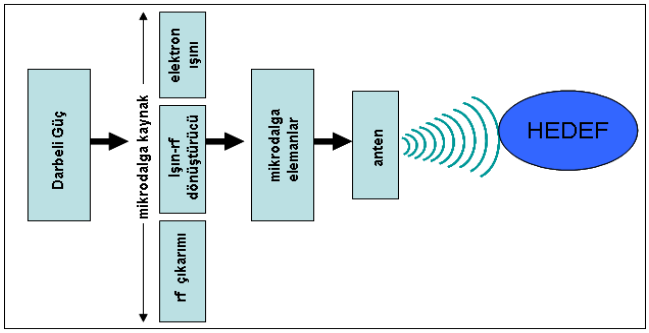
Direkt ve endirekt sistemlerin uygulaması konusundaki en önemli fark kaynak ile hedef arasındaki mesafedir. Genel uygulamada sabit bir tesise veya büyük araçlara kurulan direkt sistemler ile hedef arasındaki mesafe 3 km civarında olabilirken, mühimmat veya füze sayesinde hedefin yakınına taşınabilen kaynaklar hedeften yaklaşık 100 m uzaklıkta etkili olabilmektedir. Direk ve endirekt uygulamaya ilişkin gösterim Şekil 1'de sunulmaktadır.



Şekil 1 : Direkt ve Endirekt Mikrodalga Uygulamaları Gösterimi

Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemler ile hedefin etkileşimi ve işlevsiz bırakılma koşulları bazı parametrelere bağımlıdır. Bu parametreler, hedefin maruz kaldığı ortalama mikrodalga gücü ve frekansı, hedefe olan mesafe, hedef yüzeyinde oluşan elektrik alan şiddeti ve hedefin elektromanyetik korunma düzeyleridir. Günümüzde, elektronik hedeflere karşı kullanılan sistemler genellikle, *Narrow Band-High Power Microwave* olarak bilinen ve 200 MHz ile 10 GHz frekans aralığına, 1 GW'dan yüksek güç değerlerine sahip olanlardır. Benzer şekilde biyolojik hedeflere karşı kullanılan sistemler ise 30 GHz ile 100 GHz frekans aralığındadır.

Yüksek güçlü mikrodalga üretmek için, kaynak aracılığı ile elektrona kazandırılmış kinetik enerjiyi mikrodalga enerjisine çeviren vakum tüpü teknolojisi kullanılır [3][4]. Ayrıca, hedef üzerinde yüksek güçlü bir mikrodalga enerjisi oluşturabilmek için enerjinin yönlendirilmesi gerekmektedir. Bunun için, seçilen dalga boyuna uygun antenler ve hareket mekanizmaları kullanılır. Bu çok kısa ve yüksek güçlü mikrodalga enerjisi ile oluşan elektrik alan, elektronik cihazlar üzerinde yüksek bir potansiyel farkının oluşmasına ve arızalanmalarına yol açar. Belirli güç ve dalga boyuna sahip mikrodalga, insanlar üzerinde kullanıldıklarında ise, acı veren deri yanması ve beden ısısının yükselmesi gibi etkiler yaratmakta, yakın mesafeden uygulandığında ise ölümcül olabilmektedir [5]. Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistemlere ilişkin temel blok diyagram Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Yüksek Güçlü Mikrodalga Sistem Blok Diyagramı [5]

Bu sistemler sürekli dalga (CW) veya birim saniyede belirli sayıda tekrarlanan atımlar üreten (*Rep-Rate*) sistemler olmak üzere iki ana başlıkta toplanmaktadır [6]. CW sistemler daha çok hedefin ısınarak eritilmesi veya imha edilmesi, Rep-Rate sistemler ise yüksek güçlü elektrik potansiyel şoku sayesinde elektronik sistemlerin geçici veya kalıcı olarak işlevsiz hale getirilmesi için kullanılır. Üstelik bu etki, hedef olarak seçilen elektronik sistemin o an için tamamen kapalı durumda olması halinde bile sağlanabilmektedir [7].

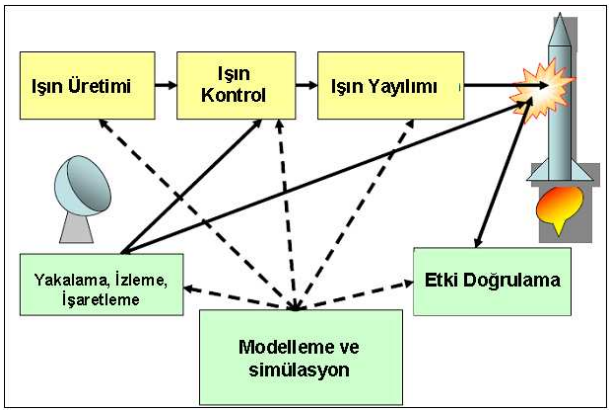
Yüksek güçlü mikrodalganın hedef ile etkileşiminde en önemli bölgeler, hedeflerin korunma sistemlerinin en zayıf noktası olan operatör erişim panel kapak ve kanallarıdır. Bu bölgelerde zamanla oksitlenme vb. nedenlerden dolayı Faraday Kafesi özelliği bozulmakta ve oluşan aralıktan EMI/RFI koruma engeli aşılabilmektedir. Bu konuda yapılan ölçümlerin sonuçları, mikrodalga silahların güç ve frekans özellikleri ile askeri ortamda çalışan elektronik sistemlerin korunma düzeylerinin tasarımlanması açısından önemlidir.

3. Yüksek Enerjili Lazer Silahları

Lazerin temelleri 1916'da Albert Einstein'ın uyarılmış ışımayı keşfetmesi ile atılmıştır. İlk ciddi çalışmalar 1961'de A.B.D'de Theodore H. Maiman tarafından gerçekleştirilmiş ve bu sayede lazerler teknolojideki yerini almıştır. Lazerler, 1970'lerden itibaren endüstride çeşitli uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Sonraki gelişmeler lazerlerin yapabilecekleri konusunda araştırmaların başlatılmasına yol açmış ve neticede lazerlerin askeri açıdan oldukça önemli rol üstlenebileceği anlaşılmıştır [8]. Savunma alanındaki arayışlar sonucunda lazerlerin Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemleri için kaynak olarak kullanılabileceği ortaya çıkmıştır.

Günümüzde 10 kW ve üstü güce sahip lazerler yüksek güçlü lazer olarak adlandırılmakta olup, uydu ve füze sistemleri gibi karmaşık yapıdaki hedefleri tahrip veya imha etmek için geliştirilmiştir. Bunun yanısıra daha düşük güçteki lazerler ise sensörleri kör etmek amacıyla ya da biyolojik hedeflere karşı kullanılmaktadır [1].

Lazer kaynaklarının etkin ve verimli silahlar haline getirilebilmesi için birtakım destekleyici teknolojilere ihtiyaç duyulmaktadır. Lazer silahının konfigürasyonu, altsistem olarak gruplanmış birçok elemandan oluşan oldukça karmaşık yapıdadır. Lazer silah sisteminin işletiminde iki bölüm önemlidir. Bunlardan birincisi, lazer kaynak, ikincisi ise yakalama, işaretleme ve izleme konularındaki destekleyici teknolojilerdir. Etkin bir lazer sistemi için, bunların dışında iki önemli husus daha göz önünde bulundurulmalıdır: 1) ışın-hedef etkileşiminin incelenmesi, 2) modelleme ve simülasyon. Lazer sisteminin altsistem ve destekleyici teknolojiler ile bağlantılı konfigürasyonu Şekil 3'de sunulmuştur.



Şekil 3 : Lazer Sisteminin Altsistem ve Destekleyici Teknolojiler İle Bağlantılı Konfigürasyonu [1]

Yüksek Enerjili Lazerlerde kullanılan lazer kaynakları pompalama düzeneklerine göre, kimyasal, elektrik ve optik olmak üzere aşağıda belirtildiği şekilde üç grupta toplanmakta ve kullanım amacına bağlı olarak, değişkenlik göstermektedir. Bu lazerlerin kullanımı hedefin imhasından başlayıp antisensör ve antipersonel uygulamalara kadar uzanmaktadır.

- Kimyasal Lazerler [COIL (*chemical oxygen iodine laser*), HF/DF (*hydrogen fluoride/deuterium fluoride*)]
- Elektrik Lazerler [FEL (*free electron laser*), E-OIL (*electric oxygen iodine laser*), Lazer Diyodlar]
- Optik Pompalanmış Lazerler [Katı Hal (*Solid State*) Lazer, Fiber Lazer, Hava Lazeri, Ultra Kısa Darbe Lazeri]

Lazer silahları, çok sayıda hedefin bulunduğu ortamlarda ve ani hareket eden hedeflere karşı kullanılmak amacıyla tasarımlanmıştır. Bu aşamada hedefin hızlı bir şekilde ayırt edilmesi ve tanımlanması oldukça önem arz etmekte olup; bu konuda çeşitli yazılım teknikleri geliştirilmeye devam etmekte, paralelinde hızlı tepki gösterebilen (tepki süresi kısa) donanım birimleri üzerinde çalışmalar sürdürülmektedir.

Yüksek Enerjili Lazer kullanılarak, yıkıcı miktardaki enerjinin hedefe ışık hızında gönderilmesi, özellikle balistik füze savunması açısından oldukça önemlidir. Ancak bununla birlikte, konvensiyonel silahlarda hedef tam olarak vurulamasa bile yakınında oluşacak patlama etkisi yeterli olabilirken, lazer silahlarında ışın hüzmesinin hedefi mutlaka vurması gerekmektedir ki, uzak menzilde hedefi takip etmek ve hedefe kilitlenmek kullanılan birçok destekleyici teknolojiye rağmen halen önemli bir sorundur [9].

4. Yönlendirilmiş Enerjili Silah Sistemlerinin Geleceği

Yönlendirilmiş Enerjili Silah sistemlerinin olgunlaşması, ticari olarak sunulabilecek uygulama örneklerinin olgunlaşmasına bağlıdır. Günümüzde birçok firma tarafından üretilen yüksek güçteki lazer ve mikrodalga kaynaklar ticari ürün olarak satılmaktadır. Bu ticari pazarın hacmi her geçen gün artmakta olup, gelecekte söz konusu sistemlerin kullanıldığı savunma maksatlı askeri uygulamaların da yaygınlaşması beklenmektedir.

Özellikle askeri amaçlı kullanım için, büyük boyutlu sabit sistemler yerine, kompakt ve taşınabilir sistemler önem kazanmaktadır. Bu nedenle araştırmalar gücü artırmak ve hacmi azaltmak yönünde ilerlemektedir. Ağırlık ve hacmi etkileyen başlıca etken kaynak ve diğer sistem elemanları olmakla birlikte, yüksek güçteki ışımanın sağlanması için tasarlanan antenler de bu konuda önemli bir kısıt oluşturmaktadır [4]. Bu nedenle, sadece kaynak ve diğer donanımlar değil, anten tasarımı ve performansı konusunda da iyileştirme çalışmaları sürdürülmektedir.

Yönlendirilmiş Enerjili Silahların geleceğin savunma sistemleri için esas teşkil etmesi muhtemeldir. Bir taraftan füze ve benzeri sistemlere karşı lazer silahları ile savunma gerçekleştirilirken, diğer taraftan yüksek güçlü mikrodalga ile düşmanın haberleşme sistemleri etkisiz hale getirilebilecektir.

5. Sonuç

Konunun askeri ve kritik önemi, gelişmiş ordular tarafından araştırılmalar başlatılmasına ve bir çok ülkede sadece bu alanda çalışmalar yürüten kurum/kuruluşlar ile tesislerin geliştirilmesine neden olmuştur. Bu çalışmalar neticesinde prototip sistemler üretilmiş ve sınırlı kullanımlar için bazı orduların envanterine girmiştir. Gelişmelere paralel olarak, korunma teknolojileri konusundaki çalışmalar da önemli bir ivme ile artmıştır. Çalışmalar, bir yandan daha etkili silah sistemi oluşturmak, diğer yandan da oluşturulan etkiden korunma yöntemlerini araştırmak şeklinde sürmektedir. Buna paralel olarak, sistemlerin etkinliği, kullanılan kaynaklar, mikroelektronik ve yarıiletken teknolojilerindeki gelişmeler doğrultusunda gün geçtikçe artmakta olup, mevcut gelişmeler gelecekte bu sistemlerin savaş ortamında önemli bir rol üstlenebileceğini açıkça göstermektedir.

Askeri uzmanlar tarafından geleceğin savaş teknolojisi olarak gösterilmekle birlikte, henüz savaş alanındaki etkileri konusunda yeterli somut veri oluşmadığından, Yönlendirilmiş Enerjili Silahların önemi yeterince anlaşılabilmiş değildir. Bununla birlikte bu alandaki teknolojik gelişmeler o kadar hızlı yaşanmaktadır ki, söz konusu sistemlerin gelecekte yaratacağı etkileri şimdiden kestirmek oldukça zordur [10].

Kaynaklar

[1]. Military Critical Technologies List, Section 6: Directed Energy Systems Technology, Department of Defense, A.B.D., 2009. http://www.dtic.mil/mctl/MCTL/Sec06MCTLg.pdf
[2]. D.V.Giri, High-Power Electromagnetic Radiators-Nonlethal Weapons And Other Applications, Harvard University Press, A.B.D., 2004.
[3]. Gapanov-Grekov A.V. ve Granatstein V.L., Applications of High Power Microwaves, Artech House, İngiltere, 1994.
[4]. Benford J., Swegle J.A. ve Schamiloglu E., High-Power Microwaves (Second Edition), Taylor & Francis., A.B.D., 2007.
[5]. Wilson C., "High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and High Power Microwave (HPM) Devices:Threat Assessments", Congressional Research Service (CRS) Rep., A.B.D., 2008.
[6]. Developing Science and Technologies List, Section 6: Directed and Kinetic Energy Technology, Department of Defense, A.B.D., 2002, http://www.dtic.mil/mctl/DSTL/DSTLSec06g.pdf
[7]. Walling E.M., High Power Microwaves-Strategic and Operational Implications for Warfare, Center for Strategy and Technology, Air University, A.B.D., 2000.
[8]. Kochems A. ve Gudgel A., "The Viability of Directed-Energy Weapons", The Heritage Foundation, A.B.D., 2006.
[9]. M.Mowthorpe, "The Revolution in Military Affairs and Directed Energy Weapons", Air & Space Power Chronicles, 08 March 2002, A.B.D.
[10]. Hackett Kirk E., "Directed Energy Applications for High Power Vacuum Electronics", Directed Energy Directorate, Air Force Research Laboratory, A.B.D., 2006.

Ön Kuvvetlendiricili UHF Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı ve Gerçeklenimi

E. Pınar Kesik, H. Hilye Canbey, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
kesik@itu.edu.tr, canbeyh@itu.edu.tr, ceylanos@itu.edu.tr, bulent.yagci@itu.edu.tr

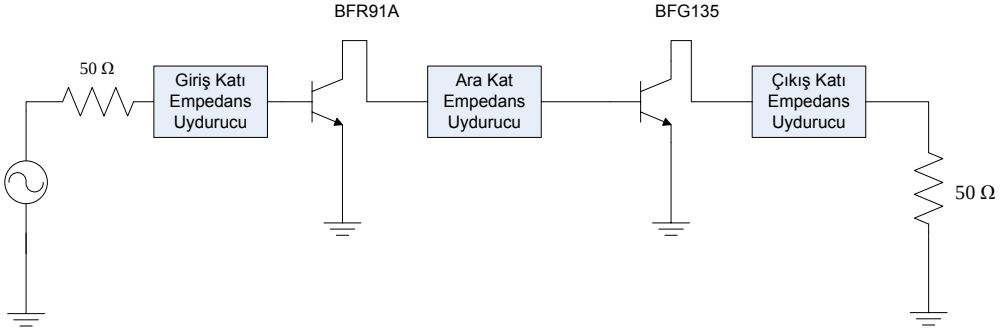
Özet: *Bu çalışmada 500MHz - 900MHz aralığında çalışan ön kuvetlendiricili güç kuvvetlendiricisi tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. Tasarım ve benzetimler AWR DE (AWR Design Environment) yazılımında yapılmıştır. Tasarımda transistorların kararlılık analizinin yapılmış, en verimli güç aktarımının sağlanabilmesi için gerekli katlarda mikroşerit hatlarla empedans uydurumu ve transistorlar için uygun kutuplama devrelerinin tasarımı yapılmıştır. Taban malzemesi olarak 1.6mm kalınlığında FR4 (ε_r=4.4) kullanılmıştır.*

1. Giriş

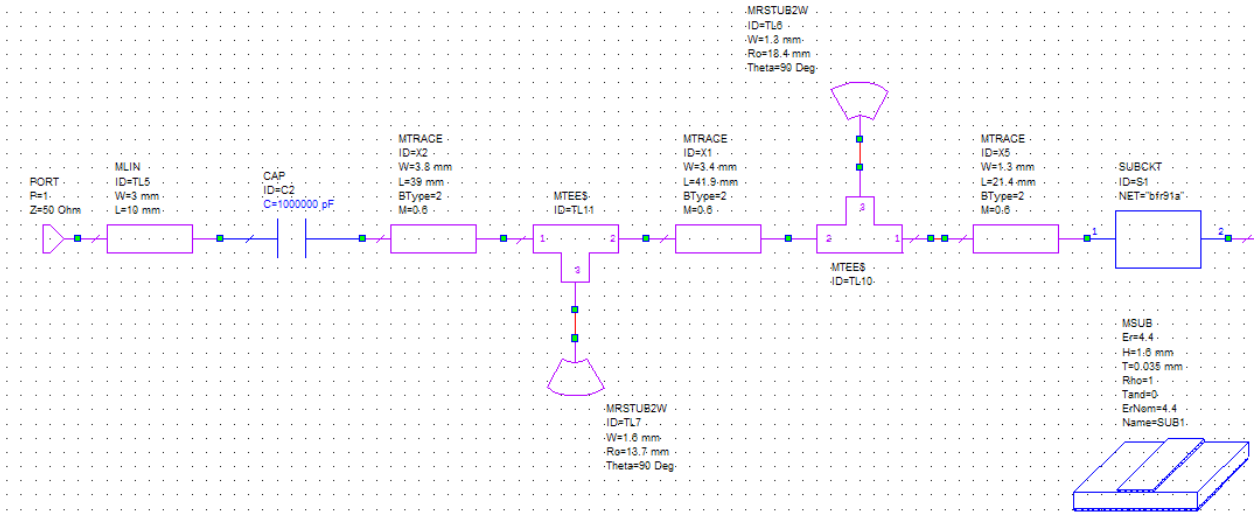
Güç kuvvetlendiricisinin işlevi girişine gelen işaretin gücünü arttırarak çıkışa vermektir. Bir güç kuvvetlendiricisini diğerlerinden ayıran nitelikler verim, kazanç, bant genişliği, maksimum çıkış gücü, doğrusallık olarak belirtilebilir. Bir RF sistem devre katlarından oluşur, her bir katın girişine gelen güç seviyesinin o devreyi sürebilmek için yeterli seviyede olması gerekir. Bu koşulun sağlanmadığı durumlarda bu devrelerin girişine bir güç kuvvetlendiricisi bağlanarak işaretin seviyesi yükseltilir yani bir aktif elemanla istenilen kazanç elde edilemediği zaman birden fazla aktif eleman kaskat bağlanılarak kullanılabilir [1]. Bu çalışmada da istenilen güç kazancını elde edebilmek için iki transistor kaskat bağlanarak bir ön kuvvetlendiricili güç kuvvetlendiricisi tasarlanmıştır. 200mW çıkış ücü verebilen 23dB kazançlı A sınıfı bir kuvetlendirici tasarlanmıştır. A sınıfı güç kuvvetlendiricilerinde kutuplama noktası değişken yük-işaret doğrusunun ortasında seçilir ki, yüke aktarılan güç en yüksek olsun [2]. Sükunet halinde akım akıttığından düşük verimli olsa da, A sınıfı kuvvetlendiriciler giriş işaretini bozmadan çıkışa aktarma özelliğine sahip oldukları için verimin önemli olmadığı küçük işaret seviyelerinde tercih edilirler.
Devre kolay üretilebilir olması, daha az sayıda bileşen içermesi ve empedans uyumlama işleminin daha kolay yapılabilmesi açısından mikroşerit hatlar kullanılarak gerçeklenmiştir. Kullanılan FR4 tabanın taban kalınlığı 1.6mm, bakır kalınlığı 35um, dielektrik sabiti 4.4, kayıp eğimi 0.02 civarındadır.

2. Tasarım ve Üretim Süreci

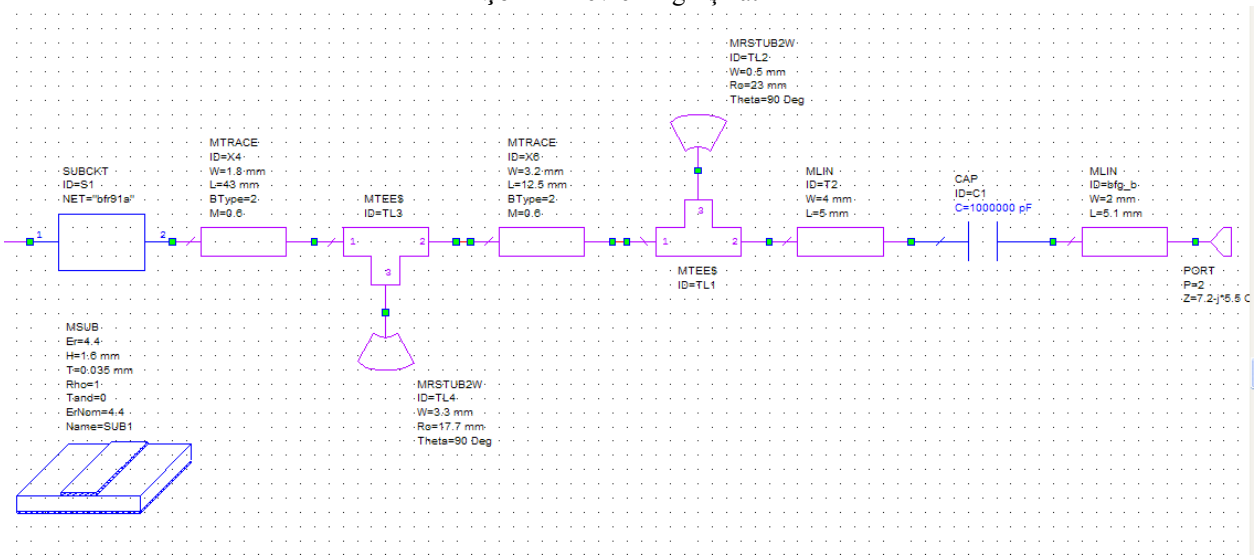
İki katlı güç kuvvetlendiricisinin ilk katı için BFR91A, çıkış katı için ise BFG135 transistorları seçilmiştir. Bu transistorlar için belirlediğimiz çalışma noktalarında üreticileri tarafından verilen S parametreleri ve giriş çıkış empedansları kullanılarak AWR'de aktif elemanların kararlılık incelemeleri yapılmıştır. Bir güç kuvvetlendiricisinin işlev göstereceği frekans bandında kararlı olması gerekir, aksi takdirde kuvvetlendirici osilasyona girebilir. Kuvvetlendiricinin tasarımı planlanmış, blok şeması çıkarılmıştır (**Şekil 1**). Daha sonra en yüksek güç aktarımı için giriş, çıkış ve ara kat empedans uydurumları mikroşerit hatlarla FR4 taban üzerinde 500MHz-900MHz çalışma bandı için yapılmıştır. Empedans uydurum işlemi 50 Ω için ve kompanze edilmiş uydurum devreleri yaklaşımı ile yapılmıştır. Giriş (**Şekil 2**), ara kat (**Şekil 3**) ve çıkış (**Şekil 4**) devre şemaları hazırlanmıştır. Tasarlanan devrenin serimi **Şekil 4**'te görülebilir. Empedans uydurum işleminden sonra transistorların A sınıfında çalışmasını sağlayacak olan kutuplama devreleri tasarlanıp, katların arasında DC yalıtım oluşturması için büyük değerli bir kapasite kullanılmıştır. A sınıfı çalışmanın tercih edilmesinin sebebi, düşük verim alınmasına rağmen giriş işaretinin çıkışa bozulmadan aktarılabilmesini sağlamasıdır [2]. Kutuplamada ilk katta kullanılan BFR91A için V_{CE}=10V ve I_C=10mA, çıkış katında kullanılan BFG135 ise V_{CE}=10V ve I_C=100mA çalışma noktası seçilmiştir. **Şekil 5**'te görülen devrenin serimi üretildikten sonra ayrık elemanlar da üzerine lehimlenerek tasarım ve üretim süreci sonlandırılmıştır. Devrenin son hali **Şekil 6**'dadır.



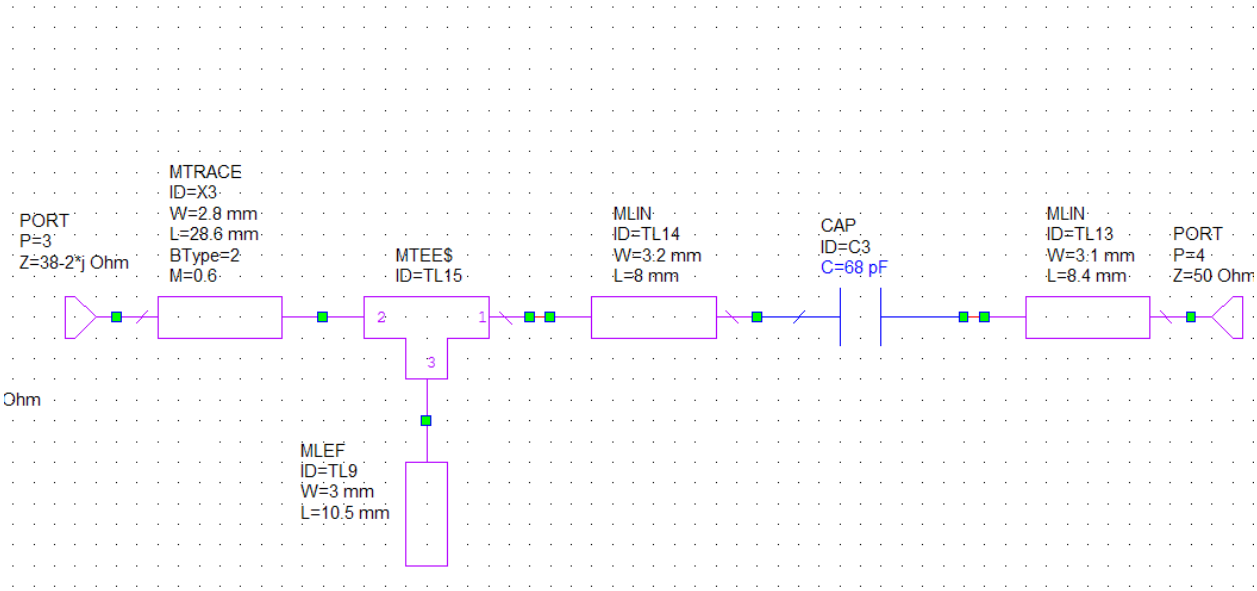
Şekil 1 Devrenin blok şeması



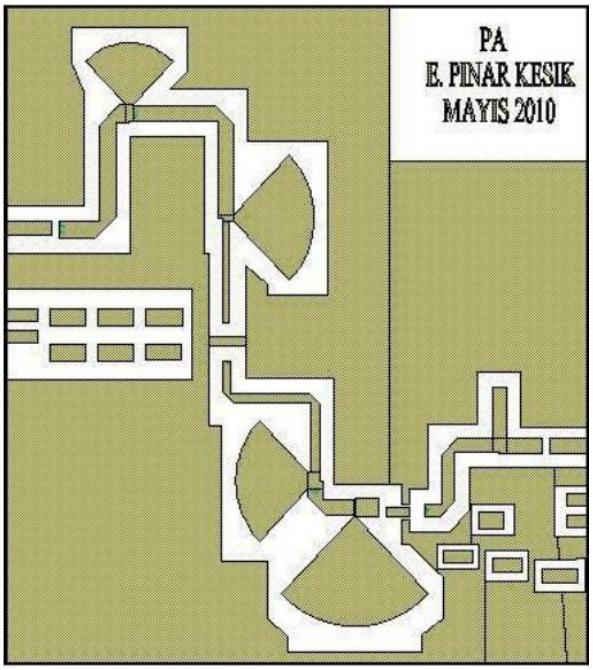
Şekil 2 Devrenin giriş katı



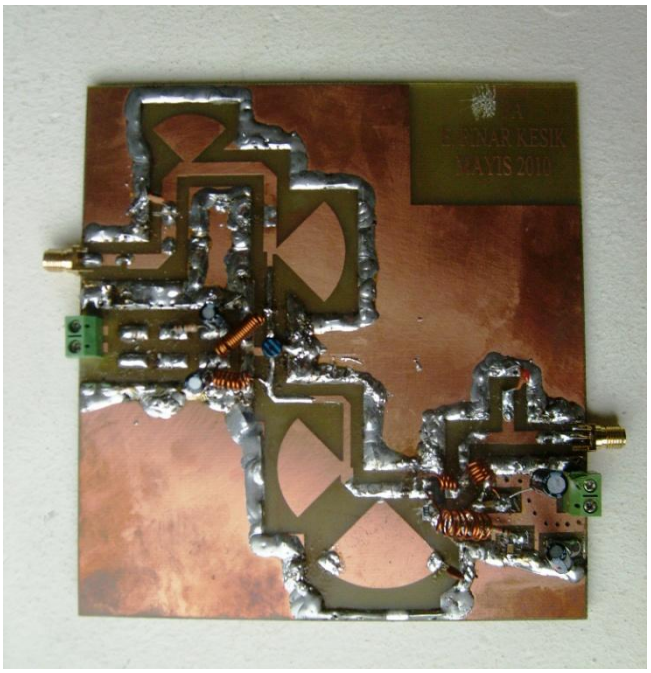
Şekil 3 Devrenin ara katı



Şekil 4 Devrenin çıkış katı



Şekil 5 Devrenin serimi



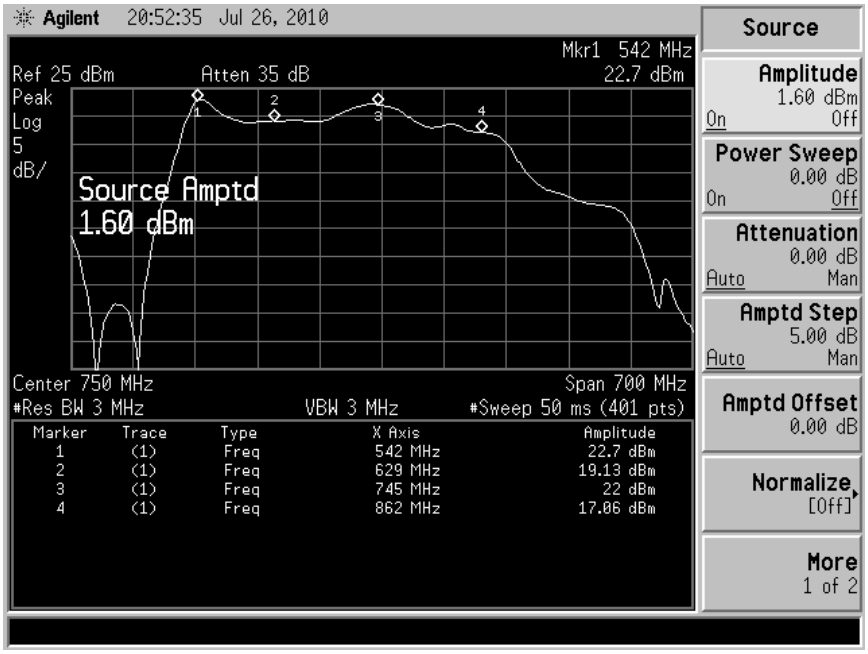
Şekil 6 Devrenin son hali

3. Ölçümler

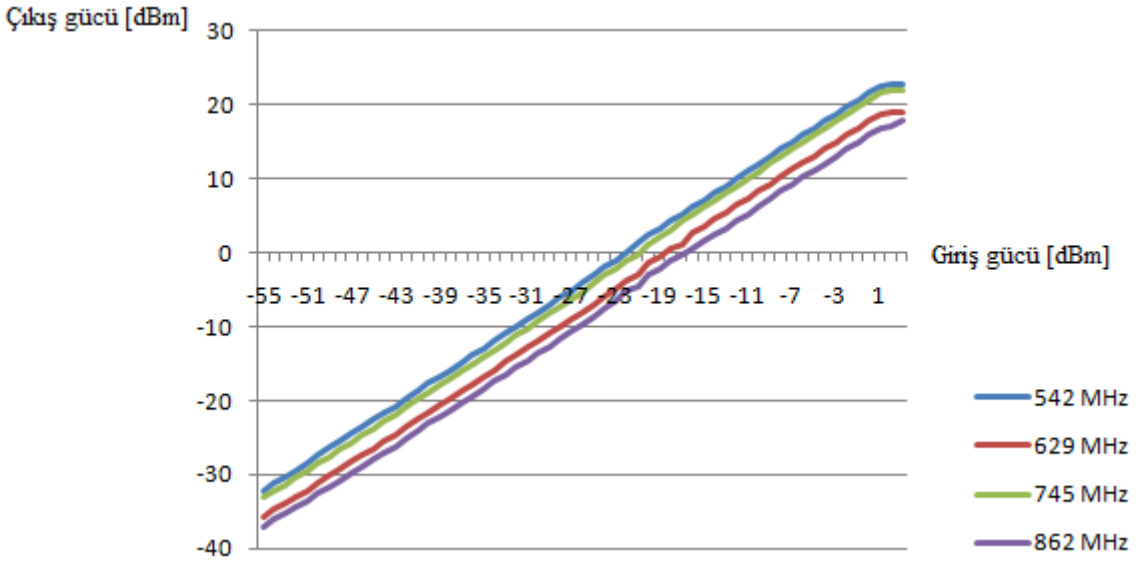
HP 4396B network analizörüyle yapılan S parametreleri ölçümünde empedans uyumunun yeterli olduğu ve kuvvetlendiricinin yeterince doğrusal olduğu gözlemlenmiştir. Agilent E4403B spektrum analizörüyle yapılan ölçümde 200 mW civarında çıkış gücü elde edildiği görülmüştür. Çıkış katındaki transistor 10V gerilimle beslenip 100mA akım çektiğine göre 1W civarında bir DC güç tüketimi vardır. Bu durumda kuvvetlendiricinin verimi;

$$\text{Verim}=\frac{\text{Çıkışta görülen RF gücü}}{\text{Çekilen DC güç}}\approx\frac{200\text{ mW}}{1000\text{ mW}}\approx\%20$$

500-900 MHz aralığındaki 1.60 dBm giriş gücü verilerek yapılan spektrum incelemesi **Şekil 7**'de görülebilir. Kablo kaybı 0.3 dB olarak ölçülmüştür, yani gerçek çıkış değerleri **Şekil 7'**da görülen değerlerden 0.3'er dB daha yüksektir. Daha sonra frekans bandında 4 frekans için; giriş gücü -55 dBm 'den 3dBm'e kadar arttırılarak çıkış güçleri kaydedilmiştir (**Şekil 8).** Kuvvetlendiricinin doğrusal olduğu bu grafikten de görülebilir. Bu verilere bakılarak kuvvetlendiricide 1 dB bastırmanın giriş gücünün 2 dBm, çıkış gücünün de 22 dBm civarında olduğu noktada gerçekleştiği görülmüştür.



Şekil 7 Spektrum incelemesi



Şekil 8 Çeşitli frekanslarda giriş-çıkış güç karakteristiği

4. Sonuç

Hedeflenen 500 MHz-900 MHz frekans aralığında doğrusal bir kazanç karakteristiği gösteren güç kuvvetlendiricisi tasarlarımı tamamlanmış, ölçüm sonuçlarının beklenen değerlerle örtüştüğü görülmüştür. A sınıfında çalışan güç kuvvetlendiricilerinde teoride elde edilebilecek maksimum verim %50'dir. Bu çalışmada verim yaklaşık %20 olarak hesaplanmıştır.

Kaynaklar

[1]. Ludwig, R. ve Bretchko, P., RF Circuit Design. Prentice-Hall, Inc., United States of America, 2000.
[2]. Türköz, M.S., Elektronik. Birsen Yayınevi, İstanbul, 2006.

Manyetik Rezonans Esaslı Kablosuz Enerji İletimi

Eren Diril, Ali Özen, İsmail Kaya
Karadeniz Teknik Üniversitesi DSP Lab.
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Trabzon
eren.drl@hotmail.com, {aliozen, ikaya}@ktu.edu.tr

Özet: *Bu bildiride, kaynak [1, 2]'den esinlenerek kablosuz olarak elektrik enerjisini iletebilen bir sistemin laboratuar ortamında tasarımı ve deneysel çalışması gerçekleştirilmektedir. Kurulan sistemin başarımını değerlendirmek için ilk olarak, kaynak ile alıcı arasındaki mesafenin değişimine karşı alıcıda elde edilen gerilim, ikinci olarak da frekansın değişimine karşı sistemin elde edilen transfer fonksiyonu, $/V_{çıkış}/V_{giriş}/$, başarım kriterleri olarak incelenmektedir. Yapılan deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçların son derece tatmin edici olduğu gözlenmektedir.*

1. Giriş

Kablosuz enerji iletimi ilk defa Nicola Tesla tarafından 1800'lerin sonunda ortaya atılmış ve bunu Colorado Nehrindeki meşhur deneyinde ampulleri kablosuz olarak yakarak gerçekleştirmiştir [3]. Tesla'nın bu deneyi gerçekten çok etkileyicidir ancak kablosuz elektrik aktarımı için pratik bir yöntem değildir. Bu yüzden bilim adamları uzun mesafelerde kablosuz enerji aktarımı için birçok yöntem geliştirmişler ve bu konu üzerinde çalışmaya devam etmektedirler. Bunlardan bazıları sadece teori veya prototip aşamasında kalmış, bazıları ise kullanıma geçebilmiştir.

Kablosuz enerji iletiminin, gömülü hesaplama, algılayıcı ağlar ve mikro robot gibi çeşitli alanlarda gelişmelere imkân vereceği düşünülmektedir. Bu bildiride yapılan çalışma ile, kaynak bobininden tekli ve çoklu alıcı bobinlerine kablosuz enerji iletimi için manyetik rezonans esaslı potansiyel bir uygulama gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, kaynak bobininden daha küçük boyutlarda hem tek alıcılı hem de çok alıcılı bobinlere kablosuz enerji iletimi uygulaması deneysel olarak yapılmaktadır.

Endüktif kuplaj kablosuz enerji iletiminin eski ve iyi anlaşılmış bir yöntemidir. Kaynak, ikinci bobine gerilim endükleyen sinüzoidal olarak değişen manyetik alanı oluşturan birinci bobini sürer ve böylece yüke enerjiyi iletir. Bu düzenek, primer ve sekonder sargıları arasındaki bölge hava olduğunda da çalışan yüksek geçirgenlikli çekirdeği çevreleyen manyetik alanın olduğu transformatörde enerji iletiminden sorumludur. Yüksek geçirgenlikli çekirdekler olmaksızın endüktif kuplaj RF-ID etiketlerine ve tıbbi cihazlara güç sağlamak için kullanılır [4-6]. Alıcı tarafta cihaz tarafından alınan gerilimi arttıran yaygın bir teknik çalışma frekansında rezonans devresini biçimlendirmek için ikinci sargıya paralel kapasite eklemektir [4, 5]. [2, 7] nolu kaynaktaki çalışma, hem primer hem de sekonderde rezonans kullanıldığında, çok küçük bir kayıpla enerjinin iletilebildiğini ve yüke kaynak gücünün % 40 - % 50'sinin aktarılabildiğini göstermektedir. Rezonans bobinleri arasındaki etkileşimin kuplaj mod analizi [2, 7] ve [8]'de verilmektedir.

Bu çalışmada iki uygulama yapılmaktadır:

1. Kaynak bobini ile aynı boyutlarda hem tek alıcılı hem de çok alıcılı bobinlere kablosuz enerji iletimi uygulaması gerçekleştirilmektedir.
2. Kaynak bobininden daha küçük boyutlarda hem tek alıcılı hem de çok alıcılı bobinlere kablosuz enerji iletimi uygulaması yapılmaktadır. Ayrıca, tekli ya da çoklu alıcı rezonans kuplaj sistemlerinin basit devre tanımlarını kullanarak modellenebildiği gösterilmektedir. Model, bütün bobinler arasındaki ortak kuplajı dikkate almaktadır.

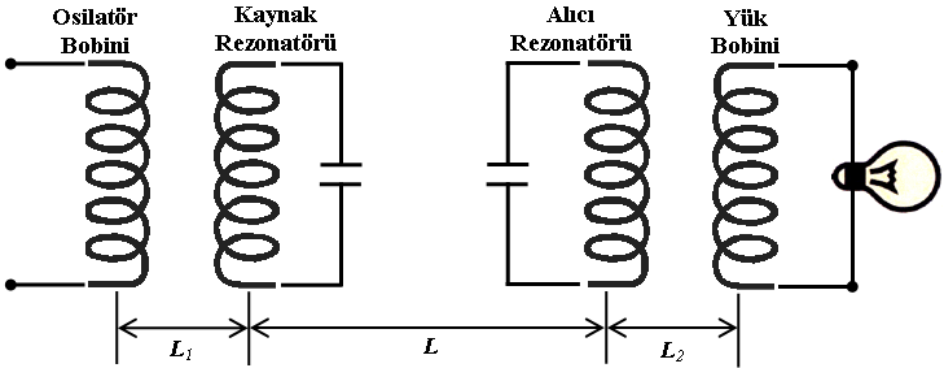
Bu çalışmadan beklentimiz, rezonans kuplaj düzeneğini çoklu gezgin alıcılara genişletmektir. Böyle sistemler için başlıca problem kaynak bobinine göre alıcılar bir diğerine doğru hareket ettikleri zaman alıcıların terminalinde kullanılan kapasiteleri ayarlamaktır.

2. Kablosuz Enerji İletim Sisteminin Deneysel Çalışma Düzeneği

Kablosuz enerji iletim sistemi iki parçadan oluşmaktadır. Birinci parçası vericidir. Bakır telden oluşturulmuş olan verici, enerji kaynağına bağlanır. Verici etrafa elektromanyetik dalgalarla enerji yaymak yerine menzilindeki alanı radyoaktif olmayan manyetik bir alanla doldurur. Bu manyetik alan MHz'ler frekansındadır ve alıcıyla verici arasında güç aktarımına aracı olur. Alıcı ise bu aktarımı mümkün kılmak için tasarlanmış, bakır telden oluşan ve vericinin frekansına duyarlı bir mekanizmadır [2, 7, 9].

Şekil 1'deki şematik diyagram tek kaynak ve tek alıcılı bir sisteme ilişkindir. Sarımlar arasındaki L_1 ve L_2

değiştirilerek empedans eşleştirmesi yapılır. *L* değeri de rezonatörler arasındaki mesafedir. Rezonatörleri farklı mesafelerde yerleştirerek her mesafe ve ölçülen gerilim için empedans eşleştirmesi yapılabilir [2, 7]. Tek alıcılı sisteme benzer olarak, tek kaynak ve birden fazla alıcıdan oluşan sistem de tasarlanabilir.



Şekil 1. Tek kaynak ve tek alıcılı kablosuz enerji iletim sisteminin şeması.

Kuplaj mod teorisi, Şekil 1'deki örnekte olduğu gibi herhangi bir sayıda birbirleriyle etkileşen rezonatörün davranışlarını analiz eden bir metottur [2, 7]. Her bir rezonatörün ifadesi, mutlak değerinin karesi rezonatörde depolanan toplam enerjiye eşit olması için ölçeklenen karmaşık genlikle tanımlanır. Ayrıca her bir rezonatörün enerjinin yayılmasını belirleyen sanal kısımlı bir rezonans frekansına sahip olması sağlanır [2, 7].

n'inci rezonatörün karmaşık genliğine $a_n(t)$ diyelim. Bu genliğin türevinin eşitliği şöyle ifade edilebilir:

$$\frac{d}{dt}a_n(t) = -i\sum_m K_{nm}a_m(t) + F_n(t) \tag{1}$$

Burada, $F_n(t)$, her bir rezonatöre uygulanan harici bir kuvvettir. K_{nm} matrisi, köşegeni boyunca $K_{nn} = \omega_n - i\Gamma_n$ formunda rezonans frekanslarını içeren bir matristir. Köşegen dışındaki K_{nm} terimleri, rezonatörler arasındaki geçiş veya kuplaj terimlerini ifade eder.

Sürücü bir kaynaktan pasif bir kaynağa transfer edilen gücün verimi şu şekilde tanımlanır [2, 7]:

$$\eta = \frac{(\Gamma_W/\Gamma_D)\kappa^2/(\Gamma_S\Gamma_D)}{[1+\Gamma_W/\Gamma_D]\kappa^2/(\Gamma_S\Gamma_D)+[1+\Gamma_W/\Gamma_D]^2} \tag{2}$$

burada, κ, kuplaj katsayısını, Γ_S, kaynağın özgün zayıflama katsayısını (omik kayıplardan, ışımadan vb. sebeplerden kaynaklı), Γ_D alıcının özgün zayıflama katsayısını, Γ_W, alıcının yükten dolayı oluşan özgün zayıflama katsayısını (kablosuz olarak çalıştırılan nesne) göstermektedir.

Her iki rezonatörün aynı rezonans frekansına sahip olduğu kabul edilir. Bu durumda en iyi enerji iletimi verimliliği $\Gamma_W = \Gamma_D\sqrt{1+\kappa^2/(\Gamma_S\Gamma_D)}$ olduğu zaman sağlanır. En etkin verim sadece kuplaj parametresi G'ye bağlı bir fonksiyondur.

$$\eta = 1 + \frac{2}{G^2} - \frac{2\sqrt{1+G^2}}{G^2} \tag{3}$$

Burada, $G \equiv \kappa/\sqrt{\Gamma_S\Gamma_D}$ ile verilir.

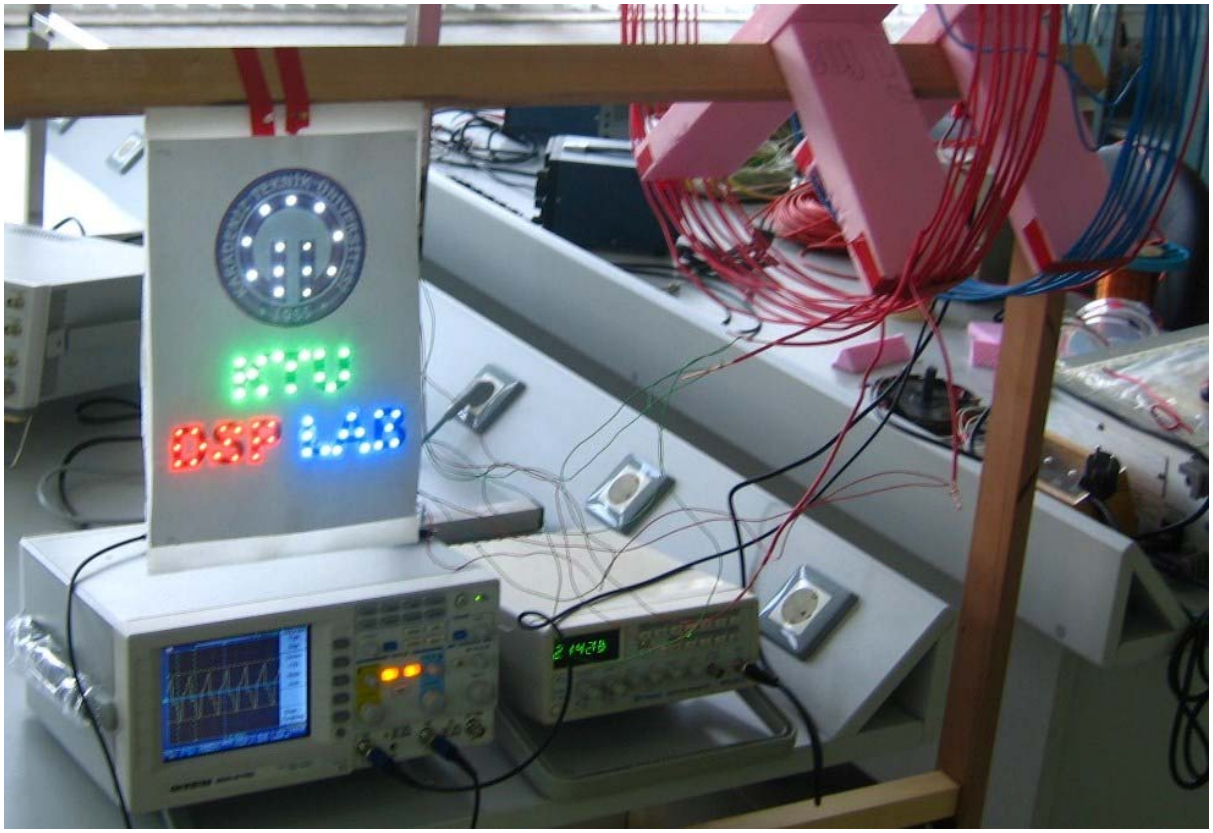
Bu yaklaşımla, G'nin iletilen gücün dağılmış güce oranını belirten bir katsayı olduğu söylenebilir. Bu teoreme bağlı olarak, tek kaynaklı ve iki alıcılı bir sistem düzeneği de kuruldu ve ölçümler yapıldı. Tek kaynak ve iki alıcılı bir sistemin verimi için Andre Kurs tarafından çıkarılan formül aşağıdaki gibi verilebilir [2, 7].

$$\eta = \frac{x_1(1+x_2)^2G_1^2 + x_2(1+x_1)^2G_2^2}{(1+x_1)^2(1+x_2)^2 + (1+x_1)(1+x_2)^2G_1^2 + (1+x_2)(1+x_1)^2G_2^2} \tag{4}$$

Burada, G_1 ve G_2 sırasıyla kaynak ve alıcılar arasındaki güçlü kuplaj parametrelerini, x_1 ve x_2 ise her bir alıcının Γ_W/Γ_D gibi kısmi yüklenmesini göstermektedir.

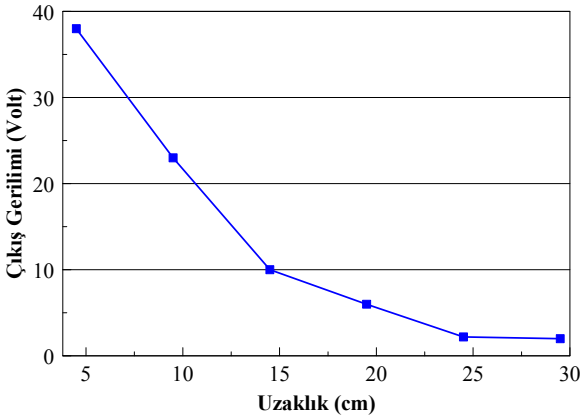
$x_1 = x_2 = \sqrt{1 + G_1^2 + G_2^2}$ olduğu zaman verim en yüksek değerini alır [2, 7].

3. Yapılan Çalışmalar

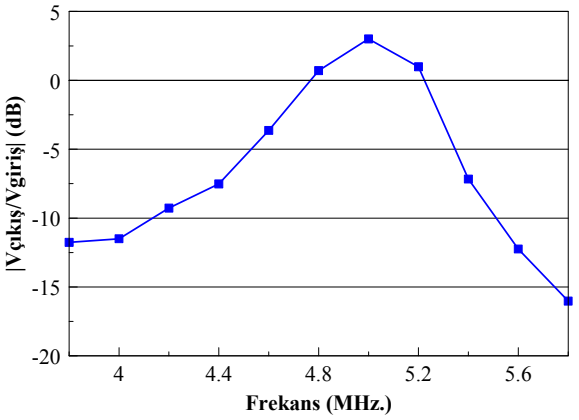


Şekil 2. Tasarlanan kablosuz enerji iletimi deneysel çalışma düzeneği.

Tasarlanan kablosuz enerji iletim sisteminin deneysel çalışma düzeneği Şekil 2'de gösterilmektedir. Osilatör sarımının çapı 50 cm, sarım sayısı 1 olarak seçildi. Kaynak sarımının çapı 50 cm, sarım sayısı 10 olarak seçildi. Alıcı sarımının çapı 50 cm, sarım sayısı 10 olarak seçildi. Yük sarımının çapı 50 cm, sarım sayısı da 5 sarım olarak seçildi. Sarımlar strafordan yapılmış X şeklinin etrafına dairesel olarak 2.5 mm^2 kesitli bakır tel ile sarıldı. Kaynak ve alıcı rezonatörlerine 470 pF'lık kapasiteler bağlandı ve osilatörden frekans ayarı yapılarak rezonans frekansı 4.9 MHz. olarak bulundu.



Şekil 3. Kablosuz enerji iletim mesafesine karşı elde edilen çıkış gerilimi.

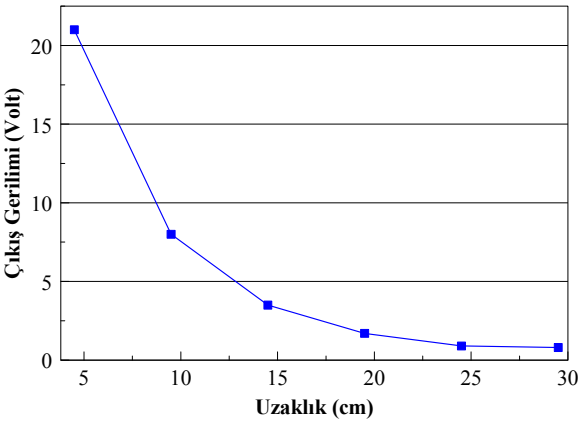


Şekil 4. Frekansın değişimine karşı sistemin verimi.

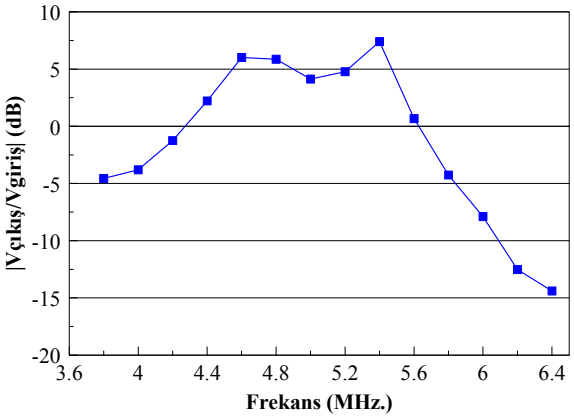
Kurulan sistemle mesafeye karşı elde edilen çıkış geriliminin değişimi Şekil 3'te gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi aradaki mesafe arttıkça çıkış gerilimi azalmaktadır. Ancak aradaki mesafe 20 cm olduğunda bile %50'den fazla enerji iletimi yapılabilmektedir.

Frekans değişimine karşı sistemin elde edilen transfer fonksiyonu, $|V_{çıkış}/V_{giriş}|$, başarımını gösteren Şekil 4 incelendiğinde, rezonans frekansı etrafında maksimum verimliliğin elde edildiği gözlenmektedir.

Yük sarımının çapı 40 cm ve sarım sayısı da 5 olarak seçildiğinde elde edilen çıkış gerilimi-uzaklık ve transfer fonksiyonu-frekans başarımları Şekil 5 ve 6'da gösterilmektedir.



Şekil 5. Kablosuz enerji iletim mesafesine karşı elde edilen çıkış gerilimi.



Şekil 6. Frekansın değişimine karşı sistemin verimi.

Şekil 5 ve 6'daki sonuçlar incelendiğinde, elde edilen başarımların Şekil 3 ve 4'te elde edilen sonuçlara benzer olduğu görülmektedir

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, laboratuar ortamında kablosuz elektrik enerjisi iletimine ilişkin deneysel çalışmalar yapılmış ve tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Çalışmamızın bir sonraki aşamasında amaç, küçük taşınabilir elektronik cihazlarla bütünleştirilebilmesi için bobinlerin boyutlarını küçültmek olacaktır. Bu başarılabilirse o zaman yakın gelecekte cep telefonu ve diz üstü bilgisayarlar gibi elektronik cihazlar kablosuz olarak şarj edilebilecektir.

Kaynaklar

[1] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil and S. C. Goldstein, Magnetic Resonant Coupling as a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 7, 2009.

[2] R. A. Moffatt, Wireless Transfer of Electric Power, Massachusetts Institute of Technology, 2009.

[3] N. Tesla, Apparatus for transmitting electrical energy, US Patent number 1.119.732, December 1914.

[4] K. Finkenzeller, RF-ID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification, 2nd ed. New York: Wiley, 2003.

[5] G. Wang, W. Liu, M. Sivaprakasam, M. Humayun, and J. Weiland, Power supply topologies for biphasic stimulation in inductively powered implants, in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS, 2005), vol. 3, no. 12, pp. 2743–2746.

[6] B. Jiang, J. R. Smith, M. Philipose, S. Roy, K. Sundara-Rajan, and A. V. Mamishev, Energy scavenging for inductively coupled passive RFID systems, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 56, no. 1, pp. 118–125, Feb. 2007.

[7] A. Kurs, A. Karalis, R.Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, Science, vol. 317, pp. 83–86, Jul. 6, 2007.

[8] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljacic, Efficient wireless nonradiative mid-range energy transfer, Ann. Phys., vol. 323, no. 1, pp. 34–48, Jan. 2008.

[9] J. S. Shipley, Incorporating Wireless Power Transfer in an Led Lighting Application, Ms.C thesis, School of Technology Brigham Young University, 2006.

Tek ve Çift Kipli Mikroşerit Rezonatör Süzgeç Tasarımı

Ahmet ÖZDEMİR*, Metehan BULUT, Birsen SAKA

*Meteksan Savunma Sanayii A.Ş.
Bilkent, Ankara
aozdemir@meteksansavunma.com.tr

Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Beytepe, Ankara
metehan@hacettepe.edu.tr , birsen@hacettepe.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada tek ve çift kipli bant geçiren mikroşerit rezonatör süzgeçler tasarlanıp, üretilmiştir. İlk kısımda 6'ncı mertebeden, merkez frekansı 1.104 GHz, görece bant genişliği 0.07, geçirme bandının hemen yanında birer iletim sıfırı olan seçiciliği yüksek bir süzgeç karakteristiği mikroşerit tek kip kare rezonatörlerle gerçeklenmiştir. Tasarım IE3D elektromanyetik benzetim programı aracılığıyla yapılmış, benzetim ve ölçüm sonuçları kuramsal değerlerle karşılaştırılmıştır. İkinci kısımda ise çift kipli bant geçiren mikroşerit rezonatör süzgeçler tasarlanıp, üretilmiştir. Düşük iletim kayıplı, uygun boyutlu, kare ve çember yapıda çift kip süzgeçler tasarlanmış, ölçüm sonuçları verilmiştir. Dar bantlı özellik gösteren kare ve çember yapılı çift kip rezonatör süzgeçlerin geometrileri toplu eleman devre modeliyle elde edilmiştir. Sonnet elektromanyetik benzetim programı aracılığıyla da üretim öncesi son halleri oluşturulmuştur.*

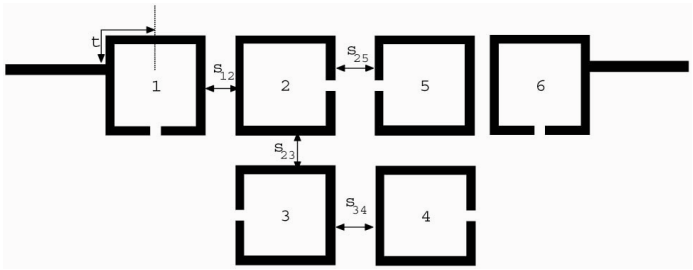
1. Giriş

RF ve mikrodalga frekans bölgelerinde sivil ve askeri birçok uygulamada süzgeçler temel devre bileşenlerindendir. Özellikle uydu ve gezgin iletişim alanlarındaki gelişmeler küçük boyutlu, hafif ve yüksek başarımlı bant geçiren süzgeçlere duyulan ihtiyacı artırmıştır [1]. Süzgeç tasarımında üretim maliyetinin düşük ve boyutların küçük olması istenildiğinde mikroşerit yapılar tercih edilmektedir. Yüksek frekanslarda (örneğin C-bandı) mikroşerit süzgeç yapıları doğal olarak küçük oldukları için sıklıkla kullanılmaktadır. Daha düşük frekans bölgesinde (örneğin L ve S bandında) mikroşerit süzgeç yapılarının boyutlarının görece büyük olmaları, bu yapıların küçültülmesini zorunlu kılmaktadır. Bu frekans bölgelerinde süzgeç boyutlarının küçük olmasını sağlayan bükümlü rezonans yapıları tercih edilmektedir [2,3]. Süzgeç yapılarının küçültülmesi için kullanılan yöntemlerin en başarılı olanlarından birisi de çift kip bükümlü rezonans yapılarıdır [4]. Çift kipli bir süzgeç, tek simetrik bir yapının desteklediği birbirine dik iki dejenere rezonant kipinin etkileşimi sonucu oluşur. Bu etkileşim yapının simetrisini bozacak biçimde eklenen ya da çıkarılan bir yama ile sağlanabilmektedir. Yamanın boyutu birbirine dik bu dejenere kipler arasındaki bağlaşımın miktarını, dolayısıyla süzgecin bant genişliğini belirler [5].

Bu çalışmada tek ve çift kipli bant geçiren mikroşerit süzgeçler kare ve yarı-çember biçiminde rezonatör yapıları kullanılarak tasarlanmış ve üretilmiştir.

2. Tek Kipli Rezonatör Süzgeç Tasarımı

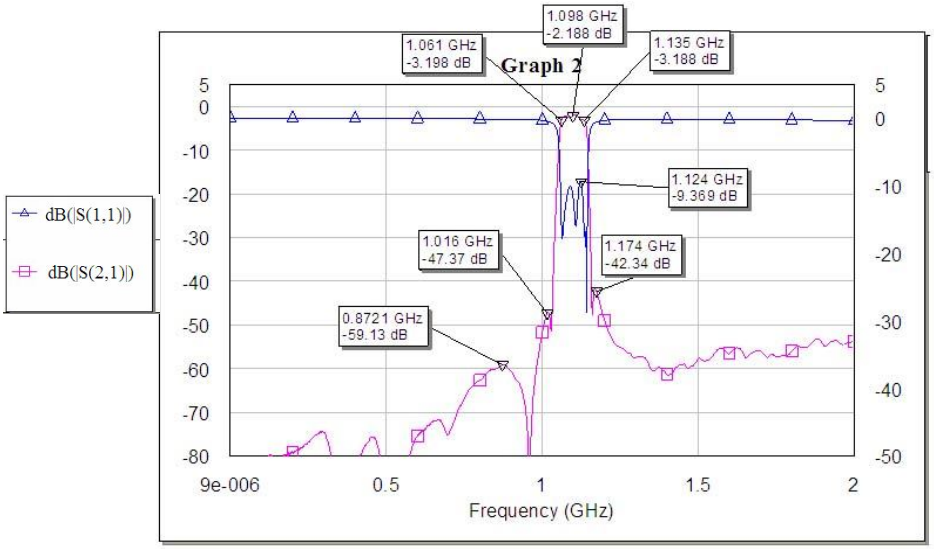
Sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı olan N'yinci mertebeden bir süzgecin aktarım işlevi $\left|S_{21}(\Omega)\right|^2 = \dfrac{1}{1+\varepsilon^2 F_N^2(\Omega)}$ biçiminde ifade edilebilir. Burada Ω, kesim frekansı $\Omega_c = \pm 1$ olan alçak geçiren prototip süzgecin radyan frekans değişkenidir. $F_N(\Omega)$ ise N'yinci mertebeden süzgeç işlevi olarak adlandırılır ve $F_N(\Omega) = \cosh\left((N-2)\cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1}\left(\dfrac{\Omega_a\Omega - 1}{\Omega_a - \Omega}\right) + \cosh^{-1}\left(\dfrac{\Omega_a\Omega + 1}{\Omega_a + \Omega}\right)\right)$ biçimindedir [6]. $\Omega = \pm\Omega_a$, $(\Omega_a \rangle 1)$ iletim sıfırlarının olduğu frekans noktalarıdır. Şekil 1'de bu tip 6'ncı mertebeden bir süzgecin mikroşerit tek kipli kare rezonatörlerle gerçekleştirimi görülmektedir [6].



Şekil 1. Tek kipli rezonatör süzgecin serimi

Şekil 1'deki yapıda 2 ve 5 numaralı rezonatörler arasında elektrik bağlaşım, 3 ve 4 numaralı rezonatörler arasında ise manyetik bağlaşım vardır. Zıt fazlı bu bağlaşımlar yapının sonlu frekanslarda bir çift iletim sıfırı oluşturmasını sağlamaktadır.

Tasarlanan süzgecin başlangıç tasarım ölçütleri olarak merkez frekansı 1.104 GHz, görece bant genişliği 0.07 ve geçirme bandı minimum yansıma kaybı 20 dB seçildi. N ve Ω_a değerleri, $f \le 1.03$ ve $f \ge 1.18$ GHz frekans bölgesinde $|S_{21}|^2 \le$ -40 dB koşulunu sağlayacak biçimde N=6 ve $\Omega_a = 1.5$ olarak alındı. Süzgecin üretiminde Rogers® firmasının dielektrik sabiti 3.38, kalınlığı 1.524 mm olan RO4003C plakası kullanılmıştır. Süzgeç seriminde rezonatörler arası uzaklıklar ve giriş-çıkış besleme hatlarının yerleri tasarım ölçütlerine karşılık gelen bant geçiren süzgeç parametrelerini (rezonatörler arası bağlaşım katsayıları, giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörü) verecek biçimde IE3D elektromanyetik benzetim programı aracılığıyla hesaplanmıştır: s_{12}=0.7 mm, s_{23}=1.8 mm, s_{34}=1.8 mm, s_{25}=3.6 mm ve t=7.9 mm [7].



Şekil 2. Üretilen tek kipli rezonatör süzgecin ölçüm sonuçları

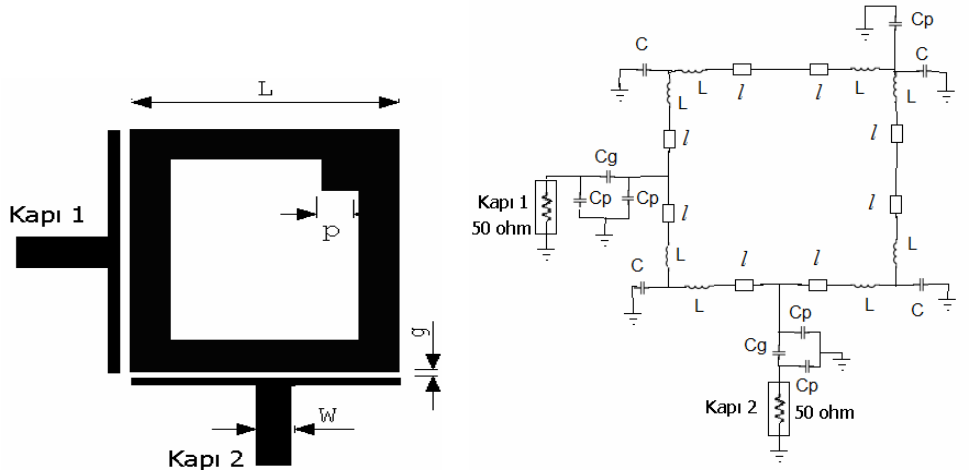
Şekil 2'de süzgecin ölçüm sonuçları görülmektedir. Tasarlanan tek kipli rezonatör süzgece ilişkin kuramsal değerler ile benzetim ve ölçüm sonuçları Tablo 1'de karşılaştırılmıştır. Benzetim IE3D programıyla dielektrik ve metal kayıpları dahil edilerek yapılmıştır.

	Kuramsal	Benzetim	Ölçüm
Merkez Frekans	1.104 GHz	1.115 GHz	1.098 GHz
İletim Sıfırları	1.0477 ve 1.1637 GHz	1.05 ve 1.173 GHz	1.016 ve 1.174 GHz
İletim Kaybı	0 dB	1.5 dB	2.188 dB
Yansıma Kaybı	20 dB	10.4 dB	9.37 dB

Tablo 1. Tasarlanan tek kipli rezonatör süzgece ilişkin kuramsal değerler ile benzetim ve ölçüm sonuçları

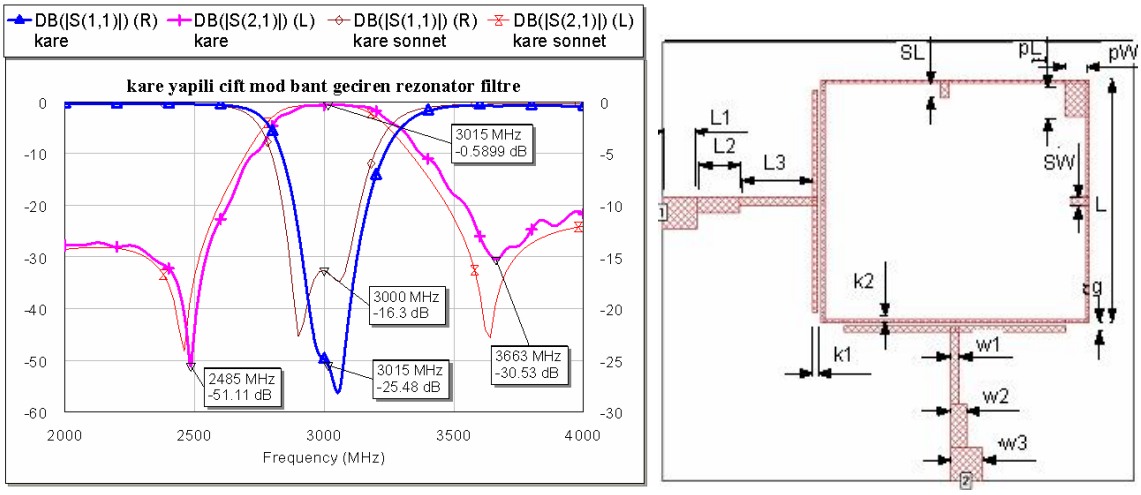
3. Çift Kipli Rezonatör Süzgeç Tasarımı

Çift kipli bir rezonatör tek başına ikinci mertebeden bir süzgeç karakteristiği gösterir. Şekil 3'te $f_0 = 3000$ MHz'de tasarlanan çift kipli rezonatör süzgecin serimi ve toplu eleman devre modeli verilmiştir. Tasarımında süzgecin başlangıç boyutları Şekil 3'teki toplu eleman devre modeli kullanılarak elde edilmiştir [8,9]. Sonnet [10] elektromanyetik benzetim programı ile de süzgecin son hali oluşturulmuştur.

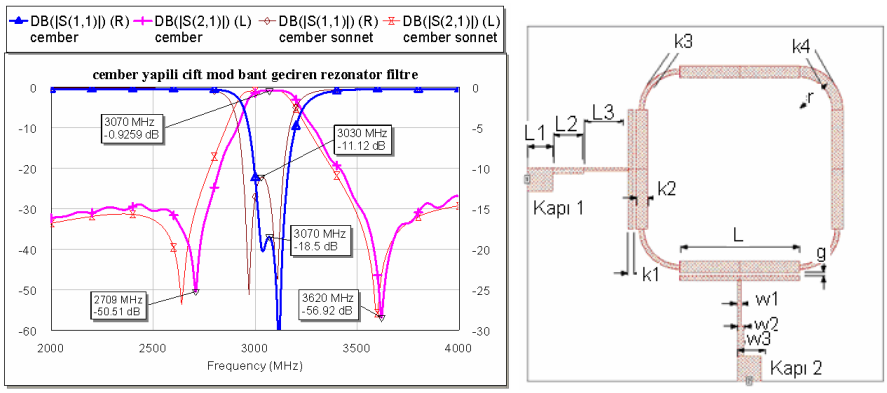


Şekil 3. Çift kipli rezonatör süzgeç serimi ve toplu eleman devre modeli

Şekil 4 ve Şekil 5'te kare ve çember yapılı çift kip rezonatör süzgeçlere ait benzetim ve ölçüm sonuçları yer almaktadır. Üretilen kare yapılı süzgecin merkez frekansı 3015 MHz olarak ölçülmüştür. Yansıma kaybı 25.48 dB'dir. İletim sıfırlarının biri 2485 MHz'de -51.11 dB, diğeri 3663 MHz'de -30.53 dB olarak ölçülmüştür. İletim kaybı 0.59 dB, bant genişliği ise 310 MHz'dir.



Şekil 4. Kare yapılı çift kip bant geçiren süzgecin benzetim ve ölçüm sonuçları ile süzgeç serimi (Arlon DiClad880, $\varepsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762, =5.08, k1=0.25, k2=0.25, g=0.25, L=19.1, L1=5.08, L2=3.2, L3=4.3, w1=0.35, w2=0.96, w3=2.3, SW=0.25, SL=0.91, pW=1.57, pL=3.2, tüm uzunluklar mm)



Şekil 5. Çember yapılı çift kip bant geçiren süzgecin benzetim ve ölçüm sonuçları ile süzgecin serimi (Arlon DiClad880, $\varepsilon_r = 2.2$, kalınlık=0.762, L1=2.54, L2=3.04, L3=4.47, k1=0.5, k2=1.17, g=0.25, w1=0.3, w2=0.55, w3=2.33, k3=0.45, k4=1.06, r=3.8, L=11.9, tüm uzunluklar mm)

Çember yapılı çift kipli rezonatör süzgecin merkez frekansı ise 3070 MHz olarak ölçülmüştür. Süzgecin yansıma kaybı 18.5 dB olup, iletim kaybı 0.93 dB'dir. İletim sıfırları ise 2709 MHz'de -50.51 dB ve 3620 MHz'de –56.9 dB'dir. Yapının bant genişliği 200 MHz olarak ölçülmüştür. Şekil 6'da üretimleri gerçekleştirilen çember ve kare yapılı çift kipli süzgeçler görülmektedir.



Şekil 6. Çember ve kare yapılı çift kipli rezonatör süzgeçlerin fotoğrafı

4. Sonuçların İrdelenmesi

Bu çalışmada tasarlanan tek ve çift kipli süzgeçlerin hesaplanan ve ölçülen değerleri birbirlerine yakın bulunmuştur. Tasarlanan süzgeç yapıları beklendiği gibi dar bantlı ve seçiciliği yüksektir. Süzgeçlerin serimi LPKF Promat S62 baskı devre makinesiyle plakanın üzeri kazınarak oluşturulmuştur. Üretilen çift kipli süzgeçlerin iletim kaybı 1dB'nin altında elde edilmiştir. Tek kipli yapının boyutu 15x10 cm, çift kipli kare ve çember yapılı süzgeçlerin boyutu ise sırası ile 4.2x4.2 cm ve 4.1x4.1 cm'dir.

Kaynaklar

[1] Hong J.-S., Lancaster M. J., Recent Advances in Microstrip Filters for Communications and Other Applications, Advances in Passive Microwave Components (Digest No.: 1997/154) IEE Colloquium on, 1997
[2] Cristal E. G. ve Frankel S., Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel coupled-line filters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 20, sa. 1098-1107, Kasım 1972.
[3] Hong J.-S., Lancaster M. J., Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 44, no. 12, 2099-2109, 1996
[4] Görür A., Miniature dual-mode microstrip filters, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no.1 Ocak 2007
[5] Chen C. H., Lin Y. F. ve Chen H. M., Miniaturized dual-mode bandpass filter using meander square ring resonator, IEEE Conf. On Electronic Devices and Solid State Circuits, sa. 777-780, Aralık 2008
[6] Hong J.-S., Lancaster M. J., Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, no. 7, 1098-1107,2000
[7] Bulut M., Seçiciliği Yüksek Bant Geçiren Mikroşerit Filtre Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, 2009
[8] Chang K., Hsieh L. H., Microwave Ring Circuits and Related Structures, John Wiley&Sons. Inc., N.Y., 2004.
[9] Özdemir A., Çift Mod Bant Geçiren Rezonatör Filtre Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, 2010
[10] Sonnet 12.56, Sonnet Software Inc.

Bir Mikrodalga Transistorunun İşaret Parametrelerinin Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı ile Modellenmesi

Yavuz Cengiz[1] *Filiz Güneş*[2]
[1] *Süleyman Demirel Üniversitesi*
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Isparta
[2]*Yıldız Teknik Üniversitesi*
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Beşiktaş, İstanbul

ycengiz@mmf.sdu.edu.tr gunes@yildiz.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada bir Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı (BMTAYSA), bir mikrodalga transistörünün çalışma koşullarına (VDS, IDS, f) bağlı olarak işaret parametrelerinin belirlenmesi amacıyla kara kutu modellemesi olarak kullanılmıştır. Seçilen bir transistor için BMTAYSA'nin interpolasyon ve ektrapolasyon performansı klasik Yapay Sinir Ağları (YSA) ile karşılaştırma çalışması yapılmış ve burada ekstrapole edilmiş saçılma parametreleri sonuçları verilmiştir. Çalışma, BMTAYSA' nin klasik YSA'ya oranla çok daha başarılı sonuçlar elde edildiğini göstermiştir. Böylece, BMTAYSA başarılı bir eleman modelleme yöntemi olarak önerilmektedir.*

1. Giriş

Bu çalışmada bir mikrodalga transistor için "Kara-Kutu Modellemesi" olarak mikrodalga dünyasında gitgide yaygın hale gelen Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı (BMTAYSA) kullanılmıştır [1, 2, 3, 4]. Kara Kutu modelinde giriş değişkenleri olarak, kutuplama koşulları VDS, IDS ve çalışma frekansı f; çıkış değişkenleri ise saçılma parametreleri [S] olarak belirlenmiştir. Bir mikrodalga transistoru için Saçılma parametreleri [S], belirli bir Konfigürasyon Tipi (CT)nde, VDS , IDS kutuplama koşulunda, ω-domeninde her biri birer fazör olarak ifade edilebilir:

$$\left[S^{(k)}\right]=\left[\left|S_{11}\right|^{(k)}\varphi_{11}^{(k)}\left|S_{12}\right|^{(k)}\varphi_{12}^{(k)}\left|S_{21}\right|^{(k)}\varphi_{21}^{(k)}\left|S_{22}\right|^{(k)}\varphi_{21}^{(k)}\right] \quad (1)$$

Soft modelleme yönteminde veri çiftleri, eğitim ve test veri çiftleri olmak üzere iki ana gruba ayrılmaktadır. Öncelikle eğitim veri çiftleri ile eğitilen Kara Kutu modelin, doğruluğu test veri çiftleri ile kontrol edilmektedir. Bu çalışmada, eğitim ve test veri çiftleri modeli oluşturulacak transistörün üretici veri yapraklarından alınmıştır. Böylece, sonuçta bu verilerin haiz olduğu giriş-çıkış ilişkilerini, transistorun bütün bir çalışma domenine uygulayan bir uzman bilgi kapasitesine sahip, Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı tipinde bir regresör oluşturularak bir model ortaya çıkarılmıştır.

2. Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı

BMTAYSA, öğrenme ve adaptasyonu kolaylaştıran adaptif sistemler çerçevesinde ele alınan bir bulanık Sugeno modelidir [5, 6]. Bu yöntem günümüzde, karmaşık ve nonlineer giriş - çıkış ilişkilere sahip mikrodalga elemanların modellenmesinde başarı ile kullanılmaktadır [3,4]. Bu çalışmada birinci dereceden Sugeno Bulanık modelini uygulayan, bir Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı bir mikrodalga transistoru küçük-işaret saçılma parametrelerinin kutuplama koşulları VDS, IDS ve çalışma frekansı f bağlılığının modellemesinde kullanılmıştır. Şekil 1'de BMTAYSA' yı açıklayan iki kurallı 5 katmanlı basit bir yapı verilmektedir. Bu yapıdaki kare kutular adaptif düğümleri; daireler ise sabit düğümleri göstermektedir. Bahsi geçen BMTAYSA yapısı, birinci derece Sugeno modeline dayanan iki adet eğer-ise bulanık kuralı ile çalışmaktadır:

Kural 1: Eğer $x=A_1$ ve $y=B_1$, ise $z_1=p_1x+q_1y+r_1$, (2)

Kural 2: Eğer $x=A_2$ ve $y=B_2$, ise $z_2=p_2x+q_2y+r_2$, (3)

Burada x ve y girişler, A_i ve B_i bulanık kümeler, z_i ise bulanık kurallar tarafından belirlenen bulanık bölgenin çıkışlarıdır; p_i, q_i, ve r_i eğitim sürecinde belirlenen tasarım parametreleridir [5, 6, 7]. İlk katmandaki tüm düğümler adaptif düğümlerdir. Bu katmanın düğümleri aşağıdaki fonksiyonu gerçeklerler:

$$O_i^1 = \mu_{A_{ii}}(x), \quad i = 1,2$$
$$O_i^1 = \mu_{B_{i-2}}(y), \quad i = 3,4 \tag{4}$$

Burada $\mu_{Ai}(x)$ ve $\mu_{B_{i-2}}(y)$herhangi bir bulanık üyelik fonksiyonudur.

İkinci katman sabit düğümlerden oluşmaktadır. Bu katmandaki her bir düğüm ait olduğu kuralın ateşleme seviyesini belirler. İkinci katmanın çıkışı aşağıdaki formül ile hesaplanır:

$$O_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x).\mu_{B_i}(y), \quad i = 1,2 \tag{5}$$

Üçüncü katmandaki düğümler de ikinci katmanda olduğu gibi sabit düğümlerdir. Bu düğümler bir önceki katmanda belirlenen ateşleme seviyelerini normalize ederler:

$$O_i^3 = \overline{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \quad i = 1,2 \tag{6}$$

$\overline{w}_i$, ateşleme seviyelerinin normalize edilmiş değeridir. Dördüncü katmanda kullanılan düğümler ilk katmandakine benzer olarak adaptif düğümlerdir. Bu katmandaki herbir düğümün çıkışı normalize edilmiş ateşleme seviyelerinin basit bir toplamıdır ve birinci dereceden bir polinomdur (birinci dereceden Sugeno model kullanıldığı için). Dördüncü katmanda kullanılan herbir düğüm aşağıdaki fonksiyona (7) sahiptir:

$$O_i^4 = \overline{w}_i z_i = \overline{w}_i (p_i x + q_i y + r_i), \quad i = 1,2 \tag{7}$$

burada $\overline{w}_i$, 3. katmanın çıkışı ve $\{p_i, q_i, r_i\}$ ise parametre setleridir. Bu katmandaki parametrelere çıkış parametreleri (consequent parameters) denir. Beşinci katmanda bulunan tek düğüm, çıkış bilgisi oluşturmak için tüm giriş sinyallerinin toplandığı düğümdür ve (8) nolu denklem ile ifade edilir:

$$O_i^5 = \sum_{i=1}^{2} \overline{w}_i z_i = \frac{\left(\sum_{i=1}^{2} \overline{w}_i z_i \right)}{w_1 + w_2} \tag{8}$$

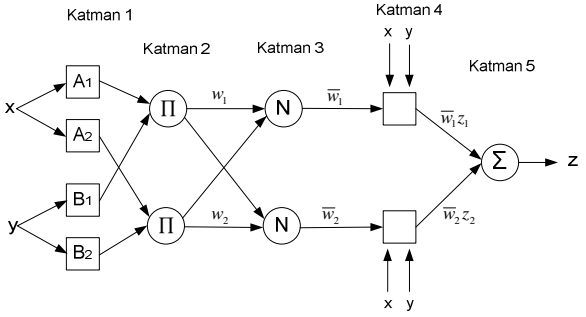
Şekil 1'den de görüldüğü gibi bir BMTAYSA modelinde iki adet adaptif katman vardır. Bunlar, birinci ve dördüncü katmanlardır. Birinci katmanda üç adet $\{a_i, b_i, c_i\}$ giriş üyelik fonksiyonları ile ilgili üç adet değiştirilebilir parametre bulunmaktadır. Bu parametreler, üyelik fonksiyonu parametreleri (premise parameters) olarak adlandırılır. Dördüncü katmanda ise birinci dereceden polinom ile ilgili üç adet $\{p_i, q_i, r_i\}$ parametresi vardır. Bu parametreler, çıkış parametreleri (consequent parameters) olarak isimlendirilir [7]. Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı (BMTAYSA)ini oluşturmak, temel olarak bulanık sistem parametrelerini ($\{a_i, b_i, c_i\}$ ve $\{p_i, q_i, r_i\}$) belirlemektir. Bu parametreler, giriş ve çıkış veri setleri ile işlem yapan bir öğrenme algoritmasının uygulanması ile elde edilir. a_i, b_i ve c_i üyelik fonksiyonu parametreleri (premise parameters) belirlendiğinde BMTAYSA'nin çıkışı aşağıdaki şekilde (9) oluşur:

$$f = \frac{w_1}{w_1 + w_2} z_1 + \frac{w_2}{w_1 + w_2} z_2 \tag{9}$$

Bulanık eğer-ise kuralları (9) nolu denklemde yerine yazılırsa çıkış fonksiyonu aşağıdaki şekilde düzenlenebilir:

$$f = (\overline{w}_1 x)p_1 + (\overline{w}_1 y)q_1 + (\overline{w}_1)r_1 + (\overline{w}_2 x)p_2 + (\overline{w}_2 y)q_2 + (\overline{w}_2)r_2 \tag{10}$$

Bu denklem (10), çıkış parametrelerinin (p_1, q_1, r_1, p_2, q_2, ve r_2.) doğrusal bir birleşimidir.



Şekil 1. Basit bir BMTAYSA Yapısı

BMTAYSA parametrelerini belirlemek için en küçük kareler yöntemi ve en dik iniş yöntemlerinin beraberce kullanıldığı bir hibrid algoritma kullanılmıştır. Bu hibrid algoritma, ileri yönlü ve geri yönlü eğitimin beraberce kullanıldığı bir yöntemdir. En küçük kareler yöntemi (ileri yön), sabit üyelik fonksiyonu parametrelerine karşılık çıkış parametrelerini optimize etmektedir. Çıkış parametreleri belirlendikten hemen sonra geri yönlü eğitim başlar. En dik iniş algoritması (geri yön) girişe ait bulanık kurallar ile ilgili optimum üyelik fonksiyonu parametrelerini belirlemede kullanılmaktadır. BMTAYSA'nin çıkışı, ileri yönde belirlenen çıkış parametreleri tarafından hesaplanır. Modelin çıkış hatası, standart bir geri yayılım algoritması yardımıyla çıkış parametrelerinin en uygun değerinin belirlenmesinde kullanılır. Kullanılan bu hibrid algoritmanın BMTAYSA'nin eğitiminde oldukça başarılı sonuçlar verdiği ispatlanmıştır [5, 6, 7].

3. Bir Mikrodalga Transistorun Küçük İşaret BMTAYSA Modeli

Çalışmada ATF-551M4 mikrodalga transistorunun küçük-işaret performansı, belli bir konfigürasyonda (CT) kutuplama koşulu (V_{DS}, I_{DS}) ve operasyon frekansı f civarındaki BMTAYSA kara kutu modeli oluşturulmuş, bu modelin performansı rakibi Yapay Sinir Ağı modeli ile karşılaştırılmıştır.

ATF-551M4 transistorunun üretici firma kataloğunda [8] verilen 0.5-18GHz frekans aralığında V_{DS}=2, 2.7, 3 V ve I_{DS}=10, 15, ve 20 mA kutuplama koşulları için verilen S-parametreleri kullanılmıştır. Üretici kataloğunda 0.5-18GHz frekans aralığı için her bir kutuplama koşuluna karşılık toplam 24 adet S parametre değeri verilmiştir. Bu çalışmada hem BMTAYSA hem de YSA modellerinin ekstrapolasyon başarısını gözlemleyebilmek amacıyla V_{DS}=2, 2.7 V olmak üzere iki farklı gerilimde I_{DS}=10, 15 ve 20 mA üç farklı akım değeri için toplam 144 adet S veri çifti ile eğitilmiş, V_{DS}=3 V ve I_{DS}=10, 15 ve 20 mA kutuplama koşullarındaki 72 adet S parametresi test edilmiştir. Çalışmada, "AMD Athlon 6 4x2 Dual Core CPU, 2.21 GHz Processor, 2 GB RAM'' özelliklerine sahip bir bilgisayar ile modellemeler gerçekleştirilmiştir. Her iki modellemenin başarısı tüm çalışma frekans bandı boyunca V_{DS}=3V, I_{DS}=10, 15 ve 20 mA değerleri için Şekil 2a, 2b, 2c ve 2d'de verilmiştir. Model mimarisinde toplam 64 bulanık kural kullanılmıştır. Mikrodalga transistorunun klasik YSA modeli olarak bir adet gizli katmana sahip çok katmanlı algılayıcı ağ yapısı kullanılmıştır. Bu ağ, sönümlü en küçük kareler (Levenberg-Marquardt) geri yayılım algoritması ile eğitilmiştir. YSA yapısı 3 adet giriş sinir hücresi, 8 adet gizli katman sinir hücresi ve 1 adet te çıkış sinir hücresinden oluşturulmuş; öğrenme oranı 0.9 olarak belirlenmiş ve 500 iterasyonda eğitim gerçekleştirilmiştir. Aktivasyon fonksiyonu olarak gizli katmanda logaritmik sigmoid, çıkış katmanında ise lineer transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Mikrodalga transistorunun BMTAYSA modelinin eğitilmesi için 1000 iterasyon belirlenmiştir. Herbir giriş değişkeni için 4 adet üyelik fonksiyonu kullanılmış; buna göre 64 (4x4x4=64) adet bulanık kural ile eğitim gerçekleştirilmiştir. Genelleştirilmiş çan şekilli üyelik fonksiyonların 3 adet değişkeni olmasından dolayı transistorun BMTAYSA modelinde toplam 292 adet parametre hesaplanmıştır. Bunlardan (4+4+4)x3=36 tanesi üyelik fonksiyonu (premise) parametresi, 4x64 = 256 tanesi de çıkış (consequent) parametresidir.

BMTAYSA ve YSA modellerinin hedef verisine göre başarılarını karşılaştırmak amacıyla aşağıdaki hata analiz formülü (11) kullanılmıştır [4]:

$$E_{S_{ij}} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\frac{\left|S^{k}_{ij(hesap)} - S^{k}_{ij(tah\min)}\right|}{\left|S^{k}_{ij(hesap)}\right|} \tag{11}$$

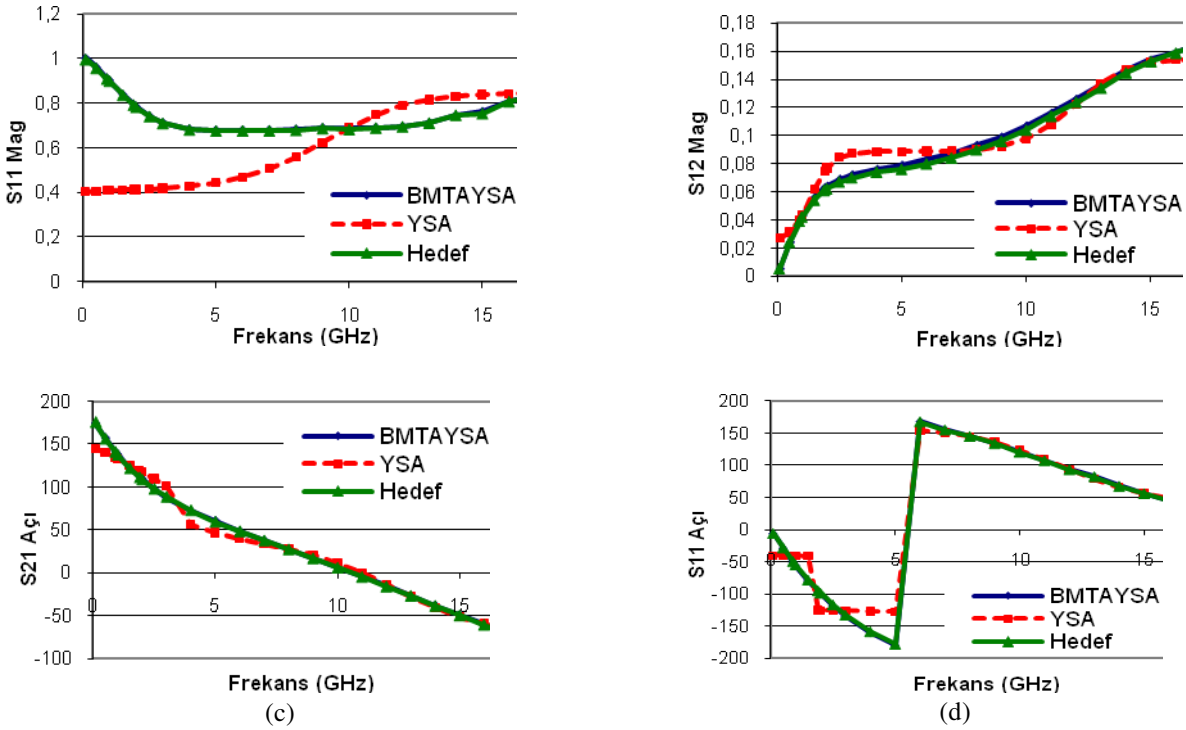
Burada S_{ij} işaret parametreleri, n ise tüm kutuplama koşulları için kullanılan toplam frekans sayısıdır. Toplam ortalama hata değeri, sinyal hatalarının ortalamalarından aşağıdaki formül (12) yardımıyla çıkarılmıştır:

$$E_T = \frac{1}{4}\sum_{i=1}^{4} E_{i(işşaret)} \tag{12}$$

BMTAYSA ve YSA modelleri için (11) ve (12)de verilen formüller ile tanımlanan performans analiz sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1'den de görüldüğü üzere BMTAYSA'nin modelleme başarısının bu tarz sistem modellemesinde oldukça yaygın olarak kullanılan YSA modeline oranla çok daha iyi olduğu görülmektedir.

Tablo 1. ATF551M4 transistorunun Hata Analizi

ATF551M4	YSA	BMTAYSA
ES_{11}	0,4849	0,0055
ES_{21}	0,1506	0,0097
ES_{12}	0,4754	0,1486
ES_{22}	0,5335	0,0416
ES_T	0,4111	0,0514



Şekil 2. **(a)** S_{11} Mag parametre-frekans değişimi: V_{DS} = 3 V, I_{DS} =10 mA. **(b)** S_{12} Mag parametre-frekans değişimi: V_{DS} = 3 V, I_{DS} =20 mA. **(c)** S_{21} Açı parametre-frekans değişimi: V_{DS}=3 V, I_{DS}=20 mA. **(d)** S_{11} Açı parametre-frekans değişimi: V_{DS}=3V, I_{DS}=10mA.

4. Sonuç

Bu çalışmada Uygulamalı Sinir Bulanık Çıkarsama Sistemi (BMTAYSA) bir mikrodalga transistorunun küçük işaret kara-kutu modellemesinde kullanılmış ve modelleme sonuçları klasik Yapay Sinir Ağı (YSA) modeli ile karşılaştırılmıştır. Bu tip eleman modelleme problemlerinde yaygın kullanılan geri yayılımlı, gradyant temelli klasik YSA lara göre BMTAYSA'nin modelleme başarısının çok daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

5. Kaynaklar

[1] V. Miraftab, R. R. Mansour, "Computer-aided Tuning of Microwave Filters Using Fuzzy Logic", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, December 2002.
[2] V. Miraftab, R. R. Mansour, "EM-Based Design Tools For Microwave Circuits Using Fuzzy Logic Techniques", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 169-172, 2003.
[3] Yıldız, C., Güney, K., Türkmen, M., Kaya, S., "Analysis of Conductor-Backed Coplanar Waveguides Using Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System Models", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, No. 2, February 2009.
[4] Türkmen, M., Yıldız, C., Güney, K. and Kaya, S.,"Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System Models for Computing The Characteristic Impedances of Air-Suspended Trapezoidal and Rectangular-Shaped Microshield Lines", *Microwave and Optical Technology Letters*, 52, 20-24, 2010
[5] J.-S. R. Jang, ANFIS: "Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System", *IEEE Trans Syst Man Cybernetics,* 23 (1993), 665_685.
[6] J.-S. R. Jang, "Self-Learning Fuzzy Controllers Based on Temporal Backpropagation", *IEEE Trans Neural Networks* 3 (1992), 714_723.
[7] Übeyli, E.D., "Teaching Application of MATLAB Fuzzy Logic Toolbox to Modeling Coplanar Waveguides", *Computer Applications in Engineering Education* , 2007.
[8] Agilent ATF-551M4 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Miniature Leadless Package Data Sheet, Available at: http://www.chipcatalog.com/Agilent/ATF-551M4.htm.

IEEE 802.11 b ve IEEE 802.15.4 ile Uyumlu Çok Çipli Entegre Bir Alıcı Verici Sistem için Adaptif LNA Tasarımı

Mehmat Ali BELEN Adnan KAYA
Süleyman Demirel Üniversitasi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
ISPARTA
mehmetbelen@stud.sdu.edu.tr, adnan@mmf.sdu.edu.tr

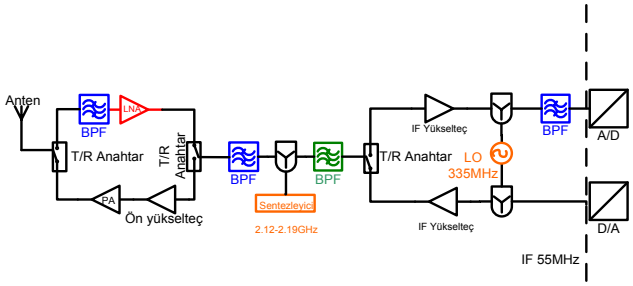
Özet: *Bu çalışmanın amacı IEEE 802.11 b ve IEEE802.15.4 standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, geniş bantlı, düşük gürültülü kuvvetlendirici (LNA) analizi ve tasarımı yapılmıştır. 2.4 GHz ISM bandında kablosuz haberleşme için BFP640 SiGe transitörlü LNA tasarımı yapılarak sistem içindeki performansı incelenmiştir. Çalışmada BFP640 yüksek kazanç ve yüksek kesim voltajına olanak sağladığı için seçilmiştir. Tasarımda Advancing the Wireless Revoluation Microwave Office programı kullanılmıştır. Devrede taban malzemesi olarak FR4 cam elyaf kullanılmıştır. Sistem 3.3 V besleme gerilimi ile düşük gürültülü ve yüksek kazançlı bir sistem elde edilmiştir. Sonuçta ISM bandı alıcı verici sistemler için tatmin edici seviyede iyi sonuçlar elde edilmiştir.*

1. Giriş

Son yıllarda daha hızlı veri transferi yapmak amacı ile birçok modülasyon tipi geliştirilmiş ve değişik kablolu/kablosuz protokoller oluşturulmuştur. Cep telefonu sistemlerinin yaygınlaşması ile dikkat çekmeye başlayan kablosuz haberleşme sistemleri, daha hızlı veri alışverişine olanak sağlayan yapıları ile yeni oluşturulan protokoller içerisinde kullanımı en hızlı artan sistemler olmuşlardır. Kablosuz sistemler; özellikle kısa mesafe veri iletişim sistemleri içerisinde, en az kablolu olanlar kadar hızlı ve güvenilir olmaktadırlar. Kablosuz yerel alan ağ (WLAN) sistemleri [1], bütünleşmiş devre teknolojileri ile üretilebilmekte ve böylelikle düşük maliyetli sistemler oluşturulabilmektedir. Kısa mesafe, hızlı veri alışverişine uygun kablosuz haberleşme protokolü olan IEEE 802.11b/g, 2,4–2,5 GHz bandında çalışmakta ve geniş bir kullanım alanına sahip olmaktadır. Örneğin "Çok Geniş Bantlı" (UWBWiMAX) haberleşme sistemleri [2], ihtiyaçlara cevap olabilecek düzeyde kapasiteye sahiptir ve geleceğin önemli haberleşme sistemleri olmaya aday protokollerdir. [3]. Kablosuz Algılayıcı Ağları (Wireless Sensor Network, WSN) kavramı ilk kez 1980'lerin başlarında karşımıza çıkmıştır. Mikro elektro-mekanik (MEMS) sistemlerdeki gelişmeler ve kablosuz haberleşme sistemlerindeki ilerlemelerle birlikte 1990'lı yıllarda önemli bir araştırma alanı haline gelmeye başlamıştır. İlk zamanlarda askeri alanda kullanılan kablosuz algılayıcı (sensör) ağları; zamanla maliyetlerinin düşmesi ile çok yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır [4]. Algılayıcı ağları, nem, sıcaklık, basınç, ses, ışık ve hareketlilik gibi durumsal değişiklikleri takip edebilecek yapıdaki termik, sismik, manyetik ve görsel gibi bir çok farklı tipte algılayıcı içerebilir. Bu ağların uygulama alanları askeri, çevre, sağlık, ev ve diğer ticari alanlar olmak üzere sınıflandırılabilir. Askeri alanda, özellikle savaş alanlarında mevcut donanım bilgisine ulaşmak, düşman askerinin hareketlerini izlemek ve savaş hasarı ile ilgili bilgi toplamak için, çevresel uygulamalarda hayvanların hareketlerini izlemek, kimyasal ve biyolojik tespitlerde bulunmak, orman yangınlarını ve sel felaketlerini tespit etmek için, sağlık uygulamalarında ise hasta takibi için kullanılabilir [5].

Tüm bu sistemlerdeki RF ön uç front end modüller, sayısal temel band sistem ve anten arasındaki her şey olarak tanımlanabilir. Alıcı için bu ara bölge; filtreler, düşük gürültülü yükselteçler ve aşağı dönüştüren karıştırıcıları içerir. Bu katlar antenden alınan modüle edilmiş işareti işleyerek temel bant da analog sayısal işaret (ADC) çevirici ye uygun bir giriş işaretine çevirirler. RF ön arka uç modüller, alıcının RF temel bant bölümleri olarak adlandırılır [6],[7]. Alıcı tasarımında öncelikle duyarlılık ve seçicilik parametreleri göz önüne alınmalıdır. Verici durumunda yüksek güç yükselteçleri kullanılarak sinyaller işlendiğinden lineer olmama durumu öncelikle düşünülmelidir. Bu farklara rağmen alıcı ve vericide lokal osilatör gibi ortak elemanlar mevcuttur. Analogdan sayısala hızlı geçişle beraber ön arka uç fonksiyonları gerekli performans, maliyet, boyut ve güç tüketimi faktörleride dikkate alınarak yorumlanmalıdır. Ön uç arka modüller, birkaç bütünleşmiş devreden (IC) oluşmaktadır. Bu bütünleşmiş devreler geleneksel silikon CMOS ve gelişmiş silikon germanyum (SiGe) teknolojileri kullanılarak gerçekleştirilmektedirler. Çok çipli modüller karıştırıcı, demodülasyon, yükseltme, filtreleme ve dedeksiyon gibi sinyal isleme olaylarında büyük bir fonksiyonellik sağlarlar. Bu nedenle çok çipli ön uç modüller, özellikle son yıllarda RF alıcı verici tasarımına olan eğilimin artması ile önem kazanmıştır. Çünkü sistem bütünleşme seviyesindeki sürekli artan artış nedeniyle, tek yonga içinde daha fazla fonksiyona ihtiyaç duyulmaktadır ve bu karmaşıklığı arttırmakta ve performansı düşürmektedir. Alıcı verici sistemlere olan bu eğilimin sürekli artması nedeniyle; özellikle tüketiciler, düşük maliyetli, düşük güç tüketimin sahip (mobil ve taşınabilir ürünler), küçük boyutlar istemektedirler [7]. Bu teknolojilerde sistem entegrasyonundan bağımsız olarak sinyal filtreleme, dedeksiyon, yükseltme ve demodülasyon gibi birçok RF yapı değişmeden kalmaktadır. Daha spesifik olarak modüle edilmiş bu RF taşıyıcılı sinyalleri almak için belli bir bant da antenlerde tasarlanmalıdır. Antenden alınıp RF ön uç modüllere aktarılan sinyaller, bu

devrelerden sonra analog temel band sinyal formunda sayısal dünyaya dönüşüm için analog sayısal dönüştürücülerin önünde hazır durumdadırlar. Öncelikle sayısal ortamda bilgi, sayısallaştırılmış taşıyıcılı dalga formlarından tekrar açılır ve uygun ses, video veya datalar oluşturulur. Entegre modüllere gelmeden önce, RF ön uç fonksiyonel blokların her biri ayrı ayrı tasarlanır. Bu şu anlama gelmektedir, RF filtreler, dedektörler, karıştırıcı demodülator ve yükselteçler ayrı komponentlerdir. Daha da önemlisi fiziksel olarak bağımsız olan bu bloklar bir araya getirilmek zorundadırlar. Şekil-1'de tasarlanan RF alıcı-verici sistem diyagramı gösterilmektedir.



Sekil 1: Sayısal Haberlesme Sistemleri için 2.4 GHz RF Alıcı-Verici Blok Diyagramı

Sistemdeki LNA kuvvetlendiricileri, kablosuz haberleşme sistemleri içerisinde verici kısmında yer alan önemli bir blok olmakl1a beraber, yüksek güç seviyelerinin gereksiniminden dolayı entegre devre teknolojisi ile üretimi en zor olan alıcı-verici bloğudur. LNA kuvvetlendirici bloklarının, diğer sistem blokları ile (mikser, filtre, anten, vb) bir araya getirilmesi ise, aynı kırmık üzerinde yapılamaması durumunda maliyeti arttırmakta fakat daha iyi performans sunmaktadır. LNA kuvvetlendiricilerinin kırmık üzerinde yapılamamasının en önemli nedenlerinden birisi, entegre devre teknolojileri ile üretilen transistörlerin belverme gerilimlerinin düşük olması ve gereksinim duyulan yüksek akım değerlerinin, devre tarafından sürülememesidir. Ayrıca yüksek güç üretebilecek transistörlerin ft değerleri, daha düşük olmakta ve bu da çalışma frekansımızı sınırlamaktadır.

2. RF Yükselteç Tasarım Parametreleri

Yükselteci tasarlarken küçük sinyal yükselteci için veri sayfasında bulanabilecek S-parametreleri kullanabilir. Yüksek sinyal yükselteçleri için bu geçerli değildir. Burada sadece küçük sinyal yükselteçlerine bakıp IP2 /IP3 parametreleri belirlenebilir [6],[7],[8].

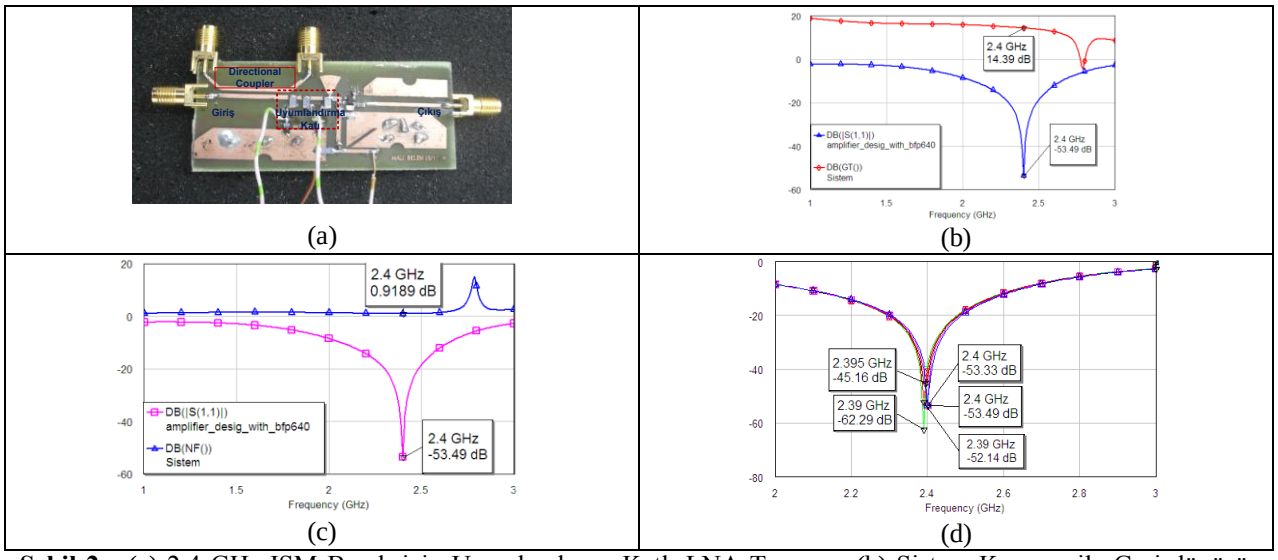
- *İşaret Gürültü Oranı:* Elektronik sistemlerin performansını değerlendirmek için kullanılır.
- *Gürültü Faktörü:* Yükseltecin gürültü oranı, genelde dB ile belirtilir, örneğin NF=3dB.
- *Gürültü Şekli:* Gürültü faktörünün dB dönüşümüdür.
- *IP_2/IP_3:* 2'ci ve 3'cü mertebeden kesişme noktaları
- *Doğrusallık:* Yükseltecin sinyali güçlendirdiği oran (dB)

Yüksek frekans yükselteçleri genelde bir veya birden fazla transistor basamağından oluşur. Bu transistörler belirli noktaya kadar lineer olarak çalışırlar. Lineer olarak çalıştığı alan baz akımı ve kollektör/emiter voltajına bağlıdır. baz akımı yükselteçlerde çok büyük rol oynamaktadır, çünkü bu akım yükselteçlerin gürültü oranını etkiler. Transistörlerin lineer olmadığını ve yükseltecin girişinde yüksek genlikli sinyallerin olduğunu kabul edelim. Bu durumda yükselteçteki transistörler, girişteki sinyallerin şekillerini bozacaktır ve başka sinyaller üretecektir. Bu olaya IMD (Inter Modulation Distortion) adı verilir. IMD olayını belirleyebilmek için IP_2 (Intercept Point) ve IP_3 parametrelerini ölçmemiz gereklidir. Giriş sinyali yükseldikçe yükseltecin içinde oluşan harmonik sinyaller de (2'ci ve 3'cü mertebeli) yükselir. Giriş 1 dB ile yükselirse 3'cü mertebeli harmonik 3dB ile yükselmektedir. Belirli bir noktada giriş sinyali ve harmonik sinyal bir birine eşit olacaktır. Bu noktaya IP3 noktası adı verilmektedir. Bu durumda giriş sinyali yükseltecinin içinde oluşan harmonik sinyal tarafından bastırılacaktır. Bu noktaya ulaşmadan önce çıkış sinyali giriş sinyalini takip etmeyi bırakıp değer kaybedecektir. Çıkıştaki değer kaybı 1dB'ye ulaştığı noktaya CP 1dB (1 dB Compression Point) noktası denilmektedir. IP_2 ve IP_3 değerleri, yükseltecin yüksek genlikli sinyallerle başa çıkıp çıkamadığını göstermektedir. Bir alıcının giriş katında bulunan yükselteç için bu değerler çok önemlidir. Kısa dalgada bazen sinyaller çok yüksek olabilmektedir. Böyle bir durumda giriş yükselteci boğulup ve sinyal şeklini bozup harmonikler oluştururursa, o zaman yükseltecin ne kadar kaliteli olduğu anlaşılabilmektedir [8].
Bu çalışmada tüm bu performans parametreleri açısından başarılı bir yükselteç yapılması amaçlanmıştır.

3. Düşük Gürültülü Yükselteç (LNA) Tasarımı ve Ölçüm Sonuçları

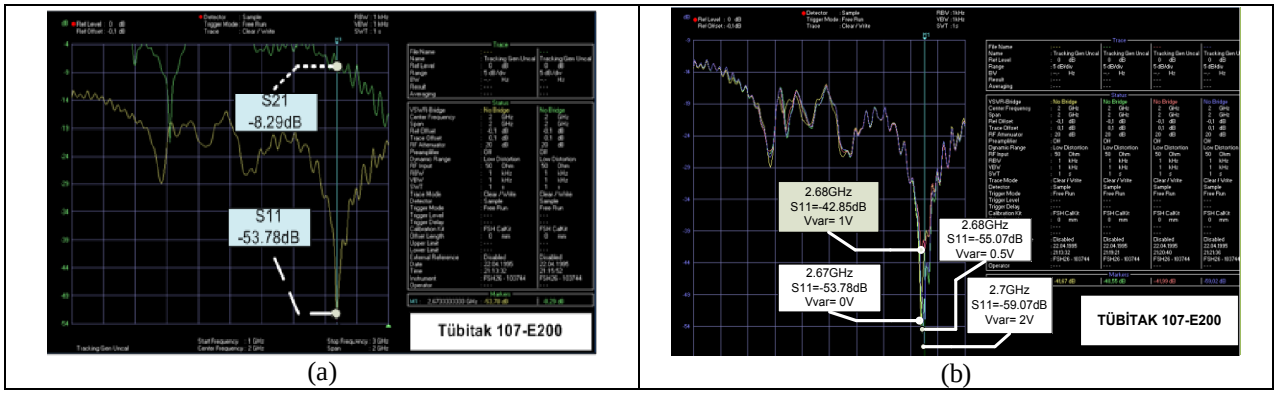
RF devre tasarım ve simülasyonu için endüstride çeşitli yazılım paketleri bulunmaktadır. Bu çalışmada, Moment Metodu kullanan *Advancing the Wireless Revoluation Microwave Office programı,* tasarım işleminde daha fazla esneklik sağladığı için seçilmiştir. Bu çalışmada 2,4–2.47 GHz (WLAN) frekanslarında çalışan, düşük gürültülü bir yükseltecin analizi ve tasarımı yapılmıştır. LNA için 2.4 GHz ISM bandında kablosuz haberleşme için BFP640 SiGe

transitörlü LNA tasarımı yapılmıştır. BFP640 transistörünü seçmemizin nedeni yüksek kazanç ve yüksek kesim voltajına olanak sağlamasıdır.



Şekil 2: (a) 2.4 GHz ISM Bandı için Uyumlandırma Katlı LNA Tasarımı (b) Sistem Kazancı ile Geri dönüşüm Kaybı (c) Sistem Gürültü Şekliyle Geri dönüş Kaybı (d) Varikap diyotun farklı gerilim değerlerindeki Sistem Geri dönüş Kaybı

Gerçeklenen devre şekil 2(a) da gösterilmektedir. RF alıcı-verici sistemlerinde önemli bir yere sahip olan düşük gürültü yükselteçleri, alıcıdaki ilk kazanç katıdır. Düşük gürültü yükselteçlerinin aldığı sinyal çok zayıftır, mikro voltlar mertebesindedir [9]. Bu nedenle Sistemimizde gerekli örnekleri almak amacıyla LNA tasarımına directional coupler eklenmiştir. Bu eklemenin sebebi varikap diyotun sistemimiz üzerindeki etkisinin incelenmesi ve sistemimiz için uygun gerilim değerlerinin bulunmasıdır. Uygulamanın bu aşamaya gelene kadar ki bölümünde; LNA çalıştırıldığında varikap diyota farklı gerilimler uygulanmaktadır. Varikap diyot gerilim kontrollü kapasitördür ve biliyoruz ki dielektrik genişliği artarsa kapasitorde kapasitans azalır ve dilelektrik genişliği azalırsa kapasitorde kapasitans değeri artar. Biz bu etkiyi varikap diyotta bir avantaj olarak kullanabiliriz. Ters kutuplamanın artması varaktörde depletion bölgesinin kalınlığını artırır ve bu bölge dielektriğe benzetilirse diyot kapasitansı azalır. Genelde voltaj kontrollü osilator de kullanılır. Varikap diyotun bu özellikleri kullanılarak Şekil 3(b)'de gösterildiği gibi Varikap diyota farklı gerilim değerleri uygulandığında LNA çıkışında geri dönüş kaybında değişim gözlenmiştir. Ayrıca Şekil 2(b)'de ürettirilen devrenin ISM frekans bandında simule edilen transducer kazanç değeri 14.39dB gösterilmektedir.



Şekil 3:(a)LNA Return Loss ve Conversion Loss ölçümü (b) Varikap Diyotun Farklı Besleme Gerilim Değerleri için Geri Dönüş Kaybı Ölçümleri

Tablo 1: 2.4 GHz ISM Bandı LNA Tasarım Performans Sonuçları

	BFP640 (Sim.)	**BFP640 (Ölçüm)**
Vdd	3.3V	3.3V
Operating frequency [GHz]	2.4	2.67
-3 dB Bandwidth ($\|S_{21}\|$)	14.29dB	~13
Frekans Aralığı($\|S_{11}\| < -10dB$)	2215-2530	2400-2750
Noise Figure (dB)	0.9189	----
Gain (dB)	14.29	13
Input Return Loss (dB)	-53.49	-53.78
Output Return Loss (dB)	-15	-10
S_{11} deep point	2.4GHz	2.67
OIP3 max(dBm)	38	36
~3% added EVM(dBm)	19	17
Power Consumption	17.4mW	~18mW
Current Consumption	14.61mA	~16mA
Kararlılık (K)	1.028	1<
Die Size (mm)	61x28	61x28
Komponent sayısı	12	12

Tablo 1'den görüldüğü gibi bu çalışmada, IEEE 802.11b ve IEEE 802.15.4 standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, alıcı-verici sisteminin alt ünitelerinden LNA tasarımı üzerinde çalışılmıştır. Alıcı-verici sisteminin parçaları olan, özgün Düşük güçlü kuvvetlendirici (LNA) için 13dB kazanç elde edilmiştir.

4. Tasarlanan LNA'nın Alıcı-Verici Sistemdeki Yeri

Alıcı-verici sistem gerektiği gibi tasarlanmamasına rağmen, sadece diğer kablosuz cihazlarla RF arayüzü oluşturabilir. Alıcı-Verici tasarımına başlamadan önce dikkat edilmesi gereken önemli parametreler vardır bunlar; harmonikler, sahte çıkışlar, genişbant ve gürültü, frekans ve genlik kararlılıkları, tepe ve ortalama, duyarlılık, OIP3, EVM, PAE çıkış güçleridir.

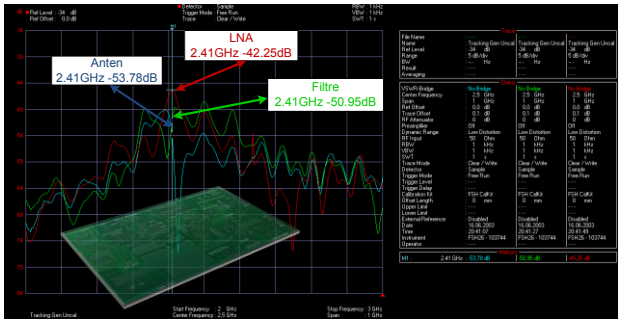
RF alıcı-verici sistemlerinde önemli bir yere sahip olan düşük gürültü yükselteçleri, alıcıdaki ilk kazanç katıdır. Düşük gürültü yükselteçlerinin aldığı sinyal çok zayıftır, mikrovoltlar mertebesindedir. Kazançları genellikle orta derecelidir (10-20 dB) ve gürültü şekilleri imkân dâhilinde olabildiğince düşük olmalıdır (<3 dB). Düşük gürültü yükselteçlerinde doğrusallık ise önemli bir sorundur. Vericinin IF band genişliğini düşürdüğü için $nRF \pm nLO$ mikser çarpımlarından dolayı oluşan güçlü sahte frekanslar istenmez.

$$P_{SPUR}(dBm) = -171 + NF + 10\log(BW) \tag{1}$$

Alıcı hassaslığı ise sistem performansını yakından etkileyen temel özelliktir. Temelde gürültü tarafından sınırlandırılır. Pek çok durumda ortam gürültüsü termal gürültüden fazladır. Gürültüler ayrı ayrı ele alınıp ve hepsi birleştirilerek girişteki eşdeğer gürültü faktörü elde edilir. Bu da toplam alıcı hassasiyetinin hesaplanmasında kullanılır. Alıcı hassasiyeti aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$e = \sqrt{F_T kTB\left(\frac{S}{N}\right)_0 R_G} \tag{2}$$

Tasarlanan LNA kullanılarak yapılan bir ön uç modül performans sonuçları Tablo 1 de gösterilmektedir. Ölçümlerde Rodhe & Schwarz FSH6 spectrum analizör (10kHz-6GHz) kullanılmıştır. Şekil 4 de Elde edilen ölçümlerde alıcı verci antenin girişinde 2.41GHz de -53.78dB lik bir sinyal ölçülmüştür Antenden sonraki band geçiren filtremizde antendan alınan sinyal süzülerek darlaştırılmıştır bu katta filtre çıkışında sinyalimiz -50.95dB elde edilmiştir. LNA katının çıkışında sinyalimiz yükseltilerek -42.25dB olarak ölçülmüştür. Buda düşük gürültülü yükseltecimizin yükseltme işini başarıyla yaptığını göstermektedir.



Şekil 4: 2.4GHz Sistem Ölçümü

Tablo2 de, IEEE 802.15.4 ve IEEE802.11b standardı ile tasarladığımız Alıcı-Verici sistemin özellikleri karşılaştırılarak uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, geniş bantlı Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici (LNA) ürettirilmiş ve ölçüm sonuçları verilmiştir. IEEE 802.15.4 ve IEEE 802.11 b standartları altında spesifik uygulamalarda kullanılmaya uygun ürettirilen devrenin kazancı 13 dB, gürültü faktörü 1 in dB altında olarak ölçülmüştür. Devrenin 1 dB sıkışma noktası simulasyonlar ile 3 dBm olarak elde edilmiş olup, devre 3.3 V uygulandığında 17.4 mW güç harcamaktadır. Tasarlanan LNA yapısı 61x28 mm2 'lik alan kaplamaktadır.

Tablo 2: 2.4 GHz ISM Bandı Sistem Performans Sonuçları

PARAMETER	**COND.**	**TYP**	**MAX**	**802.15.4 Std.**	**802.11 b Std.**
RF Frequency Range GHz	----	----	2.47	2.410-2483	2.412-2.484
Conversion Gain dB	----	15		----	----
Input Return Loss dB	2.4 to 2.47 GHz	< 15	15	----	----
Output Return Loss dB	2.4 to 2.47 GHz	< 15	15	----	----
Rx-to-antenna Isolation	----	----	45	----	----
Noise Figure dB	----	9	6	+25	8.3
Receiver Sensitivity dBm	10^{-5}BER	-102	----	-85	-92
EVM Pin=-50dBm%	384kbps $\pi/4$ DQSPK	1	-----	35<	
ACP dBc (adjacent channel power)	2.4 Ghz Channel bandwith= 1.5 MHz	-36	----	0	>35
Power dBm	1 dB compression point	-6		-32.4	-12
NF/Sensitivity dB/dBm				+25/-85	8.3/-76
LO-Phase Noise dBc/Hz	---	---	----	-87	----
High power-added efficiency/Low operating current	----	25	---	----	– ~26%/240 mA @ POUT = 23.5 dBm for 802.11b
BW	---	20	---	2	22

Tasarlandığımız ön uç modül kullanılarak bilimsel araştırmalarda ve ticari ürün uygulamalarında kullanılmak üzere değişik uygulamalara entegre edilebilecektir. Sistemimiz uzaktan görüntüleme, kontrol ve algılama ağları uygulamalarının gereksinimlerini karşılayabilecek şekilde tasarlanmıştır. Özellikle bina içi ortamlar için kablosuz haberleşme sistemleri yaygın bir teknoloji haline gelmiştir. Teknolojik yönden sık sık batarya değişimi pratik olmadığından oldukça düşük güç tüketimine gerek duyulmaktadır. Alıcı-verici cihazımız düşük güç ve düşük maliyet ilkesi üzerine tasarlanmıştır. Sonuç olarak IEEE 802.15.4 (ZigBee) standardı ve IEEE 802.11 standardıyla uyumlu sistemlerde bir alternatif olarak ortaya atılmamış tam tersine diğer sistemlerin yetersiz kaldığı noktaları gidermek ve kullanım mesafesini artırmak için tasarlanmıştır. ZigBee standardının getirdiği düşük güç ve nispeten daha uzak mesafe erişimi, kablosuz ses uygulamaları için oldukça cazip bir seçenektir. Ancak, gürültüye karşı daha dayanıklı olması nedeniyle bina içi haberleşmesi ve endüstriyel kontrolün birleştiği alan ZigBee'nin en önemli uygulama alanı olacağı görülmektedir. Değişik kanallarda elde edilen başarım eğrileri kodlama teknikleri kullanılarak, kodlama kazancından faydalanmak suretiyle daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Sistemimiz ZigBee nin bu özellikleri birleştirilerek yüksek verim gerektiren uygulamaların vazgeçilmez bir parçası olabilecektir.

Teşekkür
Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 107E200 nolu KARİYER PROJESİ kapsamında desteklenmektedir.

5. Sonuçlar

Makalede, IEEE 802.11b ve IEEE 802.15.4 standardı ile uyumlu, alıcı verici sisteminin alt bloklarından biri olan, düşük gürültü yükseltici (LNA) ürettirilmiş ve ölçüm sonuçları verilmiştir. BFP640 SiGe transitörlü LNA tasarımı yapılmıştır. BFP640 ı seçmemizin nedeni yüksek kazanç ve yüksek kesim voltajına olanak sağlamasıdır. Düşük gürültülü yükselteç tasarım ve simülasyonu için çeşitli yazılım paketleri kullanılmaktadır. Bu tasarımda 2400–2483,5 MHz frekanslarında, Applied Wave Research's Microwave Office programı kullanılmıştır. Devrede taban malzemesi olarak FR4 cam elyaf kullanılmıştır. Devre 4 V besleme gerilimi ile çalışmaktadır. Kazanç ve S parametreleri değerlerinde başlangıçtaki hedeflere ulaşılmıştır. IEEE 802.15.4 ve 802.11b standartları uygun tasarlanan devrenin kazancı ~13 dB, gürültü faktörü 1 dB olarak ölçülmüştür. Devrenin 1 dB sıkışma noktası simulasyonlar ile 3 dBm olarak elde edilmiş olup, devre 3.3 V uygulandığında 17.4 mW güç harcamaktadır. Tasarlanan LNA yapısı 61x28 mm2 'lik alan kaplamaktadır.
Sonuçlar bize kontrollü sistemde boyutları uygun seçilmiş bir yükseltecin 2 GHz ile 2.5 GHz arasında verimli bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

6. Kaynakça
[1] Ulrich L. Rohde, John Wiley&Sons, Rf/Microwave Circuit Design For Wireless Applications, Inc.,2000
[2] David M. Pozar, John Wiley&Wiley, Microwave Engineering, 1998.
[3] W. Kluge, L. Dathe, R. Jaehne, S. Ehrenreich, and D.Eggert, "A 2.4GHz CMOS transceiver for 802.11b wireless LANs," in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, 2003, pp. 360–361.
[4] Akyildiz, I. F., Su, W., Sankarasubramaniam, Y., Cayirci, E., "Wireless Sensor Networks-A Survey", Elsevier Computer Networks, Vol. 38, 393-422, Mart 2002.
[5] Alaybeyoğlu, A., Kantarcı, A., Erciyes, K., "Telsiz Duyarga Ağlarında Hedef İzleme Senaryoları", Akademik Bilişim 2009 konferansı, Bildiri No: 69, Harran Üniversitesi, Şanlıurfa, 11 - 13 Şubat 2009.
[6] Doddamani, N.D.; Harishchandra; Nandi, A.V. "Design of SPDT Switch, 6 Bit Digital Attenuator, 6 Bit Digital Phase Shifter for L-Band T/R Module using 0.7 uM GaAs MMIC Technology," International Conference on Signal Processing, Communications and Networking, 2007. ICSCN '07. pp.302 – 307, 2007.
[7] Esame, O., Kaynak, M., Kavlak, C., Bozkurt, A., Tekin, I., Gürbüz, Y., "IEEE 802.11a Standard Uyumlu, RF Alıcı-Verici Alt-Blok Devrelerinin Gerçeklenmesi, URSI, Hacettepe Üniversitesi, 2006.
[8] Stece, C., RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House, 1999.
[9] Kaya Adnan, Kahriman Mesud ,' Mikrodalga Alıcı Sistemler için PIC kontrollü Aktif LNA Tasarımı'IEEE 17.Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, 2009

ÜRETİM VE MONTAJ TEKNİKLERİ İLE MALZEMELERİN TOLERANS DEĞERLERİNİN TEKRARLANABİLİRLİK ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

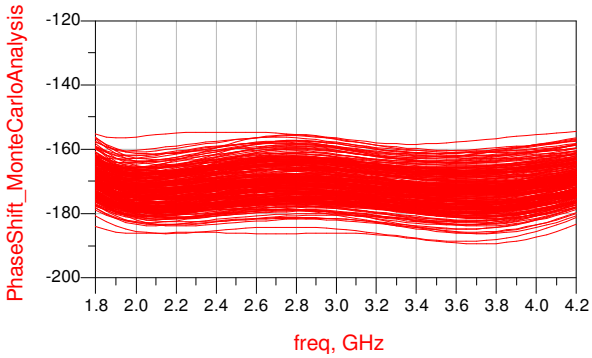
Erkek E.[1], Demir Ş.[2],

1 ASELSAN, Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Grubu, Ankara
2 Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Böl. Ankara
eerkek@aselsan.com.tr, simsek@metu.edu.tr

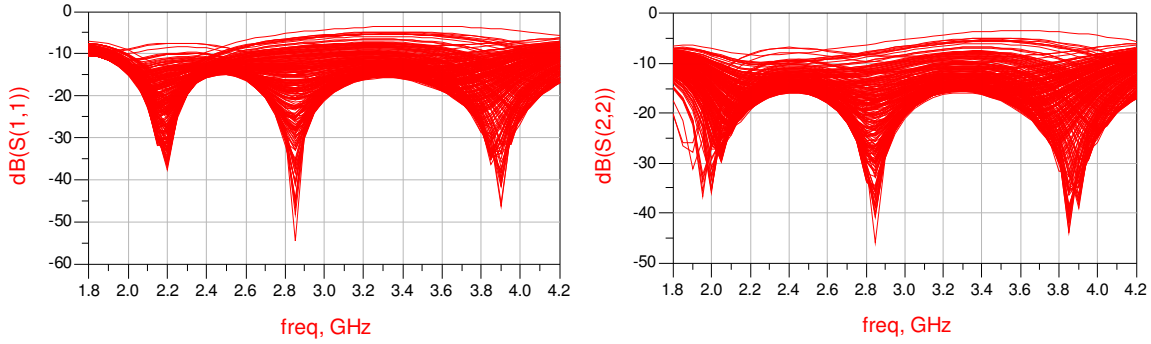
Özet: Ayrıntıları [1]'de anlatılan ticari olarak bulunabilen bileşenler ile S-bant hibrit 4 bit faz kaydırıcı tasarımı ve üretiminde yüzeye monte sığaç ve irgiteçler ile MMIC tek kutuplu çift yollu (SPDT) anahtarlar kullanılmıştır. Bu çalışmada, [1]'de kullanılan malzemelerin baskı devre desenine monte aşamasında, teoride değerlendirilemeyen ancak pratikte anlaşılan üretim tekniklerinin ve malzeme tolerans değerlerinin, ölçümlere ve seri üretim için önemli olan tekrarlanabilirliğe etkisi sunulacaktır.

2-4 GHz hibrit 4 bit faz kaydırıcı yapım aşamasında önce bitler tek tek tasarlanmış ve ölçülmüş ardından yapılan değerlendirmeler ve elde edilen bilgi birikimi sonucunda 4 bit baskı devre deseni tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Kullanılan yüzeye monte irgiteç ve sığaçların tolerans değerlerinin tasarıma etkisini görmek üzere Monte Carlo analizi yapılmıştır. Aşağıdaki şekillerde örnek olarak 180º bit devresine uygulanan bu analizin sonuçları görülmektedir. Analize, devredeki RF hatların elektromanyetik benzetim sonuçları, MMIC anahtarların ölçüm sonuçları ile irgiteç ve sığaçların toleransları eklenmiş doğrusal değerleri dahil edilmiştir. Kullanılan sığaçların toleransları ± 0.1 pF ile ± 0.25 pF arasında değişirken, irgiteçlerin toleransları $\pm$ %5 nH ile değişmektedir.

Şekil 1'de 180º bitinin faz tepkisinin, Şekil 2'de ise giriş-çıkış geriye dönüş kayıplarının Monte Carlo analizi sonucunda ortaya çıkan değişimi görülmektedir. Bu analiz boyunca faz kaymasının 180º olması sağlanmaya çalışılırken, geriye dönüş kayıplarının ise -10 dB'nin altında kalmasına uğraşılmıştır. Grafiklerde de görüldüğü gibi, düşük tolerans değerli malzemeler seçilmiş olmasına rağmen faz değerleri ve geriye dönüş kayıpları oldukça değişken olabilmektedir.



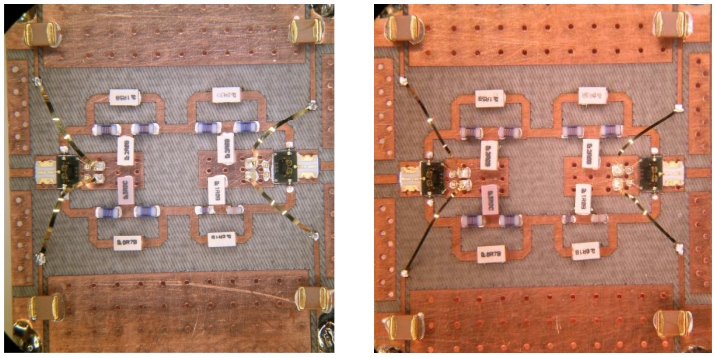
Şekil 1. Monte Carlo analizi sonucunda oratya çıkan 180º biti faz karakteristiği grafiği.



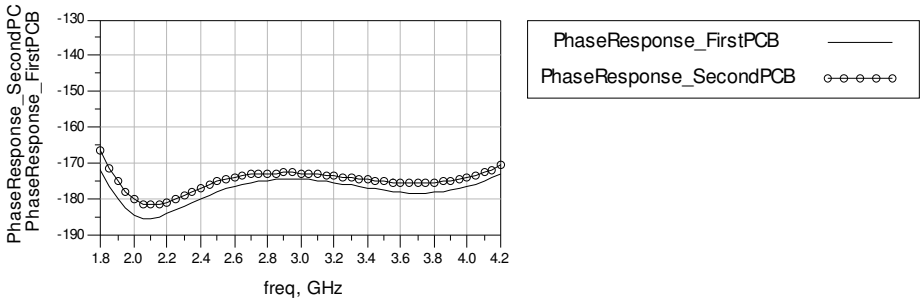
Şekil 2. Monte Carlo analizi sonucunda orataya çıkan 180º biti giriş ve çıkış geriye dönüş kaybı grafiği.

Tekrarlanabilirliği engelleyen bu tarz düzensizliklerle referans çalışmada [1] sıklıkla karşılaşılmıştır. Bunlardan biri de yüzeye monte malzemelerin baskı devre desenine montajı sırasında lehim veya epoksi kullanılması arasındaki farklardır. 80º'de 1,5 saat kürlenerek malzemelerin karta yapışmasını sağlayan epoksi ısı ile birlikte katılaşarak elektriksel iletkenliğini arttırır.

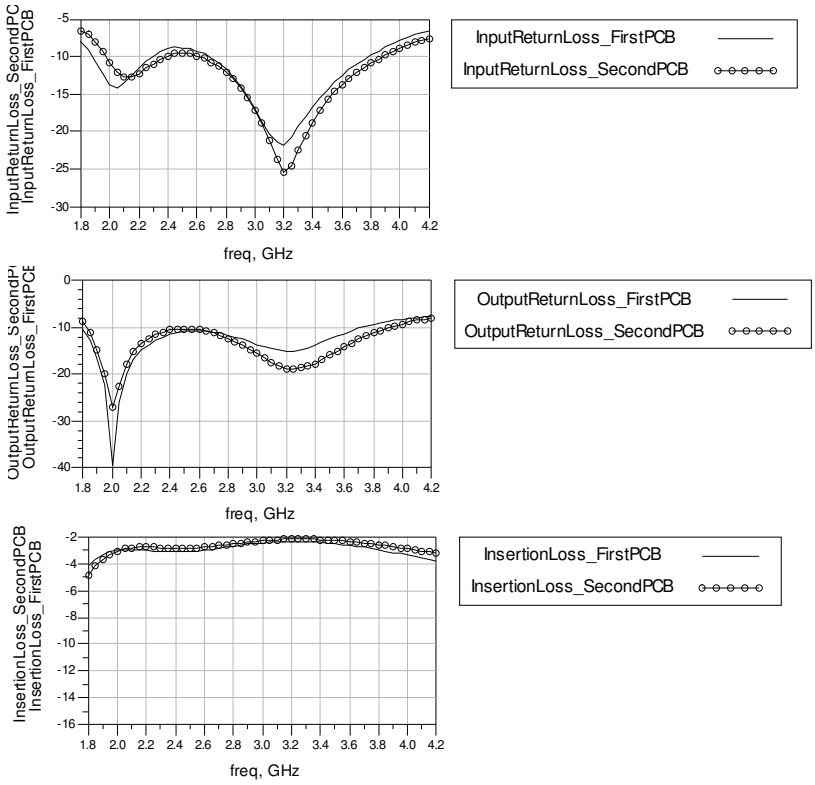
İlk üretilen devrelerde MMIC anahtarlar, DC kaynak filtreleme çip sığaçları ve atlama pedleri epoksi kullanılarak yapıştırılırken, yüzeye monte malzemelerin montajında lehim kullanılmıştır. Aynı kitlerden aynı malzemeler alınarak yapılan devrelerin ölçümleri sonucunda farklılıklar görülmesi, tolerans değerlerinin yanısıra üretim ve montaj tekniklerinin de tekrarlanabilirliği etkilediğini göstermiştir. Bunun sonucunda tüm malzemeler baskı devre desenine, taban bağlantı alanlarına uygun olarak sürülen iletken epoksi ile yapıştırılmıştır. Şekil 3'te karşılaştırma amacıyla aynı malzemeler ve aynı üretim tekniği kullanılarak üretilen iki 180º bit devresinin fotoğrafları görülmektedir. Şekil 4 ve 5'de ise bu iki devre için yapılan ölçümlerin sonuçlarının karşılaştırması sunulmuştur.



Şekil 3. Karşılaştırılan iki 180º bit devresi.



Şekil 4. İki 180º bit devresinin faz tepkileri.



Şekil 5. İki 180º bit devresinin geriye dönüş ve araya giriş kayıpları.

Grafiklerden de anlaşılacağı gibi, bu iki devre, faz tepkileri ile geriye dönüş ve araya giriş kayıplarında küçük farklılıklar olmasına rağmen birbirine oldukça benzemektedir. Bu farklılıklar, yüzeye monte malzemelerin baskı devre desenine lehim kullanılarak montajı sonucunda üretilen devrelerin ölçüm sonuçlarındaki farklılıkların yanında kritik olmaktan uzaktır. Karşılaştırma sonuçları, malzemelerdeki tolerans değerlerinin varlığına rağmen üretim sonucunda tekrarlanabilen ürünlerin ortaya çıkarılabileceğini göstermektedir.

Kaynaklar

[1] E. Erkek, S-Band Hybrid 4 Bit Phase Shifter Using COTS Components, Master Tezi, ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye, 2009.

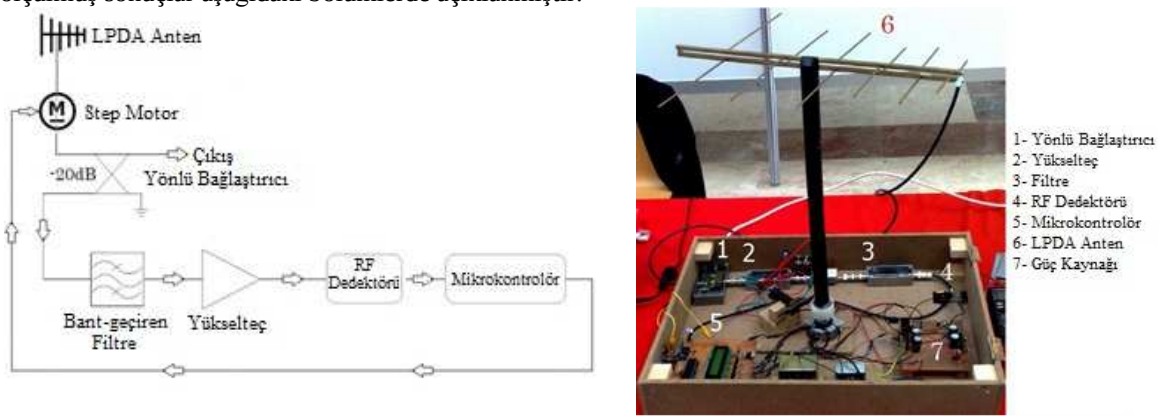
UHF Bandındaki Sinyallerin Geniş Bantlı Sistem ile Gücünün ve Yönünün Belirlenmesi

Volkan Turgul, Meltem Dirim, Sukru B. Bilgin, Halil I. Gok, Tayfun Nesimoglu
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Kuzey Kıbrıs Kampüsü
Elektronik-Elektronik Mühendisliği Programı, KKTC
e143418@metu.edu.tr, ntayfun@metu.edu.tr

Özet: *UHF bandında en güçlü sinyalin gücünü ve yönünü belirlemeyi amaçlayan bir RF alıcı sistemi tasarlanmıştır. Sistem, bulunduğu ortamı ilk once 360^o tarayarak her yönden gelen sinyallerin gücünü ve yönünü bir hafızaya yazdırmaktadır. Daha sonra bunlar arasında bir karşılaştırma yaparak, en güçlü olan sinyele kilitlenip, bir ekran üzerinde bu sinyalin gücünü ve yönünü belirtmektedir.*

1. Giriş

Radyo frekansı uygulamalarında istenen sinyalin seviyesi istenmeyen ve karıştırıcı etkiye sahip olan sinyallerin seviyesinden düşük olabilir. Bu istenmeyen sinyaller bastırılmadığı sürece alıcı katındaki doğrusal olmayan devre elemanlarını doyurabilir ve istenilen sinyalin bozulmasına sebep olabilir. Bu durum istenilen sinyalin alınmasını zorlaşırabilir hatta aşırı durumlarda imkansız kılabilir. RADAR uygulamalarında ve kablosuz iletişim ağlarında bu istenmeyen bir durumdur. Bu nedenle, belli bir karıştırıcı sinyalin yönünü ve gücünü tespit edebilecek bir mekanizmaya ihtiyaç duyulmaktadır [1]-[3]. Elde edilen bilgi istenmeyen sinyali bastırmak ya da RADAR cihazlarının, cep telefonlarının, baz istanyonlarının, karıştırıcıların yönünü bulmak için de kullanılabilir. Sistemin prototip üretimi, test kolaylığı açısından alt UHF bandı (450-900 MHz) için tasarlanmıştır. Sistemin blok şeması ve resmi Şekil 1'de gösterilmiştir; sistem temel olarak bir Log-Periodic Dipole Array (LPDA) anten, yönlü bağlaştırıcı, bant-geçiren filtre, yükselteç, RF dedektörü ve mikrokontrolörden oluşmaktadır. Bu parçaların tasarım detayları ve ölçülmüş sonuçlar aşağıdaki bölümlerde açıklanmıştır.



Şekil 1: Sistemin blok şeması ve resmi.

2. Log-Periyodik Yönlü Anten

UHF bandındaki sinyalin alınabilmesi için bu bantda çalışan bir LPDA anten tasarlanmıştır. LPDA yönlü anten topolojisindedir. Boyutları, çalışma frekansına ve iki diğer önemli paremetri olan ölçekleme faktörü (τ) ve aralık faktörüne (σ) bağlıdır. Bu uygulamada 7 dBi kazanç elde edebilmek için ölçekleme ve aralık faktörleri sırasıyla 0.82 ve 0.148 olarak seçilmiştir [4]-[5]. Formül (1) kullanılarak ve en düşük çalışma frekansının f_1=450 MHz olduğu baz alınarak antenin en uzun elemanının boyu 33.3 cm olarak hesaplanmıştır. Formül (2), (3) ve (4) kullanılarak da LPDA antenin eleman uzunlukları ve aralıkları hesaplanmıştır. Antenin eleman sayısını bulmak için öncelikle formül (6) ve (7) kullanılarak aktif bölge band genişliğinin (B_{ar}) ve yapı band genişliğinin (B_s) değerleri en yüksek

çalışma frekansının değeri olan f_2 =900 MHz baz alınarak bulunmuştur. Daha sonra formül (8) de B_s ve τ değerleri yerine koyulmuş ve antenin eleman sayısı 8 olarak hesaplanmıştır.

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{f_1} \quad (1)$$

$$L_{i+1} = \tau \cdot L_i \quad (2)$$

$$R_{i+1} = \tau \cdot R_i \quad (3)$$

$$\sigma = \frac{R_i - R_{i-1}}{2.L_{i-1}} \quad (4)$$

$$R_1 - R_2 = \frac{L_1 - L_2}{2} \cdot \frac{4\sigma}{1-\tau} \quad (5)$$

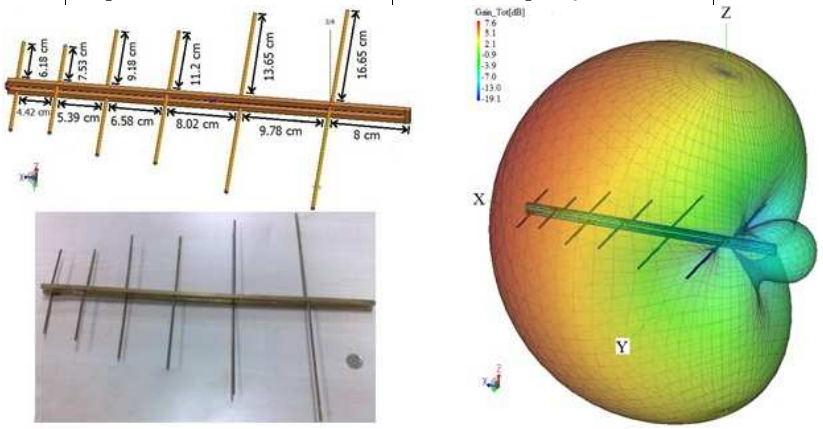
$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1-\tau^2) \cdot \frac{4\sigma}{1-\tau} \quad (6)$$

$$B_s = \frac{f_2}{f_1} \cdot B_{ar} \quad (7)$$

$$N = 1 + \frac{\log B_s}{\log 1/\tau} \quad (8)$$

TABLO I:ANTEN PARAMETRELERİ

Kazanç	**7.0 dBi**
Ölçekleme Faktörü(τ)	**0.82**
Aralık Faktörü (σ)	**0.148**
En Uzun Eleman Boyu	**33.3 cm**
Toplam Boom Uzunluğu	**42.2 cm**
Eleman Çapı	**3 mm**
Boom Çapı	**5.5 mm**
Boom Aralığı	**5 mm**
Yapı Malzemesi	**pirinç**



Şekil 2: Antenin FEKO'daki görüntüsü(sol-üst), prototipin görüntüsü(sol-alt), 550MHz'deki ışıma örüntüsü (sağ)

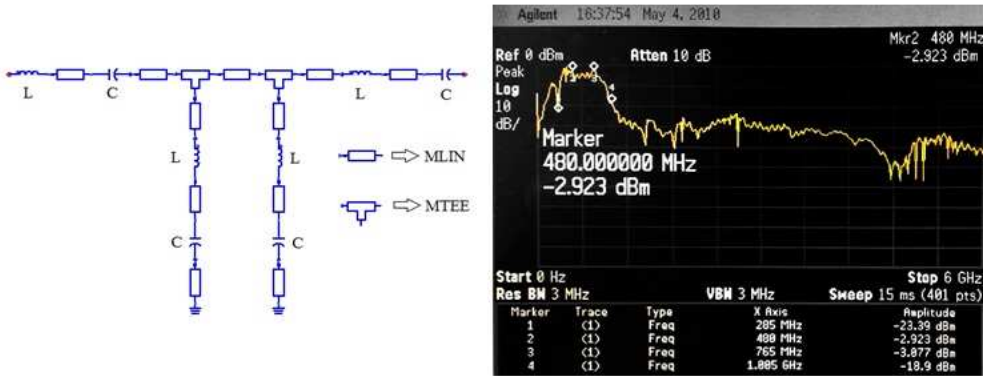
Antenin hesaplanan parametreleri Tablo I de verilmiştir. Anten bir elektromanyetik simülasyon programı olan FEKO da tasarlanmış ve simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Antenin alıcı siteminde kullanılmak üzere bir step motor üzerine monte edilebilmesi ve step motor üzerinde rahatça döndürülebilmesi açısından antenin fiziksel boyutları ve ağırlığı büyük önem taşımaktadır. Bu durum göz önüne alınarak mümkün olan en küçük anteni yapabilmek için antenin kazancı bozulmayacak şekilde eleman sayısı 6'ya indirilmiştir. FEKO da tasarlanmış anten boyutları, inşa edilmiş prototipi, antenin kazancı ve ışıma örüntüsü Şekil 2 de gösterilmiştir. Tasarım sürecinde kazanç 7 dBi olarak seçilmiştir ancak simülasyon sonuçlarında anten kazancının yaklaşık 7.6 dBi olabileceğini gösterilmiştir.

3. Yönlü Bağlaştırıcı

Antenin çıkışı bir yönlü bağlaştırıcıya bağlıdır. Yüksek bağlaşım katsayılı ve düşük kayıplı bir bağlaştırıcının kullanılması sistemin alınan sinyalin üstünde en az etkiyi yaparak bu sinyalin bir kısmının ayrılmasını sağlar. Bu nedenle 20dB bağlaşım katsayılı ADC-20-4 (Mini-circuits) yönlü bağlaştırıcısı kullanılmıştır[6]. Bu sayede alınan sinyalin sadece %1'lik bölümü güç ölçüm devresi için kullanılmaktadır.

4. Bant-Geçiren Filtre

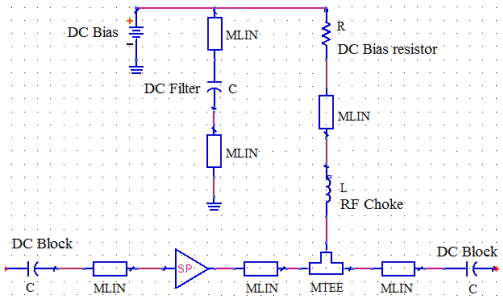
Ayrılan sinyal istenmeyen sinyalleri bastırmak üzere bir bant-geçiren filtreden geçirilmiştir. Bu filtre Agilent ADS programı kullanılarak tasarlanmıştır ve 4. Derece Chebychev topolojisine sahiptir. Filtrenin prototipi yüksek kalite faktörüne sahip Murata parçalar kullanılarak yapılmıştır[7]. Grubumuzun bir network analizörü olmamasından dolayı filtre bir spektrum analizörü ve sinyal jeneratörü yardımıyla test edilmiştir. Filtrenin girişine sinyal jeneratöründen 0-6 GHz arası sürekli taranan 0 dBm sabit güçte bir sinyal uygulanmıştır. Filtrenin çıkışındaki spektrum analizörü maksimum tutma özelliği kullanılarak Şekil 3'te görünen karakteristik elde edilmiştir.



Şekil 3: Filtrenin şeması (sol), Spektrum analizöründe elde edilen sonuç (sağ)

5. Yükselteç

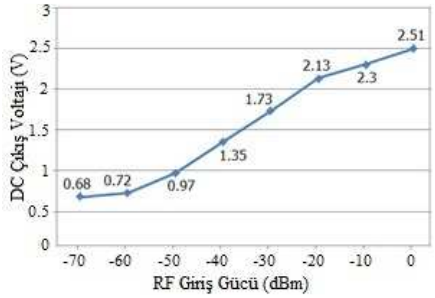
Yönlü bağlaştırıcı ile ayrılan sinyal RF dedektörü tarafından algılanabilmesi için 20dB'lik kazancı olan bi yükselteç tarafından tekrar yükseltişmiştir. Yükselteç tasarımı Agilent ADS programında yapılmış olup, Agilent şirketinin MSA serisi MMIC yonga yükselteçleri kullanılarak prototipi kurulmuştur [8]. Yükselteç 12 voltluk bir doğru akım güç kaynağından 45 mA çekmektedir. Yükselteç şeması Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4: Yükselteç şeması

6. RF Dedektörü

Yükseltecin çıkışı LT5537 (Linear Technology) RF dedektörüne bağlanmıştır [9]. RF dedektörü giriş sinyalinin gücüne doğru orantılı olarak çıkışta bir DC voltaj üretmektedir ve -80dBm'den başlayarak +15dBm'e kadar güç ölçümü yapabilmektedir. Bu DC voltaj örneklenmek üzere bir mikrokontrolöre uygulanmıştır. Giriş ve çıkış karakteristiği Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5: RF dedektörünün çıkış karakteristiği

7. Baskılı Devre-Kartı Tasarımı

Sistemdeki RF devreleri çift taraflı FR4 plaket üzerine kurulmuştur. Plaketin dielektrik sabiti (ε) 5.4, kalınlığı 1.6 mm, üzerindeki bakır plaka kalınlığı 35 μm'dir ve alt tarafı tamamen toprak düzlemi olarak kullanılmıştır. Bütün devreler 50 Ω karakteristik empedans baz alınarak kurulmuştur. Devre yolu genişliği 550MHz baz alınarak ADS programında 2.57mm olarak bulunmuş ve sonra en fazla güç transferi (S21) ve en az yansıma (S11) için optimize edilmiştir.

8. Mikrokontrolör

Step motor ve LCD kontrolü, alınan verilerin toplanması ve karşılaştırılması PIC16F877 (Microchip) mikrokontrolör tarafından gerçekleştirilmiştir. RF dedektörü tarafından uygulanan DC voltaj mikrokontrolör tarafından alınmakta ve içinde bulunan Analog-Dijital dönüştürücü yardımıyla binary (ikili) değerlere çevrilmektedir. Mikrokontrolör, step motoroun her 7.5 derecelik adımında bir alınan verileri hafızasına kaydetmektedir. Bir tur tamamlandıktan sonra bu veriler karşılaştırılarak en güçlü sinyalin gücü ve yönü bulunur ve anten bu konuma çevrilir. Bu sinyalin gücü ve yönü bir LCD ekran üzerine yazdırılır.

9. Sonuç

Butün bu işlemlerin sonunda UHF bandındaki sinyalin gücünü ve yönünü tespit eden bir sistem tasarlandı ve başarıyla test edildi. Sistem, anten tipi veya parametreleri ve seçilen filtre bandı değiştirilerek diğer frekans bantlarınındaki RF sinyallerin gücünü ve yönünü tespit etmek için de kullanılabilir. Aynı zamanda bu sistem RADAR'lardan, cep telefonlarından, baz istasyonlarından, gizli vericilerden, karıştırıcılardan gelen sinyallerin tespiti ve parazit söndürme tekniği için de yardımcı olarak kullanılabilir.

Kaynaklar

[1] T. Nesimoglu, Z. Charalampopoulos M. A. Beach, Interference Suppression in Radio Receivers by using Frequency Retranslation, IEEE Wireless and Microwave Technology Conference, Florida, ABD, Nisan 2009.
[2] B. J. Harker, Z.Dobrosavljevic, E. P. Craney, C. M. Tubb, G. L. Harris, Dynamic range improvements and measurements in radar systems, IET Radar, Sonar & Navigation, Volume 1, Issue 6, Dec. 2007 s.398-406.
[3] H. Chao-Hsing, S.Wen-Jye, Adaptive pattern nulling design of linear array antenna by phase-only perturbations using memetic algorithms, Communications in Numerical Methods in Engineering, John Wiley & Sons, 18 Haziran 2007.
[4] L.B. Cebik: Log Periodic Arrays. In The ARRL Antenna Book. The American Radio Relay League, Inc. Newington, CT 06111-1494.
[5] F. Hutira, J. Bezek, V. Bilik,'Design and investigation of a log-periodic antenna for DCS, PCS and UMTS mobile communications band", STEAM Lab, Department of Radioelectronics, FEI STU, Bratislava, Slovakya.
[6] Mini-Circuits, "Directional Couplers" ADC-20-4 datasheet
[7] Murata Manufacturing Co., Ltd, Chip Monolithic Ceramic Capacitors datasheet, Murata Manufacturing Co., Ltd, Chip Inductors (Chip Coils) datasheet
[8] Avago Technologies, "Gain Blocks", MSA-0886 datasheet
[9] Linear Technology, "RF Log Detectors", LT5537 datasheet

Yüksek Verimlilik ve Doğrusallık Sağlayan Frekansı Ayarlanabilir Yükselteç Tasarımları

Tayfun Nesimoğlu
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Kuzey Kıbrıs Kampusu, Kalkanlı, Güzelyurt, KKTC,
Tel: 0392 661 2935, Email: ntayfun@metu.edu.tr

Özet: *Yazılım ile tanımlı radyo fikri akademinin, endüstrinin ve savunma sanayinin son yıllarda ilgisini çeken önemli araştırma konularından biridir. Bunu gerçekleştirebilmek yüksek radyo frekansında çalışan alıcı/verici ön-uç parçalarının (yükselteç, filtre ve anten) programlanabilir ve ayarlanabilir olmasını gerektirir. Bu çalışmada load-pull teknikleri kullanılarak yarı-iletken devre elemanları ile tümleştirilmiş eşleme devreleri ile ayarlanabilir bir yükselteç tasarlanmıştır. 1.8 GHz de %45 verimlilik sağlayarak, 1.74-2.36 GHz arası ayarlanabilen (%34 ayarlanabilirlik) bir yükseltecin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.*

1. Giriş:

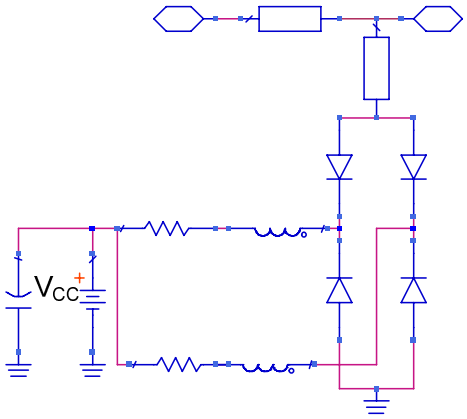
Yazılım ile Tanımlı Radyo (YTR) teknolojisinin amacı herhangi bir donanım değişikliğine gidilmeden yeniden yapılandırılabilen ve çeşitli iletişim standartlarında kullanılabilen radyolar gerçekleştirmektir. Bunu yüksek frekanslarda gerçekleştirebilmek radyo frekansında (RF) çalışan ön-uç parçaların programlanabilir ve ayarlanabilir olmasını gerektirir. YTR´ların çalıştırabilmesi öngörülen iletişim sistemleri şunlardır: GSM, DCS1800, PCS1900, UMTS, Bluetooth ve WLAN standartları. Klasik tekniklerle tasarlanan geniş bantlı yükselteçler bütün bu frekans genişliğinde (0.9-5 GHz) yüksek verimlilikle çalışamazlar. Bundan dolayı mevcut çok-kipli (multimode) mobil telefonlar her iletişim sistemi için ayrı bir yükselteç kullanırlar ve bazı cihazlarda kullanılan paralel bağlı yükselteçlerin sayısı 6´ya kadar çıkabilir. Bu yükselteç yapıları mobil telefonun maliyetini, büyüklüğünü ve ağırlığını artırır ayrıca pil ömrünü kısaltabilir. Bunların yanında klasik, yani ayarlanamaz bir yükselteç yapısı kullanmak, ileride piyasaya sürülebilecek iletişim sistemleri ile radyonun kullanılmasını imkânsız kılar. Bu nedenlerden dolayı dar bantlı, ancak çalışma frekansı ayarlanabilir yükselteçler YTR fikrinin gerçekleştirilebilmesi ve genel olarak iletişim teknolojisi için önemli kazanımlar sağlayabilir.

Literatürde yayımlanmış olan ayarlanabilir yükselteçler çoğunlukla 10-40 GHz frekansları arasındaki uygulamalar için tasarlanmışlardır ve frekans ayarları genellikle 1-2 GHz den daha fazla değildir, yani %5. Bunlar mevcut sivil ve askeri iletişim standartlarının çalışma frekansları göz önünde bulundurulduğunda kullanışlı olabilecek tasarımlar değillerdir. Mesela [1] de gösterilen yükselteç GaAs ayarlanır sığaçlar kullanarak 13 GHz den 15 GHz'e kadar çalışma frekansını ayarlayabildi (%14), ancak bu iletişim sistemleri (sivil ve askeri) için kullanışlı değil. Ayrıca yükseltecin verimliliği konusunda bir bilgi verilmedi. [2] de gösterilen yükselteç Al-GaInAs/InP ayarlanabilir sığaçlar kullanarak 38 GHz den 42.5 GHz'e kadar çalışma frekansını ayarlayabildi (%11), ancak çalışma frekansı ayarlanırken yükselteç kazancı 15 dB den fazla bir değişim gösterdi. Bu da verimliliğin çalışma frekansları arasında büyük farklılık gösterdiğinin işaretidir. Herhalde bundan dolayıdır ki, bu yükseltecin verimliliği [2] de belirtilmedi. Literatürde sayıları fazla olmamakla beraber RF-MEMS anahtarlar kullanılarak tasarlanan ayarlanabilir yükselteçler mevcuttur. Ancak bu tasarımlar paralel bağlı birçok yükselteç ve her yükselteç için ayrı eşleme devreleri kullanmış ve RF-MEMS anahtar mekanizmaları ile bunlar arasında bir seçim yaparak çalışma frekansını ayarlayabilmiştir [3]. Bu tasarımlar sürekli bir frekans ayarlamasından uzak olup çalışma frekansını sadece önceden belirlenmiş frekans bantları arasında sekerek sağlayabildiler. Bu tasarımların çalışabilecekleri frekans bantları yükselteç sayısıyla doğru orantılıdır. Ayrıca bu tasarımlar ayarlanabilirliği bir yükselteçle değil, paralel bağlı birçok yükselteç, eşleme devresi ve anahtar mekanizması kullanarak sağladıklarından aslında çok karışık sistemler olup, bu çalışmada başarılmak istenen ucuz, basit ve hafif ayarlanabilir yükselteçler elde etme amacından uzak çözümlerdirler. Bunların yanında, YTR fikrinin gerçekleştirilebilmesi için ihtiyaç olan geniş bantlı yükselteçler değil, *ayarlanabilir* yükselteçlerdir [7]. Dar bantlı, fakat frekansı ayarlanabilir yükselteçler *sadece istenilen frekanslarda istenilen zaman* kazanç sağlayacağından istenmeyen frekansları yükseltmeyeceklerdir. Bir vericide kullanıldığında vericinin harmonik gürültü seviyesini düşürecek ve farklı iletişim standartlarında çalışan diğer sistemlere girişimde bulunmasını engelleyecektir. Bir alıcının RF ön ucundaki filtreleme ve doğrusallık gereksinimlerini yumuşatacak ve radyonun düşük seviyedeki istenilen sinyalleri yakalayabilmesine yardımcı olacaktır. Bir radar da kullanıldığında büyük bir

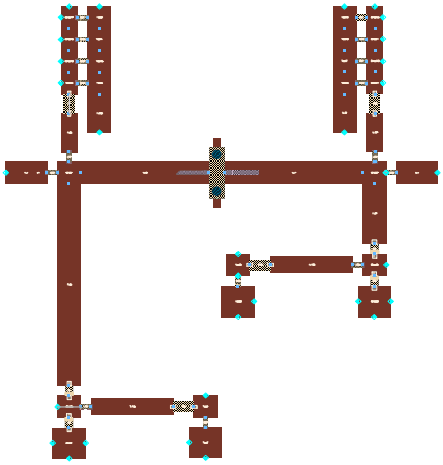
hedefin yanında küçük bir hedefin de tespit edilebilmesini kolaylaştıracaktır, jamming (karıştırıcı) sinyallerin olumsuz etkilerini azaltacaktır. Hem askeri hem de sivil sektörde çalışan RF mühendislerini çalışma frekansı istenilen şekilde ayarlanabilen yükselteçler tasarlama konusuna önem vermek durumundadır. Bu çalışmanın hedefi ayarlanabilirliği verimlilikten ödün vermeden bugüne kadar elde edilenden daha yüksek bir ayarlanabilirlik başarabilmektir.

2. Ayarlanabilir Yükselteç Tasarımı

Bu çalışmada Advanced Design System (ADS) simülasyon ortamında GaAs hyper-abrupt ayarlanır yüzey montaj teknolojisi (YMT) sığaçlar (SMV-1245, Skyworks) ve pasif devre elemanları kullanarak ayarlanabilir eşleme devreleri GML-1000 baskı-devre kartı üzerinde *source/load-pull* (Şekil 1) teknikleriyle tasarlanmıştır. Daha sonra GaAs MESFET (MWT-871PH, MicroWave Technology, Inc.) transistorlar kullanarak tasarlanan bir yükselteçle bu uyumlama devreleri *tümleştirip* ayarlanabilir bir yükselteç ortaya çıkarmıştır (Şekil 2).



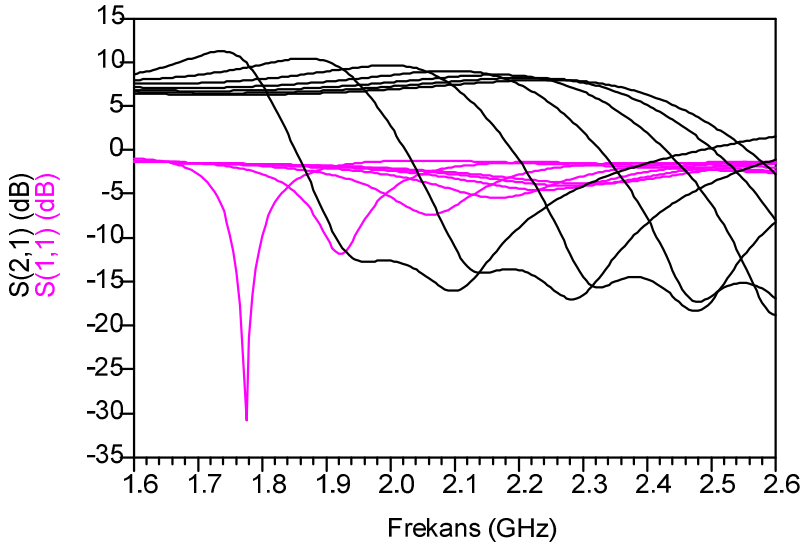
Şekil 1. Analiz edilmiş yarı-iletken YMT elemanlar kullanan anti-seri/anti-paralel ayarlanabilir eşleme devresi. Yükseltecin hem girişlerinde hem de çıkışlarındaki eşleme devreleri ayarlanabilir olarak tasarlanmıştır.



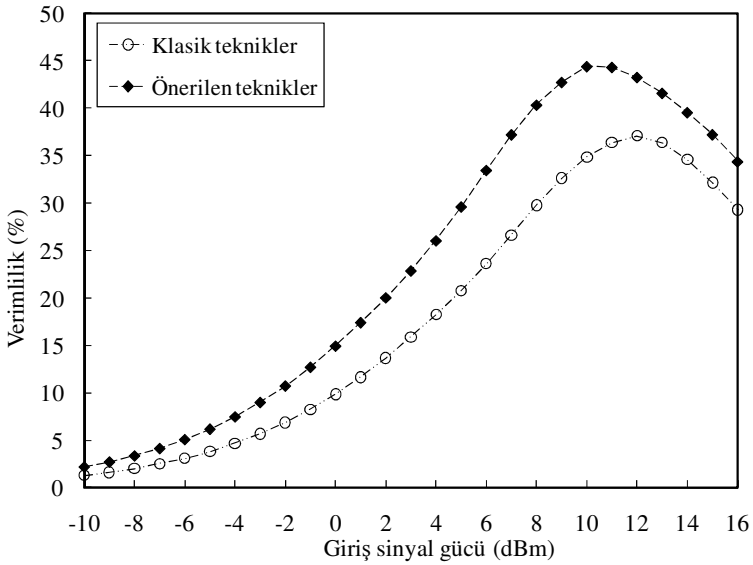
Şekil 2. Tasarlanan ayarlanabilir yükseltecin GML-1000 baskı-devre kartı üzerinde aktif ve pasif YMT devre elamanları ile birlikte görünümü.

Tasarımda ayarlanır sığaçların (SMV-1245), transistorun (MWT-871HP), baskı-devre kartının (GML-1000), diğer sığaçların (GQM-1885, Murata) ve endiktörlerin (LQW-18A, Murata) üretici firmalar tarafından sağlanan ölçümlere dayalı ADS modelleri kullanılmıştır. Eşleme devreleri ADS ortamında "Gradient Optimizer" algoritması kullanılarak tasarlanmıştır. Tasarlanan yükselteç 1.74-2.36 GHz arasında 620 MHz, yani %35.63 ayarlanabilirlik sağlamıştır

(Şekil 3) ki bu şimdiye kadar literatürde rastlanan ayarlanabilir yükselteçlerin sağladığı %5-10 frekans ayarlanabilirliğinin çok üstündedir. Bu ayarlanabilir yükseltecin frekansı kesintisiz olarak 1.74-2.36 GHz arasında istenilen herhangi bir frekansa ayarlanabilmektedir. Ayarlanabilir yükselteç 1.8 GHz de 250 mW çıkış gücünde, %42 verimlilik (power added efficiency (PAE)) sağlarken, klasik tekniklerle tasarlanan bir yükselteç en fazla %36 verimlilik verebilmiştir (Şekil 4). Ayarlanabilir yükseltecin doğrusallığı da, ayarlanamaz ve standart eşleme devreleri kullanan ayarlanabilir yükselteçlerinkiyle karsılaştırılmıştır. Şekil 5 da görülebileceği gibi 3. intermodulasyon (IM3) değerleri ayarlanamaz bir yükseltecinkilere göre sadece yüksek doyuma ulaşma bölgesinde biraz daha yüksektir. Diğer bölgelerde ayarlanabilir yükselteç, ayarlanamayan yükselteçten daha düşük IM3 vermiştir. Bu sonuçlar, giriş ve çıkışlarda sadece ikişer ayarlanabilir sığaç kullanılarak başarılmıştır. Bu çalışmada, sonuçların çabuk elde edilebilmesi ve devrelerin çabuk denenebilmesi açısından sadece bir transistor kullanılarak çalışılmıştır.



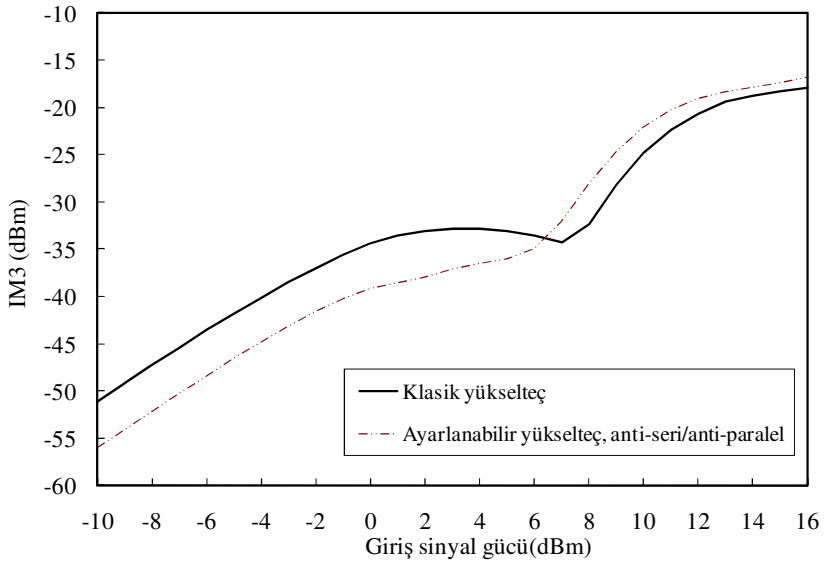
Şekil 3. YMT sığaçlar kullanılarak source ve load-pull teknikleriyle tasarlanan ayarlanabilir yükseltecin çalışma frekansları arasındaki ayarlanma performansını gösteren S-parametreleri.



Şekil 4. YMT sığaçlar kullanılarak source ve load-pull teknikleriyle tasarlanan ayarlanabilir yükseltecin ve klasik tekniklerle tasarlanan ayarlanabilir yükseltecin verimlilik (PAE) performanslarının karşılaştırması.

3. Sonuç

Bu çalışmada SMT yarı-iletken devre elemanları ile tümleştirilmiş eşleme devreleri ile ADS simülasyon ortamında load-pull teknikleri kullanılarak ayarlanabilir bir yükselteç tasarlamıştır. 1.8 GHz de %45 verimlilik sağlayarak 1.74-2.36 GHz arası ayarlanabilen (%34 ayarlanabilirlik) bir yükseltecin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Bu literatürde rastlanan diğer ayarlanabilir yükselteçlerin sağlayabildiğinden çok daha yüksek bir ayarlanabilirlik ve verimliliktir. IM3 gürültü seviyesi, ayarlanamaz bir yükselteç ile karşılaştırıldığında, sadece doyum gücünün üzerine çıkıldığında ayarlanamaz bir yükseltecinkinden daha yüksektir. Bu yükselteç, DCS1800, PCS1900, DECT, UMTS, Bluetooth ve bazı WLAN standartlarında kullanışlı olabilir ve YTR fikrinin gerçekleştirilebilmesine yardımcı olabilir.



Sekil 5. Ayarlanabilir yükselteç tasarımlarının doğrusallık (IM3) karakteristiklerinin ayarlanamaz bir yükseltecinkiyle kıyaslanması.

Kaynaklar:

[1] Uchida, H.; Ogura, K.; Konishi, Y.; Makino, S.; A frequency-tunable amplifier with a simple tunable admittance inverter, 2005 European Microwave Conference, Volume 1, 4-6 Ekim 2005, Sayfa:4.

[2] Miras, A.; Legros, E.; High-gain frequency-tunable low-noise amplifiers for 38-42.5-GHz band applications, Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters], Volume 7, Issue 9, Eylül 1997, Sayfa: 305 – 307.

[3] Fukuda, A.; Okazaki, H.; Narahashi, S.; Hirota, T.; Yamao, Y, A 900/1500/2000-MHz triple-band reconfigurable power amplifier employing RF-MEMS switches, Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17 Haziran 2005, Sayfa: 4.

[4] Dongjiang Qiao; Molfino, R.; Lardizabal, S.M.; Pillans, B.; Asbeck, P.M.; Jerinic, G.; An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 53, Issue 3, Part 2, Mart 2005, Sayfa: 1089 – 1095.

[5] Liao, C.-F.; Liu, S.-I.; A Broadband Noise-Canceling CMOS LNA for 3.1–10.6-GHz UWB Receivers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume 42, Issue 2, Şubat 2007, Sayfa: 329 – 339.

[6] A. Ismail and A. A. Abidi, 3-10-GHz Low-Noise Amplifier With Wideband LC-Ladder Matching Network, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, Aralık 2004, Sayfa: 2269-2277.

[7] Carey-Smith, B. E., Warr, P. A., Rogers, P. R., Beach, M. A., and Hilton, G. S. 2005. Flexible frequency discrimination subsystems for reconfigurable radio front ends. EURASIP J. Wirel. Commun. Netw. 2005, 3 Ağustos, Sayfa: 354-363. DOI= http://dx.doi.org/10.1155/WCN.2005.354

Lange Bağlaç ve Radyal Saplama Kullanımı İle Geniş Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı

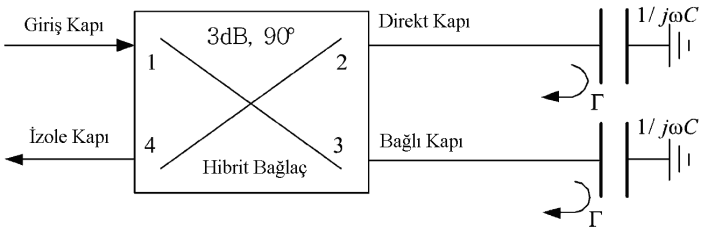
Gökhan Boyacıoğlu[1], Şimşek Demir[2]
[1]ASELSAN, Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Grubu
Ankara
gboyaci@aselsan.com.tr

[2] Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü
Ankara
simsek@metu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada istenilen faz kaydırma değerinin 7-14 GHz frekans bandı boyunca değişim göstermediği gerçek faz kaydırıcı devreleri tasarlanmış, üretilmiş ve ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Faz kaydırıcı devrelerin tasarımında radyal saplama çiftleri, Lange bağlacın kapılarına yansıtıcı yük olarak bağlanmıştır. Radyal saplama çiftleri arasındaki anahtarlamayı sağlamak için Lange bağlacın kapıları ile radyal saplamalar arasında PIN diyotlar kullanılmıştır. Bu yolla çalışma frekans aralığı 7-14 GHz olan ve 11.25, 22.5, 45 ve 90º faz kaydırma değerlerini sırasıyla ±2.1, 3.2, 5.5, ve 13º faz hataları ile sağlayan faz kaydırma devreleri baskı devre teknikleri kullanılarak üretilmiştir.*

1. Giriş

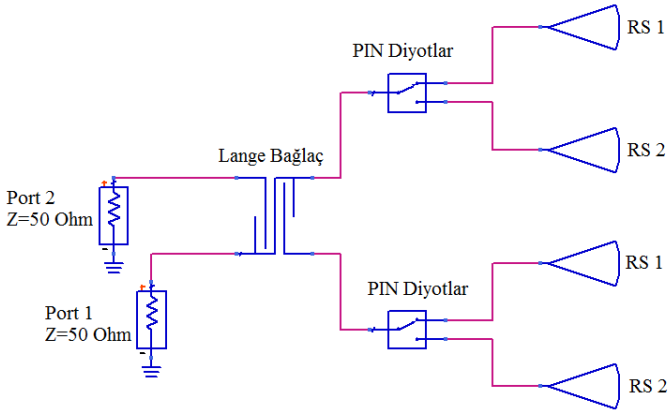
Elektronik olarak kontrol edilen mikrodalga faz kaydırıcılar, iletişim ve radar uygulamalarında, mikrodalga ölçüm sistemlerinde, ve bir çok farklı endüstriyel uygulamada sıklıkla kullanılan mikrodalga devre elemanlarından bir tanesidir. Faz kaydırıcılar kullanım alanlarına ve istenilen çalışma gereksinimlerine göre birçok farklı şekilde sınıflandırılabilir. Bunlardan biri de gerçek zaman geciktirici ve gerçek faz kaydırıcılardır. Bu çalışma kapsamında, istenilen faz farkı değerinin ilgili frekans bandı boyunca sabit kaldığı gerçek faz kaydırıcı devreleri tasarlanmıştır. Bunun yanında geniş bant çalışma aralığı elektronik harp uygulamalarında önemli bir ölçüttür. Bu yüzden mikrodalga faz kaydırıcıların geniş bant performansı da önemlidir.
Geniş bant faz kaydırıcı devrelerin tasarımları için literatürde birçok farklı teknik bulunmaktadır. Bu tekniklerden biri de, direkt ve bağlı kapısı aynı değerde iki ayrı kapasitif yük ile sonlandırılmış 3dB, 90º hibrit bağlacın kullanıldığı faz kaydırıcı devresidir [1]. Şekil 1'de bu devre yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1. Kapasitif Yansıtıcı Yüklü Hibrit Bağlı Faz Kaydırıcı

Bu çalışmada Şekil 1'de gösterilen 3dB, 90º hibrit yerine Lange bağlaç kullanılmıştır. Lange bağlacın giriş kapısından uygulanan işaret, direkt kapı ve bağlı kapıda bulunan aynı değerdeki kapasitif yüklerden yansıyarak izole ve giriş kapılarına geri döner. İzole kapıya gelen işaretler aynı büyüklük ve fazda oldukları için toplanırken; giriş kapısına gelen işaretler aynı büyüklük ve 180ºfaz farklı oldukları için birbirlerini iptal ederler. Tipik faz kaydırıcıda C1 ve C2 olmak üzere iki farklı sığaç çifti kullanılır. Giriş işaretinin göreceli faz değişimi, bu iki sığacın birbirleri arasında anahtarlanması ile elde edilir. İstenilen faz farkını sağlayacak şekilde tasarlanan C1 ve C2 sığaçları arasında anahtarlama yapılarak faz farkı değeri elde edilir. Bu çalışmada C1 ve C2 olarak belirtilen sığaçlar radyal saplama kullanımı ile gerçeklenmiştir. Lange bağlacın direkt ve bağlı kapıları radyal saplamalar

ile sonlandırılmıştır. Burada radyal saplamaların kullanılma sebebi, geniş bantta oldukça sabit bir yansıma katsayılarına sabit olmalarıdır. Böylece iki saplama arasındaki faz farkının sabit kalması amaçlanmaktadır.
Yukarıda da bahsedildiği üzere faz farkının elde edilmesi için radyal saplamalar arasında anahtarlamaya ihtiyaç vardır. Bu çalışmada düşük araya giriş kaybına sahip olması nedeniyle anahtarlama elemanı olarak PIN diyot seçilmiştir. Akım kontrollü yarı iletken bir devre elemanı olan PIN diyotlar, RF ve mikrodalga frekanslarında sıklıkla kullanılırlar. Bu çalışma kapsamında oluşturulan faz kaydırıcı devresinin şematik gösterimi Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Hibrit Bağlı Faz Kaydırıcı Devre Şeması

2. Geniş Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı ve Üretimi

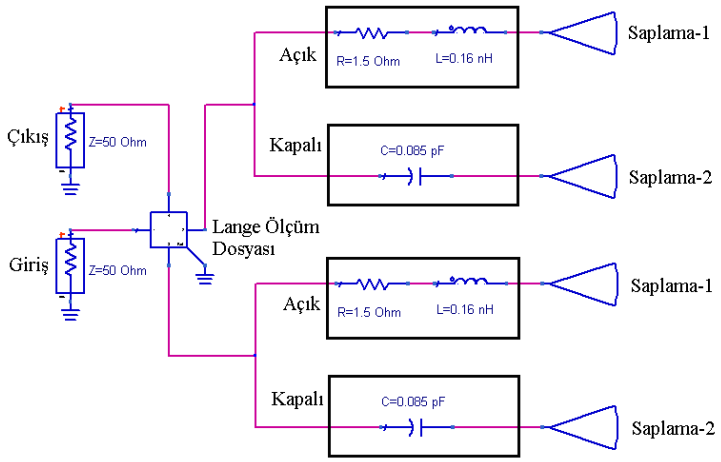
Şekil 2'de gösterilen devrede Lange bağlaç ve radyal saplamalar, dielektrik sabiti 9.8 ve kalınlığı 0.635 mm olan Rogers TMM10i malzemesi üzerine mikroşerit yapıda tasarlanmıştır. Baskı devre tekniği ve lazer kazıma cihazı kullanarak üretim yapabilmek ve tasarım parametrelerini sağlaması açısından Rogers TMM10i malzemesi seçilmiştir. Malzeme üzerindeki bakır kalınlığı 35 µm'dir.

Tasarımın en önemli kısmı Lange bağlacın istenilen frekans bandında beklenen şekilde çalışmasıdır. Bu nedenle, faz kaydırıcı tasarımında öncelikle bağlaç tasarımı yapılmıştır. Radyal saplamaların serimde daha rahat yerleştirilebilmesi için tasarımda direkt ve bağlı kapıların aynı tarafta olmadığı unfolded Lange bağlaç yapısı kullanılmıştır. Merkez frekansı 12 GHz olarak seçilen Lange bağlacın doğrusal tasarımı ve benzetimi ADS2008 programında, üç boyutlu elektromanyetik benzetimi ise CST programında yapılmıştır. Tasarım sonrasında Lange bağlacın hat kalınlığı 76 µm, hatlar arasındaki boşluk 55 µm ve hatların uzunluğu 2845 µm olarak elde edilmiştir. Bu değerler ile unfolded Lange bağlaç baskı devre tekniği ile lazer kart kazıma cihazında üretilmiştir. Bağlacın altın tel bağlantıları 25 µm çaplı altın teller kullanılarak yapılmıştır. Üretim sonrası yapılan ölçüm sonucuna bakıldığında bağlacın 6-15 GHz frekans bandında çalıştığı görülmüştür. Hatlar arasındaki boşluk değerinin çok düşük olması lazer cihazı ile olan üretimi zorlaştırmış daha geniş bantlı tasarlanan bağlacın bant genişliğini daraltmıştır. Tasarımlarda Lange bağlacın ölçüm sonucu kullanılmıştır.

Tasarımın bir sonraki aşamasında bağlacın kapıları ve radyal saplamalar arasına bağlanan ve saplama çiftleri arasındaki anahtarlamayı sağlayan PIN diyotun modellenmiştir. Tasarımlarda düşük araya giriş kaybına ve hızlı anahtarlama özelliği nedeniyle Avago firmasından temin edilen HPND-4038 Beam Lead PIN diyotlar kullanılmıştır. PIN diyot, TMM10i malzemesi üzerine tasarlanan iki 50Ω iletim hattı arasına seri olarak monte edilmiş ve gerekli besleme devreleri oluşturularak açık ve kapalı konum için 4-20 GHz frekans bandında ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları ADS programında oluşturulan eşdeğer devre ile karşılaştırılmıştır. PIN diyotun açık konumu için seri direnç ve bobin değeri sırasıyla 1.5 Ω ve 0.16 nH olarak elde edilmiştir. Diyotun kapalı konumu için ise seri sığaç değeri 0.085 pF olmuştur. Elde edilen bu değerler faz kaydırıcı tasarımında kullanılmıştır.

Lange bağlacın ölçüm sonucu ve PIN diyotun devre modeli parametrelerinin elde edilmesi sonrasında; istenilen faz farkı değerini sağlayacak radyal saplamaların boyutları tasarlanmıştır. Bunun için ADS programında oluşturulan devre şeması Şekil 3'te gösterilmiştir. Benzetimler sırasında 6-15 GHz frekans bandında ilgili faz

değeri için en az faz hatası ve geriye dönüş kayıpları göz önüne alınmıştır. Radyal saplamaların boyutları ADS programında ayarlama ve eniyileme işlemleri yapılarak elde edilmiştir. 11.25, 22.5, 45 ve 90º faz farklarını sağlayan radyal saplamaların boyut bilgileri Çizelge 1'de verilmiştir. Çizelgede radyal saplamanın giriş genişliği G, boyu B ve açısı A olarak verilmiştir.

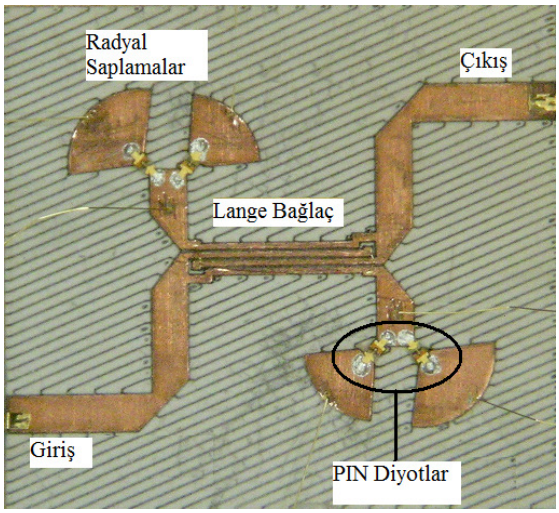


Şekil 3. ADS Programında Oluşturulan Devre Şeması

Çizelge 1. Radyal Saplama Boyut Bilgileri

	Radyal Saplama 1			**Radyal Saplama 2**		
	G(µm)	**B(µm)**	**A(º)**	**G(µm)**	**B(µm)**	**A(º)**
11.25º	228	965	100	292	914	85
22.5º	228	990	105	330	863	80
45º	203	1041	115	381	737	75
90º	127	1295	125	406	660	60

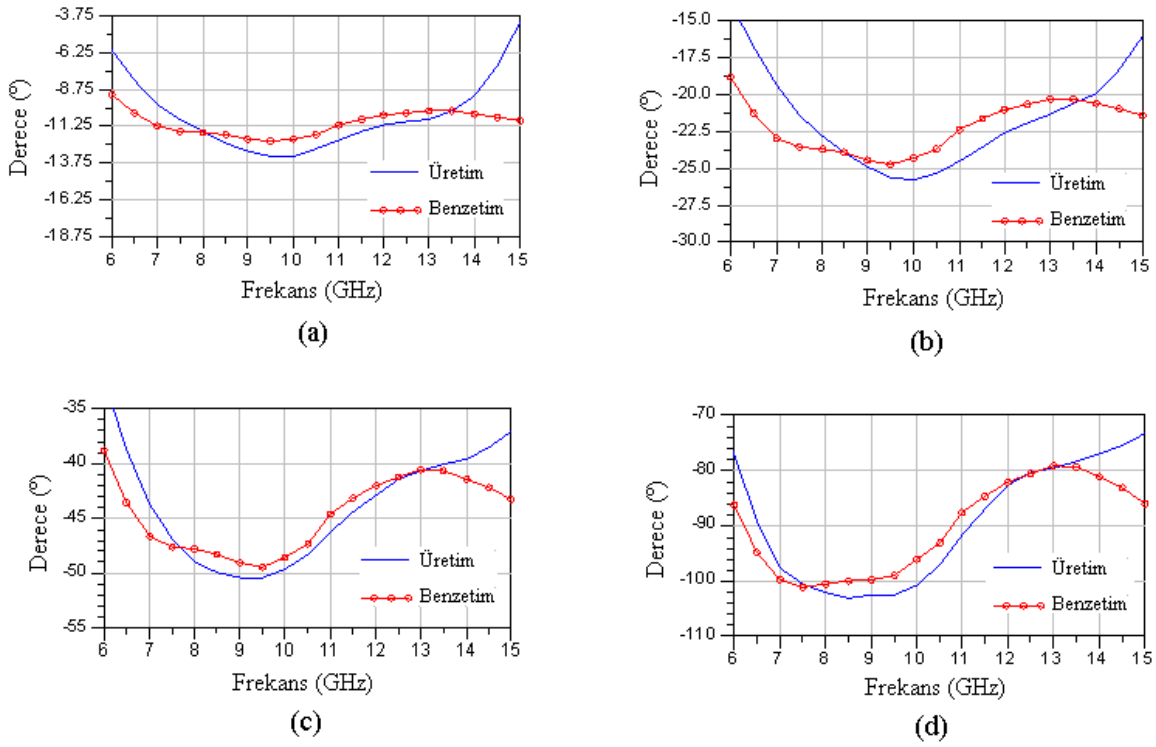
Radyal saplama boyut bilgilerinin de elde edilmesi sonrasında faz kaydırıcı devreler daha önce de bahsedildiği üzere baskı devre tekniği ile Rogers TMM10i malzemesi üzerine ayrı ayrı üretilmiştir. Üretimi yapılan 22.5º faz kaydırıcı devresi Şekil 4'te gösterilmektedir. Lange bağlaç ve radyal saplamalar lazer kazıma cihazı ile oluşturulmuştur. PIN diyotlar Lange bağlacın direkt ve bağlı kapıları ile radyal saplamalar arasına gümüş dolgulu iletken epoksi kullanılarak monte edilmiştir.



Şekil 4. Üretilmiş 22.5º Faz Kaydırıcı Devresi

3. Üretim ve Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

Üretimi ve benzetimi yapılan faz kaydırıcı devrelerin faz kaydırma değerleri Şekil 5'te karşılaştırılmıştır.



Şekil 5. Faz Kaydırıcı Devrelerin Üretim ve Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması: (a) 11.25°. (b) 22.5°. (c) 45°. (d) 90°.

Üretim ve benzetim sonuçları karşılaştırıldığında 7-14 GHz frekans bandı boyunca sonuçların birbiri ile örtüştüğü görülmektedir. PIN diyotların besleme devrelerinden gelen parazitik etkiler ile üretimden kaynaklanan hatalar 6-15 GHz olarak tasarlanan faz kaydırıcı devrelerin frekans bandını daraltmıştır. 7-14 GHz frekansı bandı için en fazla faz hataları 11.25°, 22.5°, 45° ve 90° faz kaydırıcıları için sırasıyla ±2.1, 3.2, 5.5, ve 13° ölçülmüştür. Bununla birlikte, faz kaydırıcı devrelerin 7-14 GHz frekansı bandı için en fazla araya giriş kayıpları 11.25°, 22.5°, 45° ve 90° faz kaydırıcıları için sırasıyla 2.2, 2.1, 2.1, ve 2.3 dB olmuştur. Ayrıca faz kaydırıcı devrelerin, giriş ve çıkış geriye dönüş kayıpları tüm durumlar için -10 dB'den daha düşük olarak elde edilmiştir.

3. Sonuç

Tasarımların gözden geçirilerek sonraki üretimler için iyileştirileceği göz önüne alındığında; radyal saplamaların Lange bağlacın yansıtıcı yükü olarak kullanılması ile elde edilen faz kaydırıcı devrelerin geniş bant faz kaydırıcı devre tasarımlarında kullanılabileceği görülmektedir.

Kaynaklar

[1] Hyukjin Kwon, Hongwook Lim, and Bongkoo Kang, "Design of 6-18 GHz Wideband Phase Shifters Using Radial Stubs," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 3, pp. 205-207, March 2007.

075

Ka-Frekans Bandı için RF MEMS Paralel, Sığal-Değeçli Anahtar

[1]Çağrı Çetintepe, [1]Ozan Doğan Gürbüz, [2]Kağan Topallı, [3]Mehmet Ünlü, [1]Şimşek Demir, [1]Tayfun Akın

[1]Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye
Tel: (312) 210 4526, Faks: (312) 210 2304
E-posta: cetintepe@mems.eee.metu.edu.tr, gurbuz@mems.eee.metu.edu.tr

[2] Ohio State University, ElectroScience Laboratory, Columbus, Ohio, Amerika Birleşik Devletleri

[3] Utah State University, RF Micro-Nano Research Group, Logan, Utah, Amerika Birleşik Devletleri

Özet: *Bu bildiride, başarımı Ka-bandında eniyilenmiş bir anahtar aygıtının RF MEMS teknolojisi kullanılarak tasarımı, üretimi ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Eşdüzlemsel dalgakılavuzu altyapısına sahip anahtar, paralel ve sığal-değeçli bir yapılanma kullanılarak mekanik ve elektromanyetik sahalarında birlikte tasarlanmıştır. ODTÜ MEMS Merkezi Tesisleri'nde üretimi tamamlanan anahtar örnekleri, 1-40 GHz frekans aralığında yukarı konumda -16.4 dB'den iyi dönüş kaybı ve 0.27 dB'den düşük araya girme kaybı sergilerken; aşağı konumda 20-25 V uyarım altında 35 GHz merkezli ve 39 dB'ye varan yalıtım sağlamıştır. Kalkış ve iniş geçişlerinin 5.2 ve 6.8 μs'de gerçekleştiği gözlemlenen anahtarların, elektriksel başarımda hissedilir bir kayıp olmaksızın 2.25 milyar döngüden fazla çalışabildiği gösterilmiştir.*

1. Giriş

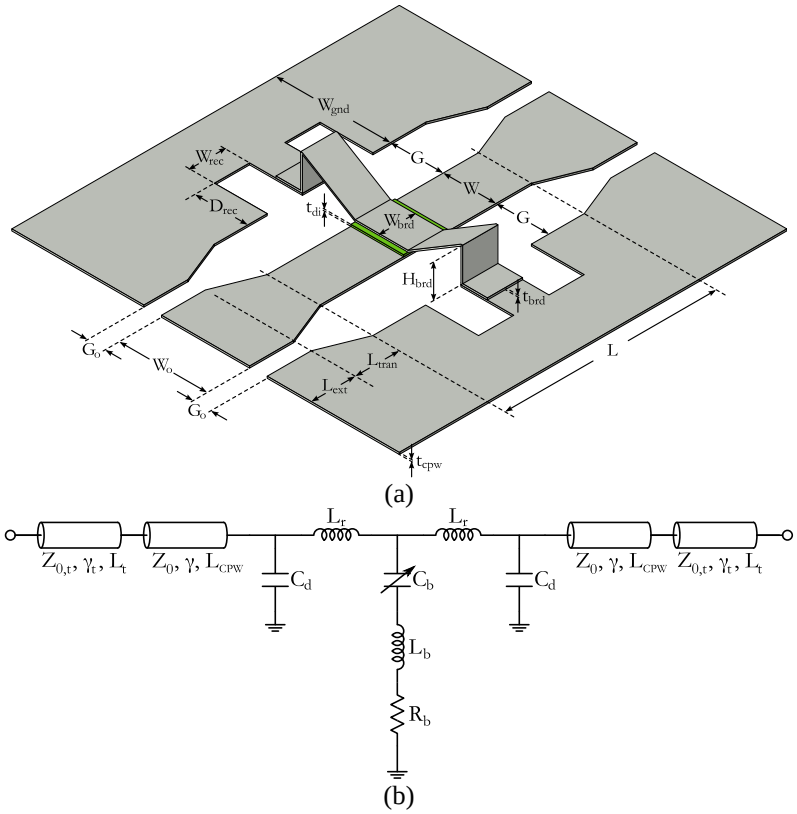
RF MEMS (Radyo Frekansı Mikro-Elektro-Mekanik Sistemler) teknolojisi; sahip olduğu düşük kayıp, yüksek yalıtım, yüksek doğrusallık ve sıfıra yakın besleme gücü gibi üstünlükleriyle günümüzde FET ve PIN diyot gibi yarı-iletken rakipleri karşısında gözde konuma yükselen bir teknoloji haline gelmiştir [1]. İlgili teknolojinin ortaya çıkmasını takiben ayarlanabilirlik ve yeniden yapılandırılabilme kavramları yeni bir soluk kazanmış; bu sınıfta yer alan faz kaydırıcı, empedans ayarlayıcı, süzgeç ve anten gibi birçok yapı RF MEMS'in "imkan tanıyan" farkıyla yüksek başarımla gerçeklenebilir kılınmıştır [2]-[3]. RF MEMS anahtar, bahsi geçen iki özelliği ilgili yapılara kazandıran temel yapıtaşıdır ve bu sebeple RF MEMS üzerine olan araştırmaların önemli bir çoğunluğu; gerek elektriksel ve mekanik açıdan başarılı, gerekse de dayanıklı ve güvenilir anahtar aygıtları ortaya koymaya odaklanmıştır. Bu araştırmalar neticesinde, üniversite laboratuvarları ve ticarileşmiş merkezler tarafından literatürde öne çıkan; 10-40 GHz bandında 0.1-0.5 dB'den düşük araya girme kayıplı, -20 dB'den iyi dönüş kayıplı, 15-20 dB'den yüksek yalıtımlı, 5-20 μs geçiş zamanlı, 30-90 V uyarım genliğinde 200 milyar döngüden fazla çalışan çeşitli yapılarda anahtarlar geliştirilmiştir [4]-[6]. Benzer araştırmalar ülkemizde de yürütülmüş ve yerli imkanlarla üretilen RF MEMS anahtarlar bildirilmiştir [7]-[8].

Bu bildiride sunulan çalışma, değinilen yerli sürece bir katkı sağlamakla kalmayıp; içerdiği elektromanyetik ve mekanik tasarım yöntemi ve milimetrik-dalga, anahtarlama zamanı, ömür testleri sonuçlarıyla da daha kapsamlı bir araştırma teşkil etmektedir. Bildirinin takip eden kısımlarında, ilgili anahtarın Ka frekans bandı için tasarımı ile üretim aşamaları detaylandırılmış, ölçüm sonuçları incelenmiş ve çıkarılan sonuçlar irdelenmiştir.

2. Tasarım

Şekil 1.(a)'da resmedilen ve Şekil 1.(b)'de devre modeli önerilen paralel, sığal-değeçli RF MEMS anahtar yapılanması, esasen bir eşdüzlemsel dalgakılavuzu (EDK) hattın hareketli bir MEMS köprüyle sığal olarak yüklenmesi prensibine göre çalışmaktadır: Toprak düzlemlerine bağlı MEMS köprünün yukarı konumunda, düşük değerdeki köprü sığası (C_{by}) RF işaretin küçük bir kayıpla çıkışa ulaşmasını sağlarken; aşağı konumda oluşan metal-yalıtkan-metal sığaç ilgili sığa değerini ciddi olarak yükseltmekte ve böylelikle RF işaret *sanal* olarak topraklanmaktadır. Aşağı konumdaki köprü sığasıyla (C_{ba}) köprünün yapısından kaynaklanan ve toprak düzlemlerine açılan oyuklarla artırılabilen köprü irgiteci (L_b), arzu edilen bir frekansta seri-çınlama meydana getirerek ilgili frekans etrafındaki yalıtımı köprü direncinin (R_b) elverdiğince iyileştirebilmektedir. İlgili oyuklar aynı zamanda köprü civarındaki iletim hatlarını da etkilemekte ve bu etki, oyuk bölgesindeki yüksek empedanslı EDK hattını modelleyen L_r ve süreksizlik sığası C_d ile açıklanabilmektedir. Köprü bölgesi dışında kalan G/W/G

075



Şekil 1. Tasarım aşamasında ele alınan anahtar yapılanması: (a) Serim ve boyut değişkenleri. (b) Devre modeli.

aralıklı EDK hat ve ölçüm amaçlı eklenen EDK geçişler iletim hattı modelleriyle temsil edilmektedir.

Anahtar aygıtı için tasarım kıstası olarak alınan 1.8 μm köprü yüksekliği (H_{brd}), 0.3 μm Si_3N_4 yalıtım katmanı kalınlığı (t_{di}), 500 μm kalınlığında kuvars taban ve 1.0 μm altın metal katman (t_{cpw}= t_{brd}) dışında kalan ve Şekil 1.(a)'da belirtilen boyut değişkenleri; elektromanyetik, devresel ve mekanik çözümlemelerin döngülü bir biçimde birlikte uygulanmasıyla belirlenmiştir [9]: (i) Yukarı konum için Ka frekans bandında dönüş kaybını iyileştirecek EDK hat boyutları (G/W/G) ve köprü eni (W_{brd}), yüklenmiş hat yaklaşımı tabanlı parametrik bir tarama aracılığıyla elde edilmeye çalışılmış, (ii) bulunan ilk değerler ile aşağı konum yalıtım çınlamasını 35 GHz'e (yaklaşık bant merkezi) taşıyacak oyuk boyutları, elektromanyetik (EM) benzetim sonuçlarına doğrusal denklem çözümleri uygulamak sureti ile sadece iki denemede belirlenmiş, (iii) ilk ve ikinci basamak çözümlemelerinin kabul edilebilir bir çözüm oluşturmasını takiben yapının mekanik özellikleri incelenmiş ve tasarım ölçütlerini aşan besleme gerilimleri bulunması halinde başa dönülmüştür. Tasarım süresince benimsenen *kısmi* sığal-değeç yaklaşımıyla, anahtar aygıtının aşağı konumu için bir yandan (çınlama frekansında) ayarlanabilirlik kazandırılırken, öte yandan uygulanması gereken besleme gerilim seviyesi düşürülmüştür.

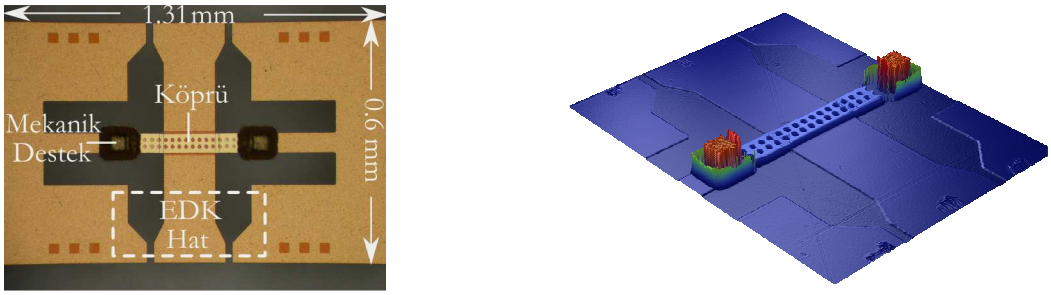
3. Üretim

Tasarım ölçütlerini sağladığı benzetimlerce onaylanan anahtar aygıtları; ODTÜ MEMS Merkezi Tesisleri'nde, ODTÜ RF MEMS Araştırma Grubu tarafından geliştirilen yüzey işleme süreci ile üretilmiştir [9]: 500 μm kalınlığında kuvars taban (ε_r=3.8) üzerine, 0.9 μm altın temel metal katmanı (σ=3x10^7 S/m), 0.3 μm Si_3N_4 yalıtım katmanı ($\varepsilon_{r,di}$=7.0) ve 1.8 μm yükseltide 1.1 μm altın yapı katmanı (σ_0≈30 MPa) kullanılmıştır. Üretimi tamamlanmış bir anahtar örneğinin mikroskop altında çekilen fotoğrafı ve optik profilmetre ile oluşturulan üç boyutlu görünümü Şekil 2'de verilmektedir.

4. Ölçüm Sonuçları

Üretimi tamamlanan RF MEMS anahtar örnekleri, ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Milimetre-dalga Laboratuvarı'nda milimetrik-dalga, anahtarlama zamanı ve ömür sınama testlerinden geçirilmiştir. Milimetrik-dalga testi kapsamında Agilent E8361A Vektör Ağ Analizörü ile Cascade Summit 9000 Manuel Prob İstasyonu birlikte kullanılmış ve ölçüm öncesinde 1-40 GHz aralığında yapılan SOLT ölçülüleme

075



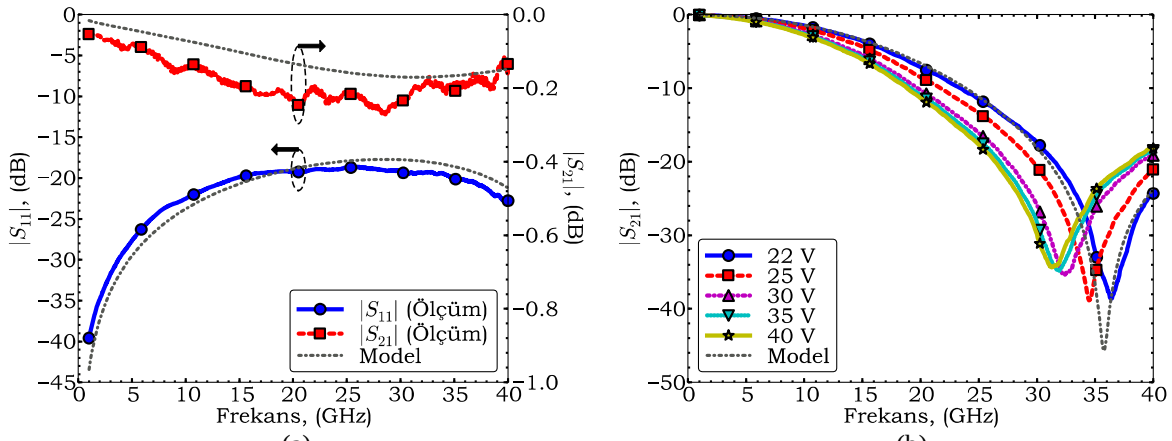
(a) (b)

Şekil 2. Üretimi tamamlanmış bir anahtar örneğinin (a) mikroskop altında çekilmiş fotoğrafı, (b) optik profilmetre ile oluşturulan üç boyutlu görünümü.

ile referans düzlemleri EDK prob uçlarına taşınmıştır. Anahtarları aşağı konuma geçirmek için uygulanacak besleme gerilimi, düzenekteki bias-T üzerinden verilmiş ve bu amaçla değiştirilebilir genlikte çift-kutuplu kare dalga biçimi kullanılmıştır. İlgili test sırasında tipik bir örnekten alınan S-parametreleri Şekil 3'te gösterilmektedir.

Sınanan anahtar örneği, Şekil 3.(a)'dan gözlemlenebileceği gibi yukarı konumda 1-40 GHz frekans aralığında -18.6 dB'den iyi dönüş kaybı ve 0.27 dB'den düşük araya girme kaybı sergilemektedir. 22 V gerilim genliğiyle aşağı konuma geçebildiği tespit edilen örneğin yalıtım merkezi 25 V gerilimde yaklaşık 35 GHz'e taşınmaktadır. Yine aynı gerilimde, yalıtım seviyesi 35 GHz'te 39 dB olarak okunmakta ve 29.7-40.0 GHz arasında 20 dB'den yüksek bulunmaktadır. Bunlara ek olarak, Şekil 3.(b)'de kısmi sığal-değeç yaklaşımının getirdiği ayarlanabilirlik doğrulanabilmekte ve her iki grafiğin üstüne çizdirilen tasarım devre modeli yanıtından, tasarım-üretim-ölçüm döngüsündeki uyum anlaşılabilmektedir.

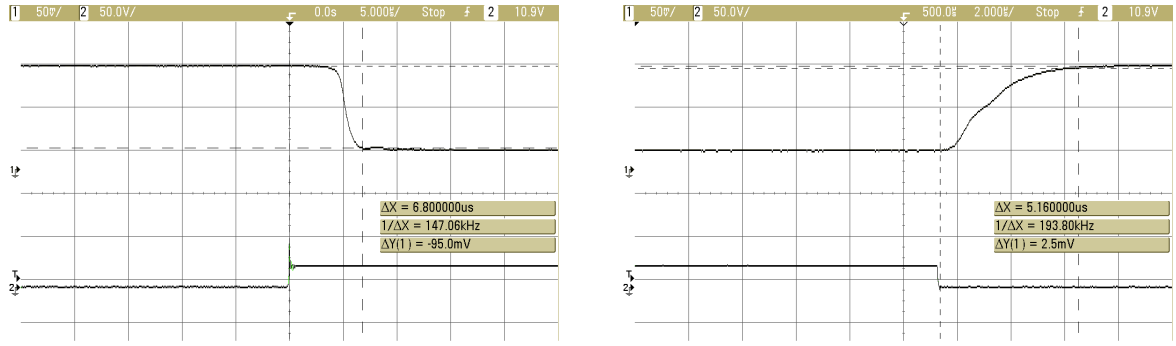
Anahtarlama zamanı ve ömür sınama testleri için kullanılan ölçüm düzeneği, bir öncekinden farklı olarak zaman değerlendirmesi yapabilmek için bir güç dedektöründen faydalanmaktadır. Ortam koşullarını kontrollü olarak ayarlayabilmek için Suss PMV200 Vakum Prob İstasyonu'nun kullanıldığı ilgili ölçümlerde; HP 8350B RF kaynaktan sağlanan RF işaret, uygulanan besleme dalga biçimine göre anahtar tarafından kiplenmekte ve oluşan kiplenmiş dalga biçimi DC bileşeni süzüldükten sonra Krytar 202A dedektörü üzerinden Agilent DSO6102A osiloskop ile gözlemlenmektedir. Ortamın N_2 gazıyla 1 atm basınçta tutulduğu deneylerde elde edilen anahtarlama zamanı ve ömür sınama testi sonuçları sırasıyla Şekil 4 ve Şekil 5'te sunulmaktadır. Şekil 4'teki verilerden, uyarım başlangıcı-yatışma geçiş ölçütüne göre iniş/çıkış geçişlerinin 6.80/5.16 μs'de gerçekleştiği fark edilmektedir. Şekil 5'te verilen zamana bağlı dedektör çıkış gerilim farkı grafiği, anahtarın yukarı ve aşağı konumlarındaki olası başarım gerilemesi hakkında fikir vermektedir ve ilgili eğrinin sabit bir davranış sergilemesi anahtarın elektriksel başarımında hissedilir bir değişim olmaksızın 2.25 milyar döngüden fazla çalışabildiğini doğrulanmaktadır. Belirtilmelidir ki; bildirilen ömür testi sonucu ölçüm zamanı kısıtlamalarıyla sınırlıdır ve sınanan anahtar örneği test sonrasında da aynı başarımla çalışmaya devam etmektedir.



(a) (b)

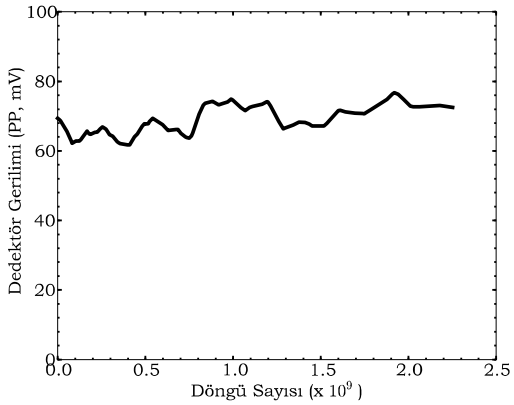
Şekil 3. Üretilmiş anahtar örneklerinin tipik S-parametre ölçüm sonuçları: (a) Yukarı-konum. (b) Aşağı-konum. Karşılaştırma amacıyla tasarım sürecinde oluşturulan devre modeli yanıtı grafiklere eklenmiştir.

075



(a) (b)

Şekil 4. Anahtarlama zamanı test sonuçları: (a) İniş (yukarı-aşağı konum) geçişi. (b) Kalkış (aşağı-yukarı konum) geçişi.



Şekil 5. Ömür sınama testi sonuçları (1 kHz döngü frekansı ile).

4. Sonuç

Bu bildiride, başarımı Ka-bandı için eniyilenmiş bir RF MEMS paralel, sığal-değeçli anahtar yapılanmasının tasarımı, üretimi ve ölçüm sonuçları detaylandırılmıştır. Yapılan milimetrik-dalga ölçümlerde anahtar örneklerinin tasarımla uyumlu olarak 1-40 GHz bandında -16.4 dB'den iyi dönüş kaybı, 0.27 dB'den düşük araya girme kaybı, 25 V uyarım genliği altında 35 GHz'te 39 dB'ye varan yalıtım sergilediği görülmüştür. Anahtarlama zamanı testlerinde konum geçişlerinin 7 μs'den düşük olduğu gözlemlenmiş ve üretilen anahtarların ömürlerinin 2.25 milyar döngüden fazla olduğu onaylanmıştır.

Kaynakça

[1] G. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S. Park, M. El-tanani, A. Grichener, A. Brown, *"Tuning in to RF MEMS"*, IEEE Microwave Magazine, cilt.10, no.6, s.55-72, Kasım 2009.

[2] S. Lucyszyn, *"Review of radio frequency microelectromechanical systems technology"*, IEE Proceedings -Science, Measurement and Technology, cilt.151, no.2, s. 93-103, 3 Mart 2004.

[3] J.J. Yao, *"RF MEMS From a Device Perspective"*, J. Micromech. Microeng., cilt. 10, no. 4, pp. R9-R38, 2000.

[4] http://www.radantmems.com/radantmems/switchperformance.html, Son ziyaret tarihi: 30.07.2010.

[5] J. Muldavin, C.O. Bozler, S. Rabe, P.W. Wyatt, C.L. Keast, *"Wafer-Scale Packaged RF Microelectromechanical Switches"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.56, no.2, s.522-529, Şubat 2008.

[6] C.L. Goldsmith, D.I. Forehand, Z. Peng, J.C.M. Hwang, I.L. Ebel, *"High-Cycle Life Testing of RF MEMS Switches"*, Microwave Symposium, IEEE/MTT-S International 2007, s.1805-1808, 3-8 Haziran 2007.

[7] K. Topallı, M. Ünlü, H.İ. Atasoy, Ş. Demir, Ö.A. Çivi, T. Akın, "Empirical Formulation of Bridge Inductance in Inductively Tuned RF MEMS Shunt Switches", Progress In Electromagnetics Research, PIER97, s. 343–356, 2009.

[8] H. I. Atasoy, K. Topallı, M. Ünlü, İ. İstanbulluoğlu, E. U. Temoçin, Ö. Bayraktar, Ş. Demir, Ö.A. Çivi, S. Koç, T. Akin, *"RF MEMS Teknolojisi ile Kapasitif ve Metal-Metal Bağlantılı Paralel Anahtar Yapıları"*, URSI Ulusal Konferansı 2006, Hacettepe Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 6-8 Eylül 2006, s. 410-412.

[9] Ç. Çetintepe, *"Development of MEMS Technology based Microwave and Millimeter-wave Components"*, M.Sc. tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Böl., Şubat 2010.

İkiz-Toroid Yapıdaki Ferit Faz Kaydırıcılarda Yüksek Dereceli Modların Bastırılması

Hakkı İlhan Altan, Özlem Aydın Çivi* , Şimşek Demir*
Radar, Elektronik Harp ve İstihbarat Teknolojileri Grubu, ASELSAN
Ankara
hialtan@aselsan.com.tr

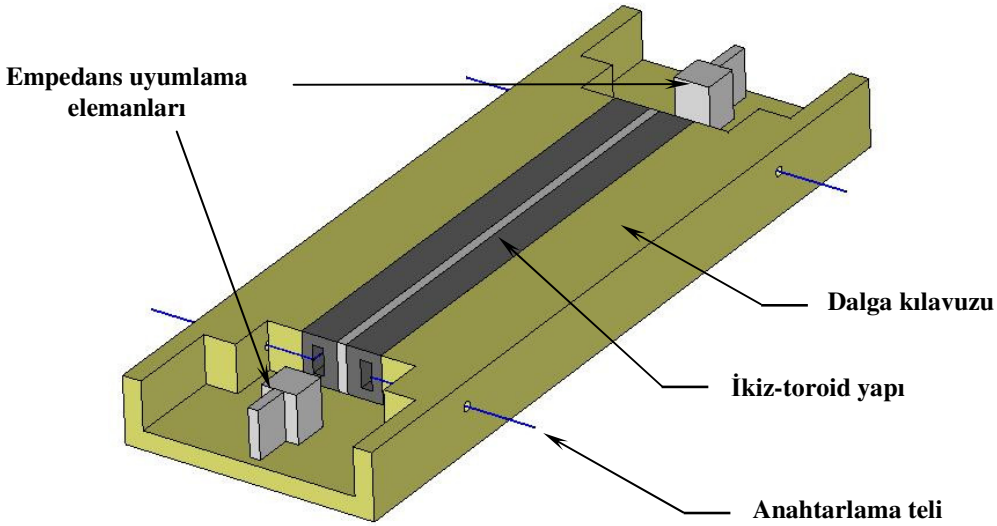
*Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
ozlem@metu.edu.tr \ simsek@metu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, ikiz-toroid ferit faz kaydırıcı yapısında, yüksek dereceli dalga kılavuzu modlarının faz kaydırıcının performansına etkileri incelenmiş ve bu modların bastırılma yöntemleri araştırılmıştır. Geliştirilen bu yöntemler kullanılarak yüksek güçlü ve düşük araya girme kaybına sahip bir ikiz-toroid faz kaydırıcı tasarımı yapılmıştır.*

1. Giriş

Ferit faz kaydırıcılar başta faz dizili radar sistemleri olmak üzere, yüksek güç ve güvenilirlik gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Son 50 yıl içerisinde farklı yapı ve özelliklere sahip birçok ferit faz kaydırıcı tasarımı ortaya çıkmıştır. Ferit faz kaydırıcıların ortak çalışma prensibi permeabiliteye bağlı olan yayılım katsayısının uygulanan DC manyetik alana göre değişmesidir.

Karşılıksız faz kaydırma karakteristiğine sahip olan ikiz-toroid ferit faz kaydırıcının araya girme kayıpları 1dB'den azdır ve uygun empedans uyumlama teknikleri kullanarak %30 çalışma bant genişliği elde edilebilir. Diğer ferit faz kaydırıcılara göre düşük olan anahtarlama süresi (<5us) sayesinde hızlı faz taraması yapılması mümkün olmaktadır. Şekil 1'de ikiz-toroid ferit faz kaydırıcının fiziksel yapısı gösterilmiştir. Faz kaydırmayı sağlayan temel eleman arasında dielektrik malzeme bulunan iki adet dikdörtgensel ferit toroid yapıdır. Ferit malzemelerin manyetizasyonu toroid boşluktaki telden geçirilen akım sayesinde sağlanır. Faz kayması miktarı uygulanan akımın yönüne ve seviyesine göre değişmektedir. Ferit malzemelerin histerezis özelliğine sahip olması ve toroid yapının kapalı bir manyetik devre oluşturması sayesinde uygulanan akım kesildiğinde manyetizasyon seviyesi yüksek miktarda kalır. Bu nedenle ikiz-toroid ferit faz kaydırıcı faz durumunu korumak için sürekli akım gerektirmez. Sadece faz değişimleri sırasında kısa sürelerde akım uygulanması yeterlidir. İkiz-toroid ferit faz kaydırıcının empedans uyumlaması çok bölümlü dielektrik transformatörler kullanılarak yapılır. Bant genişliği kullanılan bölüm sayısına bağlı olarak değişmektedir.

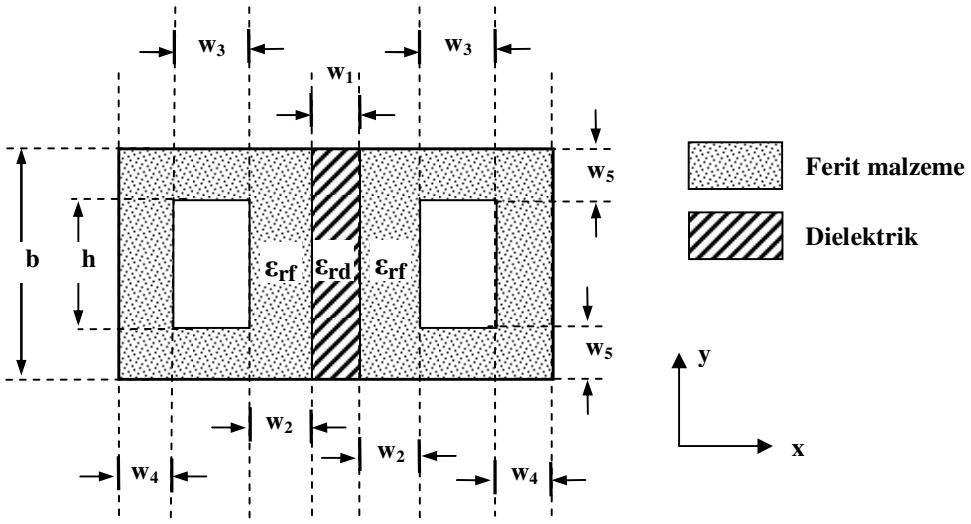


Şekil 1 – İkiz-toroid ferit faz kaydırıcı

2. İkiz-Toroid Yapının Optimize Edilmesi

Yapının ortasındaki dielektrik malzeme elektromanyetik alanın dalga kılavuzu ortasında yoğunlaşmasını sağlayarak ferit-mikrodalga alan etkileşimini arttırır ve buna bağlı olarak birim uzunluktaki yapıdan elde edilebilecek faz kayması miktarı artar. Bu sayede toplam 360° faz kayması sağlamak için kullanılacak yapının boyu kısalacak ve toplam araya girme kaybı azalacaktır. Kullanılan malzemenin dielektrik sabitinin artması faz kayması miktarını arttırırken dalga kılavuzu içerisinde istenmeyen dalga kılavuzu modlarının da oluşmasına neden olur. Yüksek dereceli modların kesim frekansı, çalışma bandında veya altındaysa bu modlar temel çalışma modu olan TE_{10} moduyla etkileşime girer ve araya girme kaybında ani düşüşlere neden olur [1]. Bu kayıpların seviyeleri yapı içindeki düzensizliklere ve empedans uyulmamada kullanılan dielektrik malzemelere bağlıdır. Bu nedenler yapılar yüksek mekanik hassasiyette üretilmelidir.

Şekil 2'de ikiz-toroid ferit faz kaydırıcının kesiti ve önemli boyutlar gösterilmiştir. Toroid duvar genişlikleri (w_2, w_4, w_5) mekanik üretim kolaylığı ve manyetik akı sürekliliğini sağlamak için eşit olmalıdır. Bazı önemli yapısal parametrelerin elektriksel performansa etkileri elektromanyetik benzetimler yapılarak bulunmuş ve Tablo 1'de listelenmiştir. Dielektrik malzemenin dielektrik sabitinin (ε_{rd}) artması birim uzunluktan elde edilen maksimum faz kayması miktarını ($\Delta\emptyset$/cm) arttırdığı görülmektedir. Ancak dielektrik sabitinin artmasına bağlı olarak istenmeyen LSE_{11} ve LSM_{11} modlarının kesim frekansları ve faz kaydırıcının kaldırabileceği güç seviyesi düşmektedir. Kesim frekansları %10 çalışma bandı içerisinde veya altında olan durumlar kırmızı yazıyla belirtilmiştir. Ayrıca güç kaldırma kapasiteleri minimum güç kaldırma durumuna göre normalize edilmiştir. Ferit yüklü dalga kılavuzu yüksekliği azaltılarak LSE_{11} ve LSM_{11} modlarının kesim frekansları yukarıya taşınabilmektedir. Ancak buna bağlı olarak faz kaydırma ve RF güç kaldırma kapasiteleri azalmaktadır. Dielektrik malzeme genişliğinin (w_1) azaltılması yüksek dereceli modların kesim frekanslarının artmasını sağlarken, güç kaldırma kapasitesinin azalmasına neden olmaktadır.



Şekil 2 – İkiz-toroid yapının kesiti ve boyuları

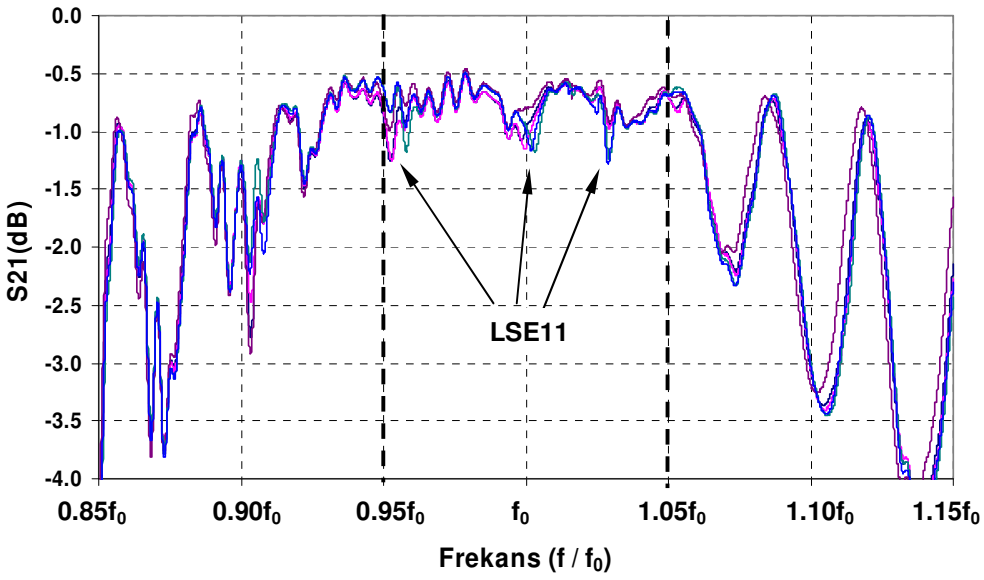
Tablo 1 – İkiz-toroid ferit faz kaydırıcı parametric EM benzetim sonuçları

Değiştirilen parameter (Sabit parametreler)	Parametre Değeri	ΔØ/cm	LSE_{11} Kesim Frekansı	LSM_{11} Kesim Frekansı	Güç kaldırma kapasitesi
		(°/cm)	(f/f_0)	(f/f_0)	(P/Pmin)
ε_{rd} ($b=0.127\lambda_0$, $\varepsilon_{rf}=15$ $w1=0.044\lambda_0$, $w2=w4=w5=0.032\lambda_0$)	18	41.6	1.17	1.28	1.656
	25	53.5	1.06	1.23	1.460
	36	68.7	0.94	1.16	1.274
	50	81.5	0.82	1.11	1.079
b ($\varepsilon_{rd}=36$, $\varepsilon_{rf}=15$, $w1=0.044\lambda_0$, $w2=w4=w5=0.032\lambda_0$)	$0.095\lambda_0$	60.4	1.15	1.32	1.000
	$0.107\lambda_0$	64.3	1.05	1.24	1.084
	$0.127\lambda_0$	68.7	0.94	1.16	1.274
	$0.158\lambda_0$	73.7	0.80	1.07	1.600
w_1 ($\varepsilon_{rd}=36$, $\varepsilon_{rf}=15$, $b=0.127\lambda_0$, $w2=w4=w5=0.032\lambda_0$)	$0.025\lambda_0$	70.8	1.04	1.31	1.084
	$0.032\lambda_0$	72.4	1.00	1.25	1.121
	$0.038\lambda_0$	71.4	0.96	1.21	1.222
	$0.044\lambda_0$	68.7	0.94	1.16	1.274
	$0.050\lambda_0$	65.0	0.91	1.12	1.357

Bu nedenle faz kaydırıcının düşük RF güçlere maruz kalacağı durumlarda (<1KW) aradaki dielektrik malzemenin dielektrik sabiti mümkün olduğu kadar yüksek seçilip dalga kılavuzu yüksekliği azaltılarak yüksek dereceli modların bant dışına çıkarılması ve birim uzunluktan yüksek miktarda faz kayması elde edilmesi mümkün olacaktır. Yüksek güç gerektiren uygulamalarda (>1KW) bunun tam tersi gerekecektir.

2. Tasarım Sonuçları

Tasarlanan ikiz-toroid yapıdaki ferit faz kaydırıcının ölçüm sonuçları Şekil 3'te gösterilmiştir. Araya girme kaybının ortalama değeri 0.75dB, tepe değeri ise 1.25dB olarak ölçülmüştür. EM benzetimler sonucunda araya girme kaybının en yüksek değeri aldığı 3 noktanın $0.92f_0$ kesim frekansına sahip yüksek dereceli LSE_{11} modundan kaynaklandığı görülmüştür. Empedans uyumlama için kullanılan dielektrik malzemelerin dielektrik sabitinin yüksek seçildiği durumlarda bu bölgelerdeki tepe kayıp seviyelerinin 3 dB'ye kadar arttığı gözlenmiştir. Ayrıca anahtarlama tellerinin dalga kılavuzu dışına çıktığı deliklerin iletken epoksi malzeme ile kapatılması da tepe kayıp değerlerini 0.3 dB civarında iyileştirmiştir. Tek-toroid ferit faz kaydırıcı yapısında kullanılan dielektrik üzerine dökülen rezistif malzeme ile yüksek dereceli modların bastırılması yönteminin [2] ikiz-toroid yapı için pratikte uygulanmasının oldukça zor olduğu görülmüştür.



Şekil 3 – Farklı faz durumları için ikiz-toroid ferit faz kaydırıcının S_{21} ölçüm sonuçları

KAYNAKLAR

[1] G. N. Tsandoulas, D. H. Temme and F. G. Willwerth, "Longitudinal section mode analysis of dielectrically loaded rectangular waveguides with application to phase shifter design," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1970, 18, pp. 88–95

[2] L. Stark, C. V. Bell, R, A. Notvest, R. E. Griswold, D. A. Charl-ton, and R. W. Howard, "Microwave components for wide-band phased arrays," Proc. IEEE, vol. 56, pp. 1908-1923, November 1968.

VHF – UHF İşaret Birleştirici Tasarımı ve Gerçeklenmesi

R. Erdem Aykaç, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul

aykacr@itu.edu.tr, ceylanos@itu.edu.tr, bulent.yagci@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada Chebyshev tipi alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeçlerle VHF – UHF işaret birleştirici tasarımı ve ayrık elemanlarla gerçeklenmesi yapılmıştır. İşaret birleştiriciler farklı frekanslarda çalışan iki yapıyı ortak bir terminal ile birleştiren yapılarldır [1]. VHF işaretleri seçmek için kesim frekansı 170 MHz olan 5. dereceden bir chebyshev alt geçiren filtre, UHF işaretleri seçmek için kesim frekansı 310MHz olan 5. dereceden üst geçiren süzgeç kullanılmıştır. Geçiş bandı dalgalanmaları 0.5 db seçilmiştir. Devre ayrık elemanlarla gerçeklenmiştir. Bu nedenle ince ayar yapılması daha kolay olmuştur.*

1.Giriş

RF teknolojileri günümüz elektronik ürünlerinin büyük bir çoğunluğunda kendine yer edinmiş, gelecekte hayatımızın vazgeçilmez bir parçası olacağını göstermiştir. Bu çalışmada bu RF teknolojilerin bir parçası olan RF süzgeçler incelenip istenilen türde en uygun olan süzgeç çeşidi belirlenmeye çalışılmıştır. Projenin konusu olan VHF – UHF işaret birleştiricisi tasarımları için önce Butterworth ve Chebyshev alt, üst ve band geçiren süzgeç türleri incelenip örnek tasarımlar yapılmaya çalışılmıştır. Ardından ayrık elemanlarla ve mikroşerit hatlarla bu tasarımlar tekrar yapılıp projenin gerçeklenebilmesi için en uygun olan filtre belirlenmeye çalışılmıştır.

İşaret birleştiriciler seçilen giriş porttundaki frekansları çıkış portuna iletmeli, giriş portları arasında iletim olmamalıdır. Bunun için giriş portlarının çıkış empedansları birbirine uyumlu hale getirilerek portlar arası iletim engellenip sadece çıkış portuna iletim gerçekleşmelidir. Bu iki süzgeç ortak terminal ile birleştirilerek yüksek geçiren süzgeç için çıkış empedansı sonsuz, alt geçiren süzgeç için ise sıfır olmuştur. İşaret birleştiricilerde frekansların süzgeçlenmesi için genellikle alt geçiren ve üst geçiren süzgeçlerler kullanılır. Bu çalışmada da bu yola başvurulmuştur.

Kullanılan devre elemanlarının kolay bulunması ve karmaşık olmadığı için ayrık elemanlarla tasarım yapılması uygun görülmüştür. Bu sayede devre gerçeklenmesi kolay hale getirilmiştir.

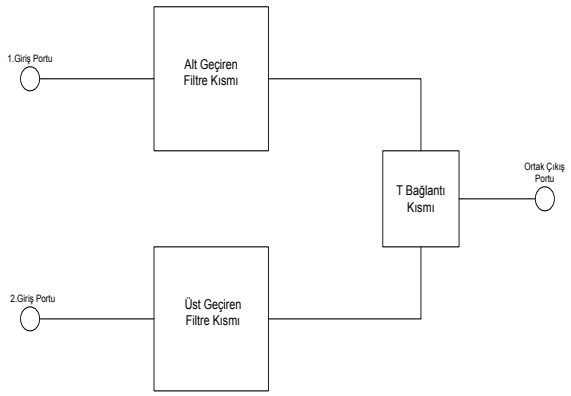
2. Süzgeçler, çeşitleri ve yaklaşım modelleri

Süzgeçler belirli frekanslarda çalışan yada belirli frekansları engelleyen, amaca göre belirli bant genişlikleri bulunan yapılardır. İdeal bir süzgeçte geçiş bandında ekleme kaybının olmaması, sönümleme bandında sönümlemenin sonsuz olması, geçiş bandında lineer faz cevabının olması ve giriş ve çıkışının eşlenmiş olması arzu edilir. Fakat böyle bir süzgeç gerçekleştirmek mümkün değildir [2].

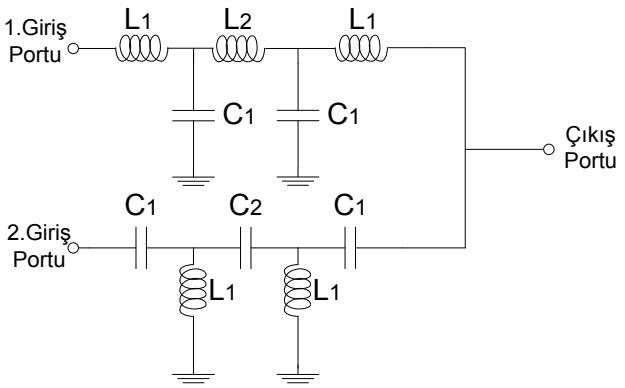
Genel olarak süzgeçler alt geçiren, üst geçiren ve band geçiren süzgeçler olarak gruplandırılabilir. Alt geçiren süzgeçler belirtilen kesim frekansından düşük olan frekansları geçiren, kesim frekansından yüksek olan sönümlendiren süzgeçlerdir. Buna karşılık üst geçiren süzgeçler ise alçak geçiren süzgeçlerin çalışma prensibinin tam tersi çalışırlar. Band geçiren süzgeçler ise istenilen band aralığındaki frekansları geçirip diğer frekansları engelleyen süzgeç türüdür. Band geçiren süzgeçler alt ve üst geçiren süzgeçlerin birleşimi gibi düşünülebilir.

3. İşaret Birleştiriciler (Diplekser)

İşaret birleştiriciler farklı frekanslarda çalışan iki süzgeci tek port ile sonlandıran yapılardır. Çoklayıcıların en basit haldeki şeklidir. Burda amaç süzgeçlerden gelen işaretlerden birini geçirip diğerini engellemektir. Örneğin, farklı frekans bandlarında yayın yapan iki radyo, işaret birleştirici yardımıyla ortak bir antene bağlanabilirler.[1] İşaret birleştiriciler etkileşimleri dikkate alınmış birbirini tamamlayan iki paralel süzgecin bir T şeklinde bağlanması şeklinde oluşturulur. Bu filtrelerden biri üst geçiren süzgeç diğeri alt geçiren süzgeçdir. Bu iki süzgecin de belli kesim frekansları vardır ve bu kesim frekanslarının alt geçiren süzgeç için altında kalan frekansları, üst geçiren süzgeç için üstünde kalan frekansları T bağlantısının diğer tarafına iletilir. Birleştirici tasarlanırken bu iki süzgecin çıkış empedanslarının birbirine eşlenmesi gerekmektedir. Süzgeçlerin giriş empedansları da birbiriyle uyumlu olmalıdır. Bu çalışmada 75Ω olarak belirlenmiştir. Şekil 1'de birleştirici blok diyagramı, Şekil 2'de birleştirici prototip devresi verilmiştir.



Şekil 1: İşaret birleştirici blok diyagramı

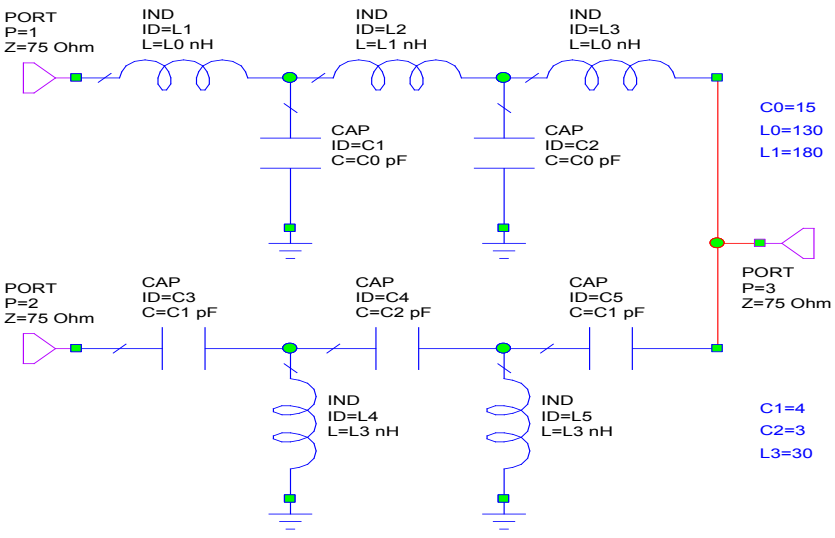


Şekil 2: İşaret birleştirici örnek devresi

İşaret birleştiriciler genellikle haberleşme sistemlerinde kullanılırlar. Nadiren radar sistemlerinde de kullanılabilirler. Örneğin genişbandlı çok fonksiyonlu radar sistemlerinde alınan sinyallerin frekansa bağlı farklı hatlara yönlendirme işlemlerinde kullanıldıkları görülmüştür. Bir başka kullanım alanı da ses sistemleridir.

4. VHF – UHF işaret birleştirici

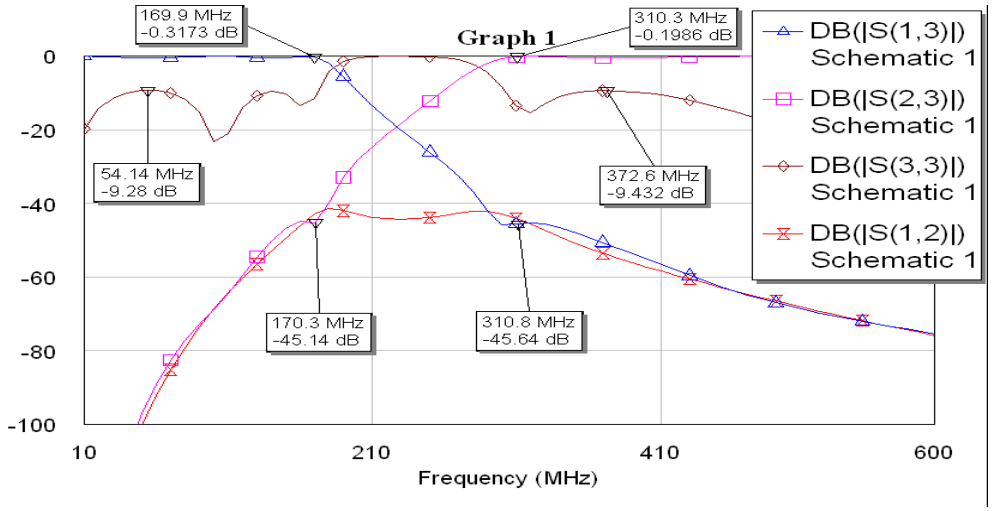
Proje kapsamında yapılması amaçlanan devre VHF – UHF işaret birleştiricisi tasarımıdır. İlk önce alt ve üst geçiren süzgeçlerle tasarım yapılmıştır. Giriş – çıkış empedansları 75Ω, alt geçiren süzgeç için kesim frekansı $f_c = 170$ MHz ve $f = 310$ MHz'de $S_{21} = -40$ dB bastırma olacak şekilde, üst geçiren süzgeç için kesim frekansı $f_c = 310$ MHz ve $f = 170$ MHz'de $S_{21} = -40$ dB bastırma olacak şekilde tasarım parametreleri belirlenmiştir. Bu parametreler doğrultusunda süzgeç dereceleri $N = 5$ olarak belirlenmiş ve AWR süzgeç sentez sihirbazı yardımıyla alt ve üst geçiren süzgeçler ayrı ayrı tasarlanıp tek port ile sonlandırılarak Şekil 3'deki işaret birleştirici devresi oluşturulmuştur. Eleman değerleri istenen frekans aralıklarına göre akortlandıktan sonra $L_1 = L_3 = 130$ nH, $L_2 = 180$ nH, $L_4 = L_5 = 30$ nH, $C_1 = C_2 = 15$ pF, $C_3 = C_5 = 4$ pF, $C_4 = 3$ pF olarak bulunmuştur. Şekil 4' de devrenin frekans cevabı gösterilmiştir.



Şekil 3: VHF – UHF işaret birleştirici devre şeması

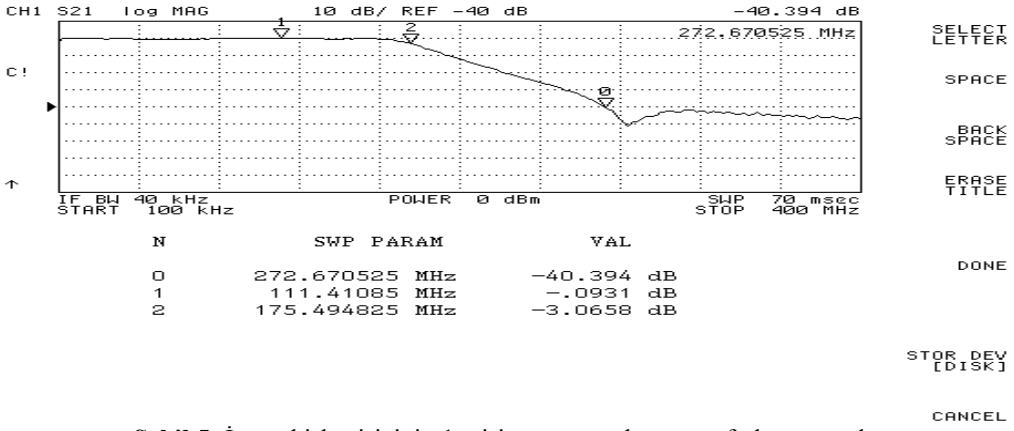
Devre gerçekleştirirken endüktansların havalı bobin sarılarak yapılmasına karar verildi. Buna göre çapı $d = 0.6$ mm tel ile, çapı $D = 5$ mm olan bobinler sarılarak Q metre ile endüktans değerleri sağlandı. Delikli bord üzerine elemanlar lehimlendikten sonra 2 adet kalın toprak hattı oluşturuldu. Toprak hattına ve devre kutusuna 4 adet delik açıldı. Bu sayede hem kart sabitlendi hem de topraklama devre kutusundan sağlanabildi. 3 adet 75 Ω konnekör devreye lehimlenerek ölçümler yapıldı. Bobin uzunluklarında yapılan düzeltmelerden sonra Rohde& Schwarz FSH8 Spectrum

Analyzer 100kHZ-8GHz yardımıyla Şekil 5, Şekil 6, Şekil 7 deki frekans cevapları elde edildi. Şekil 8'de devrenin fotoğrafi gösterilmiştir.

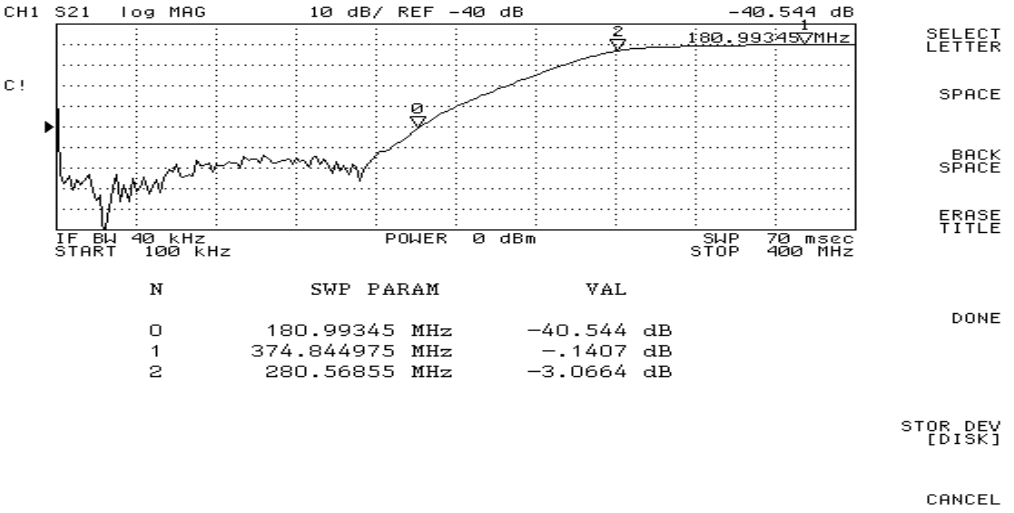


Şekil 4: VHF – UHF işaret birleştirici frekans cevabı

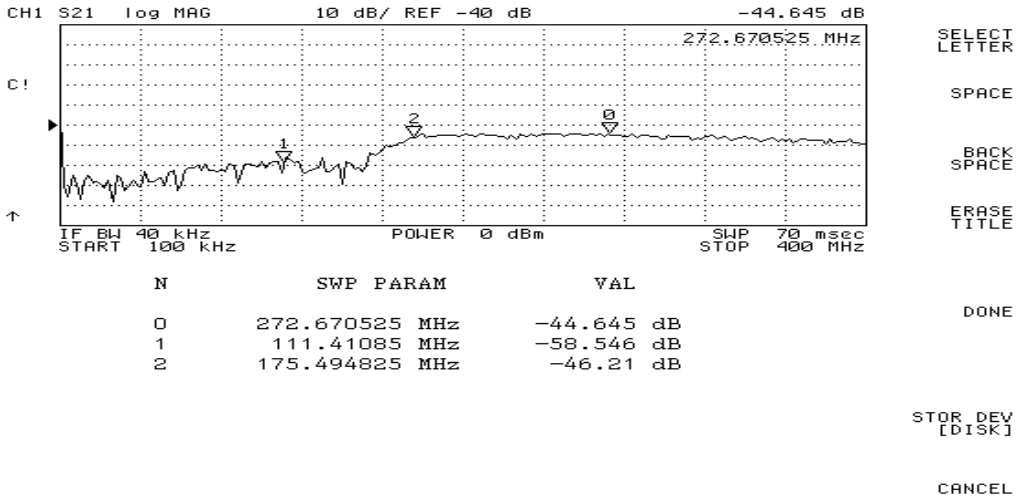
.



Şekil 5: İşaret birleştiricinin 1. giriş portu – çıkış portu frekans cevabı



Şekil 6: İşaret birleştiricinin 2. giriş portu – çıkış portu frekans cevabı



Şekil 7: İşaret birleştiricinin 1. giriş portu – 2. giriş portu frekans cevabı



Şekil 8. İşaret birleştirici gerçeklenen devre

6. Sonuçlar

VHF – UHF işaret birleştirici 5. Dereceden alt geçiren ve üst geçiren chebyshev süzgeçler ortak portta sonlandırılarak tasarlanmıştır. Gerçeklenen devrede yapılan ölçümlerde VHF girişi 170 MHz' de kesime girmiş ve 310 MHz'de -40 dB altında bir bastırma gerçekleşmiş, UHF girişi ise 310 MHz'de kesime girmiş 170 MHz'de -40 dB altında bir bastırma gerçekleşmiştir. Ayrık eleman kullanımı devrenin ucuz ve kolay gerçeklenmesini sağlamış, havalı bobin sarılarak endüktansların gerçeklenmesi devreye dışardan müdahele edilmesini kolaylaştırmıştır.

7. Kaynakça

[1] Joseph F. White, "High Frequency Techniques - An Introduction to RF and Microwave Engineering , John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, p.364, 2004.

[2] Dr. Haim Matzner, Shimshon Levy, Harel Moalem, "Microwave Laboratory Manual", Ocak 2006.

Gysel Eşit Güç Bölümlü Üç Yollu FM Bandı Güç Bölücü Tasarımı

Bilgin Kızıltaş, H.Hilye Canbey, Osman Ceylan, H. Bülent Yağcı
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
kiziltasb@itu.edu.tr, canbeyh@itu.edu.tr, ceylanos@itu.edu.tr, bulent.yagci@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada yüksek güç FM alıcı/vericiler için Gysel tipi eşit güç bölümlü üç yollu güç bölücü tasarımı anlatılmıştır. Benzetimler AWR DE (AWR Design Environment) yazılımında yapılmıştır. FR4 taban üzerine yapılan çalışma ile çok yollu güç bölücülerin taban mazlemeleri üzerine yapılarak daha düşük maliyetli olarak gerçeklenmesi sağlanmıştır. Çalışmada, güç birleştirici olarak da kullanılabilecek bir Gysel güç bölücü %7 iletim kaybıyla gerçeklenmiştir.*

1. Giriş

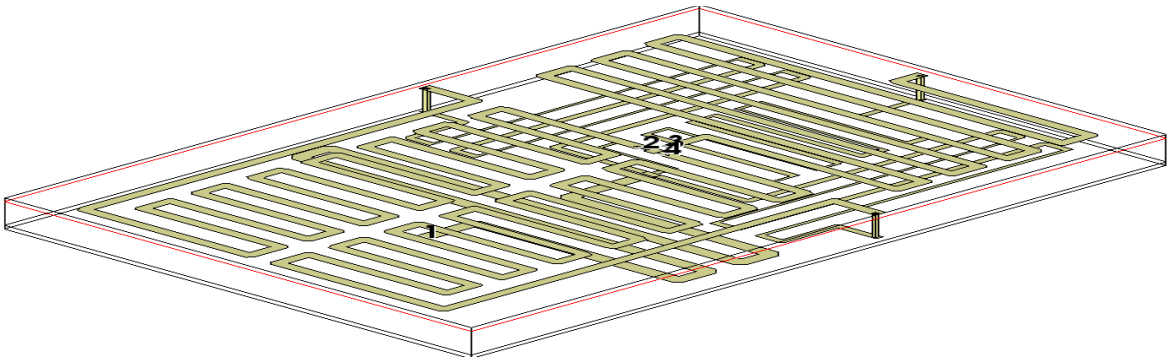
RF ve mikrodalga uygulamalarının bir kısmında yüksek güçler altında çalışabilecek devre katlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Örneğin FM radyo vericileri geniş bir alana kaliteli yayın yapabilmek için yüksek çıkış gücüne sahip olmalıdır. Bu şekilde yüksek güçlerde yapılan uygulamalarda kullanılan güç bölücü ve birleştirici elemanlar da bu güçlerde işlev gösterecek durumda olmalıdır. Kullanılacak uygulamanın ihtiyacına göre seçilebilecek onlarca güç bölücü ve birleştirici türü mevcuttur. Yüksek güç uygulamalarında genellikle Wilkinson ve Gysel güç bölücüler kullanılmaktadır. Ancak Gysel güç bölücünün harici yalıtım dirençleri, güç tutma sığasını çok yükseltir [1]. Gysel güç bölücülerin Wilkinson güç bölücülere göre bant genişliği daha düşüktür ancak 5-10 kW seviyelerindeki yüksek güçler için Gysel güç bölücü kullanılması daha uygundur. Bant genişliğini arttırmak için çok katlı tasarım yapısı kullanılabilir.[2]. Ulrich H. Gysel 1975'te daha sonra kendi adıyla anılacak yeni güç bölücünün faydalarını; harici yalıtım yükleri sayesinde yüksek güç uygulamalarına izin vermesi, kolayca gerçeklenebilir geometri (tasarım kolaylığı) ve çıkış kapılarındaki dengesizliklerin gözlenme kolaylığı olarak tanıtmıştır.
Devre kolay üretilebilir olması, daha az sayıda bileşen içermesi ve empedans uyumlama işleminin daha kolay yapılabilmesi açısından mikroşerit hatlar kullanılarak gerçeklenmiştir. Kullanılan FR4 tabanın taban kalınlığı 1.6mm, bakır kalınlığı 35um, dielektrik sabiti 4.4, kayıp eğimi 0.02 civarındadır.

2. Tasarım ve Üretim Süreci

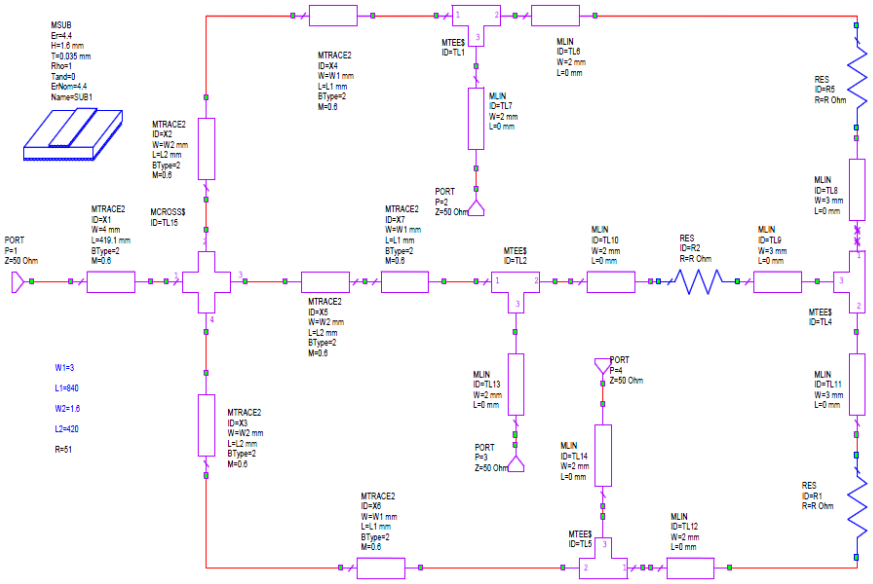
Tasarım sürecinin başlangıcında devre geometrisine karar verilmiş, etkin güç bölümü için çembersel tasarım yapısı seçilmiştir[3]. Ayrıca çıkış sayısı n>2 devrelerde kolay tasarım için üç boyutlu iki katlı bir tasarım yapılmasına karar verilmiştir. Ekleme kaybı (EK) dB cinsinden (1)'deki denkleme gore hesaplanır.

$$EK = 10 \log (1/n)\ (dB) \qquad (1)$$

Bu denkleme göre üçe bölme işlevinde $S_{12}=S_{13}=S_{14}=10 \log 0.33=-4.77$ dB beklenir. Kapılardan yansımanın olmaması açısından tasarımda; S_{11} parametresinin -10 dB'den, S_{22} parametresinin -15 dB'den düşük tutulması amaçlanmıştır. 88-108 MHz frekans aralığında mikroşerit hattın uzunluğu fazla olacağından kaplanacak alanı azaltmak amacıyla m=0.6 bükülme katsayısına sahip iletim hatları kullanıldı. Üç boyutlu devre yapısı da **Şekil 1**'den görülebilir. MWO'da tasarlanan devrenin şeması **Şekil 2**'dedir.

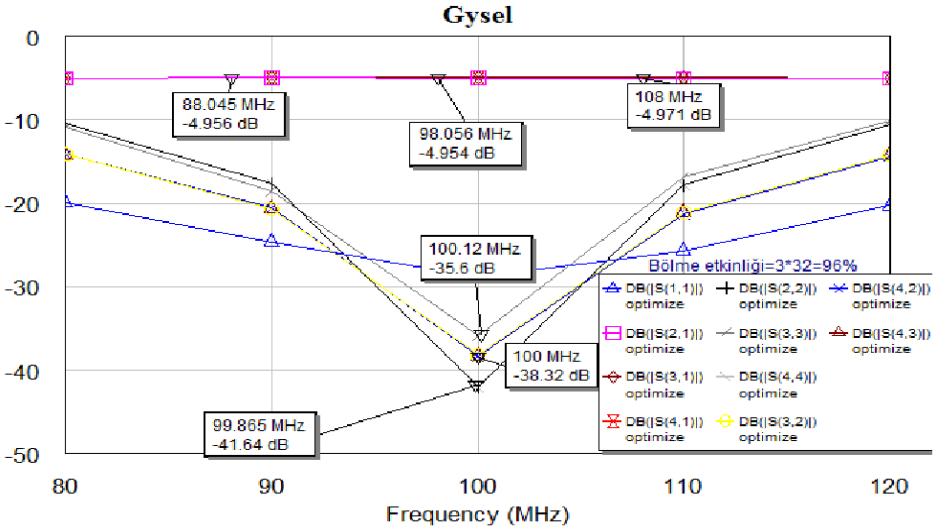


Şekil 1 İki katlı devrenin üç boyutlu modeli

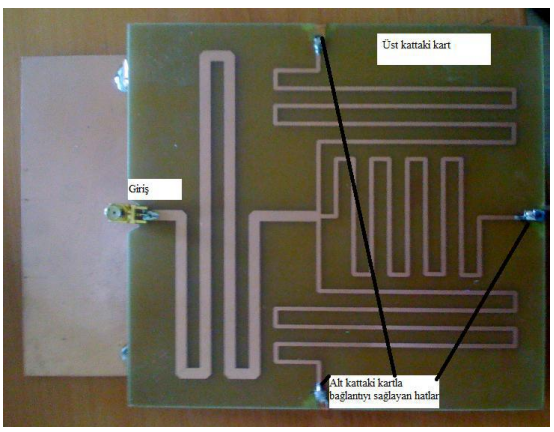


Şekil 2 Devre şeması

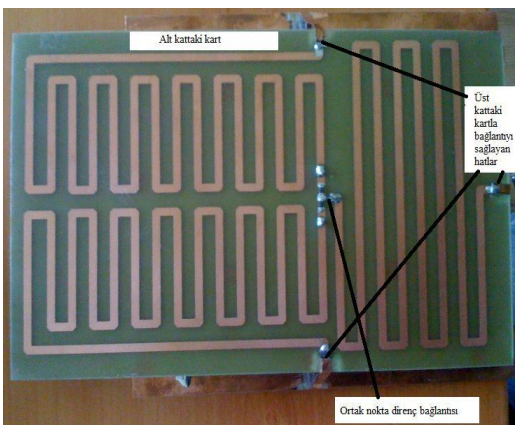
AWR MWO[4] ortamında tasarlanan devrenin benzetimi sonucunda EK=-4.96 dB olarak elde edilmiştir. Benzetim sonucunda S parametrelerinin grafiğine (**Şekil 3)** bakılarak kapılardaki yansımaların yeterince düşük ve çıkışlar arası yalıtımın yeterince yüksek olduğu görüldükten sonra devre üretilmiştir. (**Şekil 4, Şekil 5**)



Şekil 3 Benzetim sonucu S parametreleri



Şekil 4 Devrenin üst katı

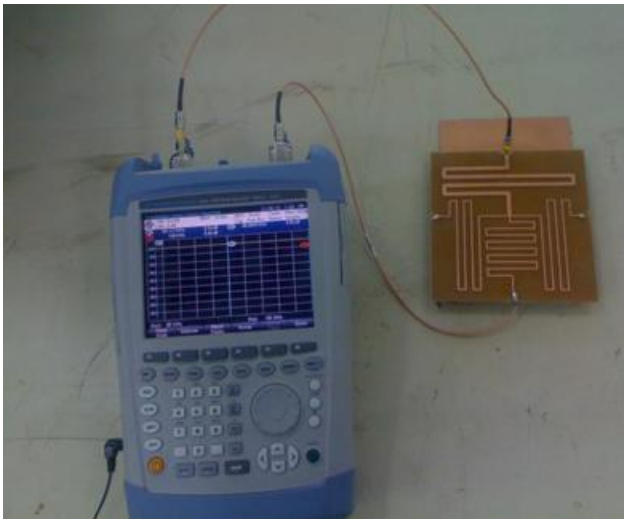


Şekil 5 Derenin alt katı

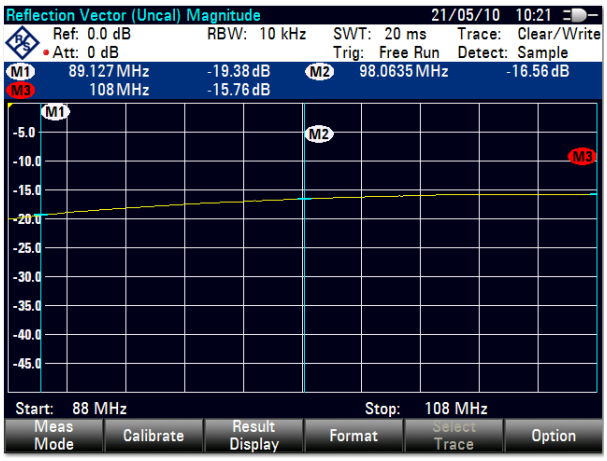
3. Ölçümler

Üretilen devre Devre Rohde& Schwarz FSH8 Spectrum Analyzer 100kHZ-8GHz modeliyle ölçülmüş ve istenen başarım ölçütlerini sağlamıştır **(Şekil 6,7,8,9,10)**.

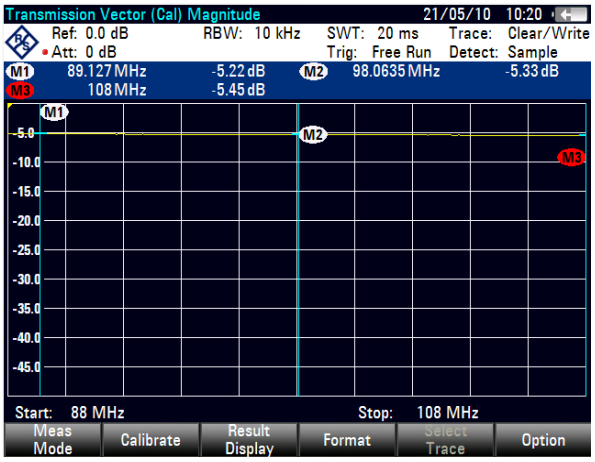
.



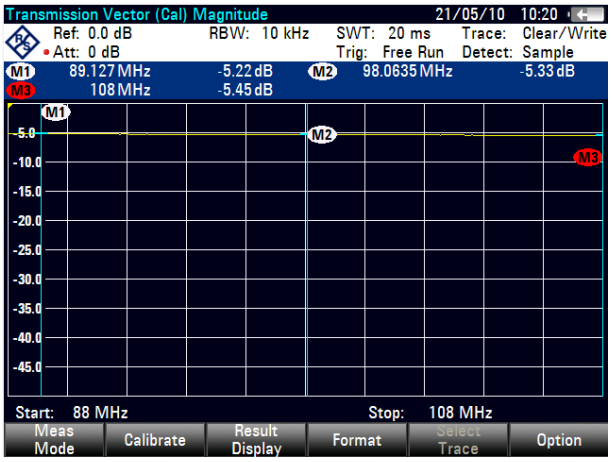
Şekil 6 Ölçüm düzeneği



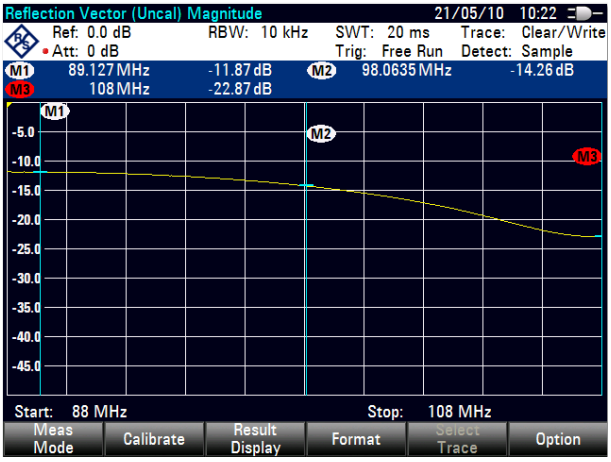
Şekil 7 S_{11}



Şekil 8 S_{12}



Şekil 9 S_{21}



Şekil 10 S_{22}

4. Sonuç

88-108 MHz FM bandında %93 güç aktarımı özelliklerine sahip esit güç bölümlü üç yollu, bir Gysel güç bölücü üretilmiştir. Bu devre iki ayrı PCB' de tasarlanarak daha az maliyetle gerçeklenmiştir. Bölücü üç katlı PCB ile tasarlandığında daha iyi bir performans sağlanabilir, ayrıca Wilkinson tipi bölücülerde ortaya çıkan gerçekleme zorluğu ortadan kaldırarak, ikiden fazla yollu güç bölücülerin üretimi kolaylaşacaktır. Yüksek güçlerde çok daha az yansıma olacağı için daha düşük kayıp ile güç bölme işlemi gerçekleştirilebilecektir.

Kaynaklar

[1] Gysel U. H., "A new N-way power divider/combiner suitable for high-power application," IEEE MTT-S Int. MW. Symp. May 1975, vol.75, pp. 116–118

[2] Oraizi H., and Sharifi A. R., "Optimum design of a wideband two-way gysel power divider with source to load impedance matching," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Sep.2009, vol.57, no.9, pp. 2238-2248

[3] Jain A., Sharma D. K.,Gupta A. K., Hannurkar P. R., "High-power, low-loss, radial RF power dividers/combiners", APAC 2007, pp.520-522

[4] Advencing the Wireless Revolution, Microwave Office Design Environment, AWR Corporation, ver. 2008, Los Angeles, 2008

SUO/RF Sistemlerin Uygulanabilirliği

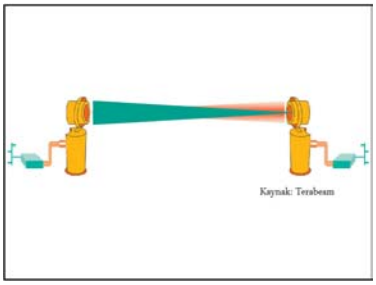
Arif Dolma[1], Kutlu Karayahşi[2]
[1]Kocaeli Üniversitesi
Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli
adolma@kocaeli.edu.tr

[2]Okan Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
kutlu.karayahsi@okan.edu.tr

Özet: *Bu çalışmanın giriş bölümünde öncelikle serbest uzay optik SUO (FSO/Free Space Optic) sistemlerin çalışma mantığına değinilmiştir. Ardından bu sistemlerin hangi sebeplerle RF (Radyo Frekansı/Radio Frequency) ile çalışan bir sistemle hibrid olarak kullanılma zorunluluklarının doğduğu anlatılmıştır.SUO/RF sisteminin değişik hava şartları altındaki performansları değerlendirildikten sonra SUO/RF hibrid sistemlerinin kullanıldığı örnek uygulamalara değinilmiştir. Sonuç bölümünde SUO/RF hibrit sistemlerinin kullanım alanları değerlendirilmiş, uygulanabilirlik, verimlilik, maliyet ve performans gibi yönlerden tartışılmış, SUO/RF sistemlerin geleceği konusunda öngörülerde bulunulmuştur.*

1. Giriş

Serbest uzay optik sistemleri, iki nokta arasında haberleşme amacıyla optik bağlantı kurulmasıyla oluşur. Tabii bu bağlantının kurulabilmesi için verici antende ışını alıcıya odaklayacak bir lens düzeneği ve alıcıyı takip etmek üzere mekanik bir düzenek, alıcı antende ise ışını toplamak üzere bir lens düzeneği bulunmalıdır. Şekil 1' de bir serbest uzay optik haberleşme sisteminin temel çalışma prensibi gösterilmiştir.



Şekil 1. Serbest uzay optik haberleşme sistemi

Bu haberleşme işlemi için genellikle lazer ışığı kullanılmasına rağmen kısa mesafelerde LED kullanmak mümkündür. Kızılötesi haberleşme sistemleri (IrDA- Infrared Data Association) buna bir örnek olarak gösterilebilir. Serbest uzay optik haberleşme sistemlerinin bazı kullanım alanları aşağıda verilmiştir:

- Bir telekomünikasyon hattının ilk ya da son kısmında kullanılabilir.
- Binalar arasında bir LAN (Local Area Network/ Yerel Alan Ağı) bağlantısı olarak kullanılabilir.
- Yayılan ışık kullanarak bir oda içerisinde LAN olarak bağlantısı olarak kullanılabilir.
- Uzay araçları arasında haberleşme amacıyla kullanılabilir.

SUO sistemlerinin kullanımı ciddi avantajlar sağlamaktadır. Bunların başlıcaları aşağıda sıralanmıştır.

- Herhangi bir devlet kuruluşu tarafından lisans düzenlemesi olmadığı için tasarımcılara esneklik sağlar.
- 850 nm.' den 1500 nm.' ye kadar olan dalga boylarında çalışan serbest uzay optik sistemleri çevreyi radyo frekansında elektromanyetik enerji yayılımıyla kirletmez.
- Serbest uzay optik sistemleri iletim açıklığında bile göze karşı güvenlidir. Bütün serbest uzay optik sistemleri göz güvenliği için uluslar arası düzenlemelere uygun seviyede optik güç iletir.
- Sadece bir kaç miliradyanlık dar bir ışın açısına sahip oldukları için serbest uzay optik haberleşme sistemlerini karıştırmak veya engellemek oldukça zordur.
- Serbest uzay optik sistemlerinin bant genişliği alıcı ve vericiyle sınırlıdır. Aynı alıcıyı ve vericiyi yüksek hızlı fiber sistemler olarak kullanarak serbest uzay optik haberleşme sistemini modern geniş bantlı fiber ağların bir bileşeni haline getirmek mümkündür.

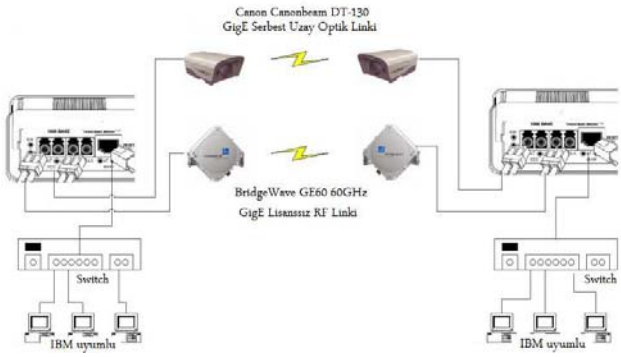
2. Serbest Uzay Optik Sistemlerinin Radyo Frekansı Sistemleriyle Birlikte Kullanılma Nedenleri

Boşluk ortamında serbest uzay optik haberleşme sistemlerini sınırlayan tek faktörün ışının ıraksaması olmasına karşın yeryüzü ortamında atmasferik kayıpların yanı sıra yağmur ve sis gibi meteorolojik olayların sebep olduğu kayıplar da söz konusudur. Şekil 2' de 1550 nm. dalga boyunda hava şartlarına göre kayıpların değişimi gösterilmiştir.[1]

Görünürlük (km)	0.1	0.2	0.3	0.5	1	2	3	5	10	20	50
dB/km (1550 nm)	128.2	59.6	37.7	20.9	9.2	3.9	2.3	1.2	0.44	0.22	0.06
Hava	Sis					Pus			Açık		

Şekil 2. 1550 nm.'da görünürlüğe göre kayıpların değişimi[1]

Uygulamada sıklıkla 850 nm. ve 1550 nm. dalga boyları kullanılmaktadır. Görüleceği üzere serbest uzay optik sistemleri önemli avantajlara sahip olmalarının yanısıra atmosferik etkenler karşısında oldukça hassastırlar. Bu durumda optik sistemle yapılan haberleşmenin sürekli ve güvenilir olabilmesini sağlayabilmek için serbest uzay optik haberleşme sistemini bir RF haberleşme sistemiyle yedeklemek uygun bir çözüm olacaktır. Şekil 3'te bu şekilde oluşturulmuş bir serbest uzay optik/RF hibrit sisteminin şeması, Şekil 4' te ise bu tip bir SUO/RF alıcı-verici anteni görülmektedir.



Şekil 3. SUO/RF haberleşme sistemi şeması



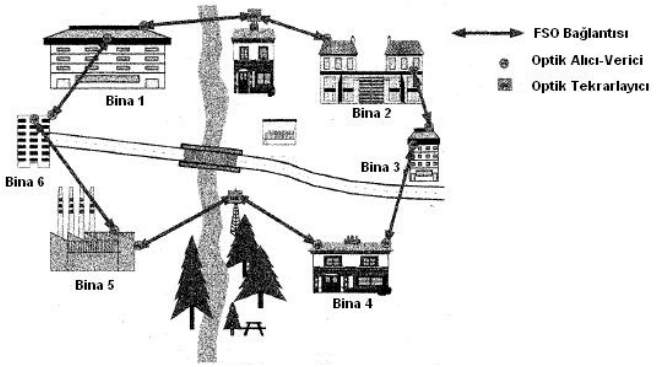
Şekil 4. SUO/RF alıcı-verici anteni

3. SUO/RF Sistemlerinin Kullanıldığı Uygulamalar

Radyo bağlantılarına ve fiber optik yapılara etkin bir alternatif olan optik kablosuz haberleşme sistemleri, kısa mesafelerde (1 km.' den az mesafeler) şehir bölgelerinde noktadan-noktaya ya da noktadan-noktalara bağlantı kurmak için kullanılabilir. SUO bağlantıları, binalar arası bağlantı kurmak ya da kopan kablolu bağlantıların hızlı bir şekilde yerini almak üzere kullanılabilirler. Ayrıca mobil SUO sistemlerini, örneğin, afet yönetimi için farklı noktalar arasında hızlı bağlantı kurmak için kullanmak mümkündür. Sabit noktalar arasında SUO bağlantıları için farklı mimariler kullanmak mümkündür. Aşağıdaki bölümlerde bu mimariler üzerinde durulmuştur.

3.1. Halka Mimarisi

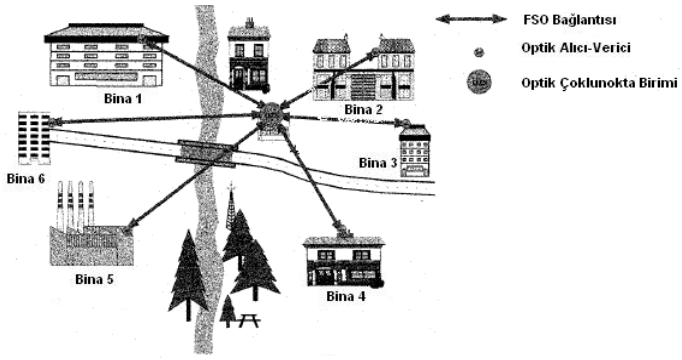
Şekil 5' te halka mimarisini temsil eden şekil görülmektedir. Binalar arasındaki mesafe maksimum 500 m.' dir. Her bir binanın üzerinde en az iki Optik Alıcı/Verici bulunmaktadır. Örneğin bina1 ve bina 2 arasındaki bağlantının kopması durumunda bina 1' den bina 2' ye aktarılan veri, sırasıyla bina 6, bina 5, bina 4 ve bina 3 üzerinden bina 2' ye aktarılabilir. Dolayısıyla hatalara karşı dolaylı bir korunma sağlanmış olur. Eğer alıcı ve verici arasında görüş yoksa, alıcıyla verici arasında Optik Tekrarlayıcı kullanılması gerekir.



Şekil 5. Halka Mimarisi[2]

3.2. Yıldız Mimarisi

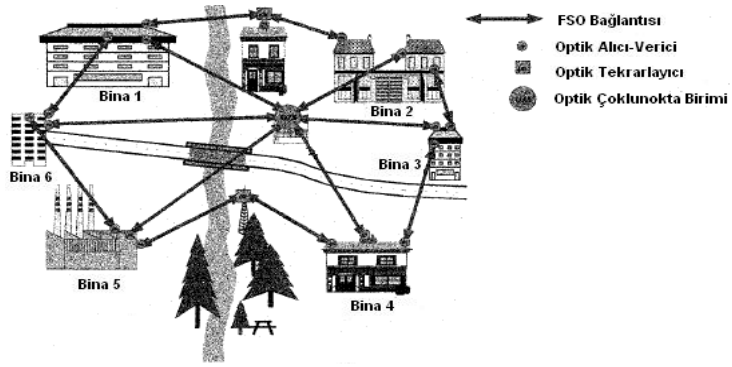
Bağlantılar bir yıldızın kollarına benzemektedir. Bu mimari ile kurulmuş SUO ağlarının çapı 300 m. kadardır. Şekil 6' daki şemada bir Optik Çoklunokta Birimi (Optical Multipoint Unit/OMU) ortaya yerleştirilmiş ve beş kullanıcı da optik alıcı-vericileri sayesinde OMU ile kalıcı olarak bağlantı kurmuşlardır. Her biri kullanıcılara doğrultulmuş beş noktadan-noktaya bağlantı birimi ile oluşturulabilen OMU, switchlerle bağlanılmak istenen ağa bağlıdır. Bu mimarinin getirdiği avantaj, herhangi iki SUO birimi arasında daha kısa bağlantılar kullanmasıdır. OMU bir optik tekrarlayıcı gibi davranmaktadır. Yıldız mimarisinin sahip olduğu en önemli dezavantaj OMU' nun hata yapması durumunda bütün bağlantıların kopmasıdır. Sistemin güvenilirliğini arttırmak için fazladan bir OMU kullanılabilir.



Şekil 6. Yıldız Mimarisi[2]

3.3. Karma Mimari

Yüksek güvenilirlik için optimum çözüm karma mimaridir[2]. Karma mimari, yukarıda adı geçen mimarilerin avantajlarını birleştirir. Farklı bağlantı çeşitleri gerçekleştirmeyi mümkün kılar. Şekil 7' de Halka ve Yıldız mimarilerinin karışımı olan Karma mimarinin şeması görülmektedir. Bu yapıda kullanıcılar hem merkezdeki OMU' ile hem de en yakındaki komşularıyla bağlantı halindedirler. Bu durum iki kullanıcı arasında ya da OMU' da bağlantı hatası olması durumunda her zaman bağlantı için bir alternatif olmasını sağlar.

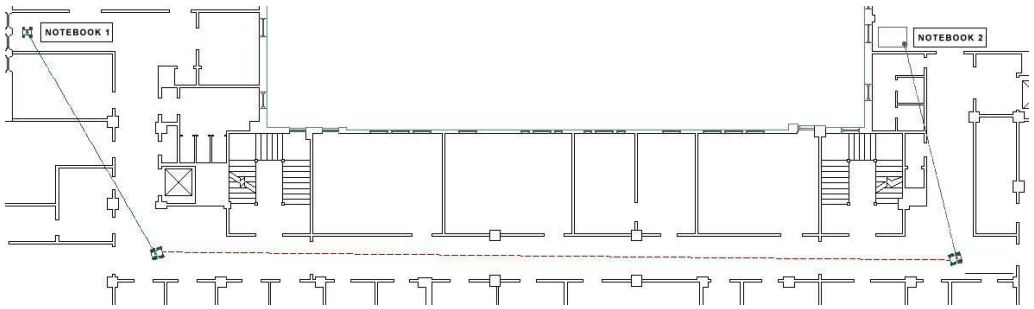


Şekil 7. Karma Mimari[2]

3.4. Mobil SUO/RF Ağları

SUO/RF haberleşme sistemleri yukarıda da belirtildiği üzere hareketli unsurlar kullanılarak da oluşturulabilirler. Örneğin mobil robot takımları oluşturarak bu robotların birbirleriyle SUO/RF bağlantıları kurarak hareketli akıllı ağlar oluşturmak mümkündür.[3]

Böyle sistemler örneğin kapalı alanlarda, SUO sisteminin alıcı-vericilerinin birbirlerinin görüş alanı içerisinde olmaması durumunda iletişimin devam ettirilebilmesi için kullanılabilir.[4] Şekil 8' de böyle bir sistemin şeması görülmektedir.



Şekil 8. Mobil SUO/RF Ağı[4]

Şekil 8'de Notebook 1, mobil robotlardan biriyle radyo bağlantısı kurmuş durumdadır. Notebook 2 ise diğer robotla radyo bağlantısı halindedir. Robotlar ise kendi aralarında optik yöntemle haberleşmektedirler.

4. Sonuç

Serbest uzay optik haberleşme sistemleri, yüksek bant genişlikleri, güvenlikleri ve esneklikleri yüksek potansiyel içeren sistemlerdir. Ele alınan problemlerin çözülmesi konusunda geleneksel çözümlere oranla çok daha düşük maliyetli ve uygulanması kolay alternatifler sunarlar. Örneğin kurulacak olan bir bağlantının yeraltından geçirilecek bir fiber optik hat aracılığıyla kurulması sırasında hem yüksek maliyetli ekipman ve malzeme kullanılacak hem de şehir bölgelerinde kazı çalışması yapmak karışıklığa neden olacaktır. Oysa aynı bağlantıyı serbest uzay optik haberleşme sistemleriyle kurmak hem çok daha ucuza malolacak, hem çok daha çabuk gerçekleşecek hem de arızaları tamir etmek çok daha kolay olacaktır.

Bununla birlikte, serbest uzay optik sistemleri atmosferik olaylara karşı ciddi bir hassasiyet göstermektedirler. Bu durumda serbest uzay optik sistemlerini radyo sinyali ile çalışan sistemlerle yedekleyerek, serbest uzay optik/radyo frekansı hibrit sistemleri oluşturmak hatalara karşı çok daha yüksek koruma sağlayacaktır. Tabii bu durumda serbest uzay optik haberleşmesinden radyo frekansına ve radyo frekansından serbest uzay optik haberleşmesine geçişler, kesintiler ve gecikmeler çözülmesi gereken bir problem olarak ortaya çıkacaktır. [5]

SUO/RF sistemleri, askeri uygulamalardan uzay araştımalarına kadar geniş kullanım alanlarında basit çözümler sunan, potansiyeli yüksek bir teknolojidir. Yapılmakta olan bilimsel çalışmalar da bu teknolojinin henüz kullanılmadığı pek çok alanda önemli kolaylıklar sağlayacağını göstermektedir.

5. Kaynaklar

[1]. Akbulut A., Efe M., Ceylan A. M., Ari F., Telatar Z., Ilk H. G., ve Tugaç S., "An Experimental Hybrid FSO/RF Communication System", Proceeding (393) Communication Systems and Networks, 2003.
[2]. Leitgeb E., Gebhart M., Bimbacher U., Muhammad S. ve S., Chlestil C., "Applications of Free Space Optics for Broadband Access" Springer Boston 2006
[3]. Derenick J., Thorne C., ve Spletzer J. "Hybrid Free-Space Optics/Radio Frequency (FSO/RF) Networks for Mobile Robot Teams Springer Netherlands 2005
[4]. Derenick J., Thorne C., ve Spletzer J., "On the Deployment of a Hybrid Free-space Optic/Radio Frequency (FSO/RF) Mobile Ad-hoc Network" IEEE/RSJ International ...portal.acm.org/citation.cfm?id=1720324.1720342
[5]. Nichols R. A., Hammons J A. R., Tebben J. D., ve Dwivedi. A., "Delay Tolerant Networking for Free-Space Optical Communication Systems" IEEE Sarnoff Symposium 2007
[6]. www. freespaceoptic.com

Optik Kuvvetlendiricilerin Karşılaştırmalı Performans Analizi

Mehmet Ünal, Yusuf Hacısalihoğlu, N. Özlem Ünverdi
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
mtunal@gmail.com, yusufhacisalihoglu@gmail.com, unverdi@yildiz.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, optik haberleşme sistemlerinde yer alan optik kuvvetlendiricilerin önemi açıklanmış ve sınıflandırması yapılmıştır. Günümüzde en çok kullanılan optik kuvvetlendirici olan yarıiletken optik kuvvetlendirici, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendirici ve Raman kuvvetlendiricinin girişine aynı sinyal uygulanarak çıkış sinyalinin frekans bileşenleri incelenmiş ve kazanç, dalgaboyuna bağlı olarak analiz edilmiştir. Optik kazancın değişimini etkileyen faktörler irdelenmiş ve OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile her birinin etkileri belirlenmiştir. Üç ayrı kuvvetlendirici için elde edilen sonuçlara göre karşılaştırmalı olarak performans analizi yapılmıştır.*

1. Giriş

Fiber optik haberleşme sisteminin iletim mesafesi, fiber kayıplarına göre değişir. Kıtalararası iletişimde bu kayıpları karşılamak için optoelektronik tekrarlayıcılar kullanılmakla birlikte bu tip cihazlar, çoğu sistem için oldukça karmaşık ve pahalıdır. Kayıp yönetimine alternatif bir yaklaşım, optik sinyali, elektriksel ortama aktarmadan doğrudan kuvvetlendiren optik kuvvetlendiricilerin kullanımıdır. Optik kuvvetlendiriciler, yarıiletken lazerler, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiriciler (EDFA, Erbium Doped Fiber Amplifier) ve Raman kuvvetlendiriciler olarak sınıflandırılır. Optik kuvvetlendiricilerde temel parametre, optik kazançtır ve bu kazanç, yoğunluk çevrimini başlatmak için kuvvetlendiricinin optik ya da elektriksel olarak pompalanmasıyla sağlanır. Optik kazanç, gelen sinyalin frekansına ve kuvvetlendiricinin içinde yer alan herhangi bir noktadaki yerel ışın yoğunluğuna bağlıdır. Frekans ve yoğunluk parametreleri de kuvvetlendirici ortamı ve malzemesi ile doğrudan ilgilidir [1].

Bu çalışmada, optik kuvvetlendirici türleri ele alınmış ve bunların optik kazançları irdelenmiştir. Optik kazancı etkileyen dalgaboyu, fiber uzunluğu ve injeksiyon akımı gibi önemli parametrelere göre değişim grafikleri elde edilmiştir. Optik kuvvetlendiricilerin sağladıkları performansa göre karşılaştırmalı analiz sonucu açıklanmıştır.

2. Optik Kuvvetlendiricilerin Sınıflandırılması ve Temel Özellikleri

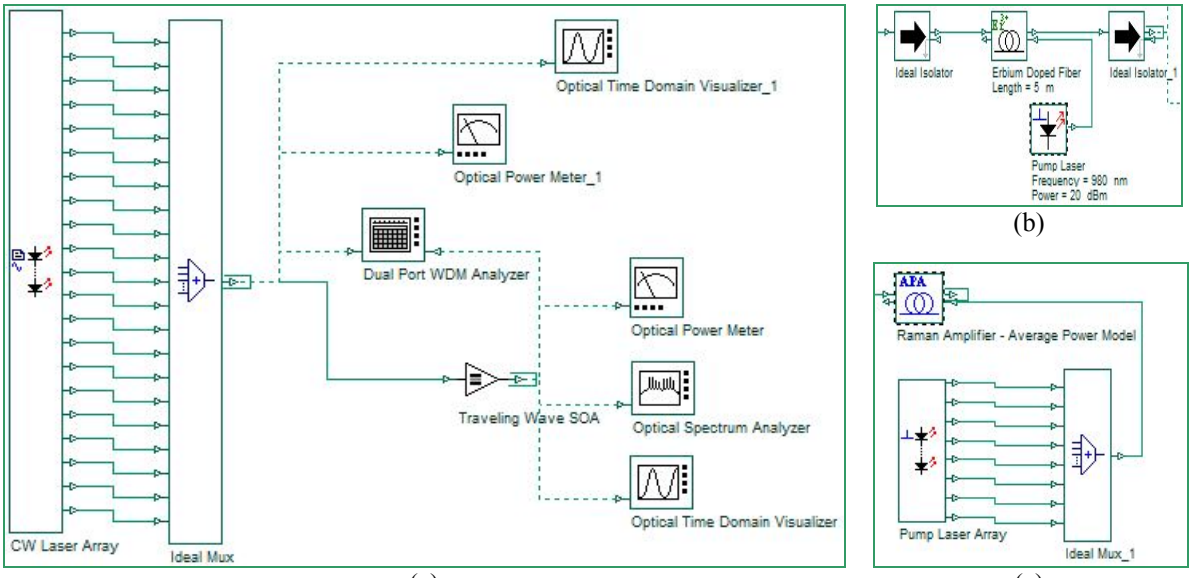
Çalışma mantığı lazer diyotlar ile aynı teknolojiye dayalı olan yarıiletken optik kuvvetlendirici, eşik noktasının altında çalışan bir InGaAsP lazer olarak düşünülebilir. Yarıiletken optik kuvvetlendiricinin farkı, O bandındaki 1280 nm'den U bandındaki 1650 nm'ye kadar uzanan dalgaboyundaki tüm fiberlerde çalışabilir olmasıdır. Yarıiletken optik kuvvetlendiriciler, daha hızlı kazanç cevabı (1-100 ps) ile anahtarlama ve sinyal işleme sistemlerinde diğer optik kuvvetlendiricilere oranla üstünlük sağlamaktadır. Optik kazancın kararsız bir salınım yapması nedeniyle yarıiletken optik kuvvetlendiriciler dalgaboyu bölmeli çoğullama (WDM, Wavelength Division Multiplexing) sistemlerinde tercih edilmemektedir [2,3].

EDFA'lar, kullanımı hızla yaygınlaşan optik kuvvetlendiricilerdir. Erbiyum atomlarının kazanç katsayısı, 1530-1560 nm bölgesindeki C bandında yüksek olduğu için EDFA'nın çalışma bölgesi, bu bant ile sınırlanmıştır. Bu bandın dışına çıkıldığı zaman erbiyum kazancı hızlı bir şekilde düşer. Bununla birlikte, son yıllarda EDFA tasarımındaki gelişmeler ve çalışma dalgaboyunda yüksek güçlü pompa lazerlerinin kullanımı ile EDFA çalışma bölgesi, 1560-1625 nm bölgesindeki L bandına kadar uzanır. L bandında EDFA'nın Raman kuvvetlendirici ile birlikte kullanımı, 1531-1616 nm bölgesindeki kazancı artırır ve 3 dB kazanç-bant genişliğini 75 nm'ye çıkarır. Yarıiletken optik kuvvetlendiricilerde, elektronlar, harici akım injeksiyonu ile uyarılarak yüksek enerji seviyesine geçerken, optik fiber kuvvetlendiriciler ise bunun için optik pompalamayı kullanırlar. C bandındaki bir EDFA, optik olarak 980 nm veya 1480 nm dalgaboyunda çalışan pompa lazeri ile pompalanır [4].

EDFA'da tasarım, özel bir optik fiber ile sağlanır; buna karşılık Raman kuvvetlendiricide, kuvvetlendirme ortamı olarak iletim fiberinin kendisi kullanılır. Raman kuvvetlendirici, *uyarılmış Raman saçılması* adı verilen etkiye dayalı olarak çalışır. Böylece bir Raman kuvvetlendiricide, herhangi bir dalgaboyundaki pompalama sonucunda söz konusu olan pompa dalgaboyundan yaklaşık olarak 80-100 nm kadar daha büyük olan bir dalgaboyunda sinyal kazancı sağlanır. C bandı ve L bandındaki sinyallerin Raman kuvvetlendirmesi için 1400-1500 nm bölgesindeki yüksek çıkış gücüne sahip pompa lazerleri gereklidir [2,5].

3. Uygulama

Bu bölümde, ilk olarak OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile Şekil 1(a)'da yer alan ve besleme kaynağı olarak sürekli işaretli (CW, Continuous Wave) lazer dizisinin kullanıldığı düzenek hazırlanmıştır. 0.1 THz'lik frekans değişimi ile 192-194 THz arasında çalışan ve her kanalı 0 dBm gücünde olan 21 kanallı lazer dizisinden ideal çoğullayıcı yardımıyla alınan sinyal, yarıiletken optik kuvvetlendiricinin girişine uygulanmıştır. Giriş sinyalinin dalgaboyu, 1545.3-1561.4 nm arasındadır. Yarıiletken optik kuvvetlendiricinin injeksiyon akımı 0.15 A'dir.

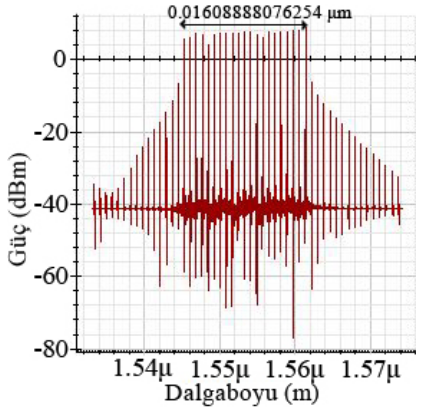


Şekil 1. Optik kuvvetlendirici düzenekleri: **a)** Yarıiletken optik kuvvetlendirici düzeneği, **b)** EDFA, **c)** Raman.

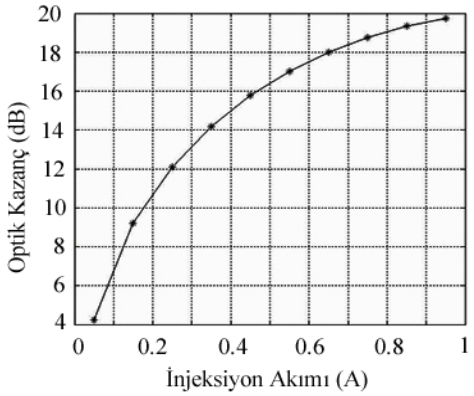
Şekil 2'de görüldüğü gibi, yarıiletken optik kuvvetlendiricinin en yüksek kazancı, 1.55-1.56 μm dalgaboyu bölgesinde elde edilmiştir. "Dual port WDM analyzer" ile 21 farklı dalgaboyu için düzeneğin kazanç değerleri izlenmiştir. Optik kazancın dalgaboyuna göre değişiminin diğer kuvvetlendiricilerle karşılaştırmalı olarak verildiği Şekil 8'de görüldüğü gibi, yarıiletken optik kuvvetlendirici için en yüksek kazanç, 9.3 dB olarak 192 THz'de (1561.42 nm) elde edilmiştir. Yarıiletken optik kuvvetlendiricide kazanç, fiziksel yapısının dışında injeksiyon akımına bağlıdır. Şekil 1(a)'daki düzenek için, yarıiletken optik kuvvetlendiricinin injeksiyon akımı 0.05-0.95 A arasında değiştirilerek 192 THz frekansındaki optik kazanç araştırılmıştır. Şekil 3'te görüldüğü gibi, optik kazancın, yarıiletken optik kuvvetlendiricinin injeksiyon akımı ile doğru orantılı olarak değiştiği belirlenmiştir.

Bölümün ikinci aşamasında, optik kuvvetlendirici olarak Şekil 1(b)'de bulunan EDFA kullanılmıştır. Katkılı fiberin uyarılmasını sağlayan 20 dBm gücündeki pompa lazeri, 980 nm dalgaboyunda çalışmaktadır. Fiberin boyunun 5 m olması durumunda, optik çıkış gücünün frekans bileşenlerinin yer aldığı Şekil 4'te, optik kazancın, 1.55-1.56 μm dalgaboyu arasında sağlandığı görülmüştür. Yarıiletken optik kuvvetlendirici ile karşılaştırıldığında, kazancın daha dar bir frekans bandında sağlandığı ve aynı zamanda EDFA'nın çıkışında, maksimum değeri -70 dBm olan gürültü seviyesinin de oluştuğu gözlenmiştir. Şekil 8'de EDFA'nın optik kazancının sinyalin dalgaboyuna göre değişimi, diğer kuvvetlendiricilerle birlikte verilmiş ve maksimum kazancın, 192 THz'de (1561.42 nm) sağlandığı izlenmiştir. Şekil 5'te EDFA'nın optik kazancının fiberin uzunluğuna göre değişimi çizilerek EDFA'nın uzunluğunun da optik kazancı değiştiren bir etmen olduğu gösterilmiştir [6].

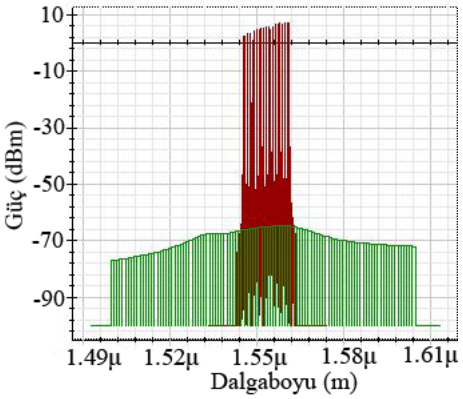
Bölümün üçüncü aşamasında, Şekil 1(c)'de görüldüğü gibi, Raman kuvvetlendiricinin girişine yine önceki kuvvetlendiricilerde kullanılan 21 kanallı optik giriş sinyali uygulanmıştır. Raman kuvvetlendiricinin pompa lazeri, her biri 100 mW gücüne sahip olan 1405-1457.5 nm dalgaboyu arasındaki 8 farklı optik sinyalden oluşmaktadır. Kuvvetlendirici uzunluğu ise 10 km'dir. Şekil 6'daki çıkış sinyali incelendiğinde, kazanç bant genişliğinin daha geniş bir alana yayıldığı, gürültü seviyesinin maksimum değerinin ise -70 dBm civarında olduğu görülmektedir. Optik kazancın dalgaboyuna göre değişimi, Şekil 8'de diğer kuvvetlendiricilerle birlikte verilmiştir. Raman kuvvetlendirici için uzunluk değişimine göre 192 THz'deki optik kazancın değişimi ise Şekil 7'de bulunmaktadır.



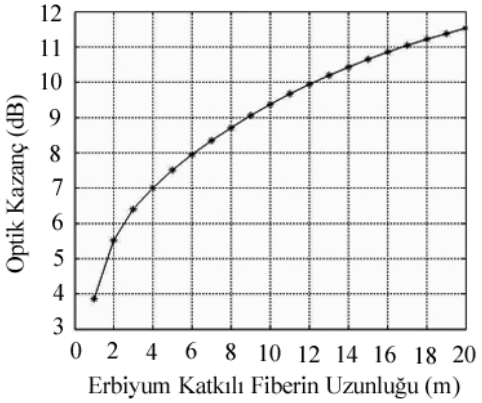
Şekil 2. Yarıiletken optik kuvvetlendiricinin çıkış sinyalinin dalgaboyu bileşenleri.



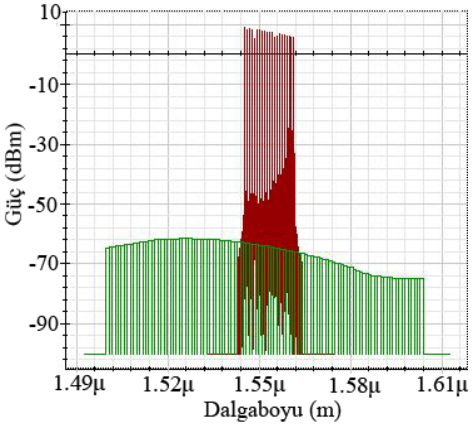
Şekil 3. Yarıiletken optik kuvvetlendiricide kazancın injeksiyon akımına göre değişimi.



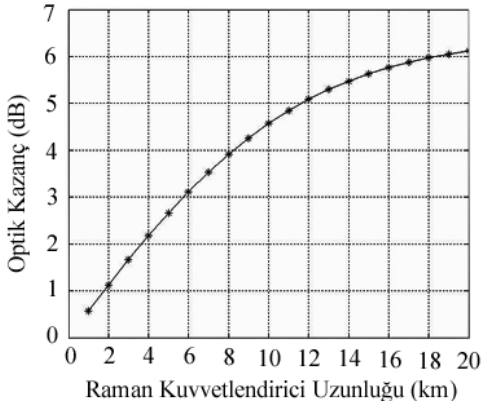
Şekil 4. EDFA çıkış gücünün dalgaboyu bileşenleri.



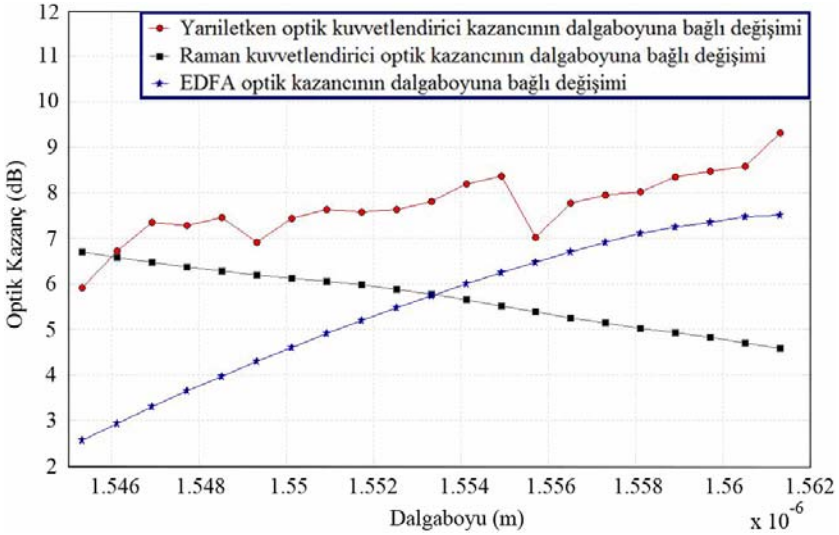
Şekil 5. EDFA optik kazancının fiberin uzunluğuna göre değişimi.



Şekil 6. Raman kuvvetlendirici çıkış sinyalinin dalgaboyu bileşenleri.



Şekil 7. Raman kuvvetlendirici uzunluğunun değişiminin optik kazanca etkisi.



Şekil 8. Optik kuvvetlendiricilerin kazançlarının dalgaboyuna göre değişimleri.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, optik haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılan optik kuvvetlendiriciler incelenmiştir. OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile üç ayrı optik kuvvetlendirici düzeneği kurulmuş ve kazanç analizi yapılmıştır. Yarıiletken optik kuvvetlendiricide, kazanç bant genişliğinin, diğer kuvvetlendiricilere göre daha dar olduğu, diğer bir ifadeyle, yarıiletken optik kuvvetlendiricide, optik kazancın dalgaboyuna göre değişiminin düzgün bir salınım yapmadığı görülmüş ve bu durumun, yarıiletken optik kuvvetlendiricilerin, WDM sistemlerinde tercih edilmemelerinin nedeni olduğu açıklanmıştır. Yarıiletken optik kuvvetlendiricide injeksiyon akımı değişiminin, kazancı doğru orantılı olarak değiştirdiği görülmüştür. Diğer bir optik kuvvetlendirici türü olan EDFA'da ise, uygulanan optik sinyal için, dalgaboyunun artmasının, optik kazancın artmasını sağladığı belirlenmiştir. Aynı zamanda yarıiletken optik kuvvetlendiricide önemsenmeyecek ölçüde küçük olan gürültü faktörünün, EDFA düzeneğinde, -70 dBm'e ulaştığı gözlenmiştir. Ayrıca fiberin uzunluğunun artmasının da, EDFA'nın kazancını artıran bir etken olduğu vurgulanmıştır.

Çalışmada, son olarak Raman kuvvetlendirici irdelenmiş ve bu kuvvetlendiricide de EDFA'daki gibi -70 dBm maksimum gürültü seviyesi oluşmuştur. Uygulanan optik sinyalin dalgaboyunun artması durumunda, optik kazancın, EDFA'da artarken, Raman kuvvetlendiricide azaldığı izlenmiştir. Fiber uzunluğunun ise, EDFA'da olduğu gibi, Raman kuvvetlendiricide de optik kazancı artıran bir etmen olduğu görülmüş ve EDFA'da metre boyutunda olan fiber uzunluğunun, Raman kuvvetlendiricide kilometre boyutuna ulaştığı belirlenmiştir.

Çalışmada, WDM sistemlerinde, EDFA ve Raman kuvvetlendiricinin kullanılmasının, yarıiletken optik kuvvetlendiriciye göre daha iyi bir performans gösterdiği anlaşılmıştır. EDFA ile Raman kuvvetlendiriciyi ayıran iki parametreden birinin dalgaboyu olduğu ve çalışma dalgaboyuna göre optik kuvvetlendirici türünün belirlenmesi gerektiği, diğer parametrenin ise, kuvvetlendiricinin fiber uzunluğu olduğu sonucuna varılmıştır.

Kaynaklar

[1]. Agrawal G. P., Fiber-Optic Communication Systems, Wiley Interscience, New York, 2002.
[2]. Keiser G., Optical Communication Essentials, McGraw-Hill Companies, 2004.
[3]. Temiz M., "Impacts on the Confinement Factor of the Propagation Constants of Optical Fields in the Some Semiconductor Devices", Laser Physics, 12(7), 989-1006, 2002.
[4]. Altıner B. ve Ünverdi N. Ö., "Erbiyum Katkılı Fiber Kuvvetlendirici için Kompleks Etkilerin Modellenmesi ve Optimizasyonu", IV. İletişim Teknolojileri Ulusal Sempozyumu (İTUSEM 2009), Adana, 181-186, 15-16 Ekim 2009.
[5]. Duvarcı Ç., Optik Kuvvetlendiricilerin Analizi ve Uygulamaları, Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, 2010.
[6]. Akça G. E., Arısan B., Koyuncu O. ve Ünverdi N. Ö., "Erbium Katkılı Fiber Kuvvetlendiricilerde Performans Analizi", IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2009), Antalya, 09-11 Nisan 2009.

Optik Haberleşme Sistemlerinin Modellenmesi

N. Özlem Ünverdi, N. Aydın Ünverdi*
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
unverdi@yildiz.edu.tr

*İstanbul Teknik Üniversitesi
Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul
unverdi@itu.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, dalgaboyu bölmeli çoğullayıcı, optik izolatör, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendirici (EDFA, Erbium Doped Fiber Amplifier) ve optik doğrultu kuplörünün kullanıldığı bir optik haberleşme sistemi modellenmiştir. Devre elemanlarının karakteristik özellikleri açıklanmıştır. Optik haberleşme sisteminin tasarımı sırasında gerekli olan parametreler göz önünde tutularak OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile çıkış gücü değerlendirilmiştir.*

1. Giriş

Özellikle kaybının azlığı ve band genişliğinin büyüklüğüne bağlı olarak kanal kapasitesinin büyük olması nedeniyle iletişim teknolojileri arasında tercih edilen optik haberleşme sistemleri, her geçen gün hızla yaygınlaşmaktadır. Performansı yüksek olan optik haberleşme sistemlerinde, iletim ortamı olarak optik fiberler kullanılmaktadır [1,2].

Optik haberleşme sistemlerinde, dalgaboyu bölmeli çoğullama (WDM, Wavelength Division Multiplexing) mekanizması kullanılarak optik fiber üzerinden çift yönlü iletişim yapılır ve veri kapasitesinin artması hedeflenir. Var olan sistemlerle uyumlu çalışan optik haberleşme sistemlerinde, optik modülatör, optik izolatör, optik kuvvetlendirici, optik doğrultu kuplörü, optik fiber sensör, optik sirkülatör, optik reflektör, optik zayıflatıcı, optik filtre ve optik dedektör gibi devre elemanları kullanılarak sistemin performansının artması sağlanır [3,4]. Bu çalışmada, OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile modellenen optik haberleşme sisteminde, söz konusu edilen optik devre elemanlarından optik kuvvetlendirici olarak erbiyum katkılı fiber kuvvetlendirici yer almış ve çıkışında optik doğrultu kuplörü kullanılarak sistem analiz edilmiştir.

2. Erbiyum Katkılı Fiber Kuvvetlendirici

Dalgaboyu bölmeli çoğullamadan yararlanılan uzak mesafe optik haberleşme sistemlerinde optik kuvvetlendiriciler kullanılarak bir taraftan gürültü optimizasyonu ile verimli bir optik iletişim yapılırken, diğer taraftan da maliyetin azalması sağlanır. Bu nedenle optik kuvvetlendiriciler, uzak mesafe optik haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılır. Optik kuvvetlendiriciler, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendirici, Raman kuvvetlendirici ve yarıiletken optik kuvvetlendirici olarak sınıflandırılır.

Erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricide, erbiyum iyonlarının yeterli seviyede pompalanması gerekir. Küçük boyutlu ve yüksek verimli olan ve 980 nm ile 1480 nm'de çalışan lazer diyotlar kullanılarak pompalama yapılır.

Erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin çalışma prensibi, üç seviyeli atomik model ile açıklanır. Kuvvetlendirici verimli ise ikinci seviye uzun ömürlüdür. İkinci seviye, kuvvetlendirme geçişinin üst seviyesi, birinci seviye ise alt seviyesidir. Kuvvetlendirme işleminin başlayabilmesi için birinci ve ikinci seviye arasında yoğunluk evirtimi olmalıdır. Yoğunluk evirtimi için toplam erbiyum yoğunluğunun en az yarısının ikinci seviyeye uyarılması gerekir [5].

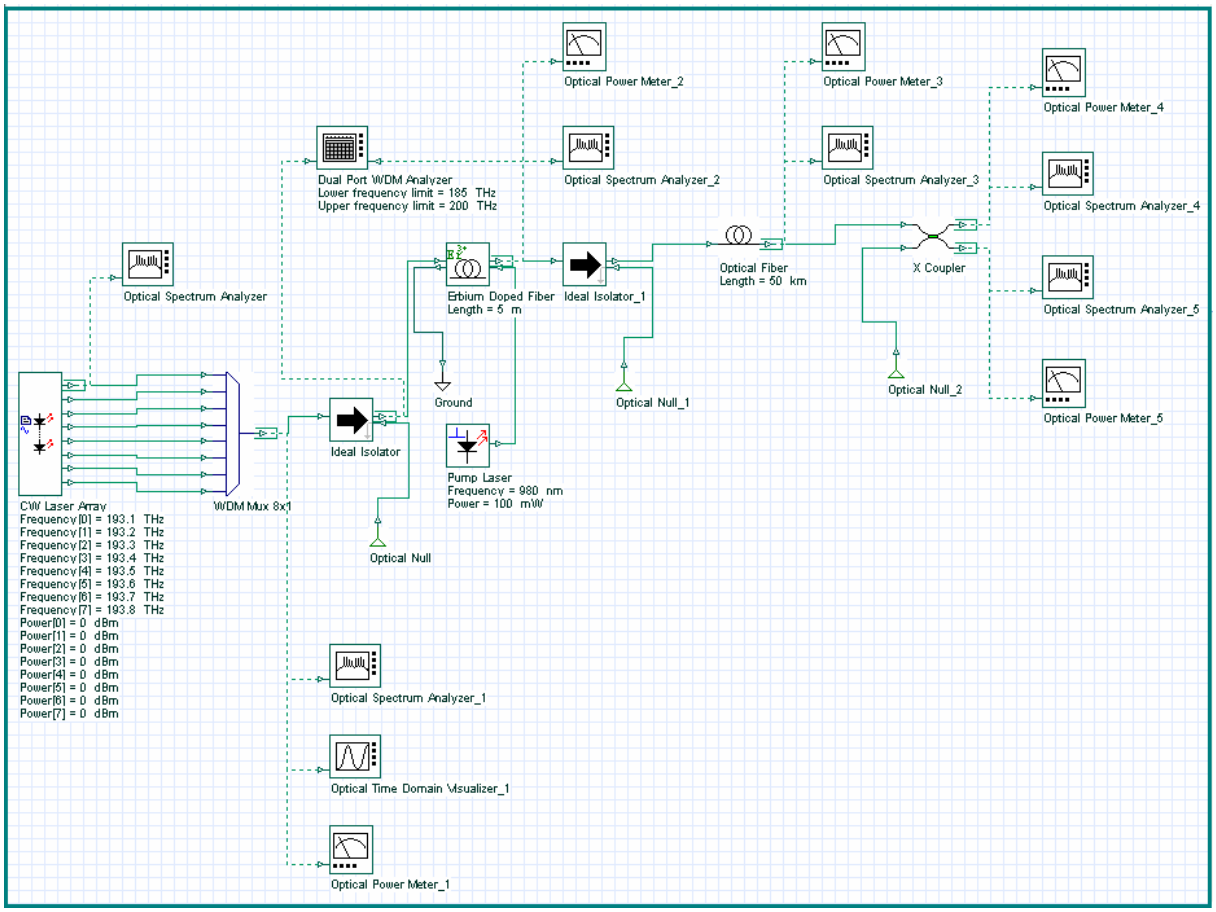
3. Optik Doğrultu Kuplörü

Optik doğrultu kuplöründe, iki tane paralel, iki tane bükülmüş veya biri düz, diğeri ise bükülmüş olan optik fiber yer alır. Optik fiberlerin eksenleri arasındaki uzaklığın, çalışma dalgaboyuna göre çok küçük olması nedeniyle evanescent alanların karşılıklı olarak etkileşimi söz konusudur. Optik fiberler arasındaki karşılıklı kuplaj, Kuple Mod Teorisi ve Pertürbasyon Teorisi ışığında incelenir. Optik fiberlerden birisindeki modun propagasyon sabitinin, kuple konumdaki diğer optik fiberde yer alan aynı veya farklı propagasyon sabitine sahip olan modun etkisiyle değişimi analiz edilir.

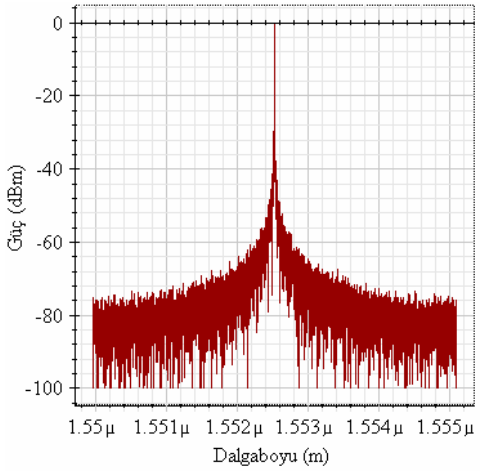
Optik doğrultu kuplörü, bir kapısından lazer veya LED ile beslenen ve diğer üç kapısından veri iletimi sağlanan dört kapılı bir devre elemanıdır. Çıkış kapılarından alınan işaretler, sistemdeki devre elemanlarının giriş kapılarına uygulanır. Sistemin kullanım amacına göre, uygun sonlandırma elemanı kullanılarak kapıya gelen elektromagnetik dalganın absorbe edilmesi veya kullanılan sonlandırma elemanının empedansına bağlı olarak verinin tamamının ya da bir kısmının yansıması sağlanır [1,2].

4. Optik Haberleşme Sistemi

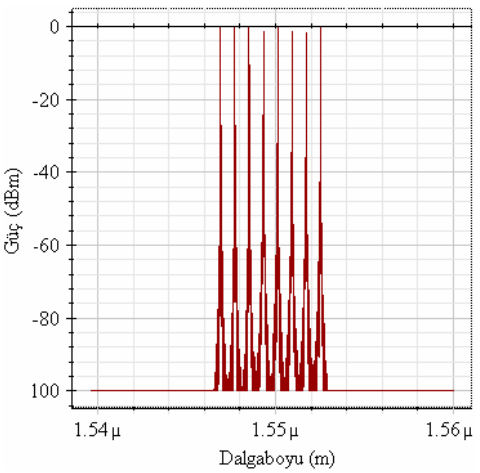
Bu bölümde, optik haberleşme sisteminin karakteristik özellikleri, OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile incelenmiştir [6]. Şekil 1'de yer alan sürekli işaretli (CW, Continuous Wave) lazer dizisinin kullanıldığı düzenek hazırlanmış ve 0.1 THz'lik frekans değişimi ile 193.1-193.8 THz aralığında çalışan ve her kanalı 0 dBm gücünde olan 8 kanallı lazer dizisinden ideal çoğullayıcı yardımıyla alınan işaret, ideal izolatör ile 5 m uzunluğundaki erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin girişine uygulanmıştır. Erbiyum katkılı fiber kuvvetlendirici, gücü 100 mW olan ve 980 nm'de çalışan pompa lazer ile beslenmiştir. Sürekli işaretli lazerin birinci kanalındaki gücün dalgaboyuna göre değişimi, Şekil 2'de görülmektedir.



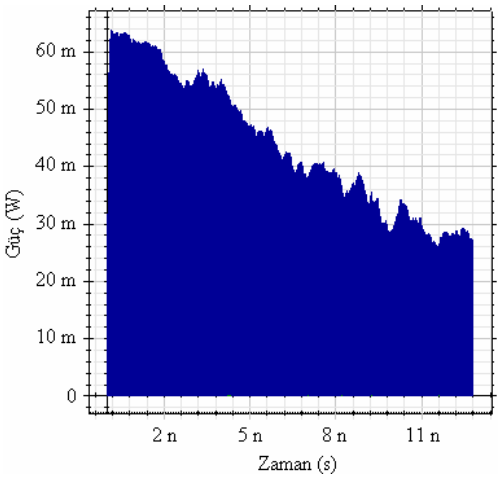
Şekil 1. Modellenen optik haberleşme sistemi.



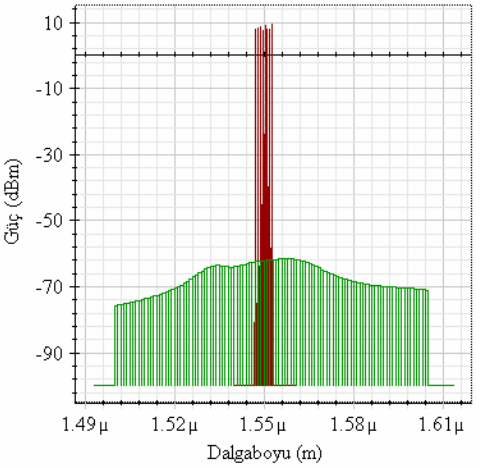
Şekil 2. Sürekli işaretli lazer dizisinin gücünün dalgaboyuna göre değişimi.



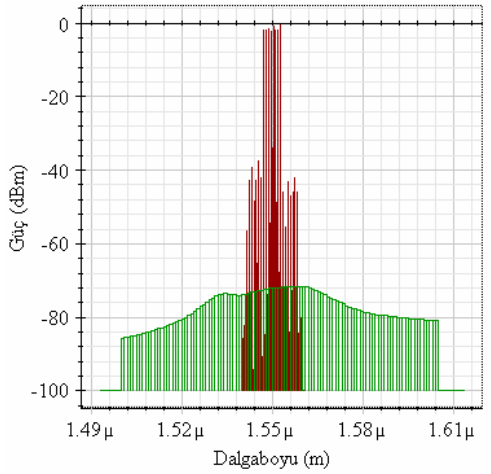
Şekil 3. Dalgaboyu bölmeli çoğullayıcının gücünün dalgaboyuna göre değişimi.



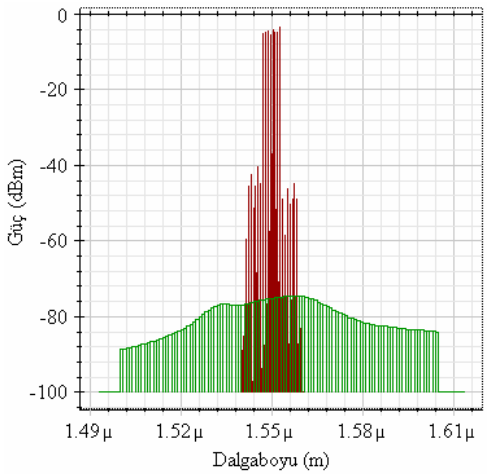
Şekil 4. Dalgaboyu bölmeli çoğullayıcının gücünün zaman domenindeki değişimi.



Şekil 5. Erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin gücünün dalgaboyuna göre değişimi.



Şekil 6. Optik fiberin gücünün dalgaboyuna göre değişimi.

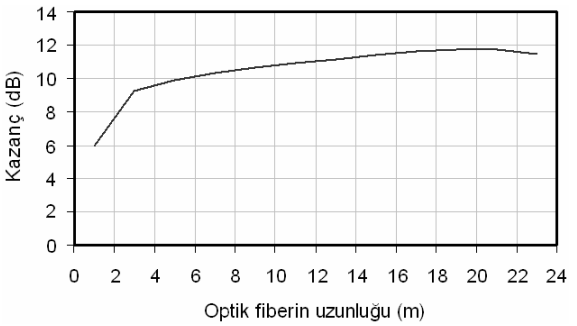


Şekil 7. Optik doğrultu kuplörünün birinci çıkış kapısındaki gücün dalgaboyuna göre değişimi.

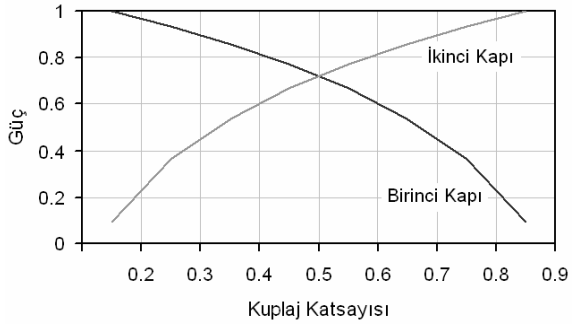
Dalgaboyu bölmeli çoğullayıcının çıkışındaki gücün, dalgaboyuna göre değişimi Şekil 3'te ve gücün ns'ler mertebesindeki zaman içinde azaldığını gösteren değişimi ise Şekil 4'te verilmiştir. Şekil 5'de erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricideki, Şekil 6'da ideal izolatörden sonra kullanılan ve 0.2 dB/km'lik kaybı olan 50 km uzunluğundaki optik fiberdeki ve Şekil 7'de kuplaj katsayısı 0.5 olan optik doğrultu kuplörünün birinci çıkış kapısındaki gücün dalgaboyuna göre değişimlerinde, gücün ve gürültünün azaldığı görülmektedir. Optik doğrultu kuplörünün ikinci çıkış kapısındaki gücün, Şekil 7 ile benzer özellik gösterdiği belirlenmiştir. Şekil 5, Şekil 6 ve Şekil 7'ye göre, 1.55 μm dalgaboyunda, gürültünün maksimum değeri, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin çıkış kapısında -62 dBm, optik fiberden sonra -72 dBm ve optik doğrultu kuplörünün birinci çıkış kapısında ise -76 dBm'dir.

Çıkış gücünün, dalga bölmeli çoğullayıcıda 9.021 dBm iken, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricide 18.172 dBm, optik fiberde 8.172 dBm ve optik doğrultu kuplörünün her iki çıkış kapısında 5.161 dBm olduğu belirlenmiştir.

193.1 THz çalışma frekansında, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin kazancının, fiberin uzunluğuna göre değişiminin görüldüğü Şekil 8'den fiberin uzunluğunun artmasının, kazancın artmasını sağladığı, ancak optik fiber uzunluğunun 5 m'den büyük olması durumunda, aynı hızlı etkiyi göstermediği anlaşılmıştır. Şekil 9'da yer alan optik doğrultu kuplörünün çıkış kapılarında gözlenen güç değerlerinin kuplaj katsayısına göre değişimleri ile kuplörün çalışma mekanizmasının bir göstergesi olarak birinci çıkış kapısındaki gücün azalırken, ikinci çıkış kapısındaki gücün arttığı görülmüştür.



Şekil 8. Erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin kazancının fiberin uzunluğuna göre değişimi.



Şekil 9. Optik doğrultu kuplörünün gücünün kuplaj katsayısına göre değişimi.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, OptiSystem 7.0 simülatör yazılımı ile dalgaboyu bölmeli çoğullayıcı, optik izolatör, erbiyum katkılı fiber kuvvetlendirici ve optik doğrultu kuplörünün kullanıldığı bir optik haberleşme sistemi modellenerek devre elemanlarının karakteristik özellikleri gözlenmiştir. Erbiyum katkılı fiber kuvvetlendiricinin optik kazancının fiber uzunluğuna göre arttığı, ancak optik fiber uzunluğunun 5 m'den büyük olması durumunda, kazançtaki hızlı değişimin etkisinin azaldığı görülmüştür. Optik doğrultu kuplörünün çıkış kapılarında gözlenen güç değerlerinin kuplaj katsayısına göre değişimlerinde, kuplörün çalışma mekanizmasını destekleyecek şekilde, birinci çıkış kapısındaki gücün azalırken, ikinci çıkış kapısındaki gücün arttığı belirlenmiştir.

Kaynaklar

[1]. Snyder A. W. ve Love J. D., Optical Waveguide Theory, J.W. Arrowsmith Ltd., Bristol, Great Britain, 1983.
[2]. Ünverdi N. Ö., "Düz ve Bükülmüş Optik Dalga Kılavuzlarının Karşılıklı Kuplajına Kılavuzlanmış Modların Evanescent Alanlarının ve Sızıntılı Modların Etkisi", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1998.
[3]. Senior J. M., Optical Fiber Communications, Prentice – Hall, Cambridge, 1992.
[4]. Sadiku M. N. O., Optical and Wireless Communications, CRC Press, New York, 2002.
[5]. Altıner B. ve Ünverdi N. Ö., "Modelling - Simulation and Gain Flattening Improvements for an Erbium Doped Fiber Amplifier", International Symposium on Optomechatronic Technologies (ISOT 2009), Istanbul, Turkey, September 21-23, 2009.
[6]. OptiSystem Component Library, Optiwave, 2008.

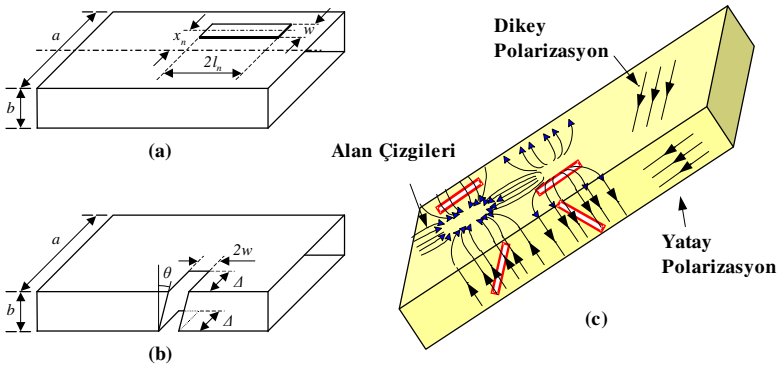
Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri Tasarım ve Analiz Yöntemleri

Bahattin TÜRETKEN, Koray SÜRMELİ
TÜBİTAK-UEKAE
Gebze-Kocaeli
bahattin@uekae.tubitak.gov.tr, koraysurmeli@uekae.tubitak.gov.tr,
T: +90 262 648 1232, +90 262 648 1991 F:+90 262 648 1100

***Özet*:** *Yarıklı dalga kılavuzu antenleri düşük yan kulakçıklara sahip olma, geometrik basitlik, güvenilirlik, düşük ağırlık ve üretim kolaylığı gibi özelliklerinden dolayı Sahil Güvenlik Radarları, Seyir Radarları ve İzleme radarları gibi bir çok radar ve haberleşme uygulamalarında oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada yarıklı dalga kılavuzu antenleri tasarım ve analiz yöntemleri hakkında bilgi verilecek ve örnek uygulamalarla yapılmış çalışmalar anlatılacaktır.*

1. Giriş

Dalga kılavuzlarının geniş ya da dar yüzeylerinde yarıklar açarak oluşturulan anten dizileri radar uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Doğrusal (yatay ya da dikey) polarizasyon gerektiren uygulamalarda geniş yüzeydeki yarıklar kenara paralel (**Error! Reference source not found.**a), dar yüzeydekiler ise çapraz (**Error! Reference source not found.**b) olarak yerleştirilmektedir. Uzunlamasına yerleştirilen yarıkların dalga kılavuzunun merkezine olan uzaklıkları değiştikçe yarığın besleme katsayısının büyüklüğü değişmektedir. Çapraz yarıklarda ise yarığın açısı besleme katsayısının büyüklüğünü belirlemektedir. Geniş yüzeyde oluşturulan diziler ile dikey, dar yüzeyde oluşturulan diziler ile yatay polarizasyon elde edilmektedir [1].
Dalga kılavuzunun geniş yüzeyine açılan yarıklarla oluşturulan diziler dalga kılavuzunun nasıl sonlandırıldığına bağlı olarak iki ana gruba ayrılmaktadır. Dalga kılavuzu kısa devre ile sonlandırıldığında duran dalga anten dizisi, uyumlu empedans ile sonlandırıldığında ise yürüyen dalga anten dizisi oluşmaktadır [2].



Şekil 1. Dalga Kılavuzunun Dar ve Geniş Yüzeyine Açılmış Yarıklar.

2. Duran Dalga Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri

Dalga kılavuzu kısa devre ile sonlandırıldığında içerisinde duran dalga oluşmaktadır. Dizi elemanları arasındaki uzaklık dalga boyunun yarısı kadardır. Bu uzaklıktan dolayı oluşan 180° lik faz farkı, ardışık elemanların dalga kılavuzunun merkezine göre ters yönde yerleştirilmesinden dolayı oluşan 180° lik faz farkını sıfırlamakta ve elemanlar aynı fazda beslenmektedir. Dolayısıyla ana hüzme, dizi ekseninden ölçüldüğünde 90° de oluşmaktadır.

3. Yürüyen Dalga Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri

Yarıklı dalga kılavuzunun bir kenarı uyumlu yük ile sonlandırılıp diğer kenarından beslendiğinde, yürüyen dalga oluşmaktadır. Yürüyen dalga dizilerinde yarıklar ya dalga kılavuzunun hep aynı yarısında olacak biçimde ya da - duran dalga dizilerinde olduğu gibi - ardışık iki yarık dalga kılavuzunun farklı yarılarında yer alacak biçimde yerleştirilmektedir. Ana hüzme, dizi ekseninden ölçüldüğünde, ilk durumda, elemanlar arasındaki uzaklıktan bağımsız olarak

$$\theta_0 = \arccos(\beta / k) \tag{1}$$

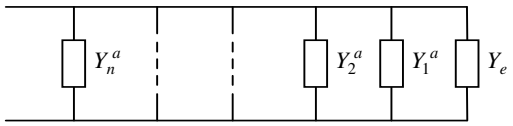
ikinci durumda ise, yarıkların aralarındaki uzaklığa ek olarak, konumlarından dolayı oluşan 180°'lik faz farkı nedeniyle

$$\theta_0 = \arccos\left(\frac{\beta}{k} - \frac{\pi}{kd}\right) \tag{2}$$

açılarında oluşmaktadır. (β ve k, sırasıyla, dalga kılavuzunun içindeki ve dışındaki yayılım sabitlerini; d ise, dizi elemanları arasındaki uzaklığı göstermektedir.)

3.1.Yürüyen Dalga Yarıklı Dalga Kılavuzu Dizi Tasarımı

Dizi tasarımının ilk aşaması olarak, eleman sayısının (n), elemanlar arası uzaklığın (d) ve elemanların besleme katsayılarının (V^s) belirlenmesi gerekmektedir. Belirlenen besleme katsayılarını sağlayacak biçimde her bir yarığın uzunluğunun ve merkeze olan uzaklığının hesaplanması gerekmektedir. Bunun için ilk olarak yarıkların tek başına karakterizasyonlarının yapılması gerekmektedir. Bu amaçla, tek bir yarığın uzunluğuna (l) ve dalga kılavuzunun merkezine olan uzaklığına (x) bağlı olarak öz admitansının (Y_n) hesaplanması gerekmektedir. Böylece tasarım eğrileri elde edilir.



Şekil 2. Yarıklı Dalga Kılavuzu Dizi Antenlerinin Çözümlenmesinde Kullanılan Eşdeğer Devre.

Yarıklı dalga kılavuzu dizileri **Error! Reference source not found.**'de gösterilen eşdeğer devre kullanılarak çözümlenmektedir. Sonlandırma admitansı olan Y_e, yürüyen dalga dizileri için dalga kılavuzu admitansına eşittir (G_0). Y_n^a her bir yarığın hem izole durumdaki öz admitansını hem de diğer yarıklarla etkileşiminden dolayı oluşan ortak admitansını içeren aktif admitans değeridir ve

$$f_n = \frac{\cos\beta l_n - \cos kl_n}{\sin kl_n}\sin\frac{\pi x_x}{a} \qquad Z_n^a = Z_{nn} + Z_n^b = \frac{K_2 f_n^2}{Y_n / G_0} + \sum_{m=1}^{n}\frac{V_m^s \sin kl_m}{V_n^s \sin kl_n} Z_{nm} \tag{3}$$

olmak üzere,

$$\frac{Y_n^a}{G_0} = \frac{K_2 f_n^2}{Z_n^a} \tag{4}$$

bağıntısıyla hesaplanır. K_2 dalga kılavuzunun boyutlarına ve frekansa bağlı bir değer, V^s her bir yarık için önceden belirlenmiş besleme katsayısıdır.
Yürüyen dalga dizilerinin tasarımında kullanılan temel denklem aşağıdaki biçimde ifade edilmektedir:

$$\frac{Y_n^a / G_0}{f_n \sin kl_n} = \frac{Y_{n-1}^a / G_0}{f_{n-1} \sin kl_{n-1}} \frac{V_n^s / V_{n-1}^s}{\cos\beta d + j(Y_{n-1} / G_0)\sin\beta d} \tag{5}$$

Error! Reference source not found. ve **Error! Reference source not found.** denklemleri incelendiğinde, yarıkların besleme katsayıları ile aktif admitans değerlerinin birbirlerini karşılıklı olarak etkiledikleri

görülmektedir. Bu nedenle, yarıkların *l* ve *x* (uzunluk ve merkezden olan uzaklık) değerlerinin hesaplanmasında iteratif bir yöntem kullanılmıştır.

4.Dar Duvar Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri

Dalga kılavuzunun dar yüzeyindeki yarıklar yüzey akımlarını kesintiye uğratmak ve böylece ışımanın oluşmasını sağlamak için belirli bir eğim açısına sahiptirler. Aynı zamanda yarıklar rezonans uzunluğuna ulaşabilmek için dalga kılavuzunun geniş duvarlarının içerisinde bir derinliğe sahiptir. Kenar duvara açılan yarıklardan olan ışıma eğim açısı ayarlanarak kontrol edilmektedir.

Dar yüzeye açılmış yarıklardan oluşan duran dalga beslemeli bir doğrusal dizi için eğer dizi yeteri kadar büyük ise, her bir yarığın aktif admitansı yarık, özdeş şekilde beslenen yarıklardan oluşan bir sonsuz dizi içerisinde yer aldığında bulunan aktif admitans değeri ile aynıdır. Böylece yarıkların aktif admitansları deneysel olarak bulunabilmektedir.

İlk olarak eşit boyda ve zıt (pozitif ve negatif) eğim açılarına sahip aralarındaki mesafe $h_g/2$ olan N adet yarıktan oluşan bir doğrusal dizi oluşturulur. Dizide son yarıktan $h_g/4$ sonra bir kısa devre sonlandırma yer almaktadır. Beslemeye en yakın olan yarık iletken bir bant ile kaplandıktan sonra dizinin normalize edilmiş giriş admitansı ölçülür. Daha sonra iletken bant kaldırılır ve ölçüm tekrarlanır. İki ölçüm arasındaki fark merkez yarığın aktif admitans değeridir.

Alternatif olarak N yarıktan oluşan bir dizi için şu varsayım yapılabilir,

$$\frac{Y^a(\theta,\ell)}{G_0} = \frac{1}{N}\frac{Y_{in}}{G_0} \tag{6}$$

Yarıkların rezonans uzunlukları ve rezonans endüktas değeri ise,

$$\frac{G^a{}_{res}\left(\theta_n,\ell_n^{res}\right)/G_0}{G^a{}_{res}\left(\theta_m,\ell_m^{res}\right)/G_0} = \left(\frac{V_n^s}{V_m^s}\right)^2 \tag{7}$$

formülü ile hesaplanır.

Eğer açıklık dağılımı biliniyorsa (7) numaralı denklem kullanılarak bütün yarıkların açı ve uzunluk değerleri belirlenebilir. Tek bir çözüm bulabilmek için giriş admitansının belirlenmesi gereklidir. Bu değer,

$$\sum_{n=1}^{N}\frac{G_{res}^a\left(\theta_n,\ell_n^{res}\right)}{G_o} = 1 \tag{8}$$

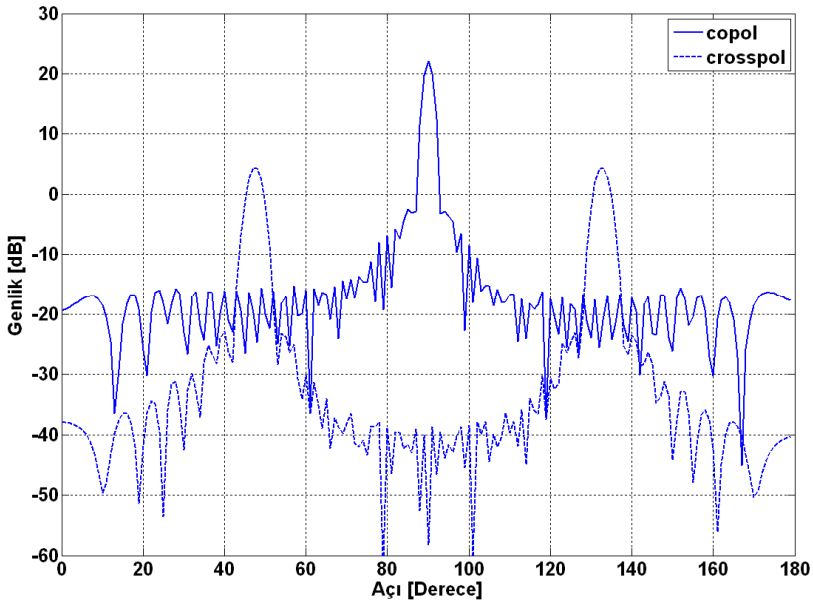
biçimindedir.

(7) ve (8) numaralı denklemler ile tam bir tasarım gerçekleştirilebilir.

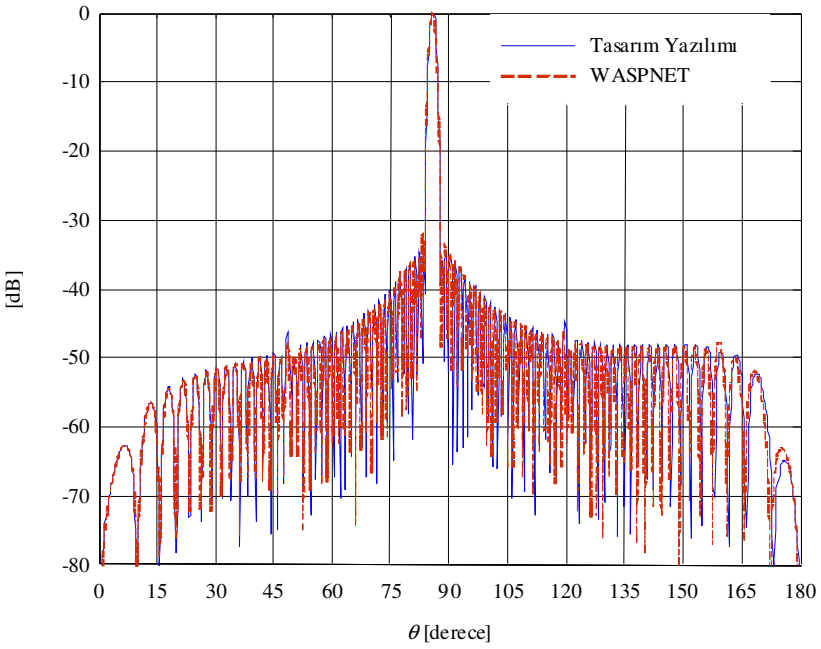
5.Dar Duvar ve Geniş Duvar Yarıklı Dalgakılavuzu Tasarım Örnekleri

Bu çalışmada dalgakılavuzunun dar duvarına açılmış olan ve 36 adet yarıktan oluşan bir dizi anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan dizi anten 10.7 GHz frekansında çalışmaktadır. Yan kulakçık seviyelerini bastırabilmek amacıyla Taylor dağılımı kullanılmıştır. Dizinin ışıma diyagramı Şekil 3'te verilmiştir.

Dalgakılavuzunun geniş yüzeyine açılmış olan yarıklardan oluşan bir dizi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu dizi 52 adet elemandan oluşmaktadır. Dizinin elemanları arası mesafe 3 cm olarak seçilmiş ve 1,5°'lik hüzme genişliği elde edilmiştir. Yan kulakçık seviyeleri Taylor dağılımım kullanılarak -30 dB seviyelerine çekilmiştir. Dizinin ışıma diyagramı Şekil 4'te gösterilmektedir.



Şekil 3. Dar Kenar Yarıklı Dalgakılavuzu Anteni Işma Diyagramı.



Şekil 3. Geniş Kenar Yarıklı Dalgakılavuzu Anteni ışıma Diyagramı.

Kaynaklar

[1] B. Türetken, L. Alatan, F. Yayıl, "Radar Antenleri-I: Yarıklı Dalgakılavuzu Antenleri" TÜBİTAK UEKAE Dergisi, Cilt 1 Sayı 1, Eylül 2009.

[2] R.S. Elliott, Antenna Theory and Design. New York: IEEE Press, 2003.

Yansıtıcı Antenler için Tasarım ve Ölçüm Teknikleri

Bahattin TÜRETKEN, Erkul Başaran, M. Eyyüp GÜRCAN, Eren AKKAYA
TÜBİTAK-UEKAE
Gebze-Kocaeli
bahattin@uekae.tubitak.gov.tr, erkul@uekae.tubitak.gov.tr , eyyupgurcan@uekae.tubitak.gov.tr,
erenakkaya@ uekae.tubitak.gov.tr
T: +90 262 648 1232, +90 262 648 1663, +90 262 648 1996, +90 262 648 1995 F:+90 262 648 1100

Özet**:** *Yansıtıcı antenler, düşük maliyet ve yüksek kazançlarından dolayı haberleşme, mikrodalga, radar ve radyoastronomide oldukça yoğun kullanım alanına sahiptir. Bu tip antenlerin analiz ve tasarımında genellikle yüksek frekans teknikleri olan ışın temelli geometrik optik ve dalga temelli fizik optik kullanılmaktadır.*
Bu çalışmada, yansıtıcı antenlerin çeşitleri incelenmiş ve tasarımında dikkat edilmesi gereken hususlara değinilmiştir. Yansıtıcı anten analiz probleminin çözümünde kullanılan yüksek frekans teknikleri, bu tekniklerin başarısız olduğu noktalar ve bu noktalardaki düzeltme tekniklerinin anlatımı gerçekleştirilmiştir. X bandında çalışan merkez beslemeli yansıtıcı modeli oluşturularak anlatılan yüksek frekans teknikleriyle gerçekleştirilen analiz sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

1.Giriş

Bir yansıtıcı anten temel olarak, elektromanyetik (EM) enerjiyi yayan bir besleme birimi ve bu enerjiyi daha büyük bir açıklığa taşıyan bir veya birkaç yansıtıcı yüzeyden oluşur. Yansıtıcı antenin basit ya da ofset, Cassegrain, Gregorian ve çoklu yansıtıcılar gibi birçok çeşidi vardır. Genel olarak ışıma diyagramı, yansıtıcı ve besleme tipine göre üç gruba ayrılır.

Işıma diyagramına göre yansıtıcı antenler; kalem hüzme, çoklu kalem hüzme, şekillendirilmiş hüzme, polarizasyona duyarlı hüzme olmak üzere sınıflandırılabilir. Kalem hüzme yansıtıcılar, radar uygulamalarında ve noktadan noktaya mikrodalga haberleşmesinde geniş bir biçimde kullanılır. Radar, uzay araçları ve uydu yayınlarında kullanılan yansıtıcıların şekillendirilmiş hüzmelere sahip olması istenir. Gökbilimciler, EM dalgalara ait kaynakların polarizasyon karakteristikleri ile ilgilendiklerinden polarizasyon ayırt edici yansıtıcı antenlere ihtiyaç duyarlar. [1]

Yansıtıcı antenler, yansıtıcı yüzeyin şekline ve yansıtıcı yüzey sayısına göre çeşitli sınıflara ayrılır. Yansıtıcı yüzey bir paraboloidin kesitinden oluşuyorsa parabolik yansıtıcı, birden fazla yansıtıcı yüzey kullanılıyorsa (ana ve yardımcılar olmak üzere) çoklu yansıtıcı diye adlandırılır. Çiftli yansıtıcılarda yardımcı yansıtıcı bir hiperboloidden kesilerek oluşturulmuş ise Cassegrain, elipsoidden oluşturulmuş ise Gregorian yansıtıcı adını alır. Üç yansıtıcılı sistemlere ise Nasmyth sistemleri adı verilir. Hüzme taramada ve çoklu hüzme sistemlerinde antenin açıklığı besleme sistemi tarafından perdelenebilir. Kazançtaki düşmenin yanı sıra yan kulakçık düzeyleri de kabul edilemez derecede yüksek değerlere çıkabilir. Bunu önlemek amacıyla ofset besleme yöntemi geliştirilmiştir. [1]

Yansıtıcı anten beslemesi olarak, genellikle dalga kılavuzu ve huni anten (dikdörtgen, dairesel, tırtıklı, konik vb.) tercih edilmekle birlikte, EM dalgaları yansıtıcı yüzeye yönlendirebilecek herhangi bir anten de kullanılabilir. Tek mod besleme, karma mod besleme olarak sınıflara ayrılabilir.

2.Tasarım Kriterleri

Radar uygulamalarında kullanılan yansıtıcı antenler hem alıcı hem verici olarak kullanılabildiğinden, yansıtıcıyı besleyen sistem oldukça önem kazanmaktadır. Besleme sistemi; verici konumdayken yüksek verime ve oldukça düşük çapraz polarizasyona; alıcı konumda ise, yansıtıcı tarafından alınan ve odak noktasına

gönderilen EM dalgaların tamamını alacak kazanca ve hüzme genişliğine sahip olmalıdır. Besleme tasarımında dikkat edilmesi gereken önemli noktalar şu şekilde sıralanabilir:

- Yansıtıcı yüzeyin tamamının beslemeden çıkan dalgalarla aydınlatılması.
- Yansıtıcı kenarlardan en az taşma (spillover) olacak biçimde besleme yeri ve şeklinin belirlenmesi.
- Düşük çapraz polarizasyonun sağlanması.
- Düşük yan kulakçık düzeylerinin sağlanması.
- Beslemenin en az perdeleme yapacak biçimde konumlandırılması.

Kalem hüzme elde etmek amacıyla geliştirilmiş tek beslemeli 4 temel yansıtıcı anten yapısı mevcuttur. Bunlar merkezi tek beslemeli antenler, çift yansıtıcılı antenler ve bu yapıların ofset eşdeğerleridir. Bu yapıların her birinin kendine özgü üstünlükleri mevcuttur. [1] Kalem hüzme yapılarının kullanıldığı yansıtıcı anten tasarımlarında

- yüksek verimlilik,
- düşük çapraz polarizasyon,
- düşük yan kulakçık düzeyi,
- besleme için düşük duran dalga oranı

gereksinimleri dikkate alınmalıdır.

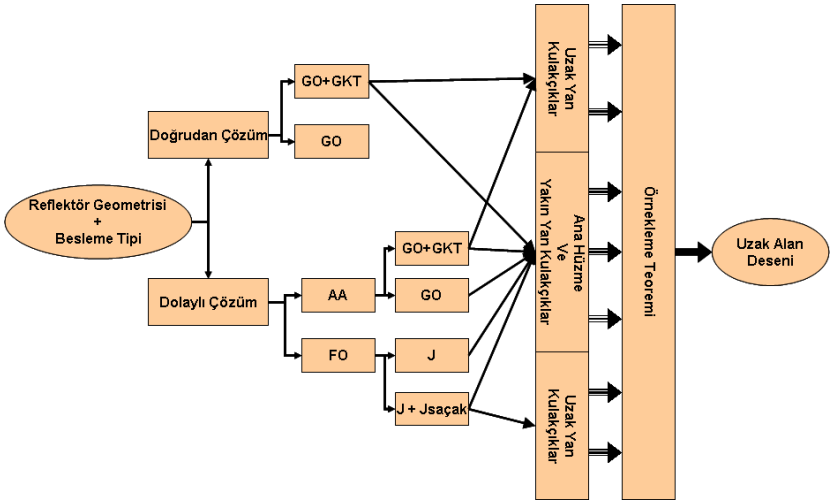
Basit tek beslemeli, tek yansıtıcılı antenlerde yapı, dalga boyuna göre çok küçük olmadığı sürece, yansıtıcı yüzey olarak parabolik yüzey kullanılmalıdır. Bu şekilden uzaklaşılırsa açıklıkta basit bir besleme ile düzeltilemeyecek faz hataları oluşur. Dolayısıyla önden beslemeli yüksek verimli anten üretimi, büyük ölçüde besleme tasarımına bağlıdır. Bununla birlikte, çift yansıtıcılı antenler daha fazla esneklik sunmaktadır.

Yan kulakçık düzeyi, genel hüzme şekli üzerinde çok etkili olup yükseklikllerinin sınırlandırılması gerekir. Eksenel simetrik sistemlerde yakın yan kulakçıkların oluşmasının nedeni, ana yansıtıcı açıklığının merkezindeki engellemeler ve yansıtıcı kenarlarındaki aydınlatma genliğidir. Engellemenin artması verimliliği düşürdüğü için merkezi engeli olabildiğince küçük tutmak yararlıdır. Çift yansıtıcılı sistemler yapısı gereği, verimlilik ve yan kulakçık düzeyleri arasında denge kurulması için gerekli tasarım esnekliği üstünlüğüne sahiptir.

Antenin arka yüzündeki ışıma, yani ana yansıtıcıyı geçen taşmalar ortamı aydınlatır. Bu arka ışımaları, en geniş gürültü kaynağıdır. Düşük duran dalga oranı, düşük gürültülü sistemler için önemli bir gereksinimdir. Yansıma katsayılarındaki gereksinimleri karşılamak için besleme dikkatli bir biçimde tasarlanmalıdır.

3.Yansıtıcı Anten Tasarımında Kullanılan Yüksek Frekans Teknikleri

Elektromanyetik modelleme tekniklerinde ve tekniklerin en önemli sınırlayıcı etkeni olan bilgisayar teknolojisindeki hızlı gelişime rağmen yansıtıcı anten tasarımına yönelik yüksek doğrulukta hızlı sonuç veren analitik veya sayısal tek bir yöntem mevcut değildir. Yansıtıcı anten tasarımında geliştirilen yöntemler, analitik ve sayısal tekniklerin melez kullanımı üzerine yoğunlaşmıştır. Çözümleme için geliştirilmiş yöntemlerin başında hızlı yaklaşık çözümler veren yüksek frekans teknikleri gelmektedir. [2]-[3] Bunlar Snell yasasına dayanan GO ve GKT, yüzey akımlarının toplamına bağlı olarak alan hesaplaması sağlayan FO ve FKT ve açıklık alanları kullanılarak alanların hesaplanmasına dayanan açıklık alanı yöntemidir. Yüksek frekans tekniklerinin yansıtıcı anten tasarımındaki tercih önceliğini, anten parametrelerinin antenin kullanıldığı uygulamadaki önemi belirlemektedir. Şekil 1'de hangi anten parametresi için hangi yöntemin yüksek doğrulukta çözüm verdiği görülmektedir.



Şekil 1 *Yansıtıcılar için kırınım çözüm teknikleri*

Geometrik Optik; ışığın yansıma ve kırılmasında geçerli olan optik kurallarının çok yüksek frekanslı dalganın yansıma, kırılma ve kırınımında geçerli olduğu varsayımına dayanmaktadır. GO'da alanlar bölgesel olarak düzlem dalga gibi davranır ve gölge sınırlarında süreksizdir. Gölge bölgesinde alan bulunmadığı varsayılmaktadır. GO'nun en büyük ihmalini bu durum teşkil etmektedir. Geometrik Optiğin ihmallerinden kaynaklanan hataların giderilmesi amacıyla Keller 1953 yılında GKT yöntemini ortaya koymuştur.

Fiziksel Optik, çok yüksek frekanslı dalgaların saçıcı yüzeylerden yansıma veya kırılmasına ilişkin çözümlemelerde kullanılan dalga temelli bir tekniktir. Sağladığı çözüm tekniği üç adımdan oluşmaktadır: Birinci adım gelen alanın saçıcı cisim üzerinde oluşturduğu akımların hesaplanması, ikinci adım, bu akımlar tarafından ışınan alanın hesaplanması, üçüncü adım ise toplam alanın hesaplanmasıdır. FO alanlarının doğruluğunun artırılabilmesi için özellikle kırınım etkisinin önemli olduğu kısımlardaki akımların doğruluğunun artırılması gerekmektedir. Ufimtsev yüzey kenarlarında aydınlanma ve gölge bölgelerinin sınırlarındaki yüzey akımlarının süreksizliği gibi kırınım etkilerini hesaba katan düzeltmeleri içererek yüzey akımlarını hesaplamış ve böylece FKT yöntemini FO'nun bir uzantısı olarak geliştirmiştir.

4.Örnek Uygulama

Çalışma kapsamında X bandında çalışan, önden eksenel beslemeli, piramit huni ile aydınlatılmış bir parabolik yansıtıcının tasarımı yapılmıştır. Anten isterleri olarak en fazla 3.5° yarı güç hüzme genişliğine sahip, yan kulakçık düzeyleri –20 dB'den düşük ve hızla azalan bir ışıma diyagramı istenmektedir. Antenin tasarımı aşağıdaki kazanç formülleri kullanılarak yapılmıştır. [4]

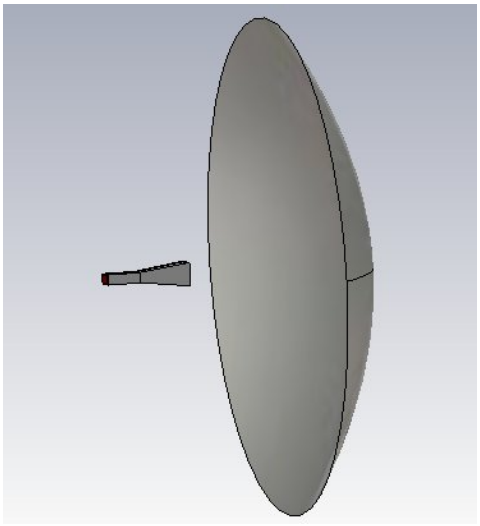
$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}\eta = \left[\frac{\pi D}{\lambda}\right]\eta \tag{1}$$

$$G = \frac{26000}{\theta_E \theta_H} \tag{2}$$

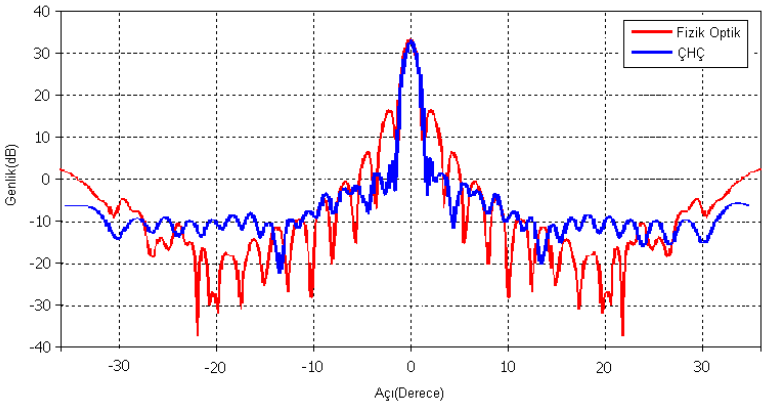
Formüllerde görülen G kazanç, A antenin açıklık alanı, λ dalgaboyu, η anten verimliliği, D parabolik yansıtıcının çapı, θ_E ve θ_H düşey ve yatay düzlem hüzme genişlikleridir.

Antenin tasarım modeli Şekil 2'de gösterilmiştir. Yansıtıcı antenin beslemesi olan piramit huninin açıklık boyutları, 0,702x0,939 dalgaboyu; yansıtıcının çapı 19,82 dalga boyu ve odak uzaklığı 7,533 dalga boyudur. Yapılan tasarım fiziksel optik yöntemi ve Çok-düzeyli Hızlı Çok-kutup (ÇHÇ) yöntemi ('multi-level fast

multipole method', MLFMM) ile çözümlenmiştir. Yansıtıcı antenin yarı güç hüzme genişliği 3,5°, en yüksek yan kulakçık düzeyi –28.6 dB, kazancı ise 32,8 dB'dir. Bu değerlere göre tasarlanan anten bir çeşit kalem hüzmeli yansıtıcı antendir. Elde edilen ışıma diyagramları Şekil 3'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir. ÇHÇ yöntemi, akım tabanlı tam dalga çözümüne dayandığından fizik optik tekniğine göre doğruluğu daha fazladır. [5-6]



Şekil 2. *Tasarım modeli*



Şekil 3. *Yansıtıcı anten ışıma diyagramı*

5.Sonuç

Bu çalışmada yansıtıcı antenlerin çeşitleri incelenerek tasarımda dikkat edilmesi gereken hususlara değinilmiştir. Yansıtıcı anten tasarımında kullanılan yüksek frekans tekniklerinden bahsedilerek kalem hüzmeli yansıtıcı anten için örnek bir tasarım yapılmış ve çözümleme sonuçları verilmiştir.

Kaynaklar

[1] P. J. B. Clarricoats ve G. T. Poulton, "High-efficiency microwave reflector antennas – a review," *Proc. IEEE*, vol. 65, no. 10, sayfa 1470–1504, Kasım 1977.

[2] G. Franceschetti ve A. Mohsen, "Recent developments in the analysis of reflector antennas. A review," IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 133, issue 1, sayfa. 65 - 76, Şubat 1986.

[3] G. Ahmad ve S. A. Mohsin, "High frequency techniques for reflector antenna analysis," Third International Conference on Electrical Engineering, ICEE '09, sayfa. 1 - 6, 9-11 April 2009.

[4] Warren L. Stutzman, "Estimating Directivity and Gain of Antennas," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 40, no. 4, Ağustos 1998.

[5] B. TÜRETKEN, E. BAŞARAN, M. E. GÜRCAN, E.AKKAYA, F. YAYIL, "Radar Antenleri-2: Yansıtıcı Antenler, UEKAE dergisi, Sayı:02, Ocak-Nisan, 2010.

[6] B. TÜRETKEN, E. BAŞARAN, E. AKKAYA "Radar Antenleri-3: Yansıtıcı Anten Analizinde Yüksek Frekans Teknikleri, UEKAE dergisi, Sayı:03, Mayıs-Eylül, 2010.

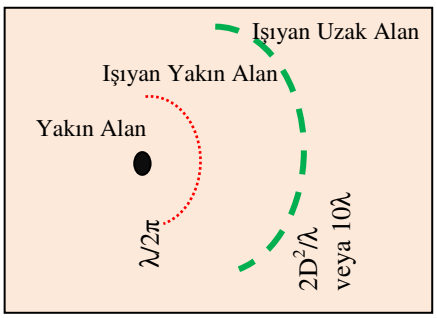
Radar Anten Ölçümleri
TÜBİTAK UEKAE ANTEN TEST VE ARAŞTIRMA MERKEZİ KABİLİYETLERİ

Bahattin TÜRETKEN
TÜBİTAK-UEKAE Gebze-Kocaeli
bahattin@uekae.tubitak.gov.tr
T: +90 262 648 1232 F: F:+90 262 648 1100

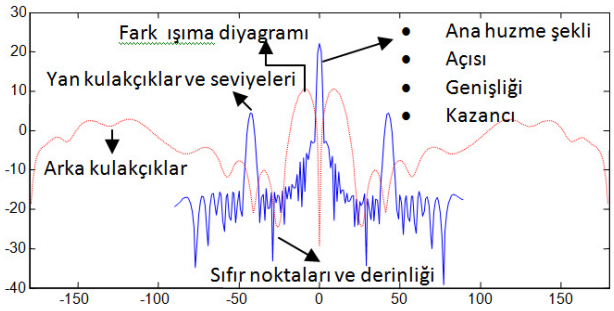
Özet: *İkinci dünya savaşı yıllarında anten karakteristiklerini çıkarmak amacıyla değişik yöntemler geliştirilmiştir. Temel yöntemlerle, anten ışıma diyagramı, giriş empedansı, kazanç ve yönlendiricilik gibi paremetreler ölçülebilmiş ve telekominikasyon ve radar uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır. 1960 yıllarda ise anten ölçümlerine özel yeni sistem ve cihazlar geliştirilmeye başlanmıştır. Bu sistemler genel olarak, anten ölçüm ortamları, pozisyonerler, patern kaydediciler, işaret üreteçleri, anten ölçüm satndartları, otomotik kontrol sistemleri, 2D-3D patern dönüşümü yapan hızlı hesaplayıcılar..vb dir. Antenlerin ölçüldüğü yerlere anten ölçüm (antenna ranges) alanı denir. Bunlar ikiye ayrılır. Kapalı ortamlar (iç, tam yansımasız odalar) veya açık (dış, açık saha test alanları) ortamlar. Anten örüntü ölçümleri, uzak alan ve yakın alan olmak üzere ikiye ayrılır. Yakın alan ölçümleri, antenin yakın alanında ölçülen genlik, faz ve polarizasyon verisinin analitik teknikler kullanılarak uzak alan verisine çevrilmesi ile olur. Bu ölçümler iyi tanımlanmış bir yüzeyde (düzlemsel, silindirik, küresel, elliptik silindir, koni,..vb), belirli adımlarla elektrik alanın teğetsel bileşenin genlik ve fazının ölçülmesidir. Bu veri düzlemsel, silindirik veya küresel yüzeyin açısal spekturumunun hesaplanmasında kullanılır bu ise antenin ışıyan açısal dağılımı ile uyumlandırılır. Buna modal açılım adı verilir.Uzak alan ölçümleri ise antenin uzak alan sınırının sağlandığı bir mesafede genlik paterninin çıkarılması işidir. Ayrıca yaklaşık uniform düzlemsel dalgaların elde edildiği Toplu Menzil ölçüm alanları (Compact Antenna Test Range) antenlerin patternlerin ölçüldüğü diğer bir ortamdır. Her iki ortamda herhangi bir dönüşüm sözkonusu değildir. Bu çalışmada anten parametreleri üzerine yapılan ölçüm yöntemleri, hesaplama teknikleri, kullanım yerleri, hata bütçeleri verilecektir. Ayrıca TÜBİTAK UEKAE de kurulması devam eden Anten Test ve Araştırma Merkezi (ATAM) kabiliyetleri anlatılacaktır.*

1. Giriş

E, elektrik alanı, ***H,*** magnetik alanı göstermek üzere, bir antenden ışıyan alan komleks poyting vektörü $\boldsymbol{ExH}^*$ ile ifade edilir ve bu ifade antenin yakınında imajiner (sanal) bir değere sahiptir ve antenden uzaklaştıkça hızlı bir şekilde azalır [1]. Bu durum anten etrafında 3 değişik alan bölgesinin oluşmasına sebeb olur. Reaktif yakın alan, Poynting vektörünün reaktif (ışıma yapmayan) olduğu bölge olup, kaynağın hemen yakınında başlar ve $\lambda/2\pi$ ye kadar devam eder. Burada alanın bütün komponentleri 1/r den oldukça hızlı olarak azalır. Reaktif yakın alanın hemen ötesinde "ışıyan yakın" alan başlar ve *D* antenin en büyük boyutu olmak üzere $2D^2/\lambda$ ya kadar devam eder. Bu bölge ise kendi içinde iki ana bölgeye ayrılırki birisi $D^2/4\lambda$ ya kadar olan bölge olup burada alan bileşenleri *1/r*' den oldukça hızla azalır ve *r*' ye oldukça bağımlıdır. Diğer bölge ise $D^2/4\lambda<r<2D^2/\lambda$ arasında olan bölgedir, alan bileşenleri *1/r* oranında azalır ve *r*' ye bağlıdır.Burada ışıma örüntüsü, antenin açıklığındaki alan dağılımının *Fourier* dönüşümü ile bulunur. Faz hatası 22.5^0 olup $r\rightarrow\infty$ oldukça sıfır değerini alır. Bu bölge "*Fresnel*" bölgesi diye adlandırılır. Işıyan yakın alanın hemen ötesinde "*uzak alan*" başlar (Şekil 1.)Burada Poynting vektörü gerçel (real) bir değer alır ve iki komponenti bulunur. Alan *1/r* ile azalır ve ışıma örüntüsü *r* den bağımsızdır. Bu bölgedeki ışıyan alan da 22.5^0 den daha az bir hatayla anten açıklığındaki alan dağılımının Fourier dönüşümüyle hesaplanır.



Şekil 1. Işıma bölgeleri



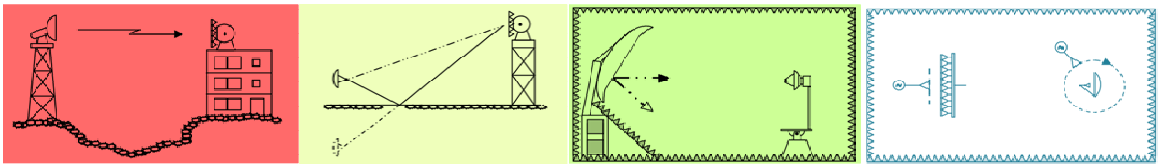
Şekil 2. Anten Parametreleri

2. Anten Parametreleri ve Ölçümler

Bir antenin hangi parametrelerini ölçeriz? Bir antende, giriş portu, (geriye dönüş kaybı, vSWR, S parametreleri), ışıma örüntüsü, (ana, yan ve arka kulakçıklar, sıfır noktaları, fark örüntüsü, hüzme şekli, hüzme genişliği, verimlilik, yönlendiricilik/kazanç, ana hüzme bakış yönü) ve polarizasyon (lineer,dairesel ve çapraz/aynı) olmak üzere üç ana ölçüm gerçekleştirilir (Şekil 2.) Polarizasyon, elektirk alan vektörünün çizdiği eğriyi ifade eder. Polarizasyon lineer, dairesel ve eliptik olmak üzere üçe ayrılır. Giriş empedansı, antenin giriş terminalindeki gerilim ile akım arasındaki oranı belirler, ve eğer antende iyi uyumlandırma sözkonusu değilse, duran dalgalar oluşacaktır. Yönlendiricilik, bir antenin belirli bir yöndeki ışıma şiddetinin, izotropik bir kaynağın aynı ışıma gücü için oluşturduğu ışıma şiddetine oranı olarak tanımlanır. Kazanç ise en genel anlamda verimlilikle yönlendiriciliğin çarpımına eşittir. Işıma örüntüsü bir antenin uzaysal koordinatlarda (θ,ϕ) ışıma özelliklerini gösterir. Anten gürültü sıcaklığı, istenilen frekanstaki anten tarafından alınan gürültü gücünü tanımlayan bir ölçüdür.Anten gürültü gücü, genel olarak *KTaB* ifade edilir, burada *K* Boltzman sabitini, *Ta* anten gürültü sıcaklığını *B* ise sistemin band genişliği gösterir. *G* kazanc, *T* alıcı sistemin Kelvin biriminden gürültü gücünü göstermek üzere *G/T* oranı da önemli bir parametre olarak karşımıza çıkar ve anten tarafından alınan işaret gürültü oranıyla orantılı bir değerdir.

3. Anten Ölçümleri

Antenlerin ölçüldüğü yerlere anten ölçüm (antenna ranges) alanı denir. Bunlar ikiye ayrılır. Kapalı ortamlar (iç, tam yansımasız odalar) veya açık (dış, açık saha test alanları) ortamlar. Anten örüntü ölçümleri, uzak alan ve yakın alan olmak üzere ikiye ayrılır [2]. Yakın alan ölçümleri, antenin yakın alanında ölçülen genlik, faz ve polarizasyon verisinin analitik teknikler kullanılarak uzak alan verisine çevrilmesi ile olur. Bu ölçümler iyi tanımlanmış bir yüzeyde (düzlemsel, silindirik, küresel, elliptik silindir, koni,..vb), belirli adımlarla elektrik alanın teğetsel bileşenin genlik ve fazının ölçülmesidir. Bu veri düzlemsel, silindirik veya küresel yüzeyin açısal spekturumunun hesaplanmasında kullanılır bu ise antenin ışıyan açısal dağılımı ile uyumlandırılır. Buna modal açılım adı verilir. Uzak alan ölçümleri ise antenin uzak alan sınırının sağlandığı bir mesafede genlik paterninin çıkarılması işidir. Ayrıca yaklaşık uniform düzlemsel dalgaların elde edildiği Toplu Menzil ölçüm alanları (Compact Antenna Test Range) antenlerin patternlerin ölçüldüğü diğer bir ortamdır (Şekil 3.) Her iki ortamda herhangi bir dönüşüm sözkonusu değildir.

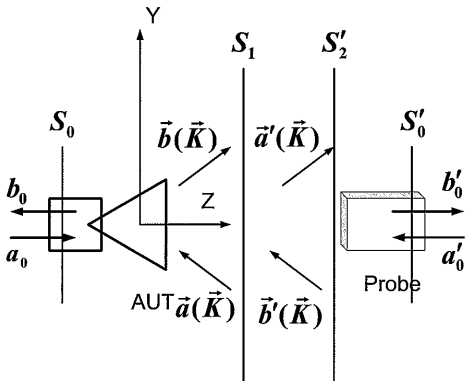


Şekil 3. Anten Ölçüm Sahaları (dış saha, yer ortamı, yansımasız toplu menzil alanı ve yakın alan ölçüm sistemi

A) Işıma Örüntüsü Ölçümleri- Yakın Alan ve Uzak Alan Ölçümleri

a) Düzlemsel Yakın Alan Ölçüm Sistemi:

En yaygın olarak kullanılan bu yöntemde test altındaki anten verici olarak kullanılır.Yaklaşık 3λ uzaklıkta ki düzlemsel açıklıkta alıcı prob 0.25λ aralıklarla, tarama alanın tamamını tarayarak her adımdaki genlik ve faz bilgisini alıcıya ulaştırır. Bu işlem her iki polarizasyon için tekrar edilir. Alınan bu değerlerden açısal spektrum verisi elde edilir.



Şekil 4. Düzlemsel Saçılma Matrisi Gösterimi

O: AUT koordinat sistemi
O':Prob koordinat sistemini
S_0: AUT Port
S_0': Prob Portu
a_0 :Kompleks genlik (AUT portuna gelen)
b_0 :Kompleks genlik (AUT portundan giden)
a_0': Kompleks genlik (Prob portuna gelen)
b_0': Kompleks genlik (Prob portuna gelen)
a(K): Kompleks genlik (AUT kenar açıklıktan gelen)
b(K): Kompleks genlik (AUT kenar açıklıktan giden)
a'(K): Kompleks genlik (Prob kenar açıklıktan gelen)
b'(K): Kompleks genlik (Prob kenar açıklıktan giden)
F' : Empedans uyuymsuzluğu faktörü
$\vec{t}_{10}(K)$:AUT düzlemsel veriş fonksiyonu
$\vec{s}'_{02}(\vec{K})$: Prob düzlemsel dalga alış fonksiyonu
$e^{i\gamma d}e^{i(k_x x+k_y y)}$: Prob dönüştürme faktörleri düzlemde

Sonra probdan kaynaklanan hataların giderilmesi için prop calibrasyon verisi ile birleştirilir ve elde edilen yeni spektrum verisinin Fourier dönüşümü alınarak uzak alan ifadesi elde edilir. Düzlemsel yakın alan hesaplamaları ilk defa David Kerns tarafından ortaya konulan Saçılma matris teorisi (Scattering Matrix Theory) kullanılarak yapılmaktadır. Bu teoriye göre anten (antenna under test -AUT) ve prob verici, alıcı ve saçıcı
özellikleri saçılma matrisi ile tanımlanabilir [3] (Şekil 4) . Çoklu yansımaların ihmal edildiği düzlemsel iletim eşitliği;

$$b_0^{'}(x,y,d) = F'a_0 \iint \vec{t}_{10}(\vec{K}).\vec{s}'_{02}(\vec{K}) e^{i\gamma d} e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \tag{1}$$

dir. Bu eşitliğe prob ışıma örüntüsü ve polarizasyonundan kaynaklanan düzeltme faktörlerinin eklenmesi gerekmektedir. Prob doğrulaması; prob polarizasyonu probun ana demetine etkisi oldukça az olup, yakın alan ölçüm verisine katkısıda azdır.

b) Silindirik ve Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi

Anten ve prob arasındaki kuplaj, silindirik ve küresel modlarda anten ışıması ile prob karşılık katsayıları çarpımı ile elde edilebilir. Bu analitik çıkarım Yaghjian ve J.Hansen tarafından yayınlanan kitaplarda detaylı olarak mevcuttur. Genel olarak silindirik ve küresel uzak alan ifadeleri sırasıyla,

$$\mathbf{E}(r,\phi,\theta) = \frac{-2ke^{ikr}}{r} \sin\theta \sum_m (-i)^m [T_m(k\cos\theta)] e^{\mathrm{Im}\phi} \tag{2}$$

$$\mathbf{E}(r,\phi,\theta) = \frac{-ike^{ikr}}{r} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^{n} (-i)^n [T_{nm}^E M_{nm}(\theta) + T_{nm}^M N_{nm}(\theta)] e^{\mathrm{Im}\phi} \tag{3}$$

Burada;

$$T_m(\gamma) = \frac{1}{2\pi} H_m^{-1}(\gamma,\rho_0) \int_0^{2\pi} \int E_t(\rho_0,\phi,z) e^{-\mathrm{Im}\phi} e^{-i\gamma z} d\phi dz \tag{4}$$

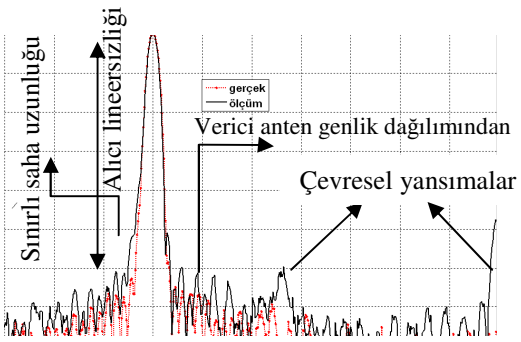
Silindirik ve küresel ölçüm sisteminde prob veri noktaları lineer koordinatlarda $\lambda/2$ den , açısal koordinatlarda ise R anten çapı olmak üzere $\lambda/[2(R+\lambda)]$ dan az olmalıdır.

c) Ölçüm Hataları

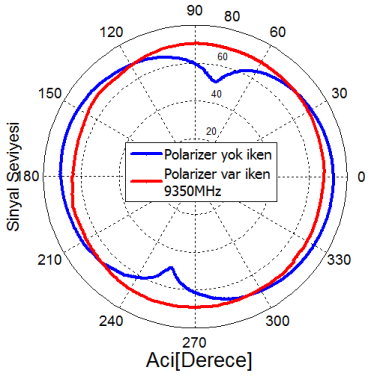
Prob konumlandırma, prob yeri, prob vibrasyonu analiz yoluyla tesbit edilen hatalar olup yan kulakçıklara etki ederler. AUT ve prob hizalama, anten ana hüzmesinin doğruluğuna etki eder ve analiz yoluyla tesbit edilen diğer bir hatadır. Prob kazancındaki hata, ölçülen antenin kazancındaki hataya, prob hüzme doğruluğu, prob örüntüsü, probe saçıcılığı yan loblara etki eden hatalardandır. Odanın saçıcılığı, sızıntı, sıcaklık, dinamik aralık, faz ve genlik hataları ölçüm yoluyla belirlenen hatalardır. Bunlardan bir çoğu yan lob seviyeslerine etki etmektedir. Diğer hatalar kısmına ise, empedans uyumsuzluğu, prob ve AUT çoklu yansımalar, ortam sıcaklık, nem ve üst üste binmiş ızgara kulakçıklar dan kaynaklanan hatalardır.

d) Uzak Alan Ölçümleri

Uzak alan ölçümleri, AUT' nin uzak alanında gerçekleştirilir. Bir antenin uzak alanı en genel ifadesiyle D antenin en geniş boyutu olmak üzere $2D^2/\lambda$ 'da oluşur. Ancak hesaplamalar ve deneyler göstermiştirki bu mesafe uzadıkça düzlemsel dalgadaki faz hatası düşecek ve antenin ana lobuna yakın sıfır noktaları ve yan loblar daha belirginleşecektir. Ancak pratikte bu kadar mesafelerde ölçüm yapmak pek mümkün değildir. Uzak alan ölçümleri "vadi" şeklindeki iki tepeye yerleştirilmiş kuleler yardımıyla yapılır. Verici tarafta, verici anten ve kaynak, alıcı tarafta ise alıcı anten, alıcı, pozisyon kontroluru, kaydedici ve her iki tarafı senkronize eden uzaktan kontrol birimi mevcuttur. Alıcı hassaiyetine göre güçbütçesi yapılmalıdır. Örneğin -60dB yan kulakçık seviyesi , 0dBm ışıma gücüne karşın, -100dBm hassasiyete sahip bir alıcı ve 38dB anten kazancına sahip bir antenle izlenebilir. Uzak alan ölçüm hataları: -üniform olmayan genlik ve faz -yansımalar -Cihaz doğruluğu-diğer (test anteni sapması, girişim, kaynak polarizasyonu,..vb) Bu hataların sebep olduğu sonuçlar şekil 5'de gösterilmiştir. Polarizasyon ölçümleri için, dört değişik yöntem mevcuttur. Bunlar; polarizasyon örüntü metodu, kaynak döngü methodu, çoklu genlik bileşeni metodu ve faz genlik metodu (Şekil6).



Şekil 5. Tipik saha hataları



Şekil 6. X bandında gerçekleştirilen polarizör ölçüm sonuçları (Lineerden dairesele çevirici)

B) Kazanç Ölçümleri:

Anten kazanç ölçümleri için ANSI C.63.5 standartında belirlenen yöntemler ve alternatif bir takım metodlar mevcuttur . Bunlar genelde Friis iletim formülüne dayanan yöntemler olup, referans anten metodu, iki anten metodu ve üç anten metodu diye ayrılır. Üç anten metodunda referans bir sahada, antenlerin ikişer ikişer eşleştirilerek üç ayrı saha zayıflatma değerleri elde edilir ve bu değerlerden 3 ayrı eşitlikte bilinmeyen kazanç ifadeleri bulunur. Kazanç ölçümleri antenlerin azimut ve elevasyon yarım güç hüzme genişlikleri ölçülerek analitik olarak yönlendiricilik kazancı elde edilebilir. Bu eşitlikler; $(G_A)_{dB}+(G_B)_{dB}=20\log(\frac{4\pi r}{\lambda})-10\log(\frac{P_0}{P_r})_{AB}$, $(G_A)_{dB}+(G_C)_{dB}=20\log(\frac{4\pi r}{\lambda})-10\log(\frac{P_0}{P_r})_{AC}$, $(G_B)_{dB}+(G_C)_{dB}=20\log(\frac{4\pi r}{\lambda})-10\log(\frac{P_0}{P_r})_{BC}$, şeklindedir.

4.Anten Test ve Araştırma Merkezi (ATAM)

TÜBİTAK-UEKAE kendi bünyesindeki projelere, gerekse ülkemizin çeşitli kurum ve kuruluşlarında, özel sektörde ihtiyaç duyulan anten ihtiyaçlarına tasarım ve ölçüm seviyesinde hizmet vermektedir. Bu alanda kazandığı tecrübe ve bilgi birikimi sayesinde çok yakın gelecekte ülkemizin zorunlu ihtiyacı olan akredite hassas bir Anten Test ve Ölçüm Laboratuvarının oluşturulmasını kaçınılmaz görmüş ve bundan yola çıkılarak TÜBİTAK UEKAE'nin bünyesinde yer alması önerilen **Anten Test ve Araştırma Merkezi** (**ATAM**), altyapı proje tasarısı hazırlanmış ve DPT den proje desteği sağlanmıştır. Proje tasarısı oluşturulurken yalnızca kurum içi ihtiyaçlar değil, ülkemizde benzer faaliyetlere de belirli standartlarla uyumlu hizmet ve destek vermek hedefi göz önünde bulundurulmuştur. ATAM kompleksinde yer alması planlanan 3 ana bölüm; Düzlemsel Yakın Alan (Near Field Antenna Measurement) Ölçüm, Küresel Yakın Alan (Spherical Near Field Antenna Measurement), Uzak Alan Ölçüm (Far Field Antenna Measurement) ve Toplu Menzil Ölçüm (Compact Range) laboratuarlarıdır. Ayrıca burada tasarım ve geliştirme grubunun da yer alacağı bölümler ve bir adet de Elektromekanik Laboratuarı olacaktır (Tablo 1).

	Düzlemsel ve Silindirik Yakın Alan Ölçüm Sistemi	**Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi**	**Toplu Menzil Ölçüm Sistemi**
Oda boyutları (LxWxH)	14.56 x 18.56 x 13.04 metre	7.1x4.7x3.3 metre	14.56 x 18.56 x 13.04 metre
Max AUT	6 x 6 x 6 metre , 3000 kg	1.4 metre, 75 kg	3.66 x 2.44 x 3.66 metre (HxVxD), 750 kg
Tarama düzlem genişliği	9.1 x 9.1 metre	Full spherical	--
Frekans aralığı	0.75 – 40 GHz	0.8 – 20 GHz	0.8 – 40 GHz

Tablo 1. ATAM Altyapısı Teknik Özellikleri

5.Sonuç:

Bu çalışmada anten parametreleri üzerine yapılan ölçüm yöntemleri, hesaplama teknikleri, kullanım yerleri, hata bütçeleri kısaca verilmiştir.

Kaynaklar

[1] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2th ed. New York: John Wiley & Sons, INC. 1982.

[2] G. E. Evans, Antenna Measurement Techniques, Boston: Artech House, 1990.

[3] NSI Eğitim notları, Nearfield System Inc, Torrance , CA, 2009

Aktif Faz Dizili Anten Tasarımına Sayısal Modelleme Tekniğiyle Yeniden Bakış

Bahattin TÜRETKEN, Koray SÜRMELİ
TÜBİTAK-UEKAE
Gebze-Kocaeli
bahattin@uekae.tubitak.gov.tr, koraysurmeli@uekae.tubitak.gov.tr,
T: +90 262 648 1232, +90 262 648 1991 F:+90 262 648 1100

***Özet**: Mikrodalga ve yazılım tekniklerindeki gelişmelerle birlikte radar uygulamalarında kullanılan antenlerden çok daha farklı görevler istemek olağan hale gelmiştir. Şöyleki klasik radarlar tehditlere karşı etkisiz duruma düşmüştür. Bundan dolayı çok fonksiyonlu ve çoklu görev ifa eden akıllı sistemlere gereksinim kaçınılmaz olmuştur. Böylelikle modern radarlar çok amaçlı işlevleri yerine getirmek için aktif faz dizili yapılar kullanmaya başlamıştır.*
Bu çalışmada çok amaçlı faz dizili radarlar için anten tasarımları hakkında bilgi verilecek ve örnek bir uygulama üzerinden tasarım teknikleri incelenecektir.

1. Giriş

Faz dizili antenler istenilen bir hüzme yapısını oluşturabilmek amacıyla diziyi oluşturan elemanların her birinin besleme genlik ve faz değerlerinin ayrı ayrı kontrol edilebildiği bir dizi yapısıdır. Hüzmenin pozisyonu diziyi oluşturan elemanların besleme faz değerlerinin ayarlanması ile elektronik olarak kontrol edilir. Böylece ana hüzme anteni fiziksel olarak hareket ettirilmeden yönlendirilebilir.
Faz dizili antenler Şekil 1'de gösterildiği gibi pasif ve aktif olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Pasif diziler merkezi bir verici ve alıcı birimi kullanırlar. Hüzme tarama (*beam scanning*) yapabilmek için gerek duyulan faz kaymasını sağlamak amacıyla eleman bazında faz kaydırıcılar kullanılır ancak bu faz kaydırıcılar ile genellikle genlik kontrolü sağlanmaz. Pasif diziler elektronik olarak tarama yapan dizi antenlerin en düşük maliyetli olanıdır. Çünkü bileşenlerinin sayısı ve maliyetleri düşüktür. Eğer çok düşük yan kulakçık seviyeleri isteniyorsa, uygun genlik ağırlıklandırılmasının kullanıldığı ayrı bir alıcı besleme ağının kullanılması gerekmektedir [1].
Aktif dizilerde eleman başına bir verici/alıcı birimi kullanılarak genlik ve faz kontrolü sağlanmaktadır. Pasif dizilerde kullanılan merkezi verici birimi her bir verici/alıcı birimi içerisinde kullanılan ayrı güç kuvvetlendiricilerle yer değiştirmiştir. Aktif dizilerde kullanılan verici/alıcı birimleri hem alıcı durumda hem de verici durumda tamamen esnek genlik ve faz kontrolü sağlar. Aktif diziler tasarım esnekliğine ve sistemin hacim ve ağırlık değerlerinin en düşük seviyeye indirilebilme yeteneklerine sahiptir.
Faz dizilerde üç temel dizi yapısı mevcuttur. Bu yapılar tuğla, kiremit ve tepsi olarak isimlendirilmektedir. Tuğla (*brick)* şeklindeki dizilerde alıcı verici birimleri tuğlaya benzeyen bir dikdörtgen yapısına sahiptir. Tuğla yapısı düşük maliyetli olarak üretilmektedir. Yapı içerisinde kullanılan elemanlar ise geniş bantlı tasarlanabilmektedir. Tepsi (*tray)* şeklindeki dizi yapısı temel olarak tuğla yapısına benzerdir. Ancak tepsi yapısında her bir alt dizi kendi güç kaynağını ve hüzme tarama kontrol birimini içermektedir. Kiremit (*tile*) mimarisinde alıcı verici birimleri dikdörtgen kiremit biçimindedir ve açıklığa paralel şekilde soğutma birimi üzerine monte edilirler. Kiremit mimarisi dizi ağırlığını önemli ölçüde azaltır.

2. Elektronik Hüzme Tarama

Hüzme tarama faz dizili antenlerin en önemli özelliklerinden biridir. Diziyi oluşturan antenlere faz kaydırıcılar ile uygun faz farkları ekleyerek hüzme belirli bir açıya yönlendirilebilir. Hüzme tarama durumunda doğrusal bir dizi için dizi faktörü,

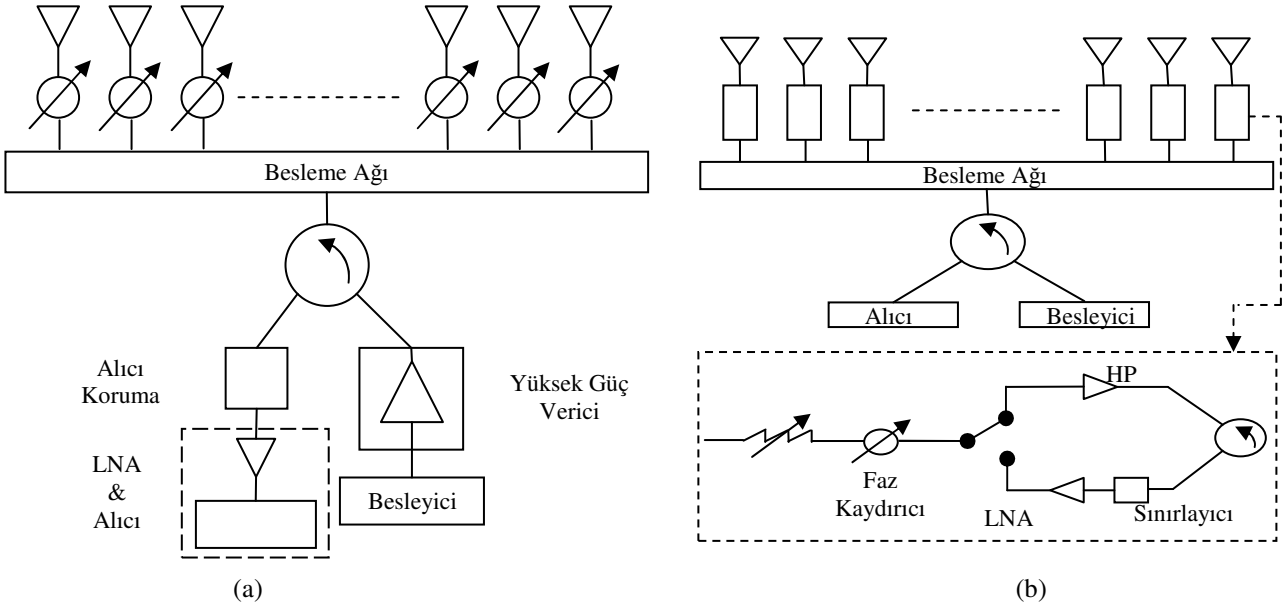
$$A(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(\psi - \psi_0)} \tag{1}$$

biçimini alır.

Burada ψ_0 eklenen faz faktörüdür ve ana hüzmenin pozisyonunu istenilen açıya yönlendirir.

- Eğer antenler x eksenine yerleştirilmiş iseler;

$$\psi_0 = kd \sin\theta_0 \cos\phi_0 \tag{2}$$



Şekil 1. Temel faz dizi mimarileri. (a) Doğrusal pasif dizi (b) Aktif dizi.

- Eğer antenler y eksenine yerleştirilmiş iseler;

$$\psi_0 = kd \sin\theta_0 \sin\phi_0 \tag{3}$$

- Eğer antenler z eksenine yerleştirilmiş iseler;

$$\psi_0 = kd \cos\theta_0 \tag{4}$$

olacaktır [2].

3. Yan Kulakçık Bastırma (*sidelobe suppression*)

Faz dizili antenler için bir diğer önemli konu ise yan kulakçık seviyelerini bastırmaktır. Yan kulakçık seviyelerini bastırabilmek için anten elemanlarının genlik dağılımlarının değiştirilmesi gerekmektedir. Bu amaçla Taylor, Dolph-Chebysev, Binom, Bayliss vb. gibi dizi sentez teknikleri kullanılmaktadır. Bu tekniklerde ilk olarak çizgisel bir kaynak için ışıma diyagramının fonksiyonu elde edilir. Daha sonra bu ışıma diyagram fonksiyonu Fourier serilerine açılarak Fourier katsayıları hesaplanır. Hesaplanan bu katsayılar kullanılarak da açıklık fonksiyonu elde edilir.

4. Izgara Kulakçıklar (*grating lobes*)

Faz dizili antenlerde elemanları alt dizilere bölmek maliyeti azaltmakta ve dizi yapılarına esneklik katmaktadır. Bu şekilde sayısal hüzme şekillendirme yapıları ile çoklu demet (*multibeam*) oluşturma nispeten kolaylaşır. Ancak alt dizilere bölme işlemi ızgara kulakçıklar gibi zorlukları da beraberinde getirmektedir. Bir dizi içerisinde elemanlar arası mesafe dalga boyu ile karşılaştırıldığında yeteri kadar büyük ise bu durumda ışıma örüntüsü içerisinde ızgara kulakçık dediğimiz ikinci bir ana hüzme oluşur. Dizi faktöründe üssel kısım 2π'nin katı olduğunda ızgara kulakçıklar oluşacaktır. Örneğin x eksenine dizilmiş bir dizi için düşey düzlemde ızgara kulakçıklar

$$\begin{aligned} kd\sin\theta_i - kd\sin\theta_0 &= 2\pi p \\ p &= \pm(1,2,3,\ldots) \end{aligned} \tag{5}$$

açılarında oluşur [3].

Bir dizi herhangi bir açıya yönlendiğinde ızgara kulakçıkların görünür bölge içerisinde yer almamasını sağlayacak bir kriter söz konusudur. Bu kriter,

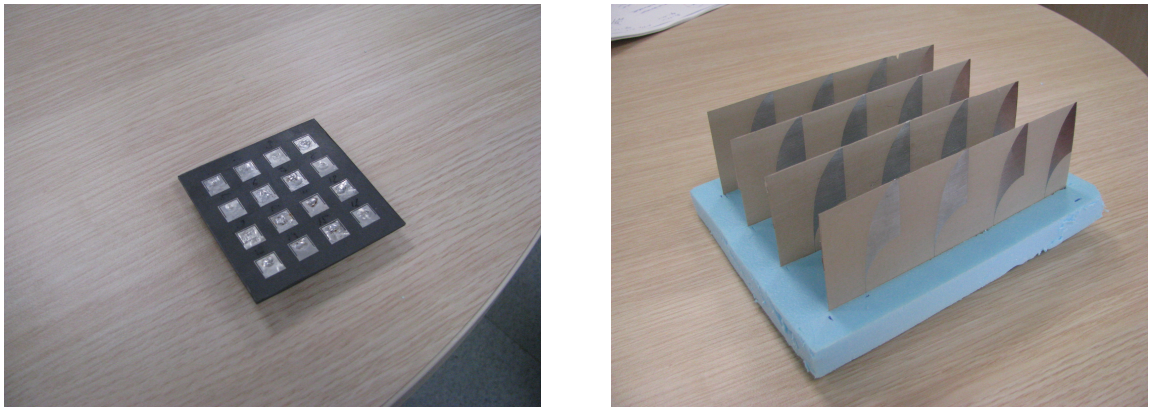
$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1+\sin\theta_0} \tag{6}$$

biçimindedir.

Faz dizili antenlerde bu ızgara kulakçıkları bastırmak amacıyla örtüşmeli (*overlapped*) veya düzensiz (*irregular*) alt dizi teknikleri kullanılmaktadır.
Örtüşmeli alt dizilerde her bir ışıma elemanı çok sayıda alt diziye bağlanır. Bu nedenle her bir anten elemanının çıkışının bir çok kere bölünmesi ve tekrar birleştirilmesi gerekmektedir. Örtüşmeli alt dizi tekniğinde sentezlenen ışıma örüntüsü, alt dizi ışıma örüntüsü ile dizi faktörünün çarpımından elde edilebilir. Yassı biçimli bir alt dizi ışıma örüntüsü gerçekleştirebilmek için sinx/x biçiminde bir altdizi ağırlıklandırması gerekmektedir.
Düzensiz alt dizi tekniğinin gerçeklenmesi nispeten daha kolaydır. Ancak eş aralıklı bir dizinin düzensiz ve bitişik alt dizilere nasıl bölüneceği konusunda kesin kurallar yoktur. Düzensiz alt dizi oluştururken açıklığın tamamen dolması gereklidir. Aynı zamanda alt dizilerin kaç elemandan oluşacağının da belirlenmesi gerekmektedir.
Son zamanlarda gerçekleştirilen uygulamalarda alt dizilerin periyodik veya keyfi bir şekilde döndürülmüş biçimleri kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar alt diziler döndürüldüğünde dizi faktöründeki yan kulakçık seviyelerinin azaltılabildiğini göstermiştir.
Keyfi veya periyodik olarak döndürülen alt diziler olasılıksal yöntemlerle (beklendik değer ve varyans değerlerinin hesaplanmasıyla) analiz edilmektedir.

5. Tasarım Örnekleri

Bu çalışmada faz dizili anten örneği olarak 4*4'lük bir kare yama anten dizisi ile 4*4'lük bir vivaldi dizisi tasarımları gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen diziler Şekil 2'de gösterilmektedir.

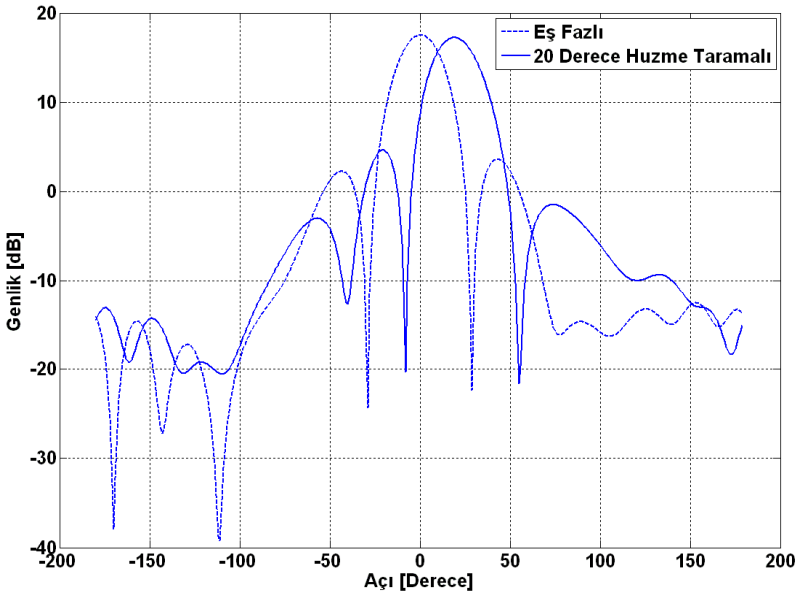


Şekil 2. Faz Dizili Antenler.

Düzlemsel kare yama anten dizisi için elektronik hüzme tarama ve yan kulakçık bastırma çalışmaları gerçekleştirilmiştir. XY düzleminde yer alan düzlemsel dizi için (2) ve (3) numaralı eşitlikler kullanılarak ana hüzme 20 derece döndürülmüştür. Elde edilen ışıma diyagramı Şekil 3'te gösterilmektedir. Hüzme tarama yapıldığında ana hüzmenin yarım güç genişliği artmaktadır ve bu değer,

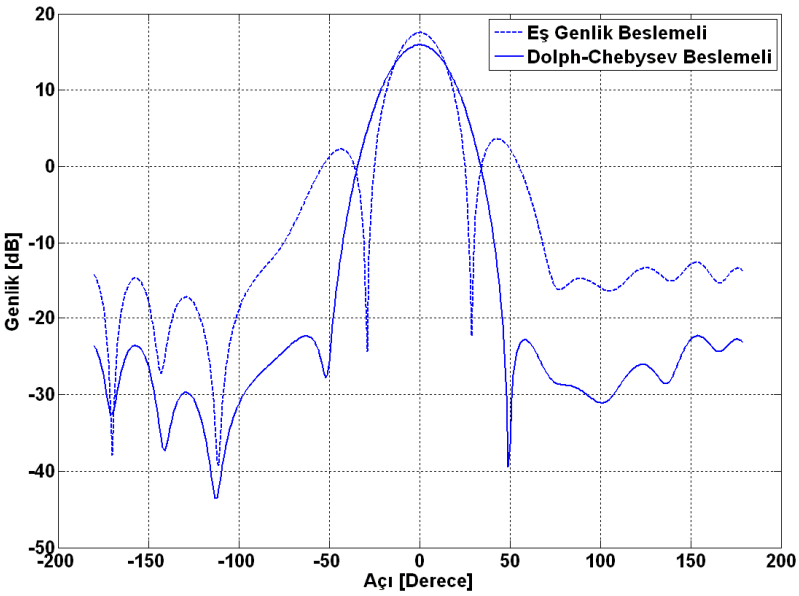
$$\theta_3 \approx \theta_3\left(\textit{yönlendirmeninolmadığıdurum}\right)/\cos\theta_0 \tag{7}$$

ifadesi ile elde edilir.



Şekil 3 Düzlemsel Kare Yama Anten Işıma Diyagramları.

Düzlemsel kare yama anten dizisi için yan kulakçık bastırma çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla Dolph-Chebysev dizi besleme tekniği kullanılmıştır. Elde edilen ışıma diyagramı Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4. Düzlemsel Kare Yama Antenin Yan Kulakçık Bastırma Durumunda Elde Edilen Işıma Diyagramı.

Kaynaklar

[1] J. D. Parker and D. C. Zimmermann, "Phased arrays—part I: theory and architectures," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, no. 3, pp. 678–687, Mar. 2002.

[2] S. J. Orfanidis, Electromagnetic Waves and Antennas. ECE Dept., Rutgers University, 2008: http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/.

[3] R. J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, 2nd ed. Boston: Artech House, 2005.

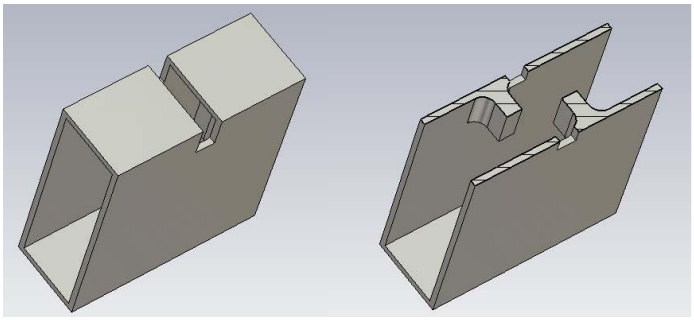
Dar Kenar Eğimsiz Yarıklı Dalga Kılavuzu Anten Dizisi

Doğanay Doğan[(1,2)], Özlem Aydın Çivi[(2)]
(1) Radar, Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Grubu, Aselsan A.Ş., Ankara
doganay@aselsan.com.tr
(2) Elektrik – Elektronik Müh. Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
ozlem@metu.edu.tr

Özet- *Radar uygulamalarında sıkça kullanılan dar kenar yarıklı anten dizilerinde kullanılmak üzere, düşük çapraz polarizasyonlu, eğimsiz bir yarık önerilmiştir. Önerilen yarık tipi, benzerlerine göre daha kolay üretilebilmektedir. Yarıkların, benzerlerinin yerine kullanılabileceği tezi, tasarlanan düzlemsel bir anten dizisinin elektromanyetik benzetimleriyle desteklenmiştir.*

1. Giriş

Radarlarda dalga kılavuzu anten kullanımı oldukça köklü ve oturmuş bir geçmişe sahiptir. Bu durumun nedenleri arasında, yüksek güçle yayın yapabilmeleri, üretim kolaylığı, çevresel şartlara dayanıklı olmaları, elektronik taramaya elverişli olmaları ve hassas yan huzme kontrol olanakları sayılabilir. Oldukça fazla kullanım alanı bulunan eğimli dar kenar yarıklarının üstünlüğü, düşük elemanlar arası mesafeye izin vermesi ve buna bağlı olarak yüksek elektronik tarama kabiliyeti sağlamasıdır. Ayrıca, çift polarizasyonlu dalga kılavuzu antenlerde, geniş kenarları yarıklı antenlerle bir arada kullanılmaktadırlar [1],[2]. Buna karşın, herhangi bir önlem alınmazsa, yarıkların eğimli olması nedeniyle ana huzme dışında ciddi çapraz polarizasyon huzmelerinin oluşması kaçınılmazdır [3]. Çapraz polarizasyon huzmelerini yok etmek ya da zayıflatmak için temelde iki yöntem vardır: yarıkları ızgaralar arasına yerleştirmek ya da dalga kılavuzları arasına boğma kanalları açmak [4]. Bu yöntemlerden ızgara yerleştirmek tam bir çözüm sunarken, anten ağırlığını oldukça arttırmakta ve mekanik olarak zorlayıcı bir tasarıma yöneltmektedir. Ayrıca, çift polarizasyon uygulamalarında, diğer polarizasyonun yarıkları nedeniyle ızgara kullanılamamaktadır. Boğma kanalları ise, dar bantlı ve sadece tek tarama açısında kabul edilebilir performans sunan bir çözümdür. Çapraz yarıkların yerine kullanılabilecek bir diğer yarık tipi ise, dalga kılavuzu içerisinden uyarılan eğimsiz yarıklardır. Literatürde bu tür yarık kullanımına rastlanmaktadır fakat önerilen uyarım tekniklerinin, dalga kılavuzunun üretimi sonrasında, dalga kılavuzunun iç kısmına bir takım yapılar eklemeyi gerektirmesi nedeniyle hassas üretim açısından zorlayıcı ve maliyetli olduğu görülmektedir [5-7]. Bu çalışmada, çapraz polarizasyon sorununu ortadan kaldırmak için eğimli yarıkların yerine kullanılmak üzere dalga kılavuzu dar kenarına açılmış, üretimi kolay, düşük çapraz polarizasyonlu eğimsiz bir yarık anten tipi önerilmektedir.



Şekil 1. Eğimsiz Dar Kenar Yarık Anten Geometrisi

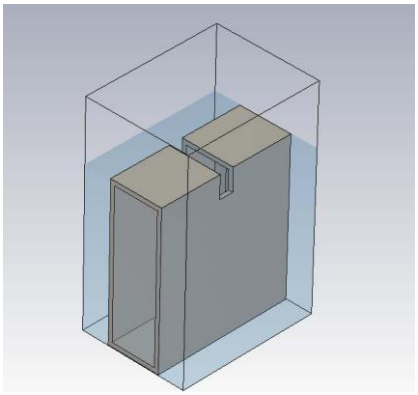
2. Yarık Geometrisi

Anten geometrisi incelendiğinde, dalga kılavuzu içerisinde iki adet uyarıcının bulunduğu ve bu uyarıcıların tam ortasında anten yarığının bulunduğu görülmektedir. Şekil 1'de görülen uyarıcıların yükseklikleri (h parametresi) büyük ölçüde yarıkların uyarım genliğini kontrol ederken, yarık derinliği (d parametresi) ise yarığın ışıma fazını kontrol etmektedir. Uyarıcılar, dalga kılavuzu geniş kenarına ve üst taraftaki dar kenara bitişiktir. Bu sayede, anten, tek bir alüminyum bloktan yekpare bir şekilde, uyarıcılarıyla birlikte alt kısmından işlenebilmektedir. İşlem tamamlandıktan sonra alt kısmı vidalanarak ya da sert lehimleme teknikleriyle kapak olarak monte

edilmektedir. Antenin yekpare olması, sonradan parça yerleştirilen antenlerde meydana gelen pozisyonlama hatalarının ve diğer üretim zorluklarının önüne geçmektedir.

3. Yarık Karakterizasyonu

Tasarlanacak olan anten dizisi 20 x 10 elemanlı, 30 dB yan huzme seviyeli Taylor dağılımına sahip düzlemsel bir dizidir. Bu boyutlardaki bir dizi için, sonsuz dizi tabanlı bir modellemenin isabetli sonuçlar vermesi beklenmektedir. Sonsuz dizi yaklaşımında, üzerinde tek bir anten yarığı olan dalga kılavuzu parçasının birim hücre olarak kabul edilip farklı yarık parametreleri için periyodik sınır koşulları (PSK) kullanılarak modellenmesi gerekmektedir. Kullanılan geometrik model Şekil 2'de görülmektedir. Dalga kılavuzunun etrafını çeviren hava kutusunun boyutları, her iki eksende de elemanlar arası mesafeler kadardır. Alt ve üst sınır yüzeyleri haricinde, diğer dört sınır yüzeyinden karşılıklı olanlar PSK olarak tanımlanmıştır. PSK tanımı gereği, bu yüzeyler üzerinde karşılıklı noktalardaki elektrik ve manyetik alan genlikleri birbirleriyle aynı olup aralarında sadece faz farkı olabilmektedir. Bu şekilde yapılan PSK tanımları, PSK tarafından çevrelenmiş hücrenin, iki eksen doğrultusunda kendisini sürekli tekrar etmesini temsil etmektedir. Başka bir deyişle, sonsuz büyüklükte düzlemsel bir yarıklı anten dizisi modellenmiş olmaktadır. Ayrıca, bu dizi içerisindeki tüm yarıkların uyarım genlikleri eşittir. Uyarım fazları ise, PSK tarafnıdan tanımlanmış faz farkları doğrultusunda ilerleyen faz şeklinde oluşmaktadır. Birim hücrenin alt yüzeyi mükemmel elektrik iletkeni (MEİ) olarak tanımlanmıştır ve antenin kapak kısmını temsil etmektedir. Üst yüzeyine ise Floquet Portu tanımlanmıştır. Floquet Portu, iki eksende periyodik olan birim hücreler için en iyi emici sınır koşuludur; çünkü üzerine gelen dalganın tamamını emmektedir ve kesinlikle yansımaya neden olmamaktadır. Modellenen dalga kılavuzu parçasının iki ucuna ise dalga kılavuzu portu tanımlanmaktadır. Bu portlardan biri anteni uyarmak için kullanılırken, diğeri yarık tarafından ışınmamış enerjinin emilmesini sağlamaktadır.



Şekil 2. Yarık karakterizasyon geometrisi

Şekil 2'deki modelle benzetim yapıldığında, sonsuz dizi içerisindeki yarıklı dalga kılavuzu parçasının aktif S parametreleri elde edilir. Çizilmemiş olan anten elemanlarının uyarım fazları, PSK tanımlanırken kullanılan faz farklarıyla ilişkili olduğu için, aktif parametreler PSK tanımlarına göre değişiklik göstermektedir. İlerleyen dalga tipi yarıklı dalga kılavuzu anten dizilerinde (YDKAD), dalga kılavuzu boyunca elemandan elemana bir faz farkı oluşmaktadır ve bu faz farkı dalga kılavuzu kesitine, frekansa ve yarıklar arası mesafeye bağlıdır. Dalga kılavuzu boyunca periyodikliği sağlayan sınır koşulları için bu faz farkı kullanılmalıdır. Diğer eksendeki faz farkı ise, düzlemsel dizi ile yapılacak olan elektronik taramaya bağlıdır. Çoğu dizinin elektronik tarama yapılmamış durumunda en iyi performansla çalışması beklendiği için, bu faz farkının 0 derece olması tercih edilir.

Benzetimler sonucunda, yarıkların S parametrelerinin, diğer yarık tiplerinde kullanılan şönt admitans modeliyle büyük ölçüde uyumlu olduğu görülmektedir. Özellikle uyarım genliği arttıkça, modelin daha geçerli olduğu görülmektedir. Fakat, tasarlanacak olan anten ilerleyen dalga tipinde olduğu için Dion'un yaklaşımı kullanılabilmekte [8] ve şönt admitans modelinin geçerli olmasının ya da olmamasının bir önemi kalmamaktadır. Bu yaklaşımda önemli olan, yarığın ışıdığı gücün, karşı porta ulaşan güce oranıdır ve aslında şönt modeldeki kondüktans parametresine denk gelmektedir. Bu parametreyi P_r olarak tanımlarsak:

$$P_r = \frac{1-\left|S_{21}\right|^2-\left|S_{11}\right|^2}{\left|S_{21}\right|^2} \tag{1}$$

(1)'de, pay normalize edilmiş ışınan güç miktarını verirken payda, karşı porta giden normalize edilmiş güç miktarını vermektedir. Farklı uyarıcı yükseklikleri ve farklı yarık derinlikleri için benzetimler yapılarak P_r hesaplanır ve böylece yarıklar karakterize edilmiş olunur. P_r değerleri incelendiğinde görülmektedir ki, herhangi bir uyarıcı yüksekliği için, belli bir yarık derinliğinde P_r en yüksek değerine ulaşmaktadır. Bu durum yarık için rezonansa tekabül etmektedir.

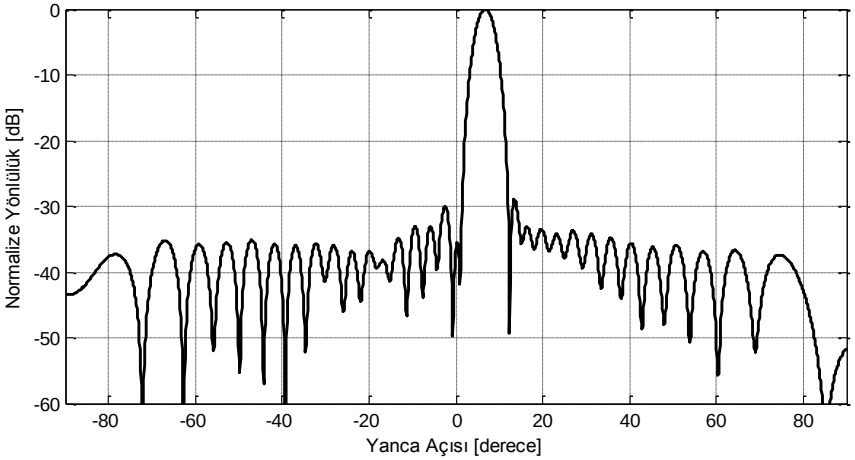
Rezonanstaki farklı P_r değerlerine sahip yarıklar incelendiğinde, ışıma fazlarının çok yakın olduğu görülmektedir. Taylor dağılımı eş fazlı bir dağılım olduğu için, dizide kullanılacak yarıkların da eş fazlı olması gerekmektedir. Dizinin frekans bant genişliğini de en yüksek değere çekebilmek için, tüm yarıkların rezonant olması uygun olmaktadır. Yani, rezonant yarıkların kullanımı hem eş faz şartını, hem de en geniş frekans bandını aynı anda sunmaktadır. Bu nedenle, karakterizasyonda yoğunlaşılan nokta, farklı uyarıcı yükseklikleri için rezonans koşulunu sağlayan yarık derinliklerini bulmaktır.

4. Dizi Anten Tasarımı ve Benzetimleri

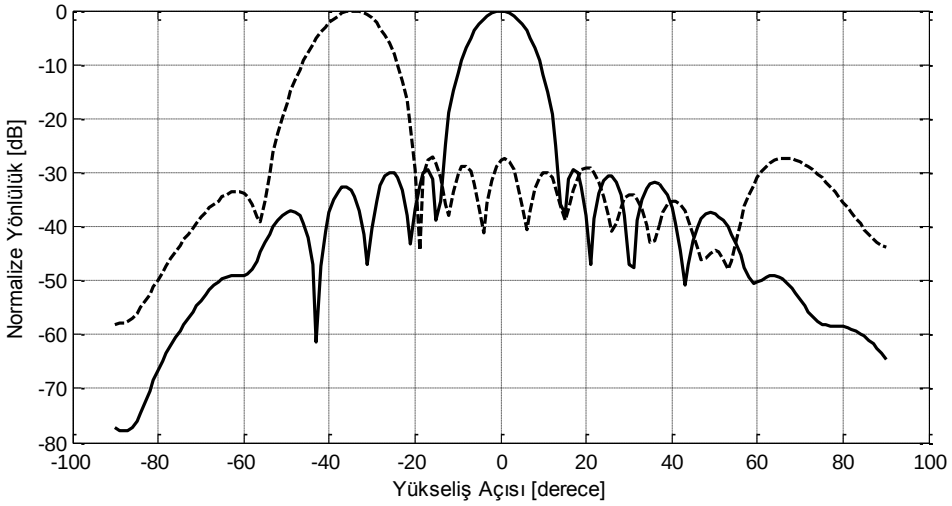
Tasarlanan anten 10 sıra dalga kılavuzundan oluşmakta ve her dalga kılavuzu sırasında 20 yarık elemanı bulundurmaktadır. Antenin her iki ana düzlemde de 30 dB yan huzme seviyesi olması beklenmektedir. Ayırıca, antenin yükseliş düzleminde +/- 35 derece elektronik tarama yapabilmesi beklenmektedir. Tasarım için uygun dalga kılavuzu kesiti, yarıklar arası ve dalga kılavuzu sıraları arası mesafeler belirlenmiştir. Ayrıca, yarıktan yarığa değişmeyen parametreler olan yarık kalınlığı, yarık – uyarıcı mesafesi, uyarıcı derinliği, uyarıcı kalınlığı gibi parametreler, antenin bant genişliğini en iyileştirecek şekilde belirlenmiştir. Bu parametreler kullanılarak gerekli yarık karakterizasyonu yapılmıştır. 20 eleman için ñ=4 ve 30 dB yan huzme seviyesi olan Taylor dağılımı hedeflenmiştir ve sonlandırıcı yükte harcanan gücün merkez frekansta %5 olması istenmiştir. Bu isterleri sağlayacak P_r değerleri 20 yarık için Dion yöntemiyle hesaplanmıştır. 10 sıralı diziyi oluşturmadan önce, ilk aşamada tek sıra antenin, tek eksende PSK kullanılarak benzetimi yapılmıştır. Bu ilk benzetimde, ilk yan huzmeler için hedeflenen yan huzme seviyesinin tutturulamadığı, hedefin 3-4 dB üzerinde kalındığı görülmüştür. Bunun nedeni, modellemenin sonsuz dizi yaklaşımını kullanması; fakat tasarlanan dizinin 20 elemandan oluşmasıdır. Ayrıca, sonsuz dizide tüm elemanlar eş genlikle uyarılırken, tasarlanan dizi de Taylor dağılımı kullanılmıştır. Bu nedenle istenilen genlik ve faz dağılımı tam olarak elde edilememiştir.

Sonsuz dizi yaklaşımından kaynaklı açıklık dağılımı hatalarını düzeltmek için, benzetimle tüm yapı için elde edilen elektrik alan verisinden hareketle, yarıkların orta kısmındaki voltajlar fazlarıyla birlikte hesaplanmıştır. Bu voltajlar kullanılarak oluşturulan dizi faktörü, benzetim sonucunda elde edilen ışıma örüntüsüne oldukça benzemektedir. Bu voltajların, istenilen voltajlardan sapma miktarları baz alınarak yarıklar üzerinde küçük değişiklikler yapılmış ve anten için tekrar benzetim yapılmıştır. Bu işlem 3 kere üst üste tekrarlanarak nihayetinde istenilen yan huzme seviyesine ulaşılmıştır. Elde edilen anten sırası çoklanarak 10 sıralı düzlemsel dizinin benzetimi yapılmıştır. Elde edilen yanca ve yükseliş ışıma örüntüleri sırasıyla Şekil 3 ve Şekil 4'te görülmektedir. Yükseliş düzleminde istenen 35 derecelik taramanın sorunsuz şekilde yapılabildiği ve 30 dB'lik yan huzme isterinin sağlandığı görülmektedir.

Antenin ışıma örüntüsünün %6'lık bir frekans bandında kabul edilebilir kabul edilir yan huzme seviyelerine sahip olduğu görülmüştür. Bu bant içinde bant uçlarına yaklaştıkça ilk yan huzme seviyesi 27 dB yakınlarına gelmekte fakat diğer yan huzmeler 30 dB'nin altında kalmaktadır. Ayrıca aynı frekans bandında, yükte harcanan güç %5 ile %10 arasında değişmektedir.



Şekil 3. Tasarlanan dizinin benzetimle edilen yanca ışıma örüntüsü



Şekil 4. Tasarlarnan dizinin benzetimle elde edilen yükseliş ışıma örüntüsü

5. Sonuç

Dar kenarı yarıklı dalga kılavuzu antenlerdeki çapraz polarizasyon problemini gidermek için, eğimsiz yarık yapısında olmasına rağmen üretimi nispeten kolay bir anten elemanı sunulmuştur. Anten elemanın dizi içerisinde kullanımı için periyodik sınır koşulları aracılığıyla isabetli bir şekilde modellenebildiği gösterilmiştir. Verilen yaklaşımla modellenen yarıklar kullanılarak düzlemsel bir dizi tasarlanmış ve benzetimi yapılmıştır. Sonsuz dizi modelinden kaynaklı küçük boyuttaki anten açıklığı dağılımı hataları tespit edilmiş ve bu hataları gidermek amacıyla yarıklar üzerinde gerekli ince ayarlar yapılmıştır. Bu ayarlamalar sonrasında hedeflenen yan huzme seviyesine sahip örüntünün oluşturulabildiği görülmüştür.

Şu andaki çalışmalar antenin tasarlanan antenin üretilmesi ve ölçülmesi yönündedir. Üretimden istenilen sonuçlar alınırsa, aynı anten elemanları kullanılarak çift polarizasyonlu bir anten tasarlanacak ve üretilecektir.

6. Kaynakça

[1] A. G. Demeryd ve A. Lagerstedt: "Novel slotted waveguide antenna with polarimetric capabilities," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Volume 3, s. 2054-2056, 1995.

[2] L. Josefsson ve C. G. M. van't Klooster: "Dual Polarized Slotted Waveguide SAR Antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Volume 1, s. 625-628, 1992.

[3]L.A. Kurtz ve J.S. Yee: "Second-Order Beams of Two-Dimensional Slot Arrays," IRE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 5, Issue 4, s. 356-362, 1957

[4] D. C. Chang, C. I. Hung, C. C. Lin, J. IK Lin, E. T. Ho, ve T. M. Lee: "Suppression of Second Order Beam for Traveling Wave Slot Arrays," Microwave Conference Proceedings, Volume 1, s. 93-96, 1993

[5] W. Wang; J. Jin, J-G. Lu ve S-S. Zhong: "Waveguide slotted antenna array with broadband, dual-polarization and low cross-polarization for X-band SAR applications," *IEEE International Radar Conference*, s. 653-656, 2005.

[6] S. Hashemi-Yeganeh ve R.S. Elliott: "Analysis of Untilted Edge Slots Excited by Tilted Wires," *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, Volume 38, Issue 11, s. 1737-1745, 1990.

[7] D. Dudley, Jr.: An iris-excited slot radiator in the narrow wall of rectangular waveguide," IRE *Trans. On Antennas Propag*, Volume 9, Issue 4, s. 361-364, 1961.

[8] A. Dion: "Nonresonant Slotted Arrays," IRE *Trans. on Antennas Propag*, Volume 6, Issue 4, s. 360-365, 1958.

HACIM TARAMA RADARLARI İÇİN BİR YÜKSEK KAZANÇLI DİZİ ANTEN TASARIMI

Fikret TOKAN[1], Filiz GÜNEŞ[2], Bahattin TÜRETKEN[3], Koray SÜRMELİ[4]

[1,2] Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü,
Beşiktaş- İstanbul, Turkey, 0212 383 70 70 - [1]2497, [2]2480
[3,4]TÜBİTAK, UEKAE, 41470, Gebze, 0262 6481232

[1]ftokan@yildiz.edu.tr, [2]gunes @yildiz.edu.tr,
[3]bahattin@uekae.tubitak.gov.tr, [4]koraysurmeli@uekae.tubitak.gov.tr

Özet: *Bu çalışmada hacim taramalı radarlarda kullanılmak üzere* $\phi = 0^o$ *temel düzleminde,* $0^o \le \theta \le 60^o$ *bölgesini tarayabilen, bir dikdörtgen düzlemsel dizi anten sentezi yapılmıştır. Bu sentez işleminde, önce tarama düzlemindeki problem bölgeye göre belirlenmiş* $\theta_i, i = 1,.....6$ *açılarına yönlendirilmiş, yaklaşık* $\Delta\theta_i = 10^o,\ i = 1,....6$ *ana huzme genişliklerine sahip, her biri 20 elemandan oluşturulmuş, 6 lineer- alt dizi anten ışıma paternleri bireysel olarak oluşturulmuş ve son aşamada süperpoze edilmiştir. Elemanter anten tipi olarak yarım-dalga dipol seçilmiştir. Ayrıca, her bir eleman besleme genliği de genetik algoritma ile optimize edilerek, ana hüzme karekteristiği düzgünleştirilmiştir. Tasarımı yapılan bu hacım taramalı dikdörtgen düzlemsel dizi anten ışıma paterni tam-dalga benzetim programı olan CST (bilgisayar benzetim teknolojisi) ile de doğrulanmıştır.*

1. Amaç

Bu çalışmada amaç $\phi = 0^O$ temel düzleminde $0^o \le \theta \le 60^o$ bölgesini tarayabilen, bir dikdörtgen dizi anten tasarımı yapmaktır. Literatürde ışıma paterninin bütün bir görünür bölgede dağılımı verildiği durumlarda, yaygın olarak Fourier transformasyonu [1] ya da Woodward-Lawson [2-3] analitik metotları uygulanmaktadır. Çalışmamızda, bir dar ana huzme ve düşük yan lop tasarımı metodu olan Dolph- Chebyshev analitik metodu kullanılarak, her biri, toplamda problem bölgesini tarayabilecek şekilde belirlenmiş $\theta_i, i = 1,.....6$ doğrultularına yönlendirilmiş, yaklaşık $\Delta\theta_i = 10^o,\ i = 1,....6$ ana huzme genişliğine sahip 20 elemanlı, lineer 6 alt- dizi anten sentezi yapılmıştır. Son aşamada sentezlenen bu 6 ışıma paterni süperpoze edilerek, hacım taramalı dikdörtgen düzlemsel dizi antenin toplam ışıma karekteristiği elde edilmiştir. Gelecek bölümde, önerilen sentez metodu analitik olarak verilecektir.

2. Metot

Bilindiği gibi, elemanları identik ve aralarındaki ortak kuplaj etkisinin ihmal edilebildiği durumda, bir üç boyutlu geometriye sahip bir dizi antenin toplam paterni, dizi faktörü ve eleman ışıma paterni şeklinde faktörize edilebilir ve dizi faktörü ifadesi $AF(\theta,\phi)$ aşağıdaki şekilde verilebilir [4]:

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{m=1}^{N_y}\sum_{n=1}^{N_x} A_{mn} e^{j(k\hat{r}\cdot\vec{r}'_{mn} - \beta_{mn})} \tag{1.1}$$

Burada A_{mn} ve $\vec{r}'$, *mn.* elemanın sırası ile besleme genliği ve orijini referans alan pozisyon vektörüdür:

$$\vec{r}'_{mn} = x'_{mn}\,\hat{x} + y'_{mn}\,\hat{y} + z'_{mn}\,\hat{z} \tag{1.2}$$

(1.1) deki $\hat{r}$ de orijinden gözlem noktasına yönlendirilmiş birim vektörüdür ve çift toplam da özellikle, dikdörtgen düzlemler gibi satır ve sütun kullanan geometriler için kullanışlıdır. (1.1), (1.2) genel formüllerinin *xy*-düzleminde yer alan faz dizilerine uygulanması aşağıdaki gibidir:

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{m=1}^{N_y}\sum_{n=1}^{N_x} A_{mn}\, e^{\,j\beta_{mn}} e^{\,j\xi_{mn}} \tag{2.1}$$

Burada,

$$\xi_{mn} = k\,\hat{r}.\vec{r}'_{mn} = k\left[x'_{mn}\sin\theta\cos\phi + y'_{mn}\sin\theta\sin\phi\right] \tag{2.2}$$

$$\beta_{mn} = -k\left[x'_{mn}\sin\theta_o\cos\phi_o + y'_{mn}\sin\theta_o\sin\phi_o\right] \tag{2.3}$$

(2.2)'de β_{mn}, *mn.* elemanının uyarım faz açısıdır ve ana ışıma θ_o, ϕ_o doğrultusuna yönlendirilecek biçimde (2.3) ile formüle edilmiştir. Bizim ele aldığımız dizi anten geometrimiz, Şekil 1'de verilen dikdörtgen ızgarada düzenlenmiş bir düzlem dizi antendir. Buna göre, düzlem dizi anten *x*-ekseni boyunca üniform, d_x (=λ/2) aralığı ile orijine göre simetrik olarak dizilmiş, her biri *y*-eksenine paralel oriyentasyona sahip, simetrik d_y (=λ/2) uzunluğuna sahip çift sayıda yarım – dalga dipollerinden (N_x =20) oluşmuş, N_y =6 lineer alt-diziden oluşmuştur. (2.1)'deki dizi faktörü fonksiyonu, Şekil 1'de verilen simetrik dikdörtgen düzlemsel dizi anten için aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$AF(\theta) = 2\sum_{m=1}^{6}\sum_{n=1}^{10} A_{mn}\cos\left[\left(\frac{2n-1}{2}\right)(k\,d_x\sin\theta - \beta_{mx})\right] \tag{3}$$

Burada, *mn.* elemanının uyarım faz açısı β_{mn}, *m.* lineer alt–dizinin ana huzme doğrultusu θ_{mo} cinsinden ifade edilerek aşağıdaki forma dönüşür:

$$AF(\theta) = 2\sum_{m=1}^{6}\sum_{n=1}^{10} A_{mn}\cos\left[\left(\frac{2n-1}{2}\right)k\,d_x\,(\sin\theta - \sin\theta_{m0})\right] \tag{4}$$

Böylece (4)'e göre, önerilen sentez işlemi dikdörtgen düzlem dizi anteninin, her bir lineer alt-dizisinin ana ışıması $\theta_{mo}, m = 1,.....6$ 'a yönlendirilecek şekilde tasarlanmasından ibaret olacaktır. Bu çalışmada lineer alt-dizilerin tasarım metodu olarak, Dolph-Chebyshev metodu seçilmiştir. İlave olarak, elde edilen Dolph-Chebyshev akım genlik dağılımları, düzlem dizi antenin toplam ışıma karakteristiğinin ana huzme bölgesi düzleştirilecek biçimde, "Genetik" algoritma ile optimize edilmiştir. Ayrıca sentezlenen düzlem dizi antenin CST ile "Tam Dalga" simulasyonu yapılıp, metodun geçerliliği gösterilmiştir.

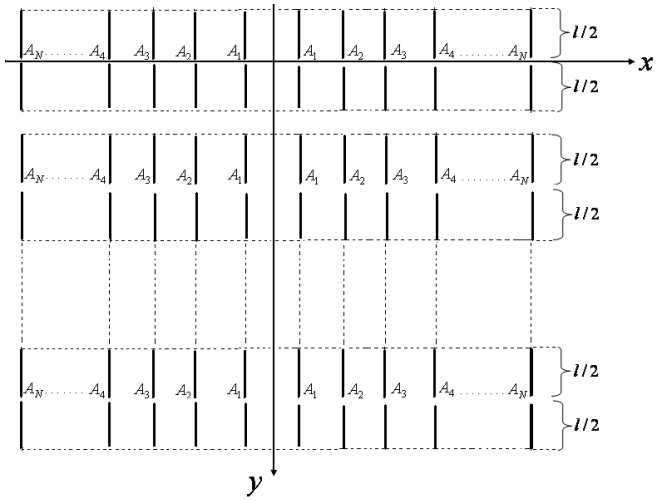
3. Genetik Optimizasyonu

Bu çalışmada, düzlemsel dizi anten paterninin $\phi = 0^o$ düzleminin $0^o \le \theta \le 60^o$ bölgesindeki ana ışıma karekteristiğini düzgünleştirmek ve anten yönlendirici kazancını artırabilmek amacı ile elemanter antenlerin Dolph-Chebyshev katsayıları genetik algoritma kullanılarak optimize edilmiştir. Bu amaç aşağıdaki fonksiyon biçiminde ifade edilmiştir:

$$Amaç = -20\log\left\{\frac{1}{\Delta\theta}\int_{\theta_l}^{\theta_u}\left|AF(\theta)\right|\right\} - s * SLL(dB) \tag{5.1}$$

$$SLL = \begin{cases} MSLL, & eğer\ Max(SLL) \ge -25\,dB \\ 0, & diğer\ durumlarda \end{cases} \tag{5.2}$$

Burada s>>1, θ_l *ve* θ_u, sırası ile ana huzme ile taranması hedeflenen bölgenin alt ve üst sınırlarını temsil etmektedir ve $\Delta\theta = \theta_u - \theta_l$ şeklinde tanımlanabilir. (5.1) ile verilen amaç fonksiyonundaki ilk terim ışıma karakteristiği ana huzme ortalamasının maksimizasyonu, ikinci terim ise maksimum yan lob seviyesi (MSLL)'nin tespit edilen değerin üzerine çıkmasını engellemek için kullanılmıştır.



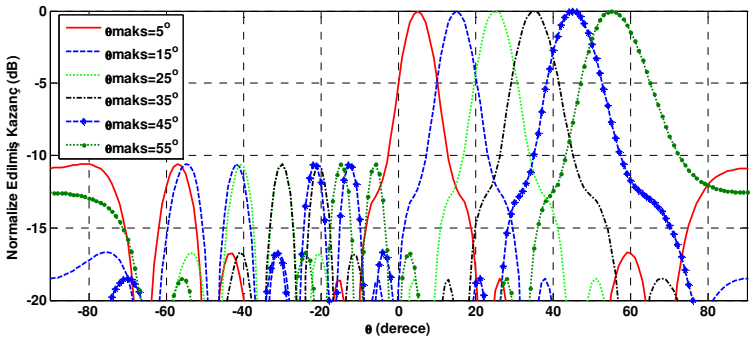
Şekil 1. Düzlemsel yarım-dalga dipol anten dizisi.

4. Uygulama Örneği ve Sonuç

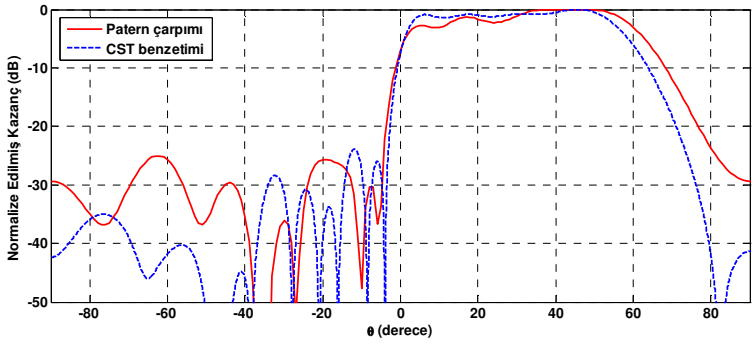
Bu 6 adet alt-dizinin her birinin ışıma paterni yaklaşık olarak 10^o'lik ana huzme genişliğine sahip olacak şekilde 20 adet antenden oluşturulmuştur. *xy*-düzlemindeki düzlemsel diziyi oluşturan elemanlar (-40) dB SLL oluşturacak şekilde Dolph-Chebyshev genlik dağılımı bulunmuş ve genetik algoritma ile optimize edilmiştir (Tablo 1). Her bir dizi elemanının uyarma faz açısı da (2.3) eşitliği kullanılarak, ait oldukları alt dizilerin ana hüzmeleri sırasıyla 5^o, 15^o, 25^o, 35^o, 45^o ve 55^o doğrultularına yönlendirilecek şekilde hesaplanmıştır (Tablo 2).

Genetik optimizasyon işleminden sonra her bir alt-dizinin oluşturduğu ışıma paterni Şekil 2(a)'da, düzlemsel diziye ait toplam ışıma paterni ise Şekil 2(b)'de verilmiştir. Şekil 2(a) incelendiğinde alt-dizilerin oluşturduğu ışıma paternlerin MSLL yaklaşık olarak -11 dB iken, bu ışıma paternlerin fazörel toplamlarıyla elde edilen Şekil 2(b)'deki toplam ışıma paterninin MSLL -25 dB değerine sahiptir. Toplam ışıma paterninin kapladığı hacmin ise amaçlanan hedefe oldukça yakın olduğu görülmektedir. Bunun yanında CST benzetim sonuçlarına bakıldığında MYLS'nin beklenildiği gibi -25 dB olduğu Şekil 2(b)'de görülmektedir. Alt-dizileri oluşturan antenlerin optimizasyon işlemi sonrasındaki genlik değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Sonuç olarak, bu çalışmada $\phi = 0^o$ ve $\theta_l \le \theta \le \theta_u$ bölgesini tarayabilecek bir düzlemsel dizi anten tasarımı, toplam ışıma karakteristiği, lineer alt-dizi ışıma özellikleri cinsinden kontrol edilerek ve "Dar Ana Huzme ve Düşük Yan Lop Seviye" metodu ile başarı ile yapılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 2. $\phi = 0^o$ temel düzleminde, $0^o \le \theta \le 60^o$ bölgesini tarayan düzlem dizi antenin (a) Her bir lineer alt-dizisinin (b) Alt-dizi'lerin toplamının oluşturduğu ışıma paternleri

Tablo 1. Düzlemsel diziyi oluşturan her bir alt-dizi'de bulunan antenlerin konumları ve optimizasyon sonrası besleme genlik değerleri.

Her bir Alt-dizi	$A_n(A)$	1	0.8689	0.7155	0.6769	0.1149	0.3885	0.2277	0.4446	0.1088	0.1755

Tablo 2. Düzlemsel dizileri oluşturan her bir alt-dizi'de bulunan antenlerin besleme fazı değerleri.

Her bir antenin besleme fazı ($\beta(n)$)											
	$\theta_{maks} = 5^o$	-7.84	-23.53	-39.22	-54.9	-70.59	-86.28	-101.97	-117.66	-133.34	-149.03
	$\theta_{maks} = 15^o$	-23.29	-69.88	-116.46	-163.05	-209.64	-256.23	-302.81	-349.4	-35.99	-82.58
	$\theta_{maks} = 25^o$	-38.03	-114.1	-190.17	-266.24	-342.32	-58.39	-134.36	-190.53	-286.6	-2.671
	$\theta_{maks} = 35^o$	-51.62	-154.86	-258.1	-1.35	-104.59	-201.84	-311.08	-54.32	-127.57	-260.81
	$\theta_{maks} = 45^o$	-63.63	-190.91	-318.19	-95.47	-212.75	-340.03	-107.31	-234.59	-1.915	-119.2
	$\theta_{maks} = 55^o$	-73.72	-221.17	-8.61	-156.06	-303.51	-90.96	-238.4	-25.9	-173.3	-320.7

4. Kaynaklar

[1]. Booker H.G. ve Clemmow P.C., " The concept of an angular spectrum of plane waves, and its relation to that of polar diagram and aperture distribution", Proc. IEE Radio Section, 97, s.11-17, 1950.
[2]. Woodward P. M., "A method for calculating the field over a plane aperture required to produce a given polar diagram", J. IEE, 93, s.1554-1558, 1946.
[3]. Woodward P. M. ve Lawson J.D., "The theoretical precision with which an arbitrary radiation –pattern may be obtained from a source of finite size", J. IEE, 95(37), s. 363-370, 1948.
[4]. Stutzman W.L., ve Thiele G.A., Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, 1998.

Fazlı Anten Dizilerinde Sadece Faz ile Sentezleme Problemine Yeni Bir Bakış

Erdinç Erçil
ASELSAN
Radar ve Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Grubu
Anten Teknolojileri Müdürlüğü
Ankara
eercil@aselsan.com.tr
Tlf: 0312 592 3556

Özet: Bu çalışmada sadece faz ile sentez için yeni bir yöntem önerilmektedir. Önerilen yöntemde, anten dizisinin açıya bağlı olarak yarattığı güç dağılımı sinüs ve kosinüs fonksiyonları cinsinden ifade edilmektedir. Ardından bu fonksiyonların [-π π] aralığındaki dikliğinden istifade edilerek istenen güç dağılımı ve eleman fazlarına bağlı bir denklem seti elde edilmektedir. Elde edilen denklem seti eleman fazlarına doğrudan değil, eleman fazları arasındaki farkların sinüslerine ve kosinüslerine bağlı olan (doğrusal olmayan) bir denklemlerden oluşmaktadır. Tam çözümü olmayan bu denklem setinin kök bulma algoritmaları ile yaklaşık olarak çözülmesi anten elemanlarına uygulanması gereken faz katsayıları bulunmuş olmaktadır.

I. GİRİŞ:

Dizi anten ışıma örüntü sentezi için literatürde birçok çalışma mevcuttur([1-4]). Çalışmaların büyük çoğunluğunda eleman uyarım katsayılarının genliği ve fazı serbest olmakta ve genellikle eleman sayısı arttıkça istenen ışıma örüntüsüne oldukça yakın örüntüler elde edilebilmektedir. Ancak bazı radar ve uydu uygulamalarında; kimi zaman anten besleme devresinde genlik kontrolü yapabilen bir elemanın yokluğu sebebiyle, kimi zaman da (gönderme durumunda) anten çıkış gücünü düşürmemek amacıyla, istenen ışıma örüntüsü, eleman katsayılarının *sadece fazını* değiştirerek elde edilmeye çalışılmaktadır. Bu problemin çözümü için kullanılan en popüler yaklaşımlardan birisi genetik algoritma kullanmaktır.

Sadece faz ile sentez ise iki farklı şekilde anlaşılabilmektedir. Birincisi anten eleman genliklerinin tamamının aynı olması durumunda sentezleme (w_n=1 koşulu altında $\alpha_n$lerin bulunması), diğeri ise verilen bir genlik dağılımı varlığında ($w_n=w_0(n)$ koşulu altında $\alpha_n$lerin bulunması) sentezleme yöntemidir. Radar uygulamalarında tipik olarak düşük yan huzme elde edebilmek için sönümlemeli genlik dağılımı kullanılmaktadır. Eğer anten elemanlarına uygulanan genlik dağılımı değiştirilemiyor ise, radar operasyonel olarak farklı huzme tiplerine ihtiyaç duyduğunda sadece faz ile sentez yapmak zorunlu olmaktadır.

Sadece faz ile sentez probleminin çözümü için literatürde farklı yöntemler geliştirilmiştir. ([5-8]). Önerilen yöntemlerin hemen hemen tamamında bir optimizasyon algoritması kullanılmakta ve probleme özgü olarak tanımlanan bir bedel fonksiyonu minimize edilmeye çalışılmaktadır. Bu çalışmadaki yaklaşım ise problemin doğrudan çözümünü hedeflemektedir. Bu yaklaşım ile yukarıda bahsedilen iki farklı tip problemin çözümü için tek bir yöntem ortaya konmaktadır. Makalenin 2. kısmında bir boyutlu bir diziden yayılan gücün açıya bağlı ifadesi elde edilmekte ve bu ifadenin eleman uyarım fazları ile olan ilişkisi çıkarılmaktadır. 3. kısımda ise metodun doğrulama yöntemi ve bazı deneysel huzme şekillerinin önerilen metod ile sentezlenmesi ile ortaya çıkan sonuçlar sunulmaktadır.

II.DİZİ ANTEN İÇİN YAYILAN GÜÇ İFADESİ

Makale boyunca dizi elemanlarının izotropik elemanlar olduğu varsayılacak ve dolayısıyla dizi faktörünün anten ışıma örüntüsüne eşit olduğu düşünülecektir. Bir boyutlu çizgisel bir dizi için dizi faktörü şu şekilde yazılabilir.

$$DF(\theta,\phi) = DF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} w_n e^{j\alpha_n} e^{-jnk_o d\sin\theta} \qquad (1)$$

(1)'de, w_n eleman uyarım katsayılarının genliğini, α_n eleman uyarım katsayılarının fazını, k_o dalga sayısını, d elemanlar arası mesafeyi, θ ise dizi ana ekseni ile yapılan açıyı göstermektedir. (1), Euler dönüşümü ile (2)'deki hali alır.

$$DF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} w_n \left[\cos\left(\alpha_n - nk_o d \sin\theta\right) + j \sin\left(\alpha_n - nk_o d \sin\theta\right)\right] \tag{2}$$

İlerideki ifadeleri basitleştirmek için (3)'teki dönüşümleri yapmakta fayda vardır:

$$\begin{aligned} k_o d \sin\theta &= \psi \\ \cos(\alpha_n - n\psi) &= c_n \\ \sin(\alpha_n - n\psi) &= s_n \end{aligned} \tag{3}$$

Dizi faktörünün genliğinin karesi alınırsa, antenden yayılan güç ile orantılı bir nicelik bulunacaktır:

$$\begin{aligned} \left|DF(\psi)\right|^2 &= \left|\sum_{n=1}^{N} w_n c_n + j w_n s_n\right|^2 = \left|\sum_{n=1}^{N} w_n c_n\right|^2 + \left|\sum_{n=1}^{N} w_n s_n\right|^2 \\ &= (w_1 c_1 + w_2 c_2 + ... w_N c_N)^2 + (w_1 s_1 + w_2 s_2 + ... w_N s_N)^2 \end{aligned} \tag{4}$$

Bu ifade incelendiğinde kendi kendisi ile çarpılan terimlerden birer tane, çapraz terimlerden ise ikişer tane olduğu görülür. (4) üzerinde biraz manipülasyon yapıldığında (5)'teki denkliğe ulaşılır.

$$\left|DF(\psi)\right|^2 = \sum_{n=1}^{N} w_n^2 \left[c_n^2 + s_n^2\right] + 2\sum_{n=1}^{N-1} w_n \sum_{m=n+1}^{N} w_m \left[c_n c_m + s_n s_m\right] \tag{5}$$

(6)'daki ilişkiden dolayı (7)'deki duruma gelinir.

$$c_n^2 + s_n^2 = 1 \tag{6}$$

$$\left|DF(\psi)\right|^2 = \sum_{n=1}^{N} w_n^2 + 2\sum_{n=1}^{N-1} w_n \sum_{m=n+1}^{N} w_m \left[c_n c_m + s_n s_m\right] \tag{7}$$

(8)'deki trigonometrik ilişki sayesinde güç ifadesi (9)'daki son halini alır.

$$\begin{aligned} c_n c_m + s_n s_m &= \cos(\alpha_n - n\psi)\cos(\alpha_m - m\psi) + \sin(\alpha_n - n\psi)\sin(\alpha_m - m\psi) \\ &= \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m)\psi\right] \end{aligned} \tag{8}$$

$$\left|DF(\psi)\right|^2 = \sum_{n=1}^{N} w_n^2 + 2\sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m)\psi\right] \tag{9}$$

(9)'daki ifadenin sonlu bir Fourier Kosinüs Serisi olduğu görülmektedir. Ancak, (9)'da bilinmeyenler sadece α_n'lerdir. $w_n$ler belli olan uyarım genlik katsayılarıdır. Tüm eleman genliklerinin 1 olarak alınması durumunda (9), (10)'daki özel duruma dönüşmektedir.

$$\left|DF(\psi)\right|^2 = N + 2\sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n}^{N} \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m)\psi\right] \tag{10}$$

Bu aşamadan sonra yapılması gereken, istenen dizi faktörünü F(ψ), Fourier Kosinüs Serisi Katsayılarının bulunmasına benzer bir işlemdir. Ancak eleman uyarım genlik katsayıları serbest olmadığı için istenen dizi faktörü, F(ψ)'nin ölçeklendirilmesi gereklidir. Bunun için serideki DC terimden faydalanılır. (9)'daki ifadenin sağ tarafı [-π,π] arasında entegre edildiğinde harmonik terimlerin bu aralıktaki entegrali 0 olduğu için (12)'deki ilişkiye varılır. Böylece F(ψ)'nin ölçeklendirme katsayısı, β, bulunmuş olur.

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 d\psi = \int_{-\pi}^{\pi}\left\{\sum_{n=1}^{N} w_n^2 + 2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m)\psi\right]\right\} d\psi$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 d\psi = 2\pi\sum_{n=1}^{N} w_n^2 \tag{11}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{2\pi\sum_{n=1}^{N} w_n^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|kF(\psi)\right|^2 d\psi}} \tag{12}$$

$\alpha_n$lerin bulunabilmesi için (13) ve (14)'teki ilişkilerden faydalanılır:

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \cos(p\psi) d\psi = \int_{-\pi}^{\pi}\left\{2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m)\psi\right]\cos(p\psi)\right\} d\psi \tag{13}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \sin(p\psi) d\psi = \int_{-\pi}^{\pi}\left\{2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m)\psi\right]\sin(p\psi)\right\} d\psi$$

$$p = 1,2..N \tag{14}$$

Trigonometrik denkliklerden faydalanıldığında, (13) ve (14), (15) ve (16)'daki forma gelir.

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \cos(p\psi) d\psi = 2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \int_{-\pi}^{\pi}\left\{\frac{\cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m-p)\psi\right] + \cos\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m+p)\psi\right]}{2}\right\} d\psi \tag{15}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \sin(p\psi) d\psi = 2\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \int_{-\pi}^{\pi}\left\{\frac{\sin\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m+p)\psi\right] - \sin\left[\alpha_n - \alpha_m + (n-m-p)\psi\right]}{2}\right\} d\psi \tag{16}$$

Entegrallerin alındığı aralık sinüs ve kosinüs fonksiyonlarının tam bir periyodu olduğundan (17) ve (18) denklemlerine ulaşılır.

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \cos(p\psi) d\psi = 4\pi\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \cos(\alpha_n - \alpha_m)\left(\frac{\delta_{n-m,k} + \delta_{n-m,-p}}{2}\right) \tag{17}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \sin(p\psi) d\psi = 4\pi\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \sin(\alpha_n - \alpha_m)\left(\frac{\delta_{n-m,k} + \delta_{n-m,-p}}{2}\right) \tag{18}$$

(18) ve (19)'da δ, Kronecker Delta fonksiyonunu temsil etmektedir. Toplam sembolü içindeki seri için m>n olduğundan, Kronecker Delta fonksiyonlarından sadece $\delta_{n-m,-p}$ etkin olacak ve denklemler aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \cos(p\psi) d\psi = 2\pi\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \cos(\alpha_n - \alpha_m)\left(\delta_{n-m,-p}\right) \tag{19}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\left|\beta F(\psi)\right|^2 \sin(p\psi) d\psi = 2\pi\sum_{n=1}^{N-1}\sum_{m=n+1}^{N} w_n w_m \sin(\alpha_n - \alpha_m)\left(\delta_{n-m,-p}\right) \tag{20}$$

Bu denklemler açıkça yazılacak olursa,

$$\begin{array}{llll}
w_1 w_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_2) & w_2 w_3 \cos(\alpha_2 - \alpha_3) & \ldots & w_{N-1} w_N \cos(\alpha_{N-1} - \alpha_N) = f_1 \\
 & w_1 w_3 \cos(\alpha_1 - \alpha_3) & w_2 w_4 \cos(\alpha_2 - \alpha_4) \ldots & w_{N-2} w_N \cos(\alpha_{N-2} - \alpha_N) = f_2 \\
 & & \vdots & \vdots \\
 & & \vdots & w_1 w_N \cos(\alpha_1 - \alpha_N) = f_{N-1} \\
w_1 w_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2) & w_2 w_3 \sin(\alpha_2 - \alpha_3) & \ldots & w_{N-1} w_N \sin(\alpha_{N-1} - \alpha_N) = g_1 \\
 & w_1 w_3 \sin(\alpha_1 - \alpha_3) & w_2 w_4 \sin(\alpha_2 - \alpha_4) \ldots & w_{N-2} w_N \sin(\alpha_{N-2} - \alpha_N) = g_2 \\
 & & \vdots & \vdots \\
 & & \vdots & w_1 w_N \sin(\alpha_1 - \alpha_N) = g_{N-1}
\end{array} \tag{21}$$

(21)'de yer alan f_p ve g_p şöyledir:

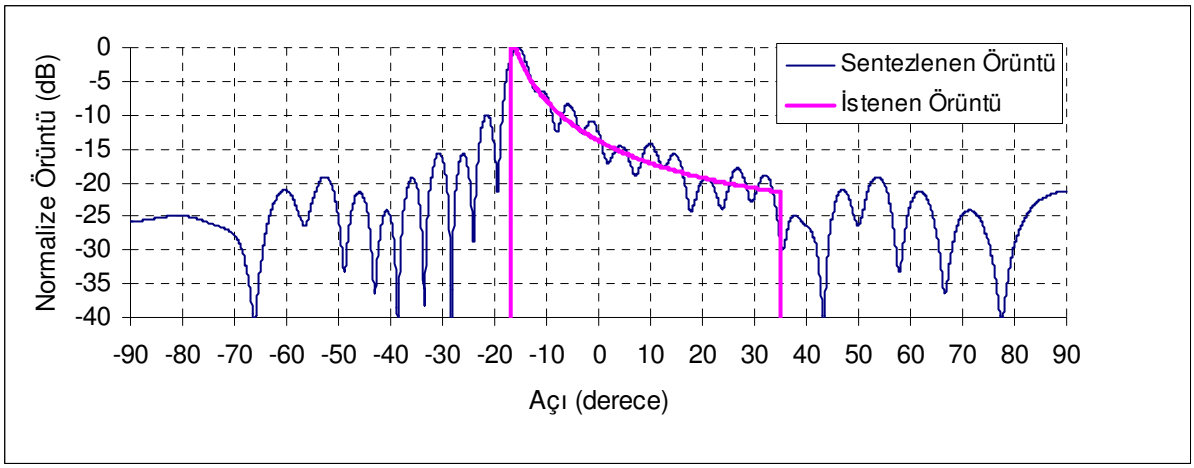
$$f_p = \int_{-\pi}^{\pi} |\beta F(\psi)|^2 \cos(p\psi) d\psi$$
$$g_p = \int_{-\pi}^{\pi} |\beta F(\psi)|^2 \sin(p\psi) d\psi \qquad (22)$$

III. DOĞRULAMA VE SENTEZ ÇALIŞMALARI

Keyfi olarak seçilen bir ışıma örüntüsü için (21)'deki denklem setinin çözümü yoktur, ancak kök bulma algoritmaları ile yaklaşık çözümler bulunabilmektedir. Çalışma kök bulma algoritmaları üzerinde odaklanmadığından denklemin çözümü MATLAB'da yer alan *fsolve* fonksiyonu aracılığıyla yapılmıştır. Yöntemin doğrulaması, sadece faz ile elde edilmiş bir ışıma örüntüsünün girdi olarak alınıp başta verilen faz katsayılarının aynen elde edilmesi ile yapılmıştır.

III.A EŞ GENLİKLERLE YAPILAN SENTEZ

Aşağıdaki grafikte, çalışmada elde edilen sonuçlardan bir örnek gösterilmektedir. Bu örnekte eleman uyarım genlikleri sabittir. Elemanlar arası mesafenin 0.625λ olduğu 23 elemanlı bir anten dizisi için 4 derece ile 55 derece arasında açıların kosekantının karesi ile orantılı bir ışıma örüntüsü hedeflenmiş ve Şekil 1'de gösterilen ışıma örüntüsü sadece faz ile sentezlenmiştir.

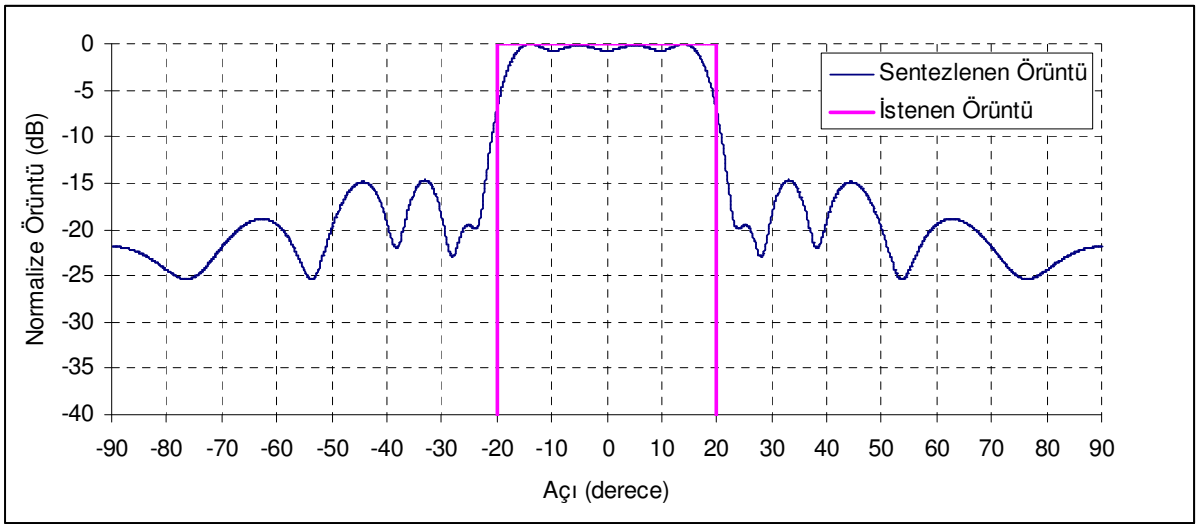


Şekil 1: 23 elemanlı dizi için elde edilen ışıma örüntüsü

Elde edilen örüntünün istenen ışıma örüntüsüne yeterince benzemediği düşünülebilir, ancak sentezin sadece faz ile yapıldığı göz önünde tutulduğunda elde edilen sonucun tatmin edici olduğu değerlendirilmektedir.,

III.B VERİLEN BİR GENLİK DAĞILIMI VARLIĞINDA YAPILAN SENTEZ

Diğer bir örnekte ise Taylor dağılımlı bir dizide ikinci bir ışıma örüntüsü istendiği varsayılmış ve bu örüntünün mevcut genlik dağılımı altında sentezlenmesine çalışılmıştır. Dizi eleman sayısı 15, elemanlar arası mesafe 0.56λ olarak alınmıştır. İkinci bir ışıma örüntüsü olarak sabit genlikli ve yan lobları olmayan bir huzme hedeflenmiş ve Şekil 2'de gösterilen ışıma örüntüsü (2. Örüntü) elde edilmiştir.



Şekil 2: Taylor dağılımlı (ñ=5, YHS=30 dB) dizi elemanlarının farklı bir faz dağılımı ile beslenmesi sonucu elde edilen örüntü (2. Örüntü)

Fikir vermesi açısından bu örüntüyü ortaya çıkaran eleman uyarım fazları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: 2. örüntü için eleman uyarım fazları

Eleman No	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Faz (derece)	0.0	-8.9	-121.4	-156.8	-172.6	143.6	93.6	82.7	93.6	143.6	-172.6	-156.8	-121.4	-8.9	0.0

IV. KAYNAKLAR:

[1]: Woff, I., Determination of the Radiatıng System Which Will Produce a Specified Directional Characteristic, I.R.E.-U.R.S.I., Washington,D. C., Mayıs 1936.
[2]: Hansen, R., C., Array Pattern Control and Synthesis, Proceedıngs of the IEEE, Böl. 80, no. 1, Ocak 1992.
[3]: Mailloux, R., J., Phased Array Antenna Handbook, Böl.3, sf. 109-157, Artech House, Norwood, Massachussets, ABD.
[4]: Bucci, O., M., Fransescetti, G., Mazzarella, G., Panariello, G., "A General Projectıon Approach to Array Synthesis", Antennas & Propagation Symposium, 1989.
[5]: Chakraborty, A., Das, B., N., Gitindra, S., S., Determination of Phase Functions for a Desired One-Dimensional Pattern, IEEE Transactions on Antennas and Propagation,Böl. ap-29, no. 3, Mayıs 1981.
[6]: Brown, G., Kerce, C., Mitchell, M., Extreme Beam Broadening Using Phase Only Pattern Synthesis, IEEE, 2006.
[7]: Kautz, G., Phase-Only Shaped Beam Synthesis via Technique of Approximated Beam Addition, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Böl. 47, no. 5, Mayıs 1999.
[8]: Bucci, O., M., Mazzarella, G., Panariello, G., Reconfigurable Arrays by Phase-Only Control, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Böl. 39, no. 7, Haziran 1991.

Dost Düşman Tanıma (IFF) Sistemleri İçin Yüzey Uyumlu Dairesel Dizi Anten Tasarımı

Koray SÜRMELİ, Umut BULUŞ, Bahattin TÜRETKEN

TÜBİTAK, UEKAE, 41470, Gebze, Kocaeli
T: +90 262 648 1232, +90 262 648 1991 F:+90 262 648 1100

koraysurmeli@uekae.tubitak.gov.tr, umutbulus@uekae.tubitak.gov.tr, bahattin@uekae.tubitak.gov.tr

***Özet**: Elektronik harp teknolojisindeki gelişmeler, dost-düşman tanıma ("identification friend or foe", iff) sistemlerinin kullanılmasını kaçınılmaz kılmıştır. Klasik radarlar hava araçlarının yer/konum bilgilerini tespit edebilmekte, tespit edilen hava aracının dost veya düşman olup olmadığını bilememektedir. Bu ise, teknolojik harp konseptinin büyük bir açığını teşkil etmektedir. Bunun üstesinden gelmek amacıyla üzerine gelen kodlu sinyale belirli bir kodla cevaplayan sistemler tasarlanmış ve bunlar ikincil radar dediğimiz iff radarlarının geliştirilmesini sağlamıştır. Bu amaçla 36 adet anten elemanından oluşan dairesel dizi anten tasarımı yapılmış, toplam ve fark ışıma diyagramlarında yan kulakçık seviyeleri bastırma teknikleri uygulanmıştır. Ayrıca Taylor ve Bayliss dağılımı kullanarak hüzme şekillendirme yapılmış ve sonuçlar grafik halinde verilmiştir.*

1. Giriş

Dost düşman tanıma sistemleri elektronik harp alanında son derece büyük öneme sahip olan sistemlerdir. Hedeflerin yüksek doğrulukta tespit edilmesi amacıyla yaygın bir biçimde kullanılmaktadırlar. IFF sisteminde yer istasyonu ve hava platformu arasındaki kod alışverişini sağlayan ve hava platformunun yerininin doğru tespit edilmesinde en büyük önemi olan sistem elemanı antenlerdir. IFF antenleri, belirli frekansta çalışan özel tasarlanmış, toplam ve fark ışıma diyagramı üretebilen, düşük yan kulakçık seviyesine sahip döner/sabit antenlerdir. Döner antenler belirli bir hızla hedef üzerinden geçerek sorgulama yapar. Sabit antenler ise mekanik olarak sabit ancak elektronik olarak ana hüzmenin döndürüldüğü *faz taramalı* antenlerdir. Özellike son zamanlarda deniz platformlarında entegre anten direği uygulamaları (radar kesit alanı azaltımı, frekans seçici yüzey kullanarak elektronik bastırmaya karşı dayanıklılığının artırılması, yüzeye uyumlu sabit antenlerin kullanılması amacıyla) başlamış ve platformlarda bulunan radar antenleri bu direk içerisinde toplanmıştır. Bu durum yapıya uygun sabit ancak elektronik tarama yapan antenlerin tasarımını zorunlu kılmıştır. Bu tür platformlarda genellikle silindirik dizi anten yapıları kullanılmaktadır. Anten gereksinimleri genelde radar antenleri ile benzerdir. Ancak çoklu yol (*multipath*) ve yan kulakçıklardan dolayı oluşan yanlış hedeflerin bastırılması önem arz etmektedir[1].

Silindirik diziler dairesel dizilerin üst üste yerleştirilmesi ile elde edilmektedirler. Silindirik diziler ile yatay düzlemde 360°'lik tarama gerçekleştirilmektedir. Bir silindirik dizinin dizi faktörü,

$$AF = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{jka\sin\theta\cos(\phi-\phi_n)} \times \sum_{m=1}^{M} a_m e^{jmkd\cos\theta} \tag{1}$$

biçiminde ifade edilir[2]. Burada N dairesel dizideki eleman sayısını, M silindirik dizide yer alan dairesel dizi sayısını, a dairesel dizinin yarıçapını, d dairesel diziler arasındaki mesafeyi, a_n ile a_m ilgili elemanların besleme genlik katsayılarını göstermektedir. ϕ_n ise dairesel dizideki n. elemanın xy düzlemindeki açısal pozisyonunu göstermektedir ve şu şekilde ifade edilir.

$$\phi_n = 2\pi\left(\frac{n}{N}\right) \tag{2}$$

IFF antenlerinde düşey ışıma örüntüsü ve yatay ışıma örüntüsü ayrı ayrı tasarlanmaktadır. Bununla birlikte bir de kontrol ışıma örüntüsü tasarımı gerçekleştirilmelidir.

2. Yatay Işıma Örüntüsü Tasarımı

Yatay düzlemde hedefin doğru bir şekilde belirlenmesi ve yanlış hedeflerin en aza indirilmesi büyük öneme sahiptir. Yatay düzlemde hüzme genişliği $2-4^{\circ}$ olan ve düşük yan kulakçık seviyesine sahip ışıma örüntüleri istenmektedir.

Hedeflerin çok daha doğru bir şekilde tespit edilebilmesi için fark ışıma örüntüleri kullanılmaktadır. Bu durumda yatay düzlemde toplam ve fark ışıma örüntüsü olmak üzere iki adet ışıma örüntüsü vardır. Toplam ışıma örüntüsü bir hedefi belirlemek için yararlıdır. Ancak hüzme hedefin konumunu belirlemek için çok geniştir. Hedef toplam ışıma örüntüsü ile aydınlatılır. Hedef yeteri kadar yakın olduğunda alıcı durumda fark ışıma örüntüsü kullanılarak hedefin ışıma örüntüsünün iki ana hüzmesi içerisinde tutulması sağlanır. Hedef iki ana hüzme arasındaki sıfır noktasında olmadığı zaman radar alıcısı ile bir geri dönüş sinyali tespit edilir. Bu sinyal hüzmenin eğimi ile orantılıdır ve hüzmenin pozisyonuna son derece duyarlıdır. Böylece hedefin açısal pozisyonu doğru bir şekilde belirlenebilir.

Toplam ışıma örüntülerinde Taylor, Dolph Chebysev vb. gibi besleme yapıları kullanarak -25, -30 dB değerine sahip yan kulakçık seviyeleri elde edilmektedir. Dizinin iki yarısının zıt fazla beslenmesi ile elde edilen fark ışıma örüntülerinde ise yan kulakçık seviyelerini bastırabilmek amacıyla Bayliss dağılımı kullanılmaktadır.

3. Düşey Işıma Örüntüsü Tasarımı

Düşey düzlemde çoklu yol etkilerinin bastırılması çok önemlidir. Bu nedenle düşey ışıma örüntüsünün bir sektör hüzme veya kosekant ışıma örüntüsü biçiminde olması önerilmektedir. Düşey ışıma örüntüsü en fazla 40° hüzme genişliğine sahip olacak şekilde tasarlanır. Çoklu yol etkilerinin belirlenmesi için ufuk noktasında düşey ışıma örüntüsünün eğimine bakılır. Bu değer dB/derece cinsinden ifade edilir ve ufuk kesim oranı olarak bilinir. Bir çok uygulama için ufuk kesim oranının 2-4 dB/derece değerinde olması yeterlidir.

4. Kontrol Işıma Örüntüsü Tasarımı

IFF sistemlerinde yan kulakçıklardan gelen sinyallere yanıt verilmesini engellemek amacıyla kontrol ışıma örüntüleri oluşturulmaktadır. Kontrol ışıma örüntüsünün kazancı toplam ışıma örüntüsünün kazancından küçük, yan kulakçık seviyelerinden ise daha büyüktür. Bu nedenle eğer toplam ışıma örüntüsünün kazancı kontrol ışıma örüntüsünün kazancından büyükse yanıt verilir. Toplam ve kontrol ışıma örüntüleri aynı açıklıktan elde edilirlerse ortak bir faz merkezini paylaşırlar. Bu durum düşey düzlemde toplam/kontrol oranının tüm açılar için aynı kalmasının sağlar. Kontrol ışıma örüntüleri üç şekilde oluşturulabilirler.

Yönsüz (*Omnidirectional*) Işıma Örüntüsü: Bu ışıma örüntüsü genellikle ayrı bir anten kullanılarak oluşturulur. Basit bir yapıya sahiptir. Kritik uygulamalarda kullanılmazlar. Düşey düzlemde kontrol ışıma örüntüsü toplam ışıma örüntüsü ile uyumlu olacak şekilde tasarlanır.

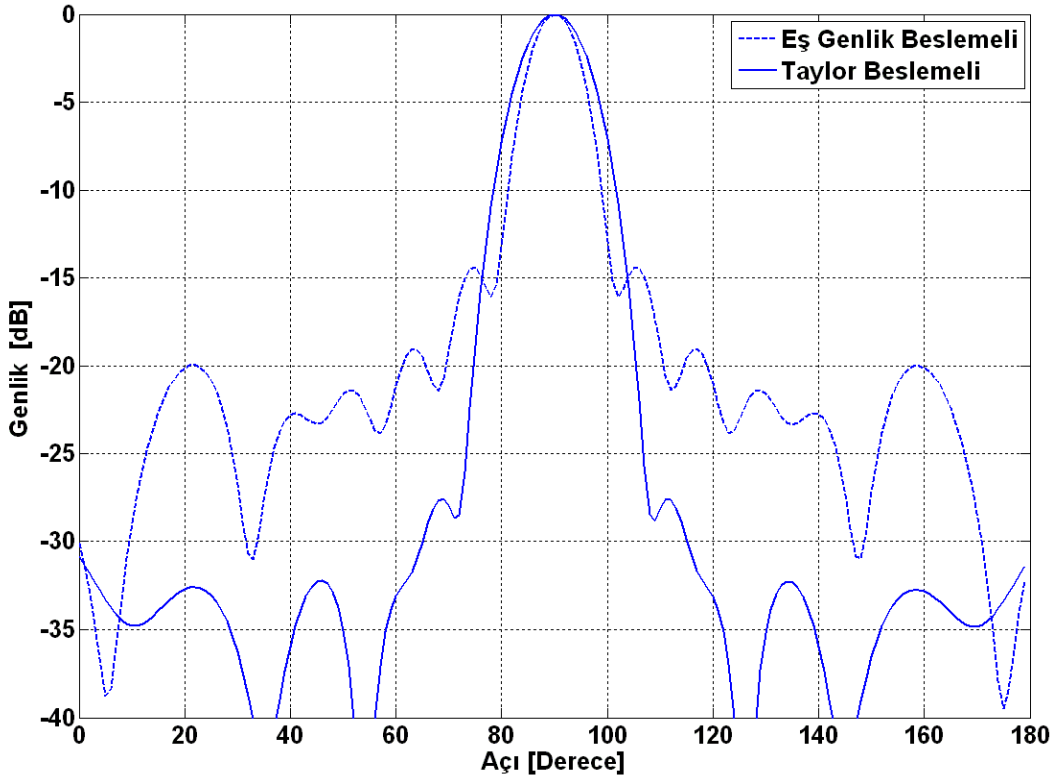
Fark Işıma Örüntüsü: Toplam aydınlatmasının merkezinde ani faz değişimleri ile elde edilen fark ışıma örüntüsü kontrol ışıma örüntüsü olarak kullanılır. Sınırlı kapsama sağlamaktadır.

Çentik (*Notch*) Işıma Örüntüsü: Dizi uygulamaları için en iyi kontrol ışıma örüntü yapısıdır. Işıma örüntüsü, çentiği üretmek için dizinin merkezi sütünlarından birinin toplam patern ile zıt fazda beslenmesi ile elde edilir. Bu yaklaşımda arka kulakçık ışımasını engellemek için genellikle yardımcı bir anten sisteme eklenmektedir.

5. Yagi Anten Dizisinde Yatay Işıma Örüntüsü Çalışması

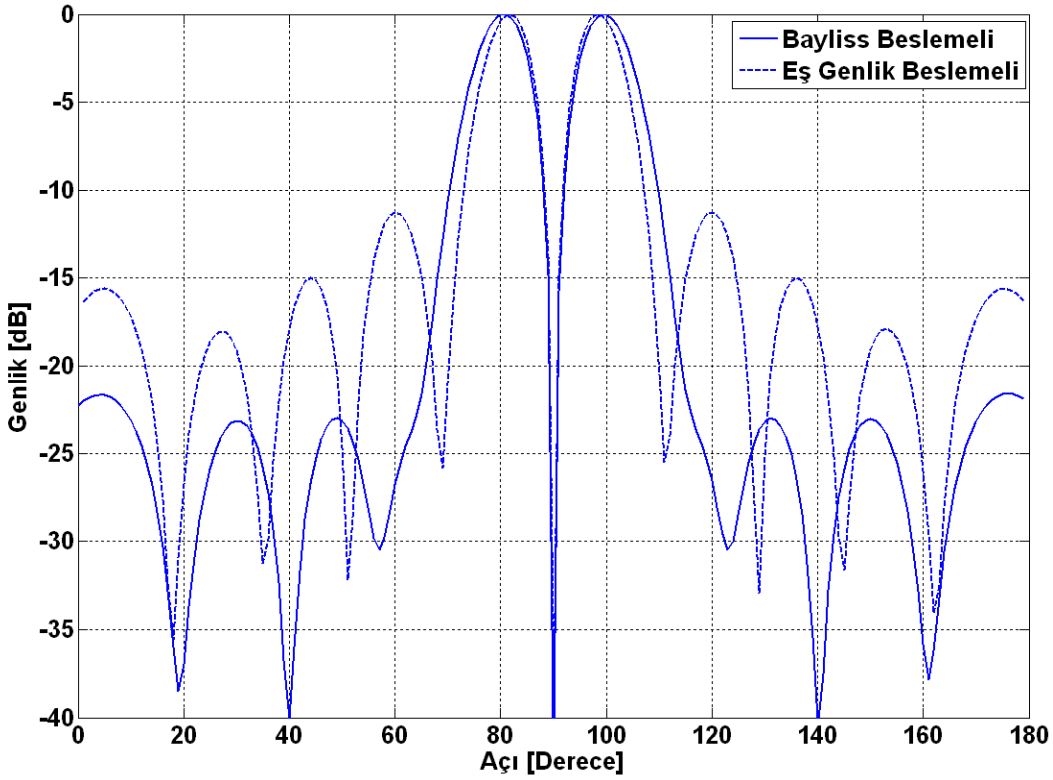
Bu çalışmada 36 elemandan meydana gelen dairesel anten dizisi tasarlanmıştır. Dizi elemanı olarak yagi anten seçilmiştir. Sadece yatay düzlemde hüzme şekillendirme yapılmış olup toplam ve fark ışıma örüntüleri elde edilmiştir. Tasarlanan dairesel dizinin yarıçapı 69.72 santimetredir. Bir anda 36 elemanın 16'sı beslenmektedir.

Klasik toplam ışıma örüntülerinde yan kulakçık seviyeleri istenilen değerlerin üzerinde olduğundan ışıma örüntüsü sentezleme tekniklerinden Taylor besleme dağılımı kullanılmıştır. IFF dizilerinde yan kulakçık seviyelerinin -20 dB civarında olması istenmektedir [3]. Tasarlanan dizide ilk yan kulakçık seviyesi ise Şekil 1'de de gösterildiği gibi -27 dB seviyesindedir.



Şekil 1. 36 Elemanlı Yagi Dairesel Dizinin Eş genlik ve Taylor Besleme Durumlarında Elde Edilen Toplam Işıma Diyagramları.

Klasik fark ışıma örüntüleri için yan kulakçık seviyeleri tipik olarak -13 dB olup, IFF sistemleri için bu değer kabul edilemez seviyededir[4]. Bunun için Bayliss besleme yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemle yan kulakçık seviyeleri -23 dB seviyesine çekilmiştir. Fark ışıma örüntülerinde ortadaki dip değer ile eğim, hedefin hangi doğrulukta bulunabileceğini belirler. Elde edilen fark ışıma örüntüleri Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 36 Elemanlı Yagi Dairesel Dizinin Eş genlik ve Bayliss Besleme Durumlarında Elde Edilen Fark Işıma Diyagramları.

Kaynaklar

[1] J. L. Volakis (ed.), Antenna Engineering Handbook, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007.

[2] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, 2th ed. New York: John Wiley & Sons, INC. 1982.

[3] E. T. Bayliss, "Design of monopulse antenna difference patterns with low side lobes," Bell Syst. Tech. J., vol. 47, pp. 623–650, May-June 1968.

Mekanik Titreşimlerin Anten Işıma Örüntüsü Üzerine Etkilerinin İncelenmesi

Cantürk KARADENİZ, Bahattin TÜRETKEN

TÜBİTAK-UEKAE, Gebze-Kocaeli
Tel: 90 262 6481237
Faks: 90 262 6481100

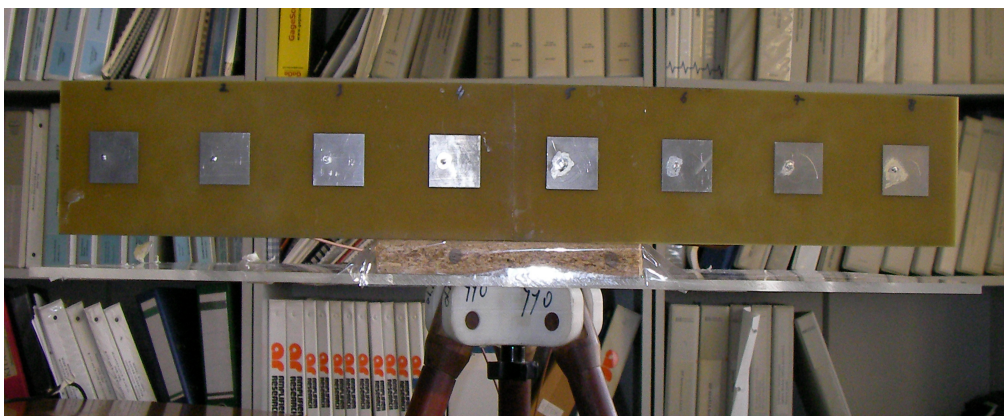
canturkk@uekae.tubitak.gov.tr, bahattin@uekae.tubitak.gov.tr

Özet

Hava, deniz ve kara platformlarına entegre edilmiş antenler, değişken aerodinamik yüklere ve platformun hareketinden kaynaklanan titreşimlere maruz kalmaktadır. Bu durum anten yüzeylerinin deformasyonuna, dizi anten elemanlarının pozisyonlarının ve yönlerinin değişmesine neden olmakta, bu ise dizi elemanlarının genlik ve faz değişimlerini beraberinde getirmektedir[1]. Bu çalışmada L bandında çalışan mikroşerit dizi anten tasarımı yapılmış, dizi antenin titreşimden kaynaklanan ışıma örüntülerindeki bozulmalar yapay uyarlamalı hüzme şekillendirme metodu (Adaptive Synthetic Beamforming) ile düzeltilmiştir. Aynı zamanda anten dizisine ait sayısal ışıma örüntüleri FDTD kullanılarak elde edilmiştir.

1.0 GİRİŞ

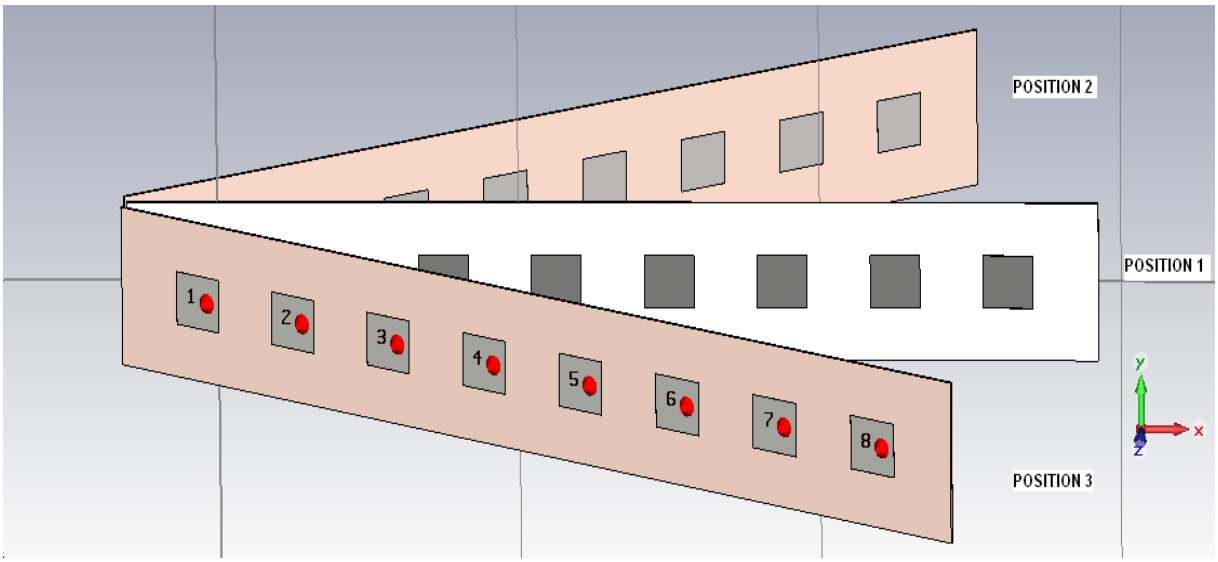
Dizi antenin titreşime maruz kalması antenin ışıma örüntüsüne (ana hüzme yönünün ve şeklinin değişmesi, yan kulakçık seviyelerinin artması,..vb) olumsuz etki etmektedir. Bu etkiler SAR(Synthetic Aperture Radar) antenleri, MIT(Moving Target Indication) antenleri ve yön bulma (Direction Finding) antenleri için çok önemli değişiklere neden olabilir. Şöyle ki; bir hava savunma aracına konuşlanmış tarama radarı veya kanat altına konuşlanmış yapay açıklık radarının SAR(Synthetic Aperture Radar) anten ışıma örüntülerinde, uçağın hareketinden kaynaklanan kaymalar yanlış hedef algılamasına veya yanlış veri alınmasına sebep olabilmektedir[1]. Bu amaçla titreşimden kaynaklanan genlik ve faz değişimlerini algılamak ve otomatik olarak düzeltim yapmak oldukça önemli, gerekli ve kritik bir süreçtir. Bu çalışmada L bandında çalışan sekiz elemanlı mikroşerit dizi anteni tasarlanmıştır (Şekil 1). Antenin deformasyona uğramış ve uğramamış durumlardaki gelen elektromagnetik dalganın geliş açısı kestirimleri MUSIC algoritması ile yapılmış ve geliş açısının değiştiği gözlemlenmiştir. Geliş açısındaki değişimlerin düzeltimi yapay uyarlamalı hüzme şekillendirme (Adaptive Synthetic Beamforming) yöntemi kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 1: Mikroşerit anten dizisi

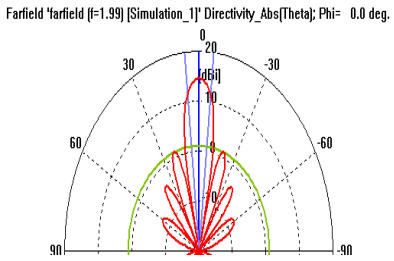
2.0 ANTEN TASARIMI

Dikdörgen mikroşerit anten dizisinin geometrik konfigürasyonu Şekil 2'de gösterilmiştir. Mikroşerit anten dizisi sekiz elemanlıdır ve dizi elemanları arasındaki uzaklık kaynağın dalgaboyunun yarısı olacak şekilde seçilmiştir.

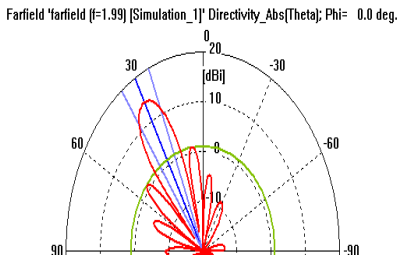


Şekil 2: Titreşime maruz kalmış mikroşerit anten dizisi pozisyonları

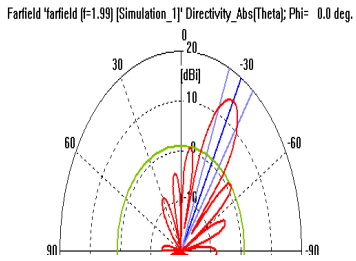
Tasarlanan mikroşerit dizi anten için Şekil 2'de gösterilen anten pozisyonları seçilmiştir. Anten dizisi kaynağa göre 0° ve ±30° olacak şekilde yerleştirilmiş ve anten dizisinin ışıma örüntülerinin simülasyonları CST Studio Suite programı ile yapılmıştır ve ışıma örüntüleri Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3.a: 0°(Pos 1)



Şekil 3.b: 30°(Pos 2)

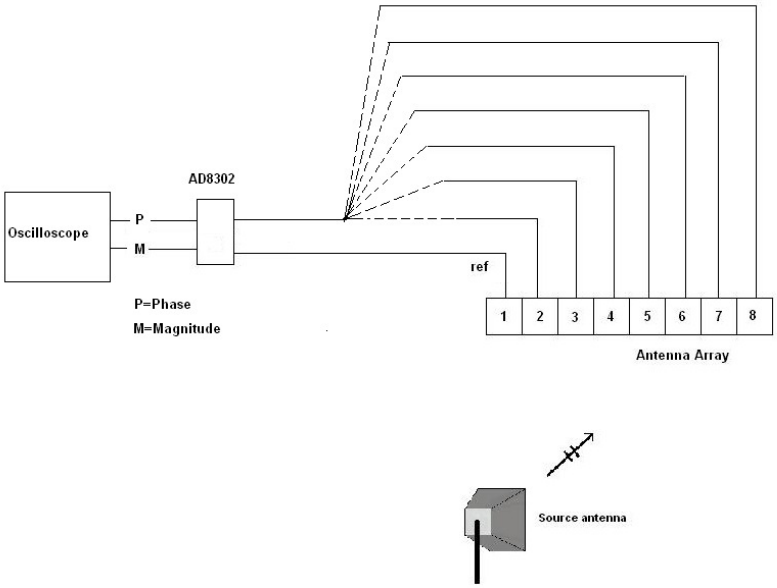


Şekil 3.c : -30°(Pos 3)

Şekil 3: Işıma örüntüleri

3.0 ÖLÇÜM DÜZENEĞİ

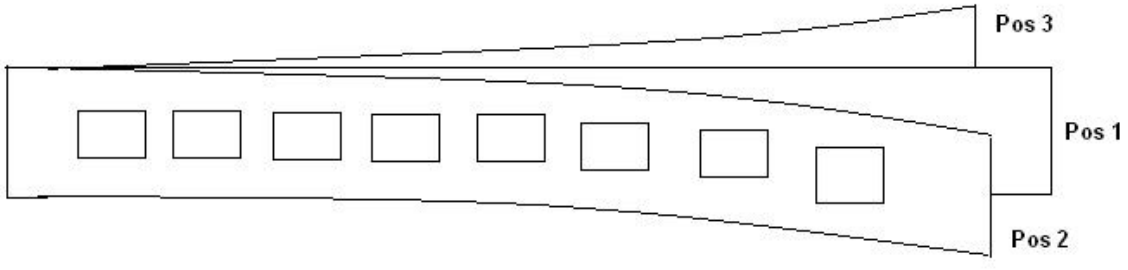
Ölçüm düzeneği Şekil 4'te gösterilmiştir. AD8302 (RF/IF Gain and Phase Detector) uygulama kartı gelen iki sinyalin faz ve genlik farklarını ölçebilmektedir[2]. Mikroşerit dizi antenin birinci elemanı referans anten olarak alınmıştır ve AD8302 uygulama kartının birinci girişine bağlanmıştır. Uygulama kartın ikinci girişine ise mikroşerit dizi antenin diğer yedi elemanları sırayla bağlanarak referans antene göre faz ve genlik farkları ölçülmüştür. Alınan faz ve genlik farklarıyla Matlab ortamında anten dizisinin her elemanı için gelen sinyaller oluşturulmuş ve MUSIC algoritması[3] kullanılarak geliş açısı kestirimleri yapılmıştır.



Şekil 4: Ölçüm düzeneği

4.0 DÜZELTME TEKNİKLERİ VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

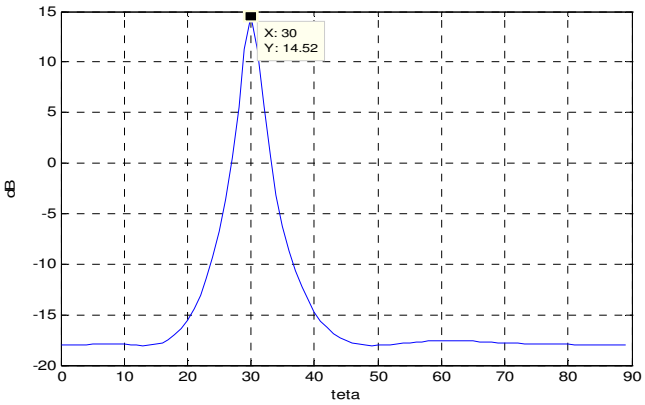
Anten dizisi kaynak antene göre 30° açıyla (Pos 1) yerleştirilmiştir(Şekil 6.a). Dizi antenin referans anteni ile diğer yedi elemanı arasındaki faz&genlik farkları AD8302 uygulama kartıyla ölçülmüştür. Alınan veriler kullanılarak matlab programı yardımıyla geliş açısı kestirimi yapılmıştır(Şekil 6.b). Aynı düzenekte mikroşerit anten dizisi Şekil 5'te gösterildiği gibi sağ ucundan iki farklı şekilde bükülerek yeniden geliş açısı kestirimleri yapılmıştır. Pos 2'de geliş açısı 41°(Şekil 7.b), Pos 3'te 18°(Şekil 9.b) olarak hesaplanmıştır. Mikroşerit dizi antenin bükülmesiyle geliş açılarının değiştiği gözlemlenmiştir. Pos 2 ve Pos 3'teki geliş açıları yapay uyarlamalı hüzme şekillendirme metodu[1] kullanılarak Pos 1'deki geliş açısı olan 30° tekrar elde edilmeye çalışılmıştır. Bu metotta dizi anten elemanlarının pozisyonlarındaki değişimler göz önüne alınarak düzeltim yapılmaktadır. İlave olarak AD8302 uygulama kartıyla bükülmüş pozisyonlardaki ve Pos 1'de ölçülen faz farkları kullanılarak ikinci bir düzeltim yapılmıştır.



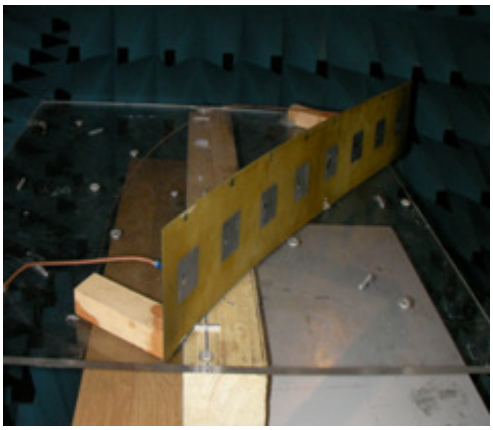
Şekil 5: Anten dizisi pozisyonları



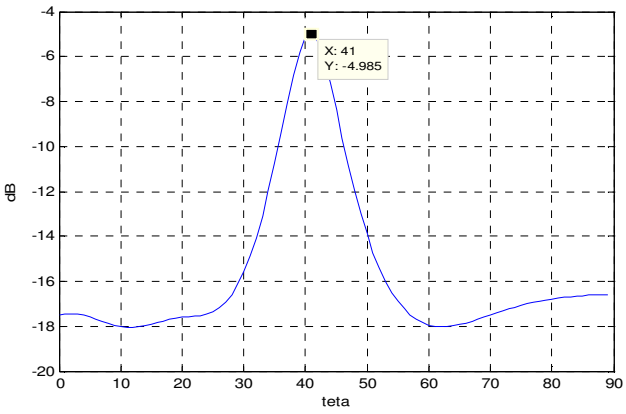
Şekil 6.a: Anten dizisi 30° (Pos 1)



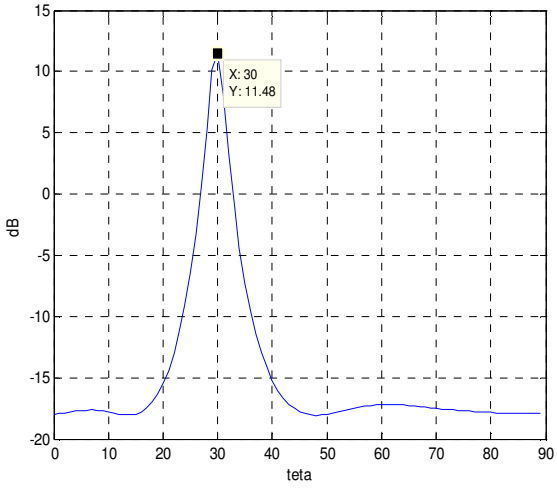
Şekil 6.b: 30° için geliş açısı kestirimi



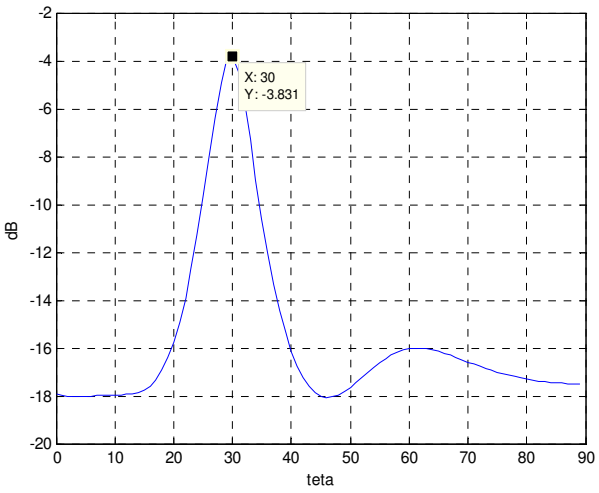
Şekil 7.a: Bükülmüş anten dizisi(Pos 2)



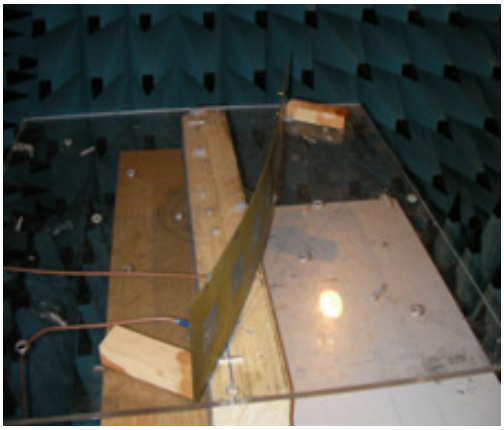
Şekil 7.b: Bükülmüş anten için geliş açısı



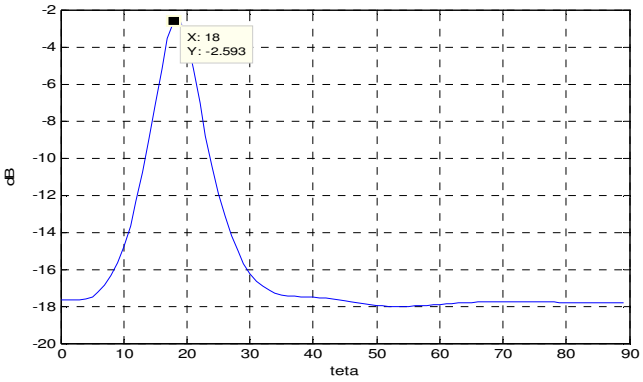
Şekil 8.a: Yapay uyarlamalı hüzme şekillendirme düzeltimi



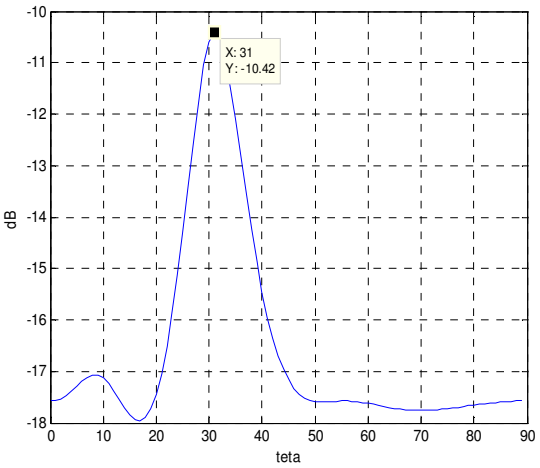
Şekil 8.b: Ölçülen faz farklarıyla düzeltim



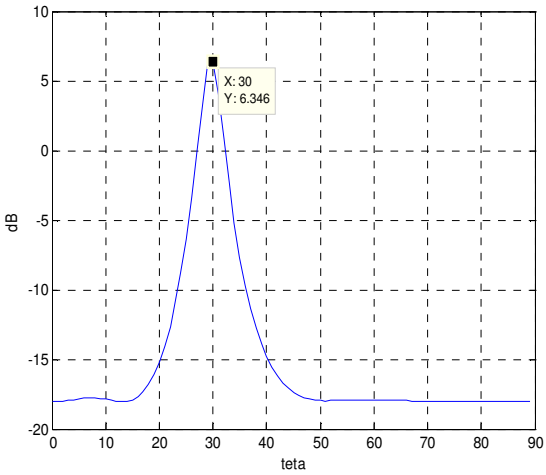
Şekil 9.a: Bükülmüş anten dizisi(Pos 3)



Şekil 9.b: Bükülmüş anten için geliş açısı



Şekil 10.a: Yapay uyarlamalı hüzme şekillendirme düzeltimi



Şekil 10.b: Ölçülen faz farklarıyla düzeltim

5.0 SONUÇ

Bu çalışmada, kaynağa göre 30° açı ile yerleştirilmiş mikroşerit anten dizisi için geliş açısı kestirimi 30° olarak yapılmıştır. Daha sonra dizi anten deformasyona uğratılarak geliş açıları tekrar hesaplandığında 41° ve 18° olduğu görülmüştür. Yapay uyarlamalı hüzme şekillendirme metodu ile geliş açısı kestirimleri 41° için 30°, 18° için 31° olarak düzeltilmiştir. İlave olarak AD8302 uygulama kartı ile alınan faz farkları kullanılarak ikinci bir düzeltim ile 41° ve 18° için geliş açısı 30° olarak düzeltilmiştir.

REFERANSLAR

[1] H. Schippers, J. H. van Tongeren and G. Vos, “Development of smart antennas on vibrating structures of aerospace platforms of Conformal Antennas on Aircraft Structures”, Paper presented at NATO AVT Specialists Meeting, Paper Nr. 20, 2- 5 October 2006, Vilnius, Lithuania

[2] AD8302(LF-2. GHz RF/IF Gain and Phase Detector, www.analog.com)

[3] Schmidt, R.O.,’’ Multiple Emitter Location and Signal Parameter’’, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, VOL. AP-34, NO. 3,MARCH 1986

NSNR Tabanlı Fırsatçı Hüzme Biçimlendirme Planı ile Kablosuz Algılayıcı Ağlarda Enerji Verimliliğinin Artırılması

Hakkı Soy*, Özgür Özdemir**, Mehmet Bayrak***
*Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi
Meslek Yüksekokulu
Karaman
hakkisoy@kmu.edu.tr,

**Fatih Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul
oozdemir@fatih.edu.tr,

***Karabük Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karabük
mbayrak@karabuk.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada hücresel mimarili kablosuz algılayıcı ağlarda alınan hatalı paket sayısının azaltılması ile enerji verimliliğinin artırılmasına yönelik yeni bir kanal erişim planı geliştirilmiştir. Önerilen plan ile düğümlerin kablosuz haberleşme kanalı üzerinde normalleştirilmiş sinyal gürültü oranı (NSNR) değerleri temel alınarak önceden hesaplanan eşik seviyesine göre çok kullanıcı çeşitlemesinden faydalanılmıştır. Üzerinde çalışılan sistem modeli, çoklu antenler ile donatılmış bir merkezi düğüm ile tek antenli algılayıcı düğümlerden meydana gelmektedir. Sistemin yavaş sönümlemeli kanal üzerinde çalıştığı kabul edilerek fırsatçı hüzme biçimlendirme planı yardımıyla düğümlerin ölçülen NSNR değerlerinin eşik seviyesinin üzerine çıkması durumunda paket göndermelerine izin verilmiştir. Gerçekleştirilen sistemin başarımı Rayleigh sönülmeli kanal üzerinde Monte Carlo simülasyonu ile test edilmiş, sonuçta önerilen çalışma planı ile belirgin bir performans artışı sağlandığı görülmüştür.*

1. Giriş

Kablosuz ağlarda, sistem içindeki kullanıcıların kanal durumlarının farklılığından yararlanılarak kanal erişimlerinin düzenlenmesi çok kullanıcı çeşitlemesi (MultiUser Diversity, MUD) olarak isimlendirilir [1]. MUD tekniği genellikle baz istasyonu (Base Station, BS) üzerinde görev yapan bir zaman planlama algoritması yardımıyla ortam erişim kontrolü (Medium Access Control, MAC) katmanında gerçekleştirilir. Tüm kullanıcıların kanal durumları BS tarafından izlenerek sadece en iyi kanal durumuna sahip kullanıcıya kanal erişim önceliği verilir. Bu şekilde sistem kaynakları kanal durum bilgisi (Channel State Information, CSI) için belirlenen metrik değerinin bir fonksiyonu şeklinde kullanıcılar arasında dinamik olarak paylaştırılır.

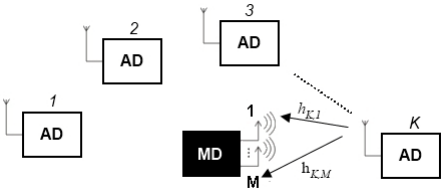
Haberleşme zaman ölçeğinin kanal dalgalanmalarından çok büyük olduğu hızlı sönümlemeli ergodik kanallarda, BS kullanıcıların CSI değerlerini kullanarak kanal durumu iyi olan kullanıcılara daha fazla, kötü olan kullanıcılara ise daha az güç ayırarak sistemin toplam haberleşme kapasitesini yükseltebilir. Bu şekilde tasarlanmış bir fırsatçı haberleşme sistemi ile özellikle kullanıcıların düşük sinyal gürültü oranı (SNR) değerine sahip olduğu uygulamalarda önemli kazançlar sağlar [2]. Yavaş sönümlemeli kanallarda ise çok kullanıcı çeşitlemesinden faydalanmak için ise BS'de çoklu antenler kullanılarak fırsatçı hüzme biçimlendirme (Opportunistic Beamforming, OB) planı ile kanal üzerinde yapay dalgalanmalar oluşturulur. Böylece sistem içindeki aktif kullanıcılardan birinin diğerlerine göre daha iyi kanal şartlarına sahip olma olasılığı artırılır. OB planı sistem içinde yeteri kadar çok sayıda kullanıcı bulunması durumunda uygulanırsa, BS'de mükemmel CSI ile gerçekleştirilen gerçek hüzme biçimlendirme planı uygulanması durumunda elde edilen sistem performansına erişilebilir [3].

Çok kullanıcılı kablosuz ağların pratik uygulamalarda kullanımının son yıllarda giderek yaygınlaşması ile özellikle sinyal işleme tekniğinin gelişimine bağlı olarak yeni kablosuz ağ protokolleri ve çalışma algoritmalarının geliştirilmesi konularında birçok araştırma yapılmıştır [4-5]. Bu bildiride kablosuz algılayıcı ağlar (KAA) için algılayıcı düğümlerden (AD) merkezi düğüme (MD) gönderilen paket trafiğinin düzenlenmesinde MUD tekniği ve OB planının kullanılmasıyla yeni bir MAC protokolü önerilmiştir. Geliştirilen protokolde temel amaç AD'lerin sadece kanal durumları iyi olduğunda paket göndermesi ve gönderilen paketlerin MD'de hatasız alınmasıdır. Sistem performansının maksimum olabilmesi ancak AD'ler için iletim kriterinin optimize edilmesi ile mümkündür. Böylece yeniden paket gönderilmesine gerek kalmadan sistem performansı artırırken, AD'lerin enerji tüketimi azaltılabilir.

2. Sistem Modeli

Üzerinde çalışılan sistem modeli M adet antene sahip bir MD ve her biri tek antenli K adet AD'den meydana gelen hücresel mimarili bir KAA olarak seçilmiş ve bu model Şekil 1'de gösterilmiştir. Çalışma sahası üzerinde rastgele

dağıtılmış, çalışma süreleri pil kapasitesine göre değişen AD'ler ortamdan aldıkları fiziksel büyüklükleri daha fazla sinyal işleme yeteneğine ve sınırsız güç tüketimine sahip MD'ye iletirler. Rayleigh sönümlemeli kanal için kanal matrisi $\mathbf{h}_k = [h_{k,1} \ \ldots \ h_{k,M}]^T$ olarak tanımlanmış olup, $k = 1 \ldots K$ için kanal matrisinin elemanlarının birbirinden bağımsız ve aynı dağılım ile ortalaması sıfır, varyansı bir olan kompleks Gaussian tipinde katsayılar $h_{k,i} \sim CN\ (0, 1)$ olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca haberleşme kanalında toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) olduğu varsayılırsa z_k gürültü vektörü sıfır ortalama ve birim varyansa ($\sigma^2 = 1$) sahiptir.



Şekil 1. Üzerinde çalışılan hücresel mimarili KAA sistem modeli.

Önerilen sistem çalışma planı downlink ve uplink olmak üzere iki kısımda incelenmiştir. Downlink kısmında MD üzerinde bulunan çoklu antenlere karşılık gelecek rastgele kompleks katsayılar üretilerek, $\mathbf{w} = [w_1 \ \ldots \ w_M]^T$ şeklinde hüzme biçimlendirme vektörü oluşturulur. Herhangi bir AD'den bağımsız olarak oluşturulan $\mathbf{w}$'nın dağılımı $\mathbf{h}_k$'nın normalize edilmiş durumdaki dağılımı ile belirlenmiştir. Oluşturulan her hüzme ile AD'ler üzerinde yeni bir pilot sinyal yayınlanır. Sistem içinde yeterince fazla sayıda AD olduğu düşünülürse bunlardan birinin kanal durumunun oluşturulan hüzmenin katsayıları ile eşleştiği düşünülebilir. Kanal durumu eşleşen ve hüzmenin altında kalan AD, sistem içindeki diğer tüm AD'lere göre gönderilen pilot sinyali daha yüksek sinyal seviyesinde alır. MD tarafından ε_s enerjisi ile periyodik olarak yayınlanan pilot sinyal x olmak üzere herhangi bir n zaman diliminde k numaralı AD tarafından alınan sinyal y aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y_k(n) = \varepsilon_s \, (\mathbf{w}^H(n)\, \mathbf{h}_k)\, x(n) + z_k(n) \tag{1}$$

(1) ile verilen ifadeden görüleceği gibi AD'lerin gözlemlenen kanal durumları ($\mathbf{w}^H$ (n)$\mathbf{h}_k$) olmakla birlikte, MD tarafından $\mathbf{w}$'nın rastgele değiştirilmesi durumunda AD'lerin anlık kanal durumları da sürekli değişmektedir.

Uplink kısmında, ideal şartlarda uygun kanal durumuna sahip yalnız bir k düğümü bulunup, o anda sahip olduğu veri paketini MD'ye gönderir. Kanal karşıtlık prensibine göre aynı karakteristiklere sahip olduğu varsayılan uplink ve downlink kanalları üzerinde AD'lerden gönderilen paketlerin MD'de hatasız alındığı düşünülebilir. Kanal durumları kötü olan diğer AD'ler oluşturulacak yeni hüzmeler ile yüksek sinyal seviyesine ulaşıncaya kadar paket gönderimlerini bekletirler. Önerilen sistem modelinde aynı zaman diliminde sadece bir adet AD tarafından gönderilen paketlerin MD tarafından hatasız olarak alındığı, birden fazla AD tarafından aynı zaman diliminde eş zamanlı olarak gönderilen paketlerin çarpışma (collision) ile sonuçlandığı ve başarısız olduğu kabul edilmiştir. Çarpışma meydana geldiğinde AD'lerin hem enerji harcadığı hem de gönderilen paketlerin MD'de değerlendirilemediği düşünülürse, sistem haberleşme kapasitesinin yükseltilmesi ve enerji verimliliğinin artırılması ancak AD'ler için paket gönderim kararlarının verilmesinde optimum iletim kriterinin belirlenmesi ile mümkündür.

Önerilen MAC protokolünde, zaman planlaması yapılırken kanal haberleşme kapasitesinin artırılmasını ve servis kalitesinin yükseltilmesini sağlamak üzere sistem kaynaklarının AD'ler arasında paylaşım planı belirlenmiştir. MUD tekniğinden faydalanılan fırsatçı haberleşme sistemlerinde hesaplama kolaylığından dolayı genellikle metrik değer olarak anlık SNR değeri kullanılarak zaman planı oluşturulmaktadır. Bu çalışmada, [6] ile gerçekleştirilen çalışmaya göre belirlenen performans hedeflerinin daha da geliştirilmesi amacıyla zaman planlaması yapılırken AD'lerin kanal durumlarının belirlenmesinde metrik değer olarak NSNR kullanılması tercih edilmiştir. Sistem içindeki herhangi bir k düğümü için alınan pilot sinyalin η_k NSNR değeri 0 ile 1 arasında reel sayı olarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\eta_k(n) = \frac{\dfrac{\varepsilon_s}{\sigma^2}\mathbf{w}^H(n)\mathbf{h}_k\mathbf{h}_k^H\mathbf{w}(n)}{\mathbf{h}_k^H\mathbf{h}_k} \tag{2}$$

Zaman planlamasının etkin biçimde yapılabilmesi tüm AD'lerin anlık CSI değerlerinin MD'de bilinmesine bağlıdır. MUD tekniği uygulanan geleneksel kablosuz ağlardan farklı olarak KAA'da AD'lerden MD'ye periyodik CSI geri beslemesi aşırı enerji tüketimine neden olacağından uygun değildir. Bu sebepten AD'lerin iletim kararlarının [6] ile gösterildiği gibi önceden belirlenen bir eşik seviyesi değerine göre belirlendiği MAC protokolünün kullanılması düşünülebilir. Önerilen çalışma planı ile MD'de CSI geri beslemesi olmaksızın, AD'lerin NSNR değerlerinin sistem parametrelerine göre belirlenen optimum eşik seviyesi ile karşılaştırıldığı ve bu değerden yüksek NSNR değerine sahip AD'lerin paket iletimi gerçekleştirdiği TDMA odaklı fırsatçı zaman planlaması gerçekleştirilmiştir.

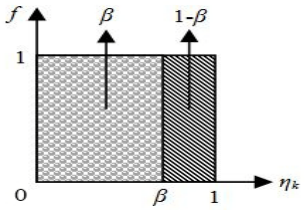
Sistem içindeki AD'lerin belirlenen eşik seviyesinin üzerinde olup paket gönderme olasılıklarının incelenmesinde aşağıda sırasıyla verilen NSNR ifadesinin olasılık yoğunluk fonksiyonu (p.d.f.) ve kümülatif dağılım fonksiyonu (c.d.f.) ifadelerinden faydalanılmıştır [7]:

$$f_{\eta_k/h_k}(\eta_k/h_k)=\begin{cases}(M-1)(1-\eta_k)^{M-2} & 0\le\eta_K\le 1\\ 0 & diger\end{cases} \tag{3}$$

$$F_{\eta_k/h_k}(\eta_k/h_k)=\begin{cases}0 & \eta_k<0\\ 1-(1-\eta_k)^{M-1} & 0\le\eta_k\le 1\\ 1 & \eta_k>1\end{cases} \tag{4}$$

3. Eşik Seviyesinin Belirlenmesi

Bu bölümde MD tarafından hatasız olarak alınan paket sayısının maksimum yapılmasını sağlayacak şekilde optimum eşik seviyesi değerinin bulunması incelenmiştir. Belirlenen eşik seviyesi değeri optimum değerden düşük olursa birden fazla sayıda AD iletim kriterini sağlayarak paket gönderir ve çarpışma olayı meydana gelir. Buna karşılık eşik seviyesi optimum değerden yüksek olursa AD'lerden hiç biri iletim kriterini sağlayamaz ve paket iletimi olmaz. Problemin çözümünü basitleştirmek üzere önce M = 2 antenli bir MD ve K adet AD'den oluşan bir KAA modeli düşünülmüştür. Verilen p.d.f. ifadesine göre herhangi bir k düğümünün β eşik seviyesinden yüksek NSNR değerine sahip olma olasılığı Şekil 2'de gösterildiği gibi $(1-\beta)$ olup, β eşik seviyesinden düşük NSNR değerine sahip olması durumunda ise olasılık β olarak hesaplanabilir.



Şekil 2. M = 2 için p.d.f. ifadesinin grafiksel gösterimi.

K adet AD'den sadece birinin NSNR değerinin belirlenen eşik seviyesinin üzerinde ve diğer AD'lerin altında olma olasılığını P olarak ifade edersek bu olasılık,

$$P=\binom{K}{1}\beta^{K-1}(1-\beta)=K\beta^{(K-1)}(1-\beta) \tag{5}$$

eşitliğinden hesaplanabilir. Genel olarak M antenli bir MD ve K adet AD'den oluşan bir KAA düşünüldüğünde herhangi bir k düğümünün β eşik seviyesinden yüksek NSNR değerine sahip olma olasılığı,

$$P(\eta_k>\beta)=1-P(\eta_k<\beta)=1-F_{\eta_k/h_k}(\beta/h_k)=1-[1-(1-\beta)^{M-1}]=(1-\beta)^{M-1} \tag{6}$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu durumda sadece bir AD'nin eşik seviyesinin üstünde diğerlerinin altında olma olasılığı,

$$P=K(1-\beta)^{M-1}[1-(1-\beta)^{M-1}]^{K-1} \tag{7}$$

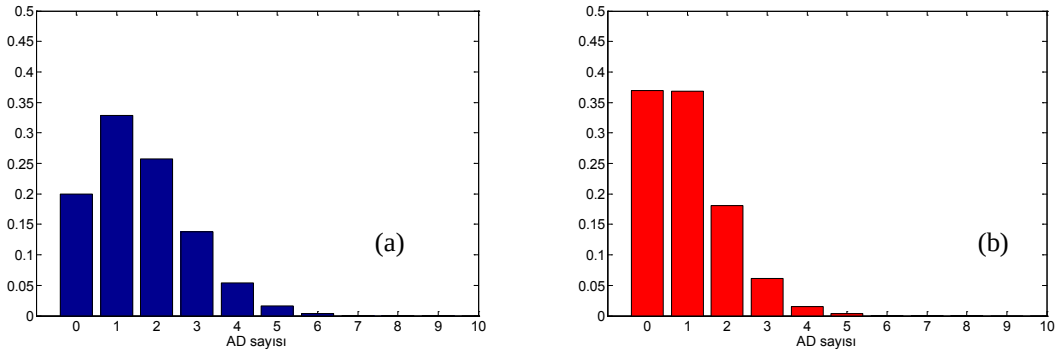
olarak bulunur ve bu olasılık ifadesini maksimum yapan optimum eşik seviyesi değeri aşağıdaki gibi bulunmuştur:

$$\beta=1-(\frac{1}{K})^{\frac{1}{M-1}} \tag{8}$$

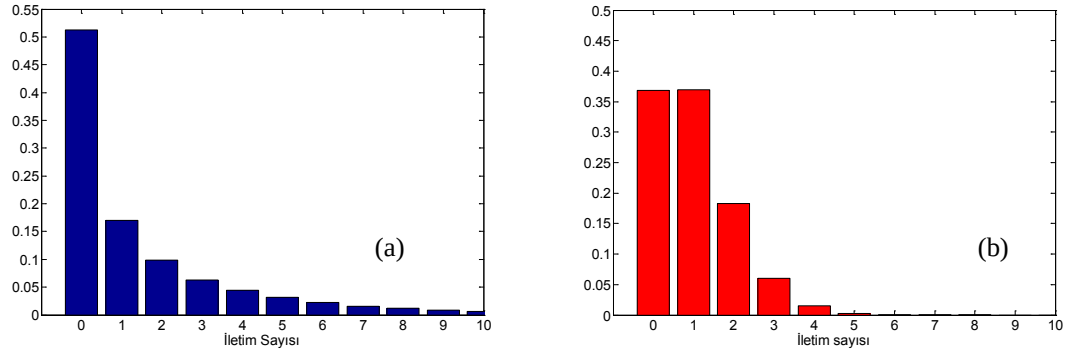
4. Simülasyon Sonuçları

Önerilen çalışma planı kullanılarak M = 10 ve K = 100 parametrelerine sahip bir KAA için sistem performansı test edilmiştir. Monte Carlo simülasyonları 1000 deneme ile gerçekleştirilmiş olup her bir deneme için 100 defa birbiri ardına iterasyon gerçekleştirilmiştir. Her deneme süresince AD'lerin kanal durumları sabit tutulurken hüzme biçimlendirme matrisi rastgele değiştirilerek farklı AD'lerin birim enerji (ε_s = 1) ile kanala erişimine imkân sağlanmıştır. Her iterasyonda AD'ler, yayınlanan pilot sinyal üzerinde NSNR değerlerini hesaplayarak bu değerleri önceden belirlenmiş optimum eşik seviyesi ile karşılaştırırlar. NSNR değeri belirlenen eşik seviyesinden yüksek olan AD iletim kriterini sağlayarak o an sahip olduğu paketi MD'ye gönderir. Birden fazla AD'nin aynı iterasyonda paket göndermesi durumunda çarpışma (collision) meydana gelir ve paketler MD'de başarılı olarak alınamaz.

Aynı iterasyonda kanala erişen ve paket gönderen AD sayısının tekrarlanma yüzdesi [6] için Şekil 3.a'da gösterilmiştir. Şekil 3.b'de gösterilen bu çalışmada önerilen plan ile karşılaştırıldığında aynı iterasyonda sadece bir AD tarafından paket gönderilme yüzdesi %32'den %37'ye yükseltilirken, birden fazla AD'nin paket gönderme yüzdesi %47'den %26'ya düşürülmüş ve böylece çarpışma miktarı azaltılmıştır. Önerilen çalışma planı ile aynı iterasyonda paket göndermeyen AD'lerin sayısının %20'den %37'ye yükseldiği görülse de paket gönderilmemesi enerji tüketimi gerektirmediğinden bu durum paket gönderilip çarpışma meydana gelmesine tercih edilebilir. Aynı AD'nin kanala eriştiği iterasyon sayısının tekrarlanma yüzdesi [6] için Şekil 4.a'da gösterilmiştir. Şekil 4.b'de bu çalışmada önerilen plan ile karşılaştırıldığında kanala hiç erişim sağlamayan AD sayısı %51'den %37'ye düşürülmüş ve böylece sistem içinde kanal durumları kötü olan AD'lerin paket gönderme olasılığı yükseltilmiştir.



Şekil 3. Aynı iterasyonda kanala erişen AD sayısının tekrarlanma yüzdesi.
(a) Coronel ve ark. tarafından önerilen MAC protokolü (b) Önerilen MAC protokolü



Şekil 4. Aynı AD'nin kanala eriştiği iterasyon sayısının tekrarlanma yüzdesi.
(a) Coronel ve ark. tarafından önerilen MAC protokolü (b) Önerilen MAC protokolü

5. Sonuç

Elde edilen sonuçlar önerilen çalışma planı ile sağlanan MAC protokolü kullanıldığında hatasız alınan paket sayısının artmasıyla sistem haberleşme kapasitesinin geliştirildiğini göstermektedir. Bununla birlikte ile oluşan çarpışmalar nedeniyle yeniden paket gönderiminden kaynaklanan ekstra enerji tüketiminin düşürüldüğü ve böylece düşünülen KAA modelinde enerji verimliliğinin artırıldığı gerçekleştirilen simülasyonlarla ispatlanmıştır. Son olarak hiç paket göndermeyen AD'lerin sayısı azaltılarak KAA'nın adil erişim (fairness) ve gecikme (delay) parametreleri iyileştirilmiştir.

Kaynaklar

[1] Knopp R. ve Humblet P.A., "Information capacity and power control in single-cell multiuser communications", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, 1, s.331-334, 1995.
[2] Viswanath P., "Opportunistic Communication: A System View", Space-Time Wireless Systems: From Array Processing to MIMO Systems, Cambridge University Press, 2005.
[3] Viswanath P., Tse D. ve Laroia R., "Opportunistic Beamforming Using Dumb Antennas", IEEE Transactions on Information Theory, 48(6), s.1277-1294, 2002.
[4] Qin X. ve Berry R., "Exploiting multiuser diversity for medium access control in wireless networks", Proceedings of the IEEE INFOCOM, 2, s.1084–1094, 2003.
[5] Ashraf M., Jayasuriya A. ve Perreau S., "Channel MAC Protocol for Opportunistic Communication in Ad Hoc Wireless Networks", EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2009.
[6] Coronel P., Furrer S. ve Schott W., "An Opportunistic Energy-Efficient Medium Access Scheme for Wireless Sensor Networks", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, 2, s.1082-1086, 2005.
[7] Sharma N. ve Ozarow L., "A study of opportunism for multiple-antenna systems", IEEE Transactions on Information Theory, 51(5), s.1804–1814, 2005.

3. Nesil Şebekelerde Aynı Hücrede İki Farklı Taşıyıcı Frekans Kullanılması

Sami ÇELİK[1], Yunus Emre YÖRÜK[2], Murat BİTİRGAN[3], Bahadır BAŞYİĞİT[4], Selçuk HELHEL[5]

[1] Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş., Antalya
sami.celik@turkcell.com.tr

[2] Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş., Antalya.
yunus.yoruk@turkcell.com.tr

[3] Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş., Antalya
murat.bitirgan@turkcell.com.tr

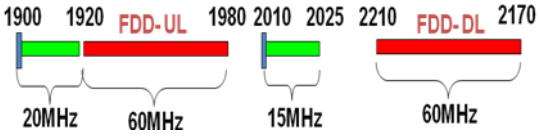
[4] Akdeniz Üniversitesi, Finike M.Y.O., Antalya.
bahadirbasyigit@akdeniz.edu.tr

[5]Akdeniz Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi, Elektrik – Elektronik Mühendisliği, Antalya
selcukhelhel@akdeniz.edu.tr

Özet: *2. Nesil cep telefonu şebekelerinde aynı hücrede mümkün olduğunca az frekans kullanılarak kirlenme en aza indirilmeye çalışılmıştır. 3G şebekeler ile beraber aynı frekans üzerinden geniş bant hizmetler verilmeye başlanmıştır. Bu teknolojinin temelinde birbirine dik (ortogonal) kodlar kullanılarak aynı frekans kullanmanın getirdiği kirlenmeyi engelleme vardır. Bu yeni teknoloji ile birçok hizmet aynı anda verilmeye çalışıldığı için tek frekans yeterli gelmemeye başlamıştır. Burada Turkcell İletişim Hizmetleri A.Ş Antalya bölgenin aynı sektörde birbirini tamamen kapsayan iki taşıyıcı frekans kullanması çalışması anlatılacaktır. Yüksek hızlı data servisleri ile diğer servislerin, aynı yöne bakan hücredeki farklı frekanslardan verilmesi sonucu performans istatistiklerinde iyileşme amaçlanmıştır.*

1.UMTS'e GİRİŞ :

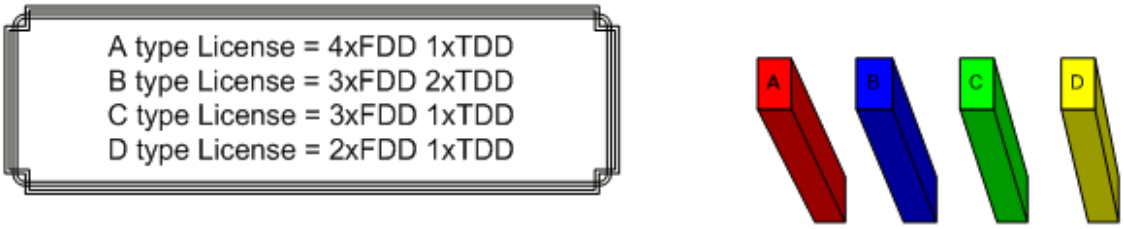
UMTS sistemi üçüncü nesil radyo haberleşme sistemlerinden biridir. UMTS şebekesinde radyo erişim tekniği olarak, WCDMA (Code Divison Multiple Access – Kod Bölmeli Çoklu Erişim) kullanılmaktadır. Bunun şartnamesi 3GPP'de (3rd Generation Partnership Project - 3. Nesil Ortaklık Projesi) oluşturulmuştur. 3GPP'nin amacı UMTS mobil telefon standartlarının geliştirilmesi ve geliştirilmiş kullanıcı tecrübelerini gelecek nesil geniş bant için basitleştirilmiş teknoloji ile sağlamaktır. UMTS sistemlerinde, FDD (Frequency Division Duplexing – Frekans Bölmeli Çiftleme) ve TDD (Time Division Duplexing - Zaman Bölmeli Çiftleme) teknikleri kullanılmaktadır. Avrupa'daki UMTS sistemi için frekans bantları; 1885 – 2025 ve 2110 – 2200 MHz olarak belirlenmiştir.[1] Avrupa'da ve Asya'nın büyük bir kısmında IMT-2000 frekans bantları;2x60 MHz (1920 – 1980 MHz ve 2110 – 2170 MHz) WCDMA FDD için kullanılır.Sekil.1 de gösterilmiştir. [2]



Sekil1. 3G'de kullanılan frekans bandı

3G 'de 1 taşıyıcı frekans genişliği= 5 MHz'dir. Buna gore;

Toplam FDD taşıyıcı frekans sayısı: 60/5=12 adet
Toplam TDD taşıyıcı frekans sayısı: 20+15/5=7 adet'tir.



Sekil2. Türkiye'de kulanıma açılan 3G lisansları

Sekil.2'deki lisansların operator bazlı dağılımı söyle olmuştur:

Turkcell A lisansı, **Vodafone** B lisansı, **Avea** C lisansı

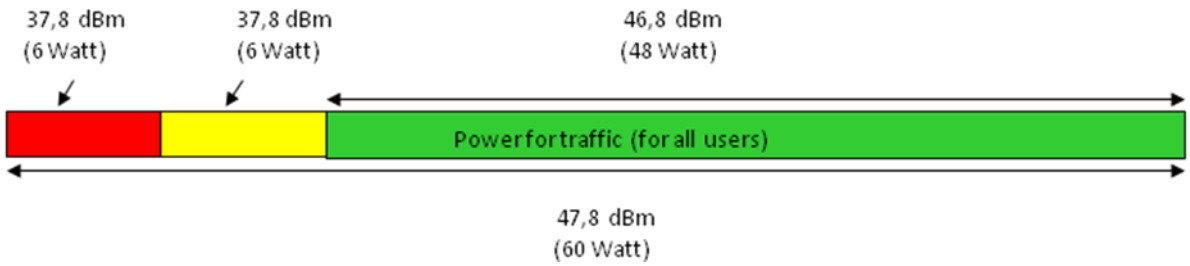
2.UMTS'de Taşıyıcı Frekans Kavramı

3. Nesil şebekelerde yükseltici cihazların cıkış gücü genel olarak 60 Watt olarak üretilmekte ve kullanılmaktadır. Bu güç tek bir frekans bandında kullanılabilir ya da farklı frekanslar üzerinde paylaştırılabilir. Her iki durumunun avantajları ve dezavantajları vardır. Her operatör, ihtiyaçları doğrultusunda kendisi için uygun olanı kullanabilir. [1]

İlk 3. nesil şebekeler Türkiye'de servis vermeye az sayıda istasyon ile başladılar. Daha geniş alanlara az sayıda istasyon ile servis vermek için yüksek çıkış güçlerine ihtiyaç duydular. 3. nesil sinyalin, 2. nesil olana göre çok daha çabuk sönümlendiği düşünüldüğünde bu hiç de kolay olmadı ve hızla istasyon sayılarını artırma yoluna gittiler. Diğer yandan insanların yeni teknolojiye alışması ve daha fazla kullanmaya başlaması ile kapasite sorunları baş gösterdi. Bu gibi sorunların üstesinden gelmek için iki taşıyıcı frekanslı yapıya geçildi.

2.1 Tek Taşıyıcı Frekans Kullanımı

60 Watt gücün tek taşıyıcı ferekans ile kullanılması durumunda (Şekil.3) 6 Watt servis sinyali için, 6 Watt sinyalleşme için ve kalan 48 Watt trafik için kullanılır.

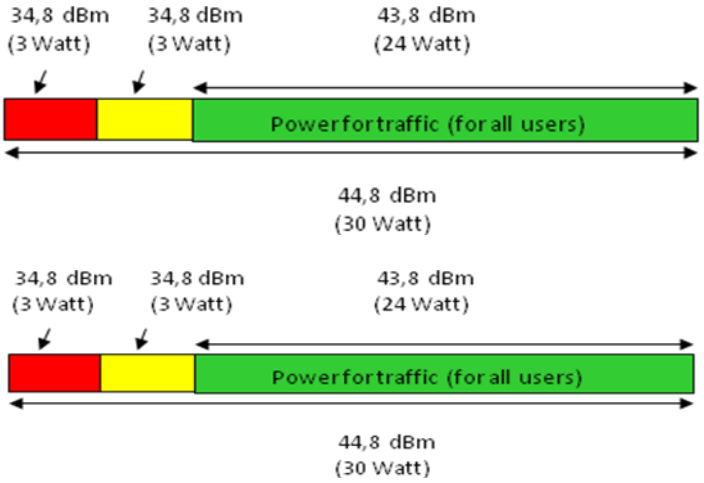


Şekil 3: 60 Watt tek taşıyıcı frekans güç dağılımı[1]

60 Watt gücü sadece bir taşıyıcı frekans ile kullanmak kapsama açısından fayda sağlamakla birlikte kapasite ve kalite açısından dezavantajları beraberinde getirir. Kapsamada, daha fazla çıkış gücü daha fazla yere sinyal ulaştırma anlamına gelmektedir. Uplink tarafında kullanıcıların cihazlarından kaynaklanan bir sınırlama olmadığı sürece çok daha uzak mesafelere servis verme imkanı oluşur. Ayrıca sinyal seviyesinin iyileştirilmesinin sonucu olarak aboneler tarafından "Her yerden çekiyor" algısı oluşur. Ama bunun yanında daha uzak abonelere servis verildiği için ortamdaki kirliliği artırır. Yani daha uzak ve fazla aboneye servis verilmesi sonucu uplink tarafındaki enterferans artar. Ortamdaki sinyal kirliliğinin artması kalitede kötüleşmesine sebep olur. Bunlardan dolayı hızlarda düşüş, kullanıcıların bağlantısının kopması ve hatalı veride artış oluşacaktır. Daha geniş servis sahası daha fazla güç ve kod tüketimi anlamına gelir ki bu da kapasiteyi olumsuz etkiler. [3]

2.2 İki Taşıyıcı Frekans Kullanımı

60 Watt iki farklı taşıyıcı frekans için kullanıldığında ise (Şekil.4) toplam güç 30'ar Watt olarak ikiye bölünür. 3 Watt servis sinyali için, 3 Watt sinyalleşme için ve kalan 24 Watt trafik için kullanılır.

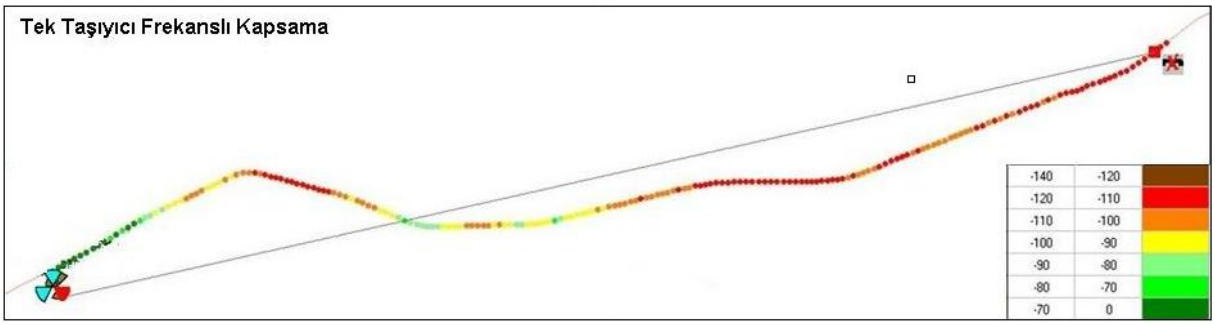


Şekil 4: 30 Watt iki taşıyıcı frekans için güç dağılımı[1]

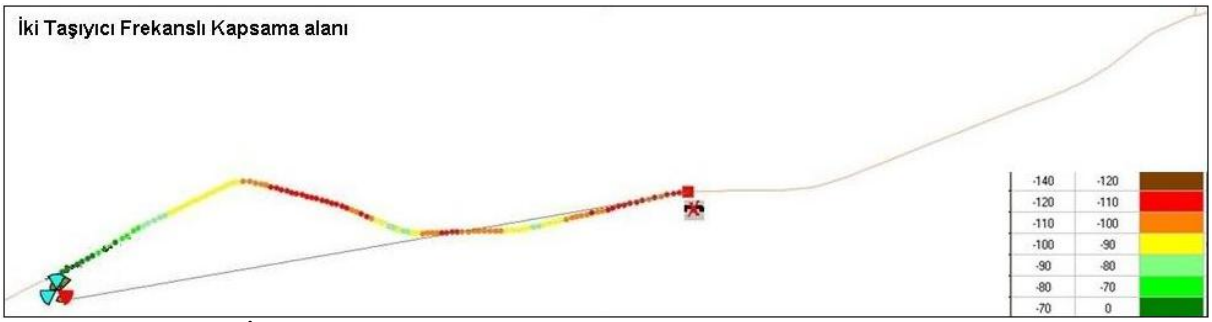
Downlink yönünde en önemli kaynaklar güç ve koddur. Bu kaynaklar yeterli olduğu sürece kapasite ihtiyaçları karşılanabilir. Kullanıcı sayısındaki artış için kapasiteyi arttırmanın yolu yeni bir taşıyıcı frekans kullanılmasıdır. Bunun için yeni bir 60 Watt yükseltici ekipman ilavesi yapılması gerekir ki bu da ekstra maliyet demektir. Bunun yanında daha fazla alan işgal edilmesi görüntü kirliliğine ve kiralama giderlerinde artışa sebep olur. Ayrıca geniş alanlara servis verilmeye devam edileceği için kalite figürlerinde önemli bir iyileşme de sağlanamaz. Başka bir alternatif olarak 30Watt bir taşıyıcı frekans için ve 30 Watt diğer taşıyıcı frekans için kullanılabilir.Yani elimizdeki 60 Watt'lık yükselticiyi iki eşit güce ayırarak kullanmak anlamına gelir. Mevcut donanım yapısını değiştirmeye de gerek yoktur ve dolayısıyla ekstra maliyet de getirmez. Daha az güç ile sinyal gönderileceği için kapsama alanında daralma meydana gelecektir. Bu yüzden 2. nesil şebekelere göre daha sık istasyon kurulumu gereklidir. Bu noktada belirtmek gerekir ki istasyon başına düşen uplink enterferans azalacağı için kalitede iyileşme gözlenir. Ayrıca downlink yönünde abonelerin kullanabileceği güç ve kod daha fazladır. Dolayısıyla daha yüksek hızlara ulaşma imkanı oluşur. [4]

3. Yapılan Test Çalışmalarının Sonuçları ve Öneriler

Seçilen pilot bölge için aynı istasyonda ilk once tek taşıyıcı frekans ile daha sonra iki taşıyıcı frekans ile test yapılmış ve test sonuçları karşılaştırılmıştır. Aşağidaki Şekil.5 veşşekil.6 da bu iki farklı durum için sinyal seviyesi dağılımı (RSCP) gösterilmiştir.



Sekil.5 Tek taşıyıcı frekans (60 Watt) için Sinyal seviyesi dağılımı(RSCP)



Sekil.6 İki taşıyıcı frekans (2x30 Watt) için Sinyal seviyesi dağılımı(RSCP)

Yukarıdaki çıktılardan da görüldüğü gibi tek taşıyıcı (60 Watt) sinyal seviyesi kapsaması diğerine gore oldukca fazladır. Bu durum kapsama alanı açısından olumlu olmasına rağmen , uzaklara servis verilmesinden dolayı uzun dönemde 3G'de önemli kalite problemlerine yol açmaktadır.

UMTS operatörleri ilk 3G kurulum aşamasında tek taşıyıcının kapsama avantajından yararlanmayı tercih edebilirler.

Ancak 3G şebekesi büyükdükçe uzaklara servis vermek, diğer 3G hücreler ile girişimlere neden olacağı için istenmeyen bir durumdur ve şebeke performans istatisliklerini olumsuz etkileyecektir.

Sonuç olarak ortamdaki enterferansa çok hassas bir yapıda bulunan 3G şebekesinde , iki taşıyıcı (2x30Watt) frekans kullanılması tavsiye edilmektedir.

Kaynaklar

[1].Harri Holma, Antti Toskala "WCDMA forUMTS: HSPA Evolution and LTE", Wiley, 2007
[2].UMTS Fundamentals For Engineers, Qualcomm University, 2009
[3]. UMTS Networks: Architecture, Mobility and Services, Heikki Kaaranen , Ari Ahtiainen , Lauri Laitinen , Siamäk Naghian , Valtteri Niemi ,2001
[4]. 3G Evolution, Second Edition: HSPA and LTE for Mobile Broadband , Erik Dahlman , Stefan Parkvall , Johan Skold , Per Beming ,2008

AĞ GEÇİDİNDE OLUŞTURULAN TEKRARLI YER BELİRLEME YÖNTEMİ

Kubilay DEMİR[1] Arif DOLMA[2] Mehmet YAKUT[3]
[1,2,3]*Kocaeli Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü*
Elektronik Haberleşme Programı,
Umuttepe Kocaeli
kubidem@gmail.com[1] adolma@kocaeli.edu.tr[2] myakut@kocaeli.edu.tr[3]

Özet: *Bu araştırmanın konusu günümüzde önemi artan kablosuz algılayıcı ağlarında rastgele dağıtılan duyargaların yerlerinin tespiti problemidir. Kablosuz duyarga ağların da duyargaların yerlerinin sanal veya gerçek olarak tespit edilmesi askeri veya güvenlik uygulamalarında kullanıldığı gibi, "Geographic Routing" [1] algoritmaları için de kullanılır. Bu çalışmada konumu bilinen ve sabit olan duyargalar bulunmamaktadır "Anchor Free Localization (AFL)[2]" . Her duyarga belli süre aralıklarında komşularından aldığı sinyal gücünü ve ID'lerini kendi ID'si ile beraber "Flooding Routing" yöntemi ile ağ geçidine ulaştırır. Geliştirilmiş olan algoritma ile doğruluğu önemli oranda gerçeğe yakın ağ topolojisini ağ geçidinde de elde ederiz.*

1. Giriş:

Gerçek konumu veya belli bir noktaya göre konumu bilinen düğümler olmadan "Anchor Free" ağ'ın topolojini oluşturan algoritmalar, hataların katlanarak ilerlemesinden dolayı, hataya "Anchor" çapa barındıran yer belirleme algoritmalarına göre daha açıktır. Fakat bazı uygulamalarda konumları belirli düğüm bulundurmayan "Anchor Free" bir topoloji kaçınılmazdır. Örnek vermek gerekirse: kimyasal, radyoaktif ve biyolojik saldırıların erken tespiti ve izlenmesi, düşmanın yerinin tespiti ve izlenmesi, doğal hayatın izlenmesi...

Bu çalışmada tüm duyargalar belli süre alıklarında komşularından aldığı sinyal gücünü ve ID'lerini kendi ID'si ile beraber akın yönlendirme olarak "Flooding routing" yöntemi ile ağ geçidine ulaştırır. Ağ geçidi enerjisini sınırsız bir güç kaynağından aldığı veya diğer düğümlere göre güç bakımından daha zengin farz edildi. Konum tespiti algoritması ağ geçidinde yapıldığı için düğümlerin konum belirlemek için harcadığı tüm enerji "Flooding routing" olarak dataların aktarılması sırasında harcadığı enerji olmaktadır.

Diğer bilinen "Anchor-free localization" algoritmalarında genel olarak algoritma, düğümlerin her birinde çalıştırılır. Bu algoritmalar düğümler üzerinde yürütülürken düğümlerin kısıtlı olan enerjisi tükenir, tüm düğümlerdeki bu enerji tüketimi ağın ömrünü azaltır. Kablolu ağların aksine, düzensiz oluşumlu ağlardaki bileşenler pille çalışan cihazlardır ve genellikle bu pillerin yeniden doldurulması söz konusu değildir. Dolayısıyla enerjinin etkin kullanımı, kablosuz algılayıcı ağlarda en önemli konulardan biri haline gelmiştir. Bir düğüm tüm ağ'ın topoloji bilgisine sahip değildir, Ağ geçidi ise tüm ağ'ın topolojisine sahiptir bu nedenle tekrarlı bir algoritma kurarak doğru topolojiye daha yakın bir sonuç verebilir. Düğümlerde bu tip bir işlemi yapmak çok fazla güç tüketimi demektir.

2. Konu ile ilgili mevcut çalışmalar

Dağınık yer tespiti probleminin dört farklı yoldan çözümün algoritmaları literatürde aşağıdaki gibi karakterize edilmiştir.

2.1. "Anchor-based" algoritmalar

"Anchor-based" algoritmalar da minimum sayıda konumu belirli düğüm bulunduğu varsayılır ki bu düğümler elle ya da diğer bazı mekanizmalarla belirlenir. Kabul edilebilir pozisyon hataları için çok sayıda "Anchor" düğümü gereklidir.

2.2. "Anchor-free" algoritmalar

"Anchor-free" algoritmalar farklı olarak; hiçbir düğüm önceden yapılandırılmış pozisyona sahip olmadığından, düğüm koordinatlarını saptamayı denemek için yerel mesafe bilgisini kullanır. Tabii ki, bu tür bir koordinat

sistemi benzersiz olamaz ve diğer bir küresel koordinat uzayına sonsuz yolla gömülü olabilir, küresel dönüştürmeye, rotasyona ve muhtemelen çevrilmeye maruz kalmış olabilir.

2.3. Artışlı algoritmalar

Bu algoritmalar genellikle atanmış koordinatlı üç ya da dört düğümlü çekirdek ile başlar. Daha sonra bunlar, önceki düğümlerin daha önceden ölçülmüş mesafelerini kullanarak, tekrar tekrar uygun düğümleri eklerler. Bu koordinat hesaplamaları, her iki basit trigonometrik denkleme ya da bazı yerel optimizasyon projesine dayanır.

2.4. Eş zamanlı algoritmalar

Bu algoritmalarda bütün düğümler, kendi koordinat bilgilerini paralel olarak hesaplar ve rafine ederler. Bu algoritmalardan bazıları; ölçülmüş mesafe ile güncel koordinat tahminlerine dayanan hesaplanmış mesafe arasındaki farkı azaltmak için tekrarlı optimizasyon kullanırlar.

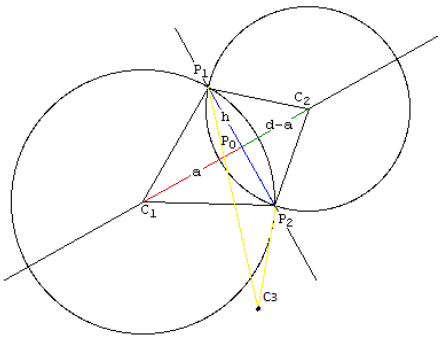
3. Ağ geçidinde oluşturulan tekrarlı yer belirleme algoritması

Bu çalışmada konumu belirli "Anchor" düğümler bulunmadığı için bulduğumuz konumlar x,y uzayında olacaktır "Virtual Coordinates"[1]. Bu çalışmada sinyalin boşlukta iletildiğini kabul edildi. RSSI bilgileri d: km f: Mhz olmak üzere (1) formülü ile uzaklık birimine dönüştürüldü.

$$FSPL(dB)=20Log_{10}(Birim/1000) +20\ Log_{10}(f)+ 32.45 \qquad (1)$$

Taşkın yönlendirme yöntemi ile ağ geçidine ulaştırılan komşuluk ve RSSI bilgileri bir diziye yerleştirilir (Benzetim için nesnel tabanlı C# dili kullanılmıştır). Sonra tüm düğümlerin konum bilgileri rastgele olarak oluşturulur.

Algoritma şu şekilde çalışır: rastgele bir düğümün konumu doğru kabul edilerek ilk önce o düğümün bir komşusu orantılı bir şekilde doğru mesafeye getirilerek koordinatları bulunur. Üçüncü kenar "Circle Intersection" yönteminden faydalanılarak koordinatlarını tespit ederiz. Fakat burada iki seçenek vardır, sanal düzlemde konum tespiti yaptığımız için herhangi birine karar verilir. Diğer düğümler kendisi ile komşu olan ve konumu belirlenmiş olan iki düğüm ile kesişimleri bulunur. Bu kesişim diğer bir üçüncü konumu tespit edilmiş düğümle uzaklığı kıyaslanarak doğru olan seçilmiş olur. Şekil 3. de C_1,C_2,C_3 konumları bilinen düğümler P_1 ve P_2 konumu bilinmeyen düğümün muhtemel konumlarıdır. Burada P_1 ve P_2 "Pythagorean Theorem" yardımı ile bulunur. C_3 ile P arasındaki gerçek uzaklık bilindiği için P_1 ve P_2 arasında doğru olan seçilir. Çalıştırdığımız bu algoritma tüm ağdaki düğümlerin için bir kez çalıştırılır. Fakat bazı düğümler ilk seferde üç adet konumu belirlenmiş komşuya sahip olmayabilir. Bu nedenle bu algoritma konumları belirlenemeyen düğümler için tekrar tekrar çalıştırılır "Iterative Localization".



Şekil 3. Çember Kesişimi "Circle Intersection" yöntemi ile konumu bilinmeyen düğümün yerinin belirlenmesi.

Bu aşamada başlangıç düğümü rast gele seçildiği için bu düğüm ağın çoğunluğu ile olan bağlantısı kesik veya dar bir boğazda geçiyor olabilir. Bu da hesaplamanın tamamının hatalı olması gibi bir sonuç doğurur. Bu sorunu aşmak için algoritma sonunda konumu belirlenen düğümlerin sayısını toplam düğüm sayısı ile kıyaslandı ve birbirine belli bir oranda birbirine yakın değil ise algoritmanın belli bir sayıda tekrarlanması sağlanmıştır.

4. Simülasyon ve değerlendirme

4.1. Simülasyon parametreleri

Bu çalışmamızda simülasyon için Matlab veya OPNET gibi bir simulasyon ortamı kullanılmadı. Bu simülatörler yerine C# ile David J. Stein[4] tarafından geliştirilmiş "Wireless Sensor Network Simulator" simülatörü kullanılmıştır. Açık kaynak kod olarak sunulmuş bu simülatör'ün kodları kendi algoritmamıza uyarlanmıştır. Aşağıdaki benzetim görüntülerinde soldaki alan rastgele üretilen topolojiyi, sağ taraf da ki alan ise RSSI ve komşuluk bilgilerinde göre bizim tekrar oluşturduğumuz topolojiyi gösterir. Bu simülatör düğümleri rastgele dağıtım "Random Deploy" yaptığı için bu çalışmada düzgün dağılımlılar (Well-Defined Topology)[5] kullanılmıştır**.** Bu çalışmada 70 adet rastgele dağıtılmış düğümle çalışılmıştır. Bu düğümlerin maksimum bağlantı kurabilme mesafesi 130 m olarak kabul edilmiştir. Bu düğümler arasındaki uzaklıklara Gauss dağılımlı hata eklenmiştir. Burada ortalama "mean" μ= 0 standart sapma "σ" 1, 0,2 ve 0,05 olarak alınmış ve bu durumlara göre sonuçlar kıyaslanmıştır.

4.2. Doğruluk

- Standart sapma olarak σ=0,05 olarak alındığında;

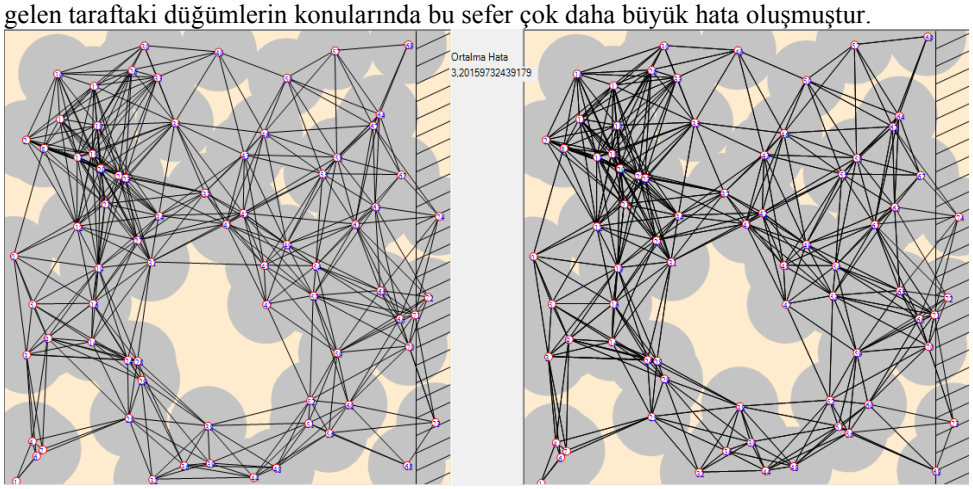
Standart sapmanın σ=0,05 olduğu durumda düğümlerin pozisyonları arasında ortalama 3,2 birimlik bir fark vardır.(Şekil 4.) Bu değer doğru bir topoloji elde ettiğimiz gösterir.

- Standart sapmayı σ=0,2 olarak değiştirirsek;

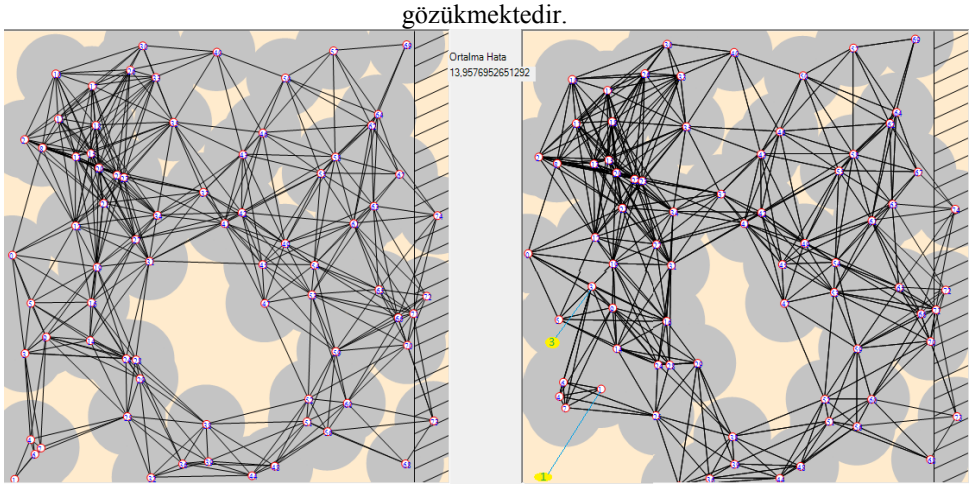
Standart sapmanın σ=0,2 olduğu durumda düğümlerin pozisyonları arasında ortalama 13.95 birimlik bir fark vardır.(Şekil 5.) Özellikle şekilde de gösterildiği birkaç tanesi gösterildiği gibi hesaplamanın başladığı tarafın tam tersine gelen taraftaki düğümlerin konularında büyük oranda hatalar bulunmaktadır.

- Standart sapmayı σ=1 olarak değiştirirsek;

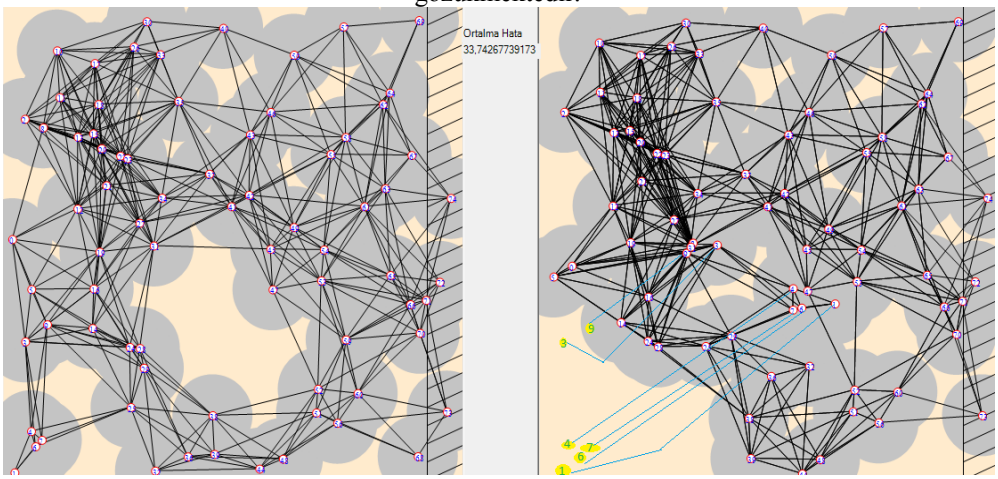
Standart sapmanın σ=1 olduğu durumda düğümlerin pozisyonları arasında ortalama 33.74 birimlik bir fark vardır.(Şekil 6.) Bu durumda şekilde de gösterildiği bazılarının gösterildiği gibi hesaplamanın başladığı tarafın tam tersine gelen taraftaki düğümlerin konularında bu sefer çok daha büyük hata oluşmuştur.



Şekil 4. Standart sapmanın= 0,05 olduğu durum da sol tarafta gerçek topoloji sağ tarafta oluşturulan topoloji gözükmektedir.



Şekil 5. Standart sapmanın σ= 0,2 olduğu durum da sol tarafta gerçek topoloji sağ tarafta oluşturulan topoloji gözükmektedir.



Şekil 6. Standart sapmanın σ =1 olduğu durum da sol tarafta gerçek topoloji sağ tarafta oluşturulan topoloji gözükmektedir.

5. Sonuç

Bu çalışmada düğümler arasındaki sinyal gücü bilgisini mesafeye çevirerek, bu bilgiler ile ağ geçidinde topolojinin çıkarılması hedeflenmiştir. Mesafe bilgilerine Gauss dağılımlı hata eklenerek topolojideki hatalar kıyaslanmıştır. Üç farklı standart sapma σ değerleri sırası ile 0.05, 0,2 ve 1 olarak alınmıştır. Standart sapma σ=1 değerine ulaştığında topolojinin bir kısmın yerlerinin tamamen bozulduğu gözüküyor. Düğümler arasındaki mesafenin 130 m olduğu kablosuz ağ'da σ = 0.05 için 3,2 m hata doğruya yakın σ =1 için 33.74 yüksek bir hata oranıdır. Bu hata oranı bir "Geographic Routing" uygulamasında kullanılabileceği gibi bir askeri düşman kuvvetleri tespit uygulamasında kullanılamayabilir. Geliştirilen bu algoritma geliştirmeye açık bir algoritmadır. ABC[6] ve Savarese[7] algoritmaları gibi düğüm üzerinde konum tespiti yapmak yerine enerjisi sınırsız ağ geçinde konum tespiti yapılmaktadır. Bu durum düğümlerin enerjisine olumlu etkidiği gibi tüm ağ bilgisine sahip olunduğu için daha doğru sonuçlar alınmaktadır.

6. Referanslar

1. LEONG B., "New Techniques for Geographic Routing" Computer Science and Artificial Intelligence Laboratory Technical Report MIT-CSAIL-TR-2006-044 Haziran 14, 2006
2. SARFRAZ N., "Anchor Free Localization for Ad-hoc Wireless sensor Networks", B.Sc., University of Engineering & Technology, Lahore. 2002
3. DAVİD J. S., "Wireless Sensor Network Simulator" 2006 http://www.djstein.com/projects/Wireless duyargaNetworkSimulator.html (01.07.2010)
4. AVİN, C. , "Fast and efficient restricted delaunay triangulation in random geometricgraphs", Workshop on Combinatorial and Alg. Aspects of Networking, Canada, 13-14 Agustos 2005.
5. SAVARESE, C., RABAEY, J., VE BEUTEL, J. "Locationingin Distributed Ad-Hoc Wireless sensor Networks", In Proc. Of ICASSP sayfa. 2037–2040, (Salt Lake City, UT, Mayıs 2001),
6. SAVARESE, C., RABAEY, J., VE LANGENDOEN, K." Robust Positioning Algorithms for Distributed Ad-Hoc Wireless sensor Networks" In USENIX Annual Technical Conference, General Track sayfa. 317–327, (Monterey, CA, Haziran 2002)

ARTAKALAN ENERJİ VE TRAFİK YOĞUNLUĞU DENGELEMELİ YÖNLENDİRME ALGORİTMASI

Kubilay DEMİR[1] Arif DOLMA[2] Mehmet YAKUT[3]
[1,2,3]*Kocaeli Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü*
Elektronik Haberleşme Programı,
Umuttepe Kocaeli
kubidem@gmail.com[1] adolma@kocaeli.edu.tr[2] myakut@kocaeli.edu.tr[3]

Özet
Kablosuz algılayıcıların boyutlarının küçük ve olması ayrıca enerjilerinin yenilenememesi, enerjiyi enerji tüketimini en önemli problem yapmaktadır. Ancak, duyarda ile ağ geçidi arasında veri akışının sağlanması için kullanılan yöntemler enerji tüketimini arttırıp azaltmakta büyük rol oynamaktadır. Bu yöntemler arasında, coğrafi yer bilgisine dayanarak yönlendirme yapan protokoller, diğerlerine göre daha yüksek başarıma ve performans değerlerine sahiptir. Bu çalışmada duyargaların konumları bilindiği farz edilmiş ve en yakın düğüme aktarılma ile veri ağ geçitlerine ulaştırılmıştır. Ayrıca bazı düğümler üzerinde oluşan yoğunluk ve enerji tüketimi geliştirilen bir algoritma ile dağıtılmıştır. Bu çalışmanın bir diğer farkı ise bu yönlendirme algoritmalarının bir ağ geçidinde yapılıyor olmasıdır.
Anahtar Kelimeler: *Kablosuz(telsiz) algılayıcı ağları, Sensor ağlar, İletişim, Yol atama, Yönlendirme.*

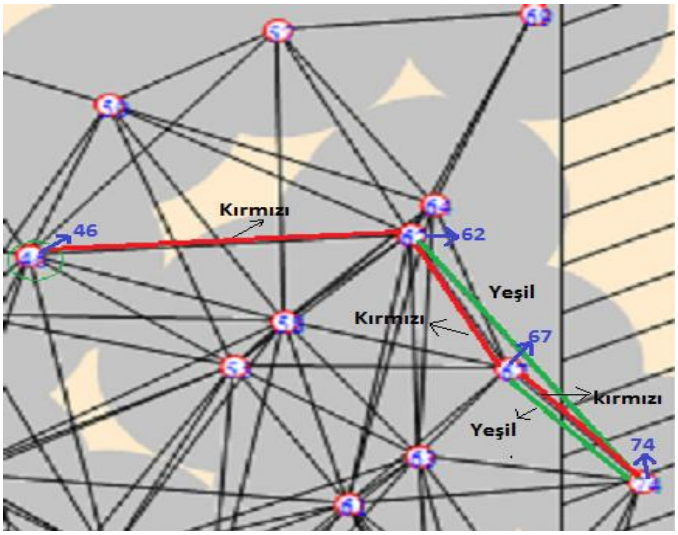
1. Giriş
Kablosuz duyarga ağlarında enerjinin kısıtlı olması ve genel olarak düğümlere tekrar enerji yüklenememesi nedeni ile ağın ömrü önemli bir problemdir. Ağın ömrünü uzatmak için literatürde çok sayıda çalışma yapılmıştır. Bu araştırma ağın ömrünü uzatmak için kullanılan yöntemlerden olan coğrafi yer bilgisi tabanlı enerji etkin yönlendirme "Energy Aware Routing" protokolleri üzerine olacaktır. Enerji etkin yapılanma donanım üzerinde, uygulama yazılımı üzerinde, network protokol ve yönlendirme "Routing" üzerinde yapılabilir. "Energy Aware Routing" protokolleri içinde, coğrafi yer bilgisine dayanarak yönlendirme yapan protokoller, diğerlerine göre daha yüksek başarıma ve performans değerlerine sahiptir.

2. İlgili çalışmalar
Energy Aware Routing: Hedef başlatımlı reaktif protokol olan "EAR" in [4] amacı, ağın ömrünü uzatmaktır. Ayrıca, bu protokol yönlendirilmiş yayılıma "Directed Diffusion" benzerdir, farklı olarak yüksek oranlarda tek bir optimum yol oluşturmak yerine yol takımı oluşturmaktadır.
Geographic and Energy Aware Routing (GEAR): Data sorguları çoğunlukla coğrafi özellikler içerdiğinden dolayı Yu ve diğerleri [1], sorguları uygun bölgelere dağıtırken coğrafi bilgilerin de kullanımını tartıştılar. GEAR olarak adlandırılan protokol, bir paketi hedef bölgeye doğru yönlendirmek için, enerji duyalı ve coğrafi olarak bilgilendirilen sezgisel "heuristics" komşu seçimi kullanır. Anahtar fikir, veriyi göndereceği komşusunu bulmak için gönderilen datayı "Interest" bütün ağa göndermektense, daha çok kesin bir bölgeyi gözeterek yönlendirilen difüzyondaki "Interest" sayısını kısıtlamaktır.

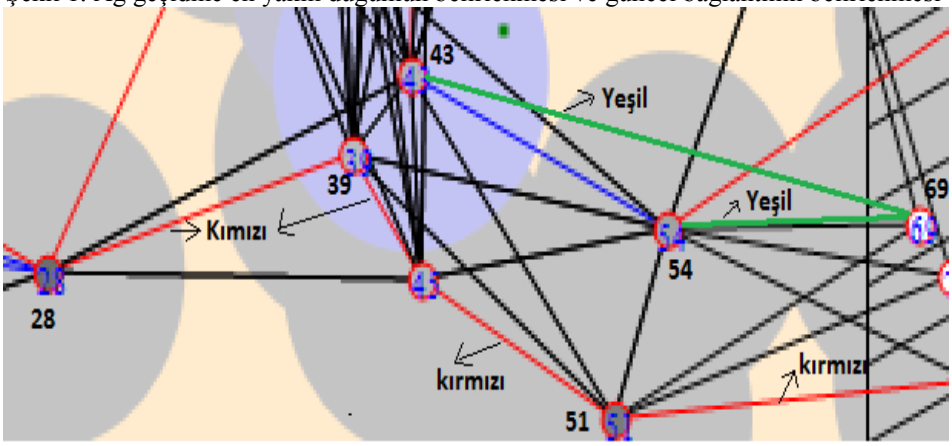
3. Artakalan enerji ve trafik yoğunluğu dengelemeli yönlendirme algoritması
Bu çalışmada, kablosuz duyarga ve tasarsız ağlar için yeni ve özgün artakalan enerji ve trafik yoğunluğu dengelemeli bir yönlendirme algoritması önerilmektedir. Bu algoritmanın diğer yönlendirme algoritmalarından farkı kritik yol analizi yapıp veri trafiği yoğunluğunu dağıtarak, trafik yoğunluğu olan alandan ağ geçidine daha uzun süre veri ulaşmasını sağlamaktır. Böylelikle ağ ömrünü artırmaktadır. Şekil 1 de taralı bölge içinde bulunan düğümler ağ geçididirler.
Şekil 1 de 46 numaralı düğüm için ağ geçidine (taralı bölge içinde bulunan tüm düğümler ağ geçididirler) en yakın düğüm konum bilgilerinden faydalanarak 62 numaralı düğüm olarak belirlenir (en yakın komşu ağ geçidine 62-74 yeşil çizgi ile belirtilmiştir, yeşil çizgiler mevcut bir bağlantıyı göstermez, mesafeyi göstermek

içindir. 46 numaralı düğümün diğer komşularından baz istasyonuna daha yakın olduğunu göstermek içindir) ve o düğüm güncel bağlantı (Güncel bağlantılar o an oluşan paketleri göndereceği düğümü ifade eder ve kırmızı çizgiler ile gösterildi, 46-62 arasındaki kırmızı çizgi gibi) olarak atanır. Aynı işlem 62 numaralı düğüm içinde yapılır ve ağ geçidine en yakın komşusu 67 numaralı düğüm olarak belirlenir (yeşil çizgi (67-74) ile de en yakın olduğu görülmektedir). 62-67 arasında ki bağlantı güncel bağlantı olarak atanır (kırmızıçizgi ile gösterildi).

Yoğunluk dengelemesi, düğümlerin veri yollayacağı muhtemel yolları aç gözlü yönlendirme esas alınarak tespit edilir, bu tespit etme esnasında, yol üzerindeki tüm düğümlerin yoğunluk katsayı değeri bir artırılır. Trafik yoğunluğu "Toplam düğüm\Critical Path" gibi bir değeri geçen düğümlerin güncel bağlantılı komşusu tekrar hesaplanır. Ve yoğunluk katsayıları tekrar hesaplanır. Burada veri trafiği yoğunluğu olması muhtemel yol sayısı, ağ geçidine komşuluğu olan ve ortalamanın üzerinde komşusu bulunan düğümlerin sayısı olarak tespit edildi ve bu değer "Critical Path" olarak isimlendirildi. Eğer bir düğümün komşularından yoğunluğu "Toplam düğüm\Critical Path" değerinden düşük olan düğüm kalmamış ise düğümlerin kalan enerjileri kontrol edilip enerjisi fazla olan düğüm seçilerek kritik düğümlerin ömrü artırılmıştır. Şekil 2. de 28 numaralı düğümün ağ geçidine an yakın komşusu yeşil çizgi(43-69 arasındaki çizgi) ile de gösterildiği üzere 43 numaralı düğümdür. Fakat kırmızı çizgi(28-39) yanı güncel bağlantı 39 numaralı düğüme doğrudur. Çünkü yoğunluk katsayıları "Toplam düğüm\Critical Path" oranını geçmiş bu düğümlerden 43 numaralı düğümün enerjisi 39'a göre daha azdır bu nedenle algoritma güncel bağlantıyı 39 numaralı düğümle yapmıştır. Aynı durum 39 ve 45 içinde geçerlidir. 51 numaralı düğüm ise bir ağ geçidi ile bağlantısı olduğu için güncel bağlantısını direkt ağ geçidi ile yapmıştır.



Şekil 1. Ağ geçidine en yakın düğümün belirlenmesi ve güncel bağlantının belirlenmesi



Şekil 2. Kalan enerjiye göre güncel bağlantının belirlenmesi.

3.1. Simülasyon Parametreleri

Bu çalışmada C# yazılım dili ile David J. Stein, Esq.[1] tarafından geliştirilmiş "Wireless Sensor Network Simulator" benzetimi kullanılmıştır. Açık kaynak kod olarak sunulmuş bu benzetimin kodlarına bu çalışmada geliştirilmiş "Artakalan enerji ve trafik yoğunluğu dengelemeli yönlendirme algoritması" kodları entegre edilmiştir. Daha sonra Chang ve Tassiulas tarafından algoritması oluşturulmuş "Maximum Risudial Energy Path Algorithm(MREP)" algoritması [3] ile ilk ölen düğüm ve ağ geçitine ulaşan paket sayısı açından kıyaslanmıştır. Bu çalışmada benzetimi yapılan savaş alanında ki düşman hedefler rast gele yönlerde hareket edecek şekilde ve alanda bir anda üç adet olacak şekilde oluşturulmuştur. 520x520 metrelik bir alanında 480x520 metrelik bir savaş sahasında benzetim yapılmıştır.

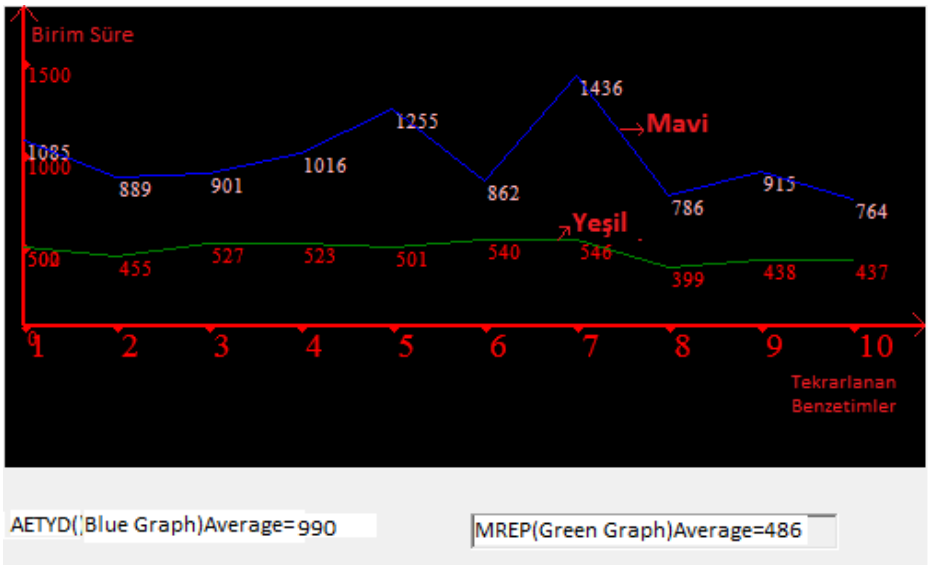
3.2. Simülasyon sonuçları

Chang ve Tassiulas tarafından geliştirilmiş "Maximum Residual Energy Path" algoritması ile yapılmış çalışmanın sonuçlarını aşağıdaki çift taraflı ekran görüntülerinde sol tarafta görüntülenmektedir. Bu çalışmanın sonucu olan "Artakalan Enerji ve trafik yoğunluğu Dengelemeli" yönlendirme algoritmasının sonuçları ise sağ taraftadır. Algoritmalar eş zamanlı olarak yürütülmektedir. Düğümlerin konumları alan üzerinde birbirinin aynı olarak alınmıştır ve düşman kuvvetlerin hareketleri de birebir aynı olarak ayarlanmıştır. Çünkü iki algoritmanın uygulandığı ortamlar birebir alınması karşılaştırma için bize tam doğru sonuçlar verecektir.

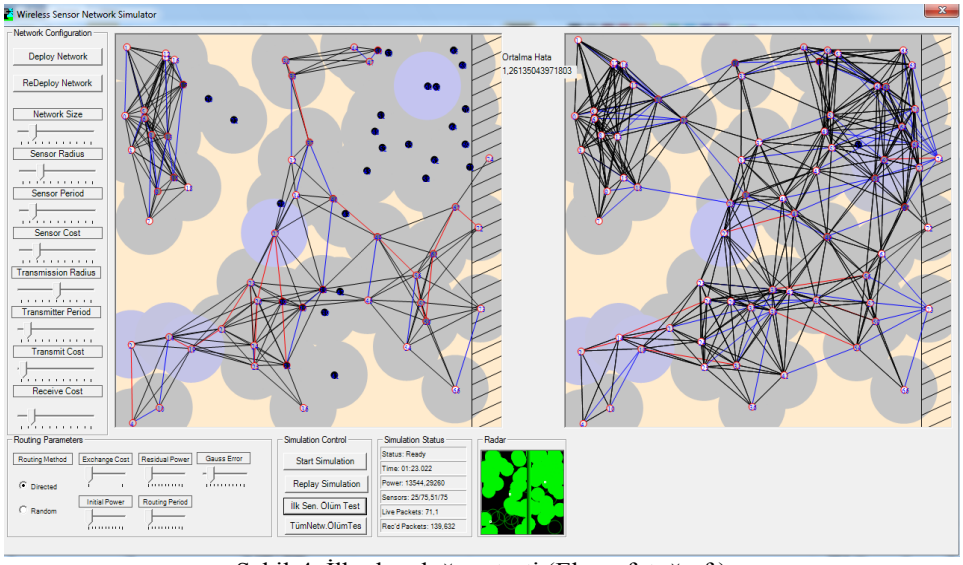
Giriş değerimiz olan düşman kuvvetlerinin konumları rast gele üretildiği için Şekil-3 deki ağ üzerinde ilk ölen düğüm kıyaslaması ardı ardına 10 defa yapılmıştır. Bu kıyaslamalar sonucu da elde ettiğimiz ilk düğümün ölüm süreleri şekil-3 de grafik halinde verilmiştir. Alt kısmında da ortalamaları gösterilmektedir. Ortalama ilk düğüm ölüm süreleri: MREP: 486 birim (Her iki algoritman aynı anda yürütülmektedir. Ve düğümlerin durumları aynı zaman aralıkları ile sorgulanmaktadır. MREP algoritmasının ilk düğümünün ölümü 466'ıncı sorgulamada olmuştur.) AEYD:990 birim. Ortalamalardan da anlaşılacağı gibi iki katından daha fazla oranla geliştirilen algoritmanın ilk düğümün ölüm süresini artırdığı gözlenmektedir. Şekil-4 de ki görüntü, son ilk ölen düğüm kıyaslama testin görüntüsüdür. Bu görüntüden de anlaşılacağı gibi AEYD tarafında ilk düğüm öldüğünde MREP tarafında düğümlerin %50 sinden fazlası ölmüş durumdadır. İlk test türümüzde ağ ömrünün artışında %100 den daha fazla artış sağlanmıştır.

Şekil-5 de benzetim başladıktan 61 saniye sonraki ağın ömrünü göstermektedir. Görüldüğü gibi MREP tarafında canlı düğüm sayısı %45,3 oranlarında iken AEYD tarafında canlı düğüm sayısı %92 oranındadır. Ayrıca MREP tarafındaki düğümlerin ancak %9,3'i ağ geçitleri ile iletişime geçebilmektedir. Ayrıca ağ ömrünün ölçütlerinden biri de düğümlerin merkeze ne kadar süre veri aktarabildiğidir. Bu ölçütü biz bu benzetimde benzetim süresi boyunca ağın ağ geçidine ne kadar veri paketi gönderdiğine bakarak tespit ettik. Şekil-5 deki veri paketi ulaştırma sayısı "Rec'd Packets": MREP:121 adet, AEYD:551 adet

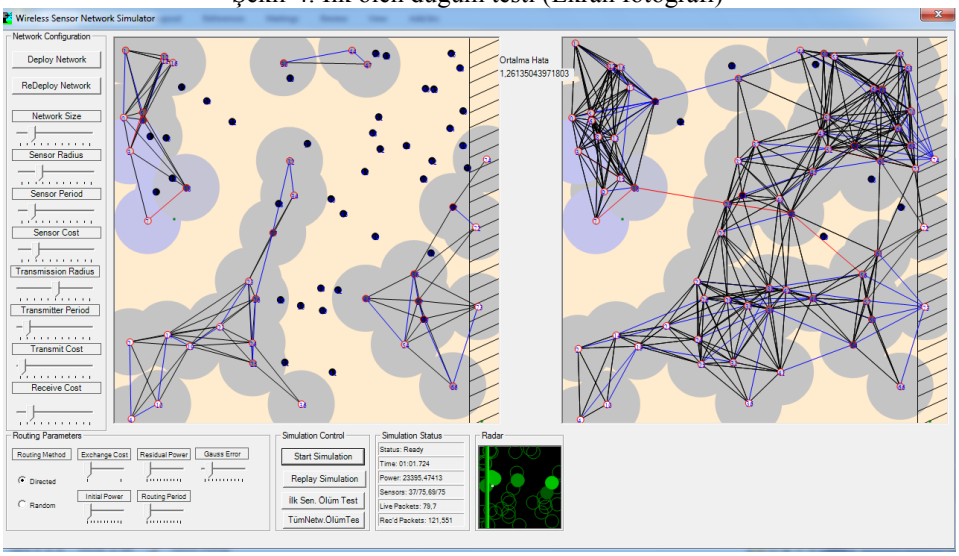
Tüm düğümler öldüğü anda ağ geçidine ulaşmış paket sayısı ise: MREP:189 adet, AEYD:948 adettir.



Şekil-3. İlk ölen düğüm testleri grafiği(üstteki sonuç grafiği mavi alttaki)



Şekil-4. İlk ölen düğüm testi (Ekran fotoğrafı)



Şekil-5. 61.saniyedeki ağ ömrü testi(Ekran fotoğrafı)

4. Sonuç

Bu çalışmada ağ geçitlerine yakın bölgelerde üzerinden yoğun veri trafiği geçen düğümlerin ömrünü uzatmak için bir algoritma önerildi. Ağ geçitlerine yakın düğümlerin ömrünü uzatmak otomatik olarak ağ ömrünü uzatmaktadır. Dolayısı ile bu çalışma ana amacımız kısıtlı enerjiye sahip kablosuz ağının ömrünü uzatmaktır. Bu yönde daha önce Jae-Hwan Chang, Leandros Tassiulas[3] tarafından geliştirilmiş ve David J. Stein [2] tarafından benzetimi oluşturulmuş "Maximum Residual Energy Path" algoritması ile bizim çalışmamız kıyaslanmıştır. Test sonuçlarımızda bu çalışma sonucunda oluşturulan algoritma ile ağ ömründe süre olarak %100 den daha fazla bir iyileşme, paket ulaştırma sayısı bakımından ise dört kat bir iyileştirme gözlemlenmiştir. Bu çalışmanın zaafı ise konum bilgisinin doğruluğuna olan aşırı bağımlılığıdır.

5. Referanslar

1. Y. Yu, ve D. Estrin,"*Geographical and Energy Aware Routing: A Recursive Data Dissemination Protocol for WSN*" Computer Science Department Technical Report, Mayıs 2001.
2. David J. Stein "Wireless Sensor Network simulator" http://www.djstein.com /projects/WirelessSensorNetworkSimulator. html(24.03.2010)
3. Jae-Hwan Chang ve Leandros Tassiulas *" Maximum lifetime in Wireless Sensor Networks Routing"* Transactions on Networking (TON)**S**ayfa:609 - 619, Ağustos 2004
4. R. C. Shah ve J. Rabaey, "*Energy Aware Routing for Low Energy Ad Hoc Sensor Networks*", IEEE WCNC 2002

Web tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemi Eğitim Sistemi Geliştirilmesi

Cihangir Erdem[1], Mehmet Efe Özbek[1], Ali Kara[1,3], Nergiz Çağıltay[2], Elif Aydın[1]

(1) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
(2) Yazılım Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi
İncek, Ankara
(3) Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü (UEKAE), G222 Birimi
Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu(TÜBİTAK)
Kavaklıdere, Ankara
{cerdem, meozbek, akara, nergiz, eaydin}@atilim.edu.tr

ÖZET

Bu çalışma kapsamında geliştirilen sisteme kullanıcı analog bir ses/mesaj sinyali girebilmekte, bu sinyal sayısallaştırılmakta, seçilen bir modülasyon şeması ile modüle edip gürültülü ortamdan geçirilmekte, ardından alıcı tarafından çözümlenerek kullanıcıya tekrar sunulmaktadır. Bu süreçte, farklı modülasyon tiplerinin beyaz Gauss gürültüsü altında performans analizinden, farklı blokların ve grafik çıktılarının sunumuna kadar eğitim amaçlı farklı birçok görsel sonuç kullanıcıya sunulabilmektedir. Bu şekilde kullanıcının, analog giriş sinyalinin sayısallaştırma süreci, temel bant ve kaydırmalı anahtarlama modülasyon tipleri, beyaz Gauss gürültüsü etkisi, bit hata oranlarının çıkarılması ve uyumlu filtre tasarımı gibi birçok farklı aşama üzerinde görsel, etkileşimli bir şekilde yer ve zamandan bağımsız olarak çalışması mümkün olmaktadır.

ANAHTAR KELİMELER

Sanal Laboratuar, Elektronik Mühendisliği Eğitimi, Web tabanlı Sayısal Haberleşme Sistemi.

1. GİRİŞ

Mühendislik eğitiminde uygulamalı ve teorik bilgilerin bağıntılı olarak sunulması, daha etkin bir öğrenme sağlanması için önemli bir unsurdur. Başarılı bir mühendislik eğitimi ancak teorik ve uygulama/laboratuar bileşenlerini en uygun oranlarda bütünleştiren bir eğitim programı ile mümkün olabilir. Literatürde, uzaktan teorik eğitim kapsamında birçok uygulama bulunmasına rağmen, laboratuar uygulamaları için genellikle yüz yüze eğitim yaklaşımlarının tercih edildiği görülmektedir. Ancak Bilgi ve İletişim Teknolojilerinde yaşanılan gelişmeler, uzaktan eğitimin yeni bir aşaması olarak düşünülebilecek, uzaktan laboratuar (remote lab.) ve sanal laboratuar (virtual lab.) sistemleri ile mevcut eğitim ortamlarının desteklenmesini mümkün kılmıştır. Uzaktan laboratuarlarda, kullanıcı internet aracılığıyla gerçek deneyler gerçekleştirebilmekte, sanal laboratuvarlarda ise benzetimler yapabilmektedir. Bu iki yaklaşımın avantajlı ve dezavantajları ve literatürdeki örnekleri yazarların önceki çalışmalarında geniş bir şekilde tartışılmaktadır [1-13].

Bu bildiride, sanal ortamda sayısal haberleşme eğitimi vermek amacıyla geliştirilen bir web uygulaması tanıtılmakta, uygulamanın tasarımında kullanılan teknoloji ve yaklaşımlar anlatılmaktadır. İkinci bölümde sayısal haberleşme sisteminin temel bloklarından bahsedilmiş üçüncü bölümde ise sanal eğitim uygulamasının yapısı, çalışma prensibi anlatılmış ve sistemin performans çıktıları sunulmuştur.

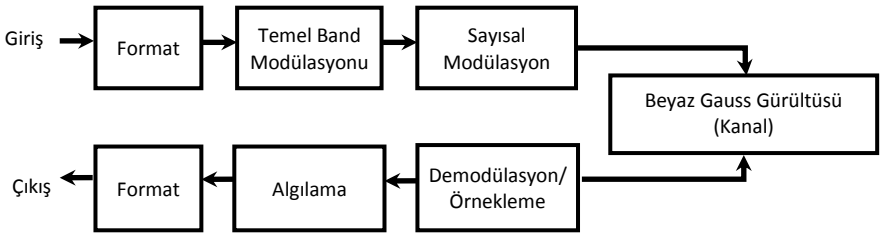
2. SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMİ

Sayısal haberleşme sistemleri günümüzde popülerliğini gittikçe artırmaktadır. Öğrencilerin sayısal haberleşme sistemleri altyapısını daha iyi anlayabilmeleri ve yorumlayabilmelerinde laboratuar imkanlarının önemli bir yeri

vardır. Ancak gerekli haberleşme cihazlarına sahip laboratuarlar yüksek maliyetleri sebebiyle her üniversitede kurulamamaktadır. Uzaktan laboratuarlar bu açığın kapatılmasını amaçlanmaktadır.

Tipik bir sayısal haberleşme sisteminin blok diyagramı şekil 1' de görülmektedir. Sayısal bir haberleşme sisteminde ilk aşama bilgi kaynağından gelen analog işaretin örneklenmesidir. Shannon ve Nyquist Teoremleri sınırlı bandlı bir analog işaretin bozulamadan tekrar elde edilebilmesi için örnekleme işleminin hangi frekansta yapılması gerektiğini söylemektedir. Örneklerin genlik değerleri kuantalama işlemi ile sonlu sayıdaki seviyelere dönüştürülür. Bu dönüşüm alıcıda elde edilecek işarete kuantalama gürültüsü olarak yansımaktadır. İşaretin kanalda maruz kalacağı gürültüye bağışıklığının daha fazla olabilmesi için kuantalanmış seviyelerin bir kod kümesi ile ifade edilmeleri daha uygun olmaktadır. Bu işlem Darbe Kod Modülasyonu olarak adlandırılmaktadır.

Girişteki analog işaretin bir bit dizisi olarak kodlanmasıyla işaret sayısal forma dönüştürülmüş olmaktadır. Kod kümesi kanaldan iletilmeden önce içindeki bitler sembol adı verilen gruplara ayrılır. Sembol başına düşen bit sayısı (bps-bit per symbol) uygun şekilde belirlendikten sonra her sembol bir elektriksel dalga formu ile temsil edilir. Bu işleme temel band modülasyonu adı verilmektedir. Temel-band işareti alçak frekanslı olduğu için, band- geçiren karakteristiğe sahip bir kanaldan iletilmesi mümkün değildir. Uygulamada da kullanılan antenlerin boyları temel band spektrumundaki işaretleri iletmeye uygun olmamaktadır. Bu zorlukları aşılabilmesi için temel band işareti yüksek frekanslı bir taşıyıcı ile modüle edilir. Modüleli işaretin alıcıya ulaşmadan önce geçtiği ortama kanal adı verilmektedir. Alıcıda bit dizisinin tekrar elde edilmesi için, sistemin tasarımı aşamasında seçilen dalga formları ile uyumlu bir filtre kullanılır. Bit dizisi başta kuantalama için seçilmiş olan düzene uygun olacak şekilde elektriksel seviyelere dönüştürülür. Elde edilen ayrık işaret, uygulamaya göre, analoga da dönüştürülebilir.



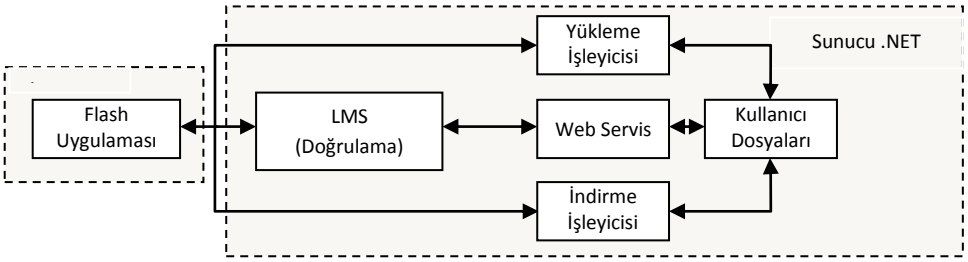
Şekil 1. Sayısal Haberleşme Temel Blok Diyagramı

3. SİSTEM YAPISI

3.1.WEB TABANLI SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMİ

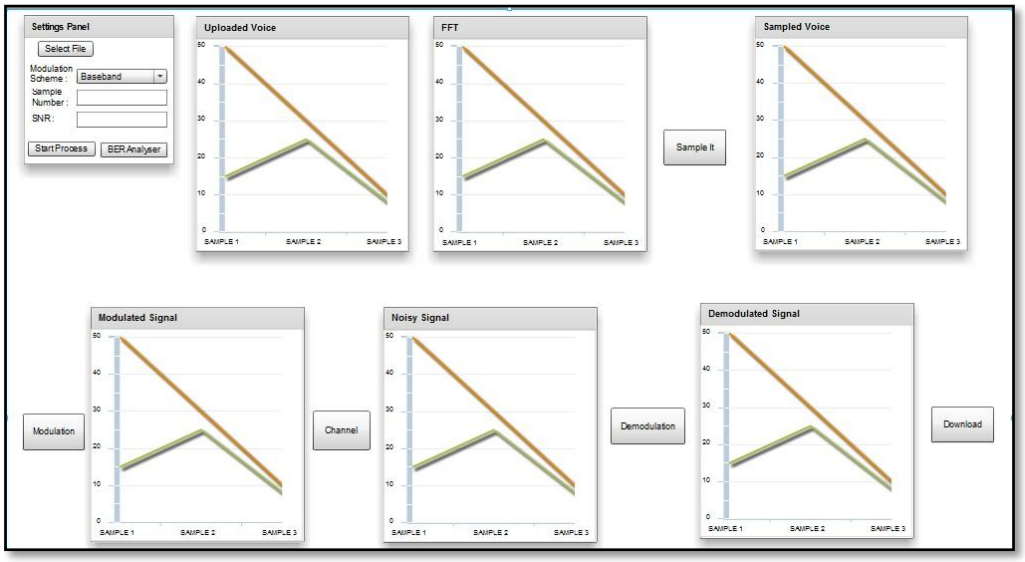
Bu çalışmada geliştirilen Web tabanlı Sayısal Haberleşme Eğitimi Sisteminde (SHES) bir sayısal haberleşme sisteminin temel bloklarının bilgisayar yazılımı ile benzetimi yapılmıştır. SHES'nin temel yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir. Kullanıcı tarafından kaydedilen ses, analog giriş işareti olarak kullanılmaktadır. SHES, örnekleme, kuantalama, darbe kod modülasyonu / demodülasyonu, temel band modülasyonu / demodülasyonu, sayısal modülasyon / demodülasyon, iletim kanalı, uyumlu filtre ve bit hata oranı analizörü gibi tüm temel blokların çıktılarını kullanıcıya sunmaktır.

Şekil 3' de görülen arayüzün görüntülenmesi için kullanıcının bilgisayarında Flash player bulunması yeterlidir. MP3 ya da WAV formatındaki ses işaretlerini kabul edebilen SHES ses sunucuya yükleyip ardından kullanıcının bu giriş işaretine temel band, genlik kaydırmalı anahtarlama, frekans kaydırmalı anahtarlama, faz kaydırmalı anahtarlama modülasyon türlerinden birini ve sisteme kanalda uygulanacak gürültünün seviyesini seçmesini beklemektedir. Bu parametre girişlerinden sonra kullanıcıya kanaldan etkilenip, demodüle edilip tekrar elde edilen ses işaretini kendi bilgisayarına yükleyip dinleme olanağı verilmektedir. Demodüle edilmiş sesin SHES tarafından tekrar kullanıcıya sunulması ile değişik gürültü ve modülasyon seçeneklerinin giriş sinyali üzerindeki etkisinin daha iyi anlaşılması ve öğrencilerin bu konulardaki yorum yeteneklerinin gelişmesi sağlanmaktadır. Kullanıcı, "bit hata oranı grafiği" vasıtası ile seçtiği parametreler için sistemin nasıl bir performans gösterdiğini gözleyebilmektedir. Bütün grafiklerin tek bir ekranda sunulmasıyla da giriş işaretinin hangi aşamalardan geçtiği ve her bloğun çıkışında ne tür bir formda bulunduğunu takip edebilmektedir. Sayısal haberleşme sisteminin modellenmesinde sistem işlemsel altyapısının hazırlanmasında Matlab, çoklu kullanıcıya hizmet verebilmek için .NET (Visual Studio) ve kullanıcı arayüzlerinin oluşturulması amacıyla da Flash(Flex) teknolojileri kullanılmıştır.



Şekil 2 SHES Yapısı

Matematiksel hesapları matris çarpımları yoluyla hızlı bir şekilde gerçekleştirmesi nedeniyle tercih edilen matlab ortamı yardımıyla hazırlanan sayısal haberleşme sisteminin çoklu kullanıcıya hizmet verebilmesi için gerekli kütüphanelerin bir web servis haline dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu kütüphaneler matlab m fonksiyonları şeklinde kodlanmış sayısal haberleşme sisteminin matlabdan bağımsız şekilde kullanılmasını sağlamaktadır. Web Servis, uzak istemcilerin başvuruda bulunduğu çeşitli işlevsel metod çağırımlarını bardındırdan, çok yönlü ve merkezileştirilmiş bir ünitedir. Web servisleri dağıtık nesne modellerinden farklı kılan sahip olduğu alt yapı sistemi sayesinde, platform bağımsız uygulanabilirlikleridir.

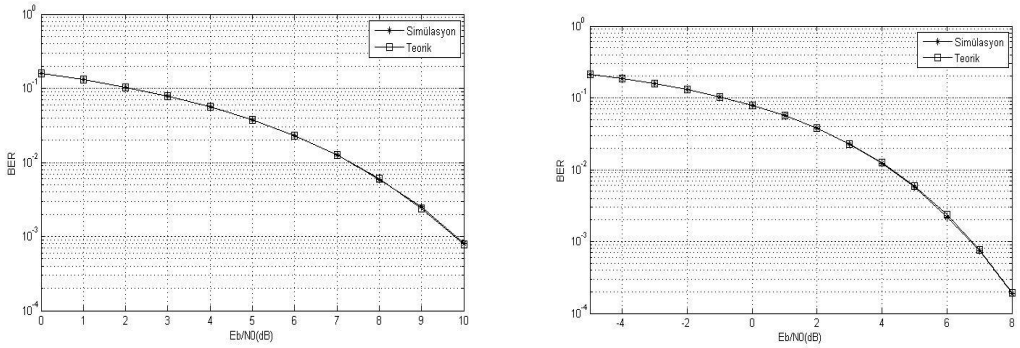


Şekil 3. SHES Kullanıcı Arayüzü

SHES' nin işlemsel yükün web servisler vasıtasıyla sürdürüldüğü kısım sunucu üzerinde çalışmaktadır. Bu yüzden istemci bilgisayarının tüm bu sayısal haberleşme sistemi benzetimindeki yoğun işlemlerini yapmak zorunda kalmamakta ve buna bağlı olarakta yüksek donanım özelliklerine sahip olması gerekmemektedir.

SHES'nin kullanıcı arayüzünde sayısal haberleşme sisteminin alt bloklarının her birinin ve tüm sistemin bit hata oranı analizlerinden elde edilen bilgiler ve grafiklerin görsel bir arayüz şeklinde kullanıcılara sunulmasında kullanıcı taraflı programlama kullanılmıştır. Arayüz tasarımındada gerek yagınlığı gerekse görsel manada daha iyi bir deneyim sunabilen flash platformu ve bu platformda yazılım geliştirme ortamı olarakda çapraz platform tabanlı zengin internet uygulamaları geliştime desteği veren Flex frameworkü tercih edilmiştir.

SHES' de temel band ve sayısal modülasyon türlerinin üretilmesinde sinüsoidlerin örnekleme oranın (örnek/bit-bir bit yerine yerleştirilecek olan sinüsoidin kaç bitten oluşacağı) bit hata oranı grafiklerinin elde edilmesinde önem teşkil etmektedir. Şekil 4' te farklı modülasyon türleri için bit hata oranı analizleri yer almaktadır. Kullanıcı başlangıçta seçtiği farklı gürültü ve örnekleme oranı seçenekleriyle SHES için elde ettiği bit hata oranı grafiklerini, teoride olması gereken grafiklerle de karşılaştırabilmektedir.



Şekil 4.a) Frekans Kaydırmalı Anahtarlama Bit Hata Oranı Grafiği
b)Genlik Kaydırmalı Anahtarlama Bit Hata Oranı Grafiği

3.2. SANAL MODÜLÜN ERRL SİSTEMİ İLE ENTEGRASYONU

Sistem ERRL(European Remote Radio Laboratory) üzerinde aktif olarak çalışan uzaktan haberleşme deneyleri grubuna dahil edilmiştir. Kullanıcı LMS (Learning Menagement System) vasıtasıyla deneylere bir kimlik doğrulamasının ardından ulaşır. Kullanıcı ilgili deneye ulaşmadan önce sayısal haberleşme ile ilgili teorik, deney modülünün kullanımı ile bilgilere ulaşır. Kullanıcıya özel olarak deney modülüne erişiminin ardından otomatik olarak tanımlayıcı isimle üretilen bir klasörde kullanıcı ile ilgili bilgiler saklanmaktadır. Bu bilgiler ışığında LMS yardımıyla da öğretim görevlisine öğrencinin ne zaman hangi deneyi yaptığı, ne tür sonuçlar elde ettiği gibi kayıt defteri girdileri ile performans analizleri yapabilme imkanı tanınmaktadır.

4. SONUÇ

Lisans yada master dönemindeki sayısal haberleşme temelli derslerde kullanılması olması amacıyla web tabanlı interaktif bir sistem tasarlanmıştır. Bu sistemle öğrencilere sayısal haberleşme konusunda yardımcı olunması amaçlanmıştır.

KAYNAKÇA

1. E. Aydin, N. E. Cagiltay, "A New RF and Microwave Engineering Course Enriched With Advanced Technologies", Computer Applications in Engineering Education, (to appear).
2. Kara, A., Aydin, E., Ozbek. M.E., and Cagiltay, N., "Design and Development of a Remote and Virtual Environment for Experimental Training in Electrical and Electronics Engineering", IEEE 9th Int. Conf. On Information Technology Based Higher Education and Training (ITHET 2010), 194-200, Cappadocia, 2010.
3. Ozbek. M.E., Atas, M., and Kara, A., " Software Technologies, Architectures and Interoperability in Remote Laboratories", IEEE 9th Int. Conf. On Information Technology Based Higher Education and Training (ITHET 2010), 402-406, Cappadocia, 2010.
4. Cagiltay, N., Aydin, E., ve Kara, A., "Principles for the Design of a Remote Laboratory: A Case Study on ERRL", IEEE Engineering Education 2010 – The Future of Global Learning in Engineering Education, IEEE EDUCON 2010, Madrid, Spain, Nisan 2010.
5. Çağıltay, N.E., E.U. Aydın, R. Öktem, A. Kara, M. Alexandru ve B. Reiner, "Requirements on Remote RF Laboratory Applications: An Educators' Perspective", IEEE Trans. on Education, **52**, 75-81, 2009.
6. Aydin, C. C ., Türkmen, G., Ozyurt,E., Aydin, E., Cagiltay, N., Ozbek, M. E., Kara, A., "Uzaktan Laboratuvar Uygulamalari ERRL: Elektronik Alaninda Radyo Haberleþmesi Üzerine Bir Çaliþma", 2nd International Future-Learning Conference On Innovations in Learning for the Future 2008 : e-Learning, Turkish Informatics Foundation Distance Learning Platform (UzEP),İstanbul, Türkiye, Mart 2008.
7. Kara, A., Kara, A.G. ,Aydin, C.C., Aydin, E., Cagiltay, N.E. "What Do Remote Laboratory Applications Promise for Engineering Students: A Case Study of ERRL Project", Bilişim Teknolojileri Işığında Egitim Konferansı, bildiri kitapçigi, sayfa 41-45, Ankara, Türkiye, Kasim 2008.
8. Aydın, C.C., G. Türkmen, E. Özyurt, E.U. Aydın, N.E. Çağıltay, M.E. Özbek, N.C. Alparslan, ve A. Kara, "Distance laboratory applications ERRL: A study on radio communication in electronic field", 11th

International Conf. on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Brasov, Romania, 157-162, IEEE, 2008.
9. N. C. Alparslan, N.E. Cagiltay, M. Ozen and E.U. Aydin, TOJET "Teaching Usage of Equipments in a Remote Laboratory", TOJET, Vol.7, Issue 1, 2008.
10. Çağıltay, N., E.U. Aydın ve A. Kara, "Remote RF Laboratory Requirements: Engineers' and Technicians' Perspective", Turkish Online Journal of Distance Education (TOJDE), **8**, 80-95, 2007.
11. Kara, A., E.U. Aydın,R. Öktem, N. Çağıltay, "A Remote Laboratory for Training in Radio Communications: ERRL", IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC), Athens, 1-4, IEEE, 2007.
12. Özen, M., E.U. Aydın ve A.Kara, "Pilot Remote Experiment in the ERRL: Measurement of Scattering Parameters"**,** IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC), Athens, 1-5, IEEE, 2007.
13. Kolberg S., Courivaud D., Ozbek M.E. , "LMS and Interactivity - Technical Issues for Remote Laboratories", IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC), Athens, 1-4, IEEE, 2007.
14. Sklar B. Digital Communications, 2.Baskı, Prentice Hall, 2001

WLAN Kablosuz Yerel Alan Ağlarına Genel Bir Bakış

Özlem Coşkun
Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Bölümü
Süleyman Demirel Üniversitesi
oulukut@mmf.sdu.edu.tr

Özet:

Kablosuz Yerel Alan Ağları (Wireless Local Area Networks, WLAN), iki yönlü geniş bant veri iletişimi sağlayan, iletim ortamı olarak fiber optik veya bakır kablo yerine telsiz frekansı (Radio Frequency, RF) veya kızılötesi ışınları kullanan ve salon, bina veya kampus gibi sınırlı bir alanda çalışan iletişim ağlarıdır. Kurulum kolaylığı ve hareket serbestliği gibi önemli avantajlar sağlayan WLAN sistemleri kablolu ağların yerini alabilmekte hatta bu ağlara göre daha fazla fonksiyonlar içerebilmektedir. WLAN sistemleri iş adamları, yöneticiler, çalışanlar, küçük işletmeler, orta ölçekli işletmeler ve bireysel kullanıcılar gibi büyük bir kesime internet ve üyesi oldukları kurumsal ağa mobil olarak bağlanma imkanı sağlamaktadır. Ayrıca, WLAN sistemleri kullanıcılara mekandan bağımsız olarak kolay bir kablosuz ağ kurulumu ve geniş bant veri iletimi imkanı sunmaktadır. Kablolu LAN'ların tüm özelliklerine sahip olan WLAN sistemleri bu ağların devamı ya da alternatifi olarak kullanılmaktadırlar.

Anahtar Kelimeler–*WLAN, RF, Ağ mimarisi*

1.Giriş

WLAN sistemleri başlangıçta mevcut kablolu ağların (LAN) tamamlayıcısı olarak tasarlanmışlardır. Ancak son yıllarda yaşanan teknolojik gelişmeler WLAN sistemlerinin kablolu ağların yerini alabileceğini göstermiştir. Ayrıca mevcut ağların genişleme ihtiyacını karşılamak üzere de WLAN sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. WLAN sistemleri başarılı performansları ve düşük maliyetleri ile hem iş çevrelerinde hem de bireysel kullanıcılar arasında yaygın olarak kullanılmaktadırlar. WLAN kullanıcısı pahalı bir kablolama alt yapısı yerine özünde küçük bir radyo vericisi olan erişim noktası (Acces Point, AP) ile iletişim ortamı sağlayabilmekte ve yerel alan ağı oluşturabilmektedir [1,2,3].

Temel olarak WLAN sistemi iki ana unsurdan oluşmaktadır. Birincisi AP, ikincisi ise kablosuz cihazlardır. Ancak cihazdan-cihaza çalışma modelinde AP'ye ihtiyaç duyulmaz. Bu durumda kablosuz ağ kartına sahip bilgisayarlar kendi aralarında ilave bir cihaz veya kabloya ihtiyaç olmadan bir ağ oluşturabilirler. Kablosuz cihazlar genellikle bir dizüstü bilgisayar, kişisel bilgisayar (PC), cep bilgisayarı (PDA1), veya kablosuz ağ ünitesi (NIC2) ile donatılmış benzeri bir cihaz olabilir. NIC'ler RF veya kızılötesi kullanarak takılı bulunduğu cihaz ile AP arasındaki bağlantıyı sağlar. AP'ler ihtiyaca göre bir eve, iş yerine, toplantı salonuna veya bir binaya kurulabilir. Halka açık kullanımı sağlamak üzere ise şehir merkezlerine, büyük alışveriş merkezlerine, hava alanı, tren istasyonu, otobüs terminali veya restoran gibi kamuya açık alanlara AP kurulabilir. Bu durumda AP'nin oluşturduğu kablosuz internet bağlantısı sağlanan fiziksel alan erişim alanı olarak adlandırılmaktadır. Kablosuz cihazlarda bulunan NIC'ler otomatik frekans tarama özelliğine sahip olduklarından kendilerine ulaşan WLAN sinyalini algılayabilirler. NIC tarafından doğru frekans kanalı bulunduktan sonra AP ile kablosuz cihazlar arasında bağlantı kurulumu başlatılır.

WLAN sistemleri aslında tamamen kablosuz değildir. Çünkü sistemde bulunan AP'nin geniş bant erişim hizmeti veren DSL, fiber optik veya benzeri bir kablolu altyapı üzerinden şebekeye bağlanması gerekebilir. Bu nedenle WLAN sistemleri ile tamamen kablosuz olmaktan ziyade kablolama ihtiyacı en az düzeye indirilmiş olmaktadır. Bu açıdan bakınca WLAN sistemlerinin artışı geniş bant erişim hizmetinin artışına bağlıdır.

Ya da WLAN sistemlerinin artışı geniş bant erişim hizmetinin yaygınlaşmasını desteklemektedir [4]. Ancak cihazdan-cihaza kullanımda herhangi bir kablolamaya ihtiyaç olmadığından tam bir kablosuz ağ kurulumu gerçekleşmektedir. Benzer şekilde şebekeye erişim hizmetinin kablo yerine sabit telsiz erişim (FWA) veya uydu terminali ile sağlanması durumunda da tam bir kablosuz ağ kurulumu gerçekleşmektedir.

2. WLAN Sistemlerinin Çalışma Prensipleri

WLAN sistemleri havada yayılan elektromanyetik dalgalarla bir noktadan başka bir noktaya fiziksel bağlantı olmaksızın bilgi iletişimini sağlar. Tipik bir kablosuz yerel ağ konfigürasyonunda, AP olarak isimlendirilen hem alıcı hem verici konumundaki cihaz kablolu ağa bağlanır ve kablolu ağ omurgası ile kablosuz cihazlar arasında veri alışverişi işlemini gerçekleştirir. Bir AP kullanılan ortama bağlı olarak dahili uygulamalarda 25-100 metre, harici kullanımda ise 200 metreye kadar yarıçaplı bir alanı kapsayabilir [5,6].

WLAN sistemlerinde kullanılan yüksek frekanslı RF sinyali (2.4 GHz ve 5 GHz) temel özelliği nedeniyle katı cisimlere nüfuz edebilir ve geçebilir. Bu özellik görüş hattının sağlanamadığı bina içi kullanımlarda büyük bir avantaj yaratır. Ancak katı cisimler kullanılan maddeye bağlı olarak sinyal zayıflamasına neden olurlar. Bu da sonuçta erişim mesafesini kısaltır. Lisansız kullanımlar için çıkış gücü düzenlemeler ile sınırlandırılmış (genellikle 100 mW) olduğundan mesafe artırımı için güç yükseltilmesi söz konusu değildir. Bu nedenle iyi bir kapsama alanı için fiziksel ortam iyi etüt edilmeli ve AP montaj yerleri iyi seçilmelidir. AP veya kullanılıyorsa AP'ye bağlı harici anten, genelde yüksek bir noktaya montaj edilir. Bu sadece kapsama alanını genişletmek için gereklidir. Eğer yeterli kapsama alanı sağlanıyor ise AP'ler istenilen her noktaya konulabilir. Kullanıcılar ise kablosuz erişim özelliğine sahip cihazlar ile ağa bağlanabilirler. Bu özelliği bulunmayan bilgisayarlar için hariçten takılan kablosuz ağ adaptörleriyle, dizüstü bilgisayarda PCMCIA kartlarla, masaüstü bilgisayarlarda ise ISA/PCI kartlarla kablosuz erişim gerçekleştirilir [7].

4. WLAN Sistemlerinin Mimari Yapısı

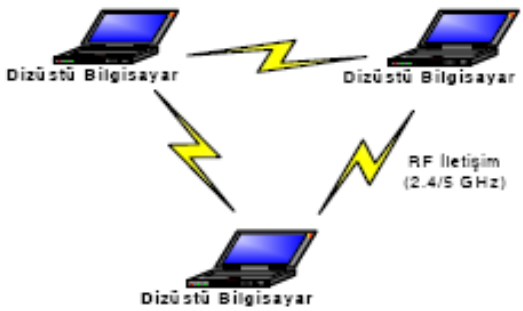
Bilgisayarların birbirleri ile iletişiminin hangi hiyerarşik düzende olduğu mimari yapı topoloji olarak ifade edilmektedir. WLAN sistemlerinde cihazdan-cihaza ve altyapı olmak üzere 2 çeşit mimari yapı kullanılmaktadır [8, 9]. WLAN sistemlerinde kullanılan mimari yapılar ve temel özellikleri aşağıda verilmiştir.

Cihazdan – Cihaza Çalışma Modeli

Cihazdan-cihaza çalışma modeli; iki ya da daha çok kablosuz iletişim özelliğine sahip bilgisayarın, bir sunucu (server) kavramı olmadan birbirine bağlandığı ağ yapılarıdır. Bu tür ağlarda bulunan bilgisayarların sahip oldukları program, veri, dosya gibi tüm kaynakların ağdaki diğer bilgisayarlar tarafından kullanılabilir [9].

Bu model prensip olarak daha hızlı kurulabilen ve kablo veya AP gibi herhangi bir altyapı gereksinimi olmayan en basit ağ kurulum yöntemidir. İstemci veya sunucu olmasına bakılmaksızın ağda yer alan tüm bilgisayarlarda sadece kablosuz çalışma özelliğinin olması yeterlidir. Cihazdan-cihaza çalışma modelinde kablolu bir ağ bağlantısı bulunmaz [9].

Dolayısıyla internet veya intranet bağlantısı söz konusu değildir. Cihazdan-cihaza çalışma modelinde ağ içindeki bütün bilgisayarlar eşit düzeydedir. Yani istemci-sunucu ayrımı olmayıp tüm bilgisayarlar aynı önceliğe sahiptir. Ağdaki her kullanıcı diğer kullanıcının kaynaklarına kolaylıkla erişebilir ve kullanabilir. Bu mimari yapı çok yaygın kullanılmamakla birlikte geçici ve hızlı bir ağ ihtiyacı duyulan grup çalışmalarında ve toplantılarda kullanılmaktadır. Cihazdan-cihaza çalışma modeli Şekil 1'de görülmektedir.

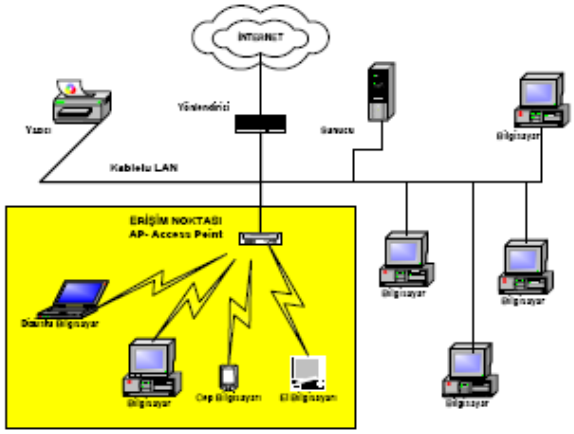


Şekil 1. Cihazdan-cihaza çalışma modeli

Altyapı Çalışma Modeli

WLAN sistemlerinin temel ve en yaygın kullanım şekli olan altyapı çalışma modeli; kablolu ağa bağlı bir AP ve istenilen sayıda kablosuz erişim özelliğine sahip cihazdan oluşur [2,5,9]. Kablolu ağda ihtiyaca göre genellikle bir geniş bant internet erişimi ve sunucu bilgisayar bulunabilir. Bu durumda ağda bulunan tüm bilgisayarlar AP vasıtasıyla kablosuz olarak mevcut kablolu ağa ve internete bağlanabilirler. Ev ve küçük işyeri uygulamaları için temel altyapı çalışma modeli yeterli ve uygundur. Bu tür çalışma modelinde paylaşılan bütün kaynaklar sunucuda yer alır ve işlemler sunucu aracılığıyla yürütülür.

Sunucu işlemleri hızlı bir şekilde yaparak sonuçları istemciye yollar. Böylece işlem hızı ve kapasitesi artırılmış olur. Aksi durumda ise her bir bilgisayarın kendi programları ile verileri işlemesi gerekecektir. Bu durumda ise işlem hızı iş istasyonunun performansına bağlı olacaktır. Altyapı çalışma modelinde geniş bant internet erişimi genellikle kablolu sistemler ile sağlanmakla birlikte kablosuz olarak da sağlanması mümkündür. Kablolu erişim olarak ADSL, fiber optik, Kablo TV şebekesi; kablosuz erişim olarak ise FWA kullanılmaktadır. Temel altyapı çalışma modeli şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. WLAN altyapı çalışma modeli

WLAN altyapı çalışma modelinde kullanıcı sayısının veya iletişim mesafesinin artırılması gereken durumlarda sisteme yeni AP'ler ilave edilebilir. Örneğin bir toplantı salonundaki yoğun kullanımı karşılamak üzere ikinci veya üçüncü AP sisteme ilave edilebilir. Kullanım alanını genişletilmesi ise hücre sistemine göre değişik noktalara AP'lerin kurulması ile gerçekleştirilir. AP'lerin sayısının ve montaj yerlerinin tespiti istenilen veri iletişim hızı, kullanıcı sayısı, iletişim alanının boyutu ve benzeri kriterlere bağlı olarak belirlenir. Erişim Alanı veya P-WLAN uygulamalarında sisteme erişimin kontrol edilmesi ve ücretlendirme işleminin yapılabilmesi için ilave cihazlar ve yazılımlar gerekmektedir.

5. Sonuçlar

WLAN sistemleri geniş bant veri iletişimi sağlayan, iletim ortamı olarak RF veya kızılötesi ışınları kullanan ve bir salon, bir bina veya kampus gibi sınırlı bir alanda çalışan iletişim ağlarıdır. WLAN sistemleri en basit tanımıyla bir ağ yapısı şeklinde cihazlar arasında kablosuz geniş bant veri iletimi sağlayan bir teknolojidir. Kablosuz iletişim ağları hizmet verdikleri fiziksel alanlara göre gruplandırıldığı takdirde; kişisel alanda WPAN (Bluetooth), yerel (lokal) alanda WLAN (Wi-Fi, IEEE 802.11x, HiperLAN), metropol alanda WMAN (WİMAX, IEEE 802.16x, HiperMAN) ve geniş alanda WWAN (GSM, GPRS, CDMA ve 3G) sistemleri yer almaktadır.

WLAN sistemleri yerel alanda kullanılmak üzere tasarlanmış bir teknoloji olmakla birlikte çıkış güçlerinin artırılması veya kazançlı ve yönlü antenler kullanılmak suretiyle daha geniş alanlarda çalışması teknik olarak mümkündür. Ancak bu tür kullanımlar yasal olarak mümkün olmadığı gibi teknik olarak da WLAN sistemi olarak adlandırılamazlar. Çünkü WLAN sistemlerinde esas olan yerel alanda kullanılmalarıdır. Yerel alan dışına taşan uygulamaların sabit telsiz erişim veya WMAN sistemleri içinde değerlendirilmesi gerekmektedir.

WLAN sistemleri ilk olarak 1990'lı yıllarda işyerlerinde kullanılmaya başlamıştır. İlk yıllarda, düşük veri hızları, yüksek maliyetler, donanım uyumsuzluğu gibi sorunlar yaşanmıştır. Ancak 2000'li yıllardan itibaren IEEE 802.11 standardıyla birlikte bu sorunlar aşılmış ve tüm dünyada WLAN sistemleri hızla yaygınlaşmıştır. Türkiye'de de gelişmeler bu paralelde olup, WLAN sistemlerinin kullanımı giderek artmaktadır. WLAN sistemlerinin özellikle kablolu alt yapı ihtiyacını ortadan kaldırması veya mevcut kablolu ağdaki genişleme ihtiyacını karşılaması önemlidir. Bu özellik şirketler ve bireyler için hareketli ve kolay bir ağ kurulumu ve kullanımı sağlamaktadır. Ayrıca erişim alanları ile halka açık yerlerde verilen kablosuz internet hizmeti ise her yerden ve her zaman bilgiye erişim imkanı sağlamaktadır. WLAN sistemlerinde teknoloji olarak dağınık spektrum tekniği kullanılmaktadır. Dağınık spektrum tekniğinde nokta frekans tahsisi yerine bant tahsisi yapılarak kıt kaynak olan frekans spektrumu daha verimli kullanılmaktadır. WLAN sistemlerinde mimari yapı olarak cihazdan– cihaza ve altyapı olmak üzere 2 çeşit çalışma modeli kullanılmaktadır. Cihazdan–cihaza modeli sınırlı özelliklere sahip olup; çalışma gurupları veya toplantılarda kullanılmaktadır. Altyapı çalışma modeli ise, WLAN sistemlerinin tüm özelliklerini taşıyarak kablosuz ağ ihtiyacı duyulan her yerde kullanılmaktadır.

WLAN sistemleri kullanıcılara mobil iletişim, hızlı ve kolay kurulum, işletme esnekliği, genişletilebilirlik ve düşük işletme gideri gibi bir çok avantaj sağlamaktadır. Ayrıca Erişim Alanları vasıtasıyla kamuya açık alanlarda sunulan kablosuz internet hizmeti de (WLAN) oldukça önemlidir. WLAN sistemlerinin bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlar güvenlik, girişim, mesafe, dolaşım ve mobil cihaz kısıtları olarak sıralanabilir. Bu dezavantajlar yapılan düzenlemeler ve yeni teknolojiler kullanılarak aşılmaya çalışılmaktadır. Özellikle güvenlik en önemli sorun olarak görülmekte ve çözülmesi için sektörde faaliyet gösteren firmalar ve uluslararası kuruluşlar tarafından yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bunlardan en önemlisi IEEE'de sürdürülen IEEE 802.11i standart çalışmalarıdır.

WLAN sistemlerinin kullanım durumuna bakıldığında ise ilk olarak sağlık, eğitim, üretim ve perakendecilik alanlarında iletişim ihtiyaçlarının kablosuz olarak karşılanması amacıyla kullanıldığı görülmektedir. Sağlanan başarı ile birlikte artık evlerde, işyerlerinde ve kamuya açık alanlarda kısaca her yerde WLAN sistemleri kullanılmaktadır. Özellikle halkın kullanımına yönelik olarak hava alanları, tren istasyonları, otobüs terminalleri, büyük alışveriş merkezleri ve şehir merkezleri gibi alanlarda Erişim Alanları vasıtasıyla sunulan kablosuz internet hizmeti (WLAN) oldukça ilgi görmektedir. Bilgi toplumu olma yolundaki çabaları desteklemek, Avrupa ile Türkiye arasındaki sayısal uçurumu azaltmak, bilgiye her yerden ve her zaman ulaşma imkanı sağlamak üzere WLAN sistemlerinin kurulmasına ve hizmet vermesine imkan tanıyacak düzenleme önerilmiştir. WLAN sistemlerinin kişilere bilgiye ulaşma adına daha fazla imkan sağlayıcı, kurumlara ise daha verimli ve etkin çalışma ortamı yaratacağı şüphesizdir.

Kaynaklar

[1].Geier, J., 2002, Wireless LANs, Wireless System Entegration, Second edition, Chapter 6, Indiana, ABD, s.1, 5, 7-10, 13.
[2].Intel Com, Exploring WLAN Solutions, What is Wireless LAN Networking? http://www.intel.com/business/bss/infrastructure/wireless/solutions/index.htm
[3].Ramadin, D., K., Overview of Wireless Broadband Technologies, Intel Corporation.
[4].KLING A., CORANTE Com, 23 January 2003, Tech News Filtered daily,The bottom line: the economics of IT, When Will Wireless be Ready?, More on Local Telephone "Competition".
[5].Netsis Com, Kablosuz Teknoloji (Wireless Technology), Fonksiyonellik, Detay bilgi http://www.netsis.com.tr/goksel/Wireless/Wt.HTM
[6].CWT Center for Wireless Telecommunications, Wireless Frequently Asked Questions, What are the ISM bands? http://www.cwt.vt.edu/faq/default.htm
[7].ITU, International Telecommunication Union, Edition of 2001, Radio Regulations, CHAPTER II – Frequencies, ARTICLE 5, Frequency allocations, p.72-80.
[8].INTERMEC Technologies Corporation, 1998, Guide to Wireless LAN Technologies, USA, s., 2-17.
[9].Intel, Intel Com, IEEE 802.11b High Rate Wireless Local Area Networks, Wireless Technology Today, What is Wireless Networking?s., 2-7.
[10].Lawson S., 08/01/2002, WLAN use growing fast, researchers say, http://www.nwfusion.com/news/2002/0801wlan.html
[11].Ziakas, D., May 2003, Hotspot in a Box – Creating publicly available WLANs, What is a Hotspot, Hotspot Architectures.
[12].Singer M., 9 july 2002, Cisco Mobile Office Takes Off Overseas, http://siliconvalley.internet.com/news/article.php/1382751.

Parazit MIMO Sisteminin Başarım Analizi

Ömer HALİLOĞLU, Mehmet ŞAFAK
Hacettepe Üniversitesi
Elektronik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
omer.haliloglu@hacettepe.edu.tr, msafak@hacettepe.edu.tr

Özet

Bu bildiride çok girişli çok çıkışlı (MIMO) bir sistemde vericideki antenlerden sadece bir tanesinin beslenip diğerlerinin parazit olarak kullanılması durumundaki bit hata olasılığı (BHO) başarımı incelenmiştir. Böylece, verici antenlerden sadece birisini beslemek için kullanılan verici gücü, geleneksel MIMO sistemlerine göre, daha etkin kullanılmıştır. Parazit antenlere bağlanan reaktif empedansların sistem başarımına etkisi incelenmiş ve elde edilen sonuçlar geleneksel MIMO sistemlerinin başarımları ile karşılaştırılmıştır.

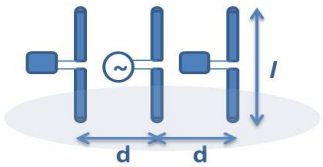
1. Giriş

Alıcı ve vericide birden fazla antenin kullanıldığı MIMO sistemleri sundukları çeşitleme, dizi ve çoğullama kazancı ile iletişim sistemlerinin başarımını büyük ölçüde artırma potansiyeline sahiptirler. Geleneksel MIMO sistemlerinde, verici gücü antenler arasında paylaştırılarak, aynı zamanda aynı yada farklı semboller gönderilebilir. Vericiden gönderilen ışınlar alıcıya birden fazla ve farklı yollarla ulaştıklarından önemli bir çeşitleme kazancı elde edilir. Ancak, verici gücünün antenler arasında paylaştırılması nedeniyle, verici anten sayısının artması durumunda, sistem başarımındaki artış yavaşlamaktadır.

Parazit MIMO sistemlerinde vericideki antenlerden sadece bir tanesi beslenir. Beslenen aktif antenin yakınına yerleştirilen parazit antenler, aktif antenden yayılan dalgaların indüklediği akımlar sayesinde ikincil antenler olarak aktif antenle aynı sembolü göndermekte kullanılırlar [1], [2]. Toplam verici gücü P, n tane verici antene sahip geleneksel bir MIMO sisteminde, kanal durum bilgisinin bilinmediği durumda, antenlere eşit olarak P/n şeklinde dağıtılırken, önerilen sistemde P toplam gücü ile sadece aktif anten beslenmektedir. Etrafındaki parazit antenler, beslenmemelerine karşın, indüklenmeleri sonucunda aktif antenle aynı sinyali ışınlarlar. Bu durumda, alıcıya ulaşan ışın sayısı (çeşitleme kazancı) ve alıcıdaki SNR (dizi kazancı) artar. Parazit antenlere bağlanan reaktif empedansların değerlerine göre dizi kazancı ve ışıma örüntüsü değiştirilebilir [2]. Parazit antenlerin aktif antenin daha yakınına yerleştirilmeleri nedeniyle, bu sistemin fiziksel boyutları geleneksel MIMO'ya göre daha küçüktür. Öte yandan, sadece aktif antenin beslenmesi parazit MIMO sistemi için önemli bir üstünlüktür.

2. Kuramsal Altyapı

Şekil 1'de görüldüğü gibi bir aktif anten ve bu antenin etrafına yerleştirilen parazit iki yarım dalga dipol anten ile bir anten dizisi oluşturulmuştur. Bunlardan ortada bulunan aktif anten çıkış gücü P olan verici tarafından beslenerek ikili evre kaydırmalı kipleme (BPSK) ile iletişim sağlanmaktadır. Aktif antenden ışınlanan dalgalar parazit antenler üzerinde endükledikleri akımlarla onların ikincil kaynak (anten) olarak ışımalarını sağlarlar. Parazit antenlerin uçlarına Z_{L1} ve Z_{L2} yükleri bağlandığında, ortada bulunan 0. (aktif) anten ile 1. ve 2. parazit antenlerin uçlarındaki gerilimler aşağıdaki gibi yazılabilir [2]:



Şekil 1 Bir aktif ve iki parazit antenden oluşan verici anten dizisi

$$\begin{aligned} V_0 &= I_0 Z_{00} + I_1 Z_{01} + I_2 Z_{01} \\ -I_1 Z_{L1} &= V_1 = I_0 Z_{01} + I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ -I_2 Z_{L2} &= V_2 = I_0 Z_{01} + I_1 Z_{12} + I_2 Z_{11} \end{aligned} \quad (1)$$

Burada, karşılıklılık teoremi nedeniyle $Z_{ij}=Z_{ji}$ ve $Z_{01}=Z_{02}$ olarak alınmıştır. Öz (Z_{ii}) ve ortak empedans (Z_{mn}) değerleri aşağıdaki formüller kullanılarak bulunabilir [3]:

$$Z_{ii} = \frac{\eta}{2\pi}\left\{\begin{array}{r} \mathrm{C}+\ln(kl)-\mathrm{C}i(kl)+\frac{1}{2}\sin(kl)\left[\mathrm{S}i(2kl)-2\mathrm{S}i(kl)\right] \\ +\frac{1}{2}\cos(kl)\left[\mathrm{C}+\ln(kl/2)+\mathrm{C}i(2kl)-2\mathrm{C}i(kl)\right] \end{array}\right\} \quad (2)$$

$$Z_{mn} = \frac{\eta}{4\pi}\left[2\cdot\mathrm{C}i(kd)-\mathrm{C}i(\mu_1)-\mathrm{C}i(\mu_2)\right]-\frac{\eta}{4\pi}\left[2\cdot\mathrm{S}i(kd)-\mathrm{S}i(\mu_1)-\mathrm{S}i(\mu_2)\right] \quad (3)$$

Burada, η=120π Ω, C=0.5772 ise Euler sabitini, $k=2\pi/\lambda$ yayılım sabitini, d komşu iki anten arasındaki uzaklığı, ve l dipol antenlerin uzunluğunu göstermektedir. *Ci* ve *Si*, sırasıyla kosinüs ve sinüs integrallerini göstermektedirler:

$$\mathrm{C}i(x) = \int_{\infty}^{x}\frac{\cos t}{t}\,dt \qquad \mathrm{S}i(x) = \int_{0}^{x}\frac{\sin t}{t}\,dt \quad (4)$$

$$\mu_1 = k(\sqrt{d^2+l^2}+l), \quad \mu_2 = k(\sqrt{d^2+l^2}-l) \quad (5)$$

Eşitlik (1)'deki son iki formülden akımların oranı olarak tanımlanan α_{01} ve α_{02} aşağıdaki gibi bulunur [1]:

$$\alpha_{01} = \frac{I_1}{I_0} = \frac{Z_{12}Z_{01} - Z_{01}\left(Z_{11}+jX_{L2}\right)}{\left(Z_{11}+jX_{L1}\right)\left(Z_{11}+jX_{L2}\right)-Z_{12}^{\,2}} \quad (6)$$

$$\alpha_{02} = \frac{I_2}{I_0} = \frac{Z_{12}Z_{01} - Z_{01}\left(Z_{11}+jX_{L1}\right)}{\left(Z_{11}+jX_{L1}\right)\left(Z_{11}+jX_{L2}\right)-Z_{12}^{\,2}} \quad (7)$$

Eşitlik (1)'deki ilk formül kullanılarak aktif antenin giriş empedansı Z_0, α_{01} ve α_{02} cinsinden kolayca bulunabilir:

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = Z_{00} + Z_{01}\,\alpha_{01} + Z_{02}\,\alpha_{02} \quad (8)$$

3. Sistem Modeli

3.1 3×3 Huzme Oluşturucu-BOB MIMO

Referans olarak öncelikle 3×3 huzme oluşturucu bir MIMO sistemi düşünülsün. Bu sistemde herhangi bir sembol *s*, *P* Watt'lık verici çıkış gücünün büyüklüğü birim değere eşit olan $\mathbf{w}_t=[w_0\ w_1\ w_2]^T$ ağırlık vektörü ile üç verici anten arasında ağırlıklandırılarak aynı anda gönderilmektedir. Alıcı tarafından alınan sinyal vektörü $\mathbf{y}=[y_0\ y_1\ y_2]^T$ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{P}\,\mathbf{H}\mathbf{w}_\mathbf{t}\,s + \mathbf{n} \quad (9)$$

Burada, 3×3 boyutlu kanal matrisi **H**'nin elemanları Rayleigh sönümlemeli bir kanalda sıfır ortalamalı ve değişkesi birim değere eşit olan karmaşık Gauss türü rassal değişkenlerden oluşur. Alıcı antenler tarafından alınan gürültü vektörü $\mathbf{n}=[n_0\ n_1\ n_2]^T$ ise ortalaması sıfır ve değişintisi N_0 olan karmaşık bağımsız Gauss türü gürültü bileşenlere sahiptir.

Bu 3×3'lük MIMO sisteminde, **y** vektörü ile belirlenen ve üç alıcı anten tarafından alınan sinyaller büyül oranlı birleştirme (BOB) yöntemi ile birleştirilir. Böylece alınan *r* sinyali ve sinyal gürültü oranı (SNR), χ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$r = \mathbf{w}_\mathbf{r}^{\,H}\mathbf{y} = \sqrt{P}\,\mathbf{w}_\mathbf{r}^{\,H}\mathbf{H}\mathbf{w}_\mathbf{t}s + \mathbf{w}_\mathbf{r}^{\,H}\mathbf{n} \quad (10)$$

$$\mathbf{w_r} = \mathbf{H}\mathbf{w_t} \tag{11}$$

$$r = \sqrt{P}\,\mathbf{w_t}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}\mathbf{w_t}s + \mathbf{w_t}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{n} \tag{12}$$

$$\gamma = \overline{\gamma}\,\mathbf{w_t}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}\mathbf{w_t} \tag{13}$$

Burada $\overline{\gamma} = E_b/N_0$ ortalama SNR olarak tanımlanmıştır. Hüzme oluşturucu-BOB MIMO sisteminde, verici ağırlıklandırma vektörü $\mathbf{w}_t$, $\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}$ Wishart matrisinin en büyük özvektörü olarak seçildiğinde SNR büyül değerine ulaşır [4]:

$$\gamma = \overline{\gamma}\,\lambda_0 \tag{14}$$

Burada, 3×3 $\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}$ Wishart matrisinin en büyük özdeğerini gösteren ve rassal bir değişken olan λ_0'ın olasılık yoğunluk işlevi aşağıda verilmiştir [4]:

$$f_{\lambda_0}(x) = \frac{1}{4}e^{-x}\left(12 - 24x + 24x^2 - 8x^3 + x^4\right) - \frac{1}{2}e^{-2x}\left(12 - 12x + 6x^2 + 2x^3 + x^4\right) + 3e^{-3x} \tag{15}$$

3.2 3×3 Parazit-BOB MIMO

Verici antenlerden ikisi parazit olarak çalıştığında, ağırlıklandırma vektörü anten akımları tarafından belirlenir:

$$\mathbf{w_t} = \begin{bmatrix} w_0 & w_1 & w_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_{01} & \alpha_{02} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{16}$$

I_1 ve I_2 akımları endüklenme sonucu oluştuğundan, $\mathbf{w}_t$'nin büyüklüğünün birim değere ve dolasıyla verici gücünün P'ye eşit olma kısıtı ortadan kalkmıştır. Buna karşılık, $\mathbf{w}_t$, (2)-(8) nedeniyle, antenler arasındaki uzaklıklar tarafından belirlenir. Bu durumda, tekil değer ayrıştırması kullanılarak, ilintisiz bir MIMO kanalı için, çıkıştaki SNR $\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}$ Wishart matrisinin özdeğerleri cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\gamma = \overline{\gamma}\sum_{i=0}^{2}\lambda_i\left|w_i\right|^2 \tag{17}$$

Burada, 3×3 $\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}$ Wishart matrisinin özdeğerlerinin ortak olasılık yoğunluk işlevi aşağıda verilmiştir [5]:

$$\mathrm{f}\left(\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2\right) = \frac{1}{4}e^{-\lambda_0-\lambda_1-\lambda_2}\left(\lambda_0 - \lambda_1\right)^2\left(\lambda_1 - \lambda_2\right)^2\left(\lambda_2 - \lambda_0\right)^2 \tag{18}$$

3.3 Verici Anten Seçmeli (VAS) 3×3 MIMO Sistemi

Eğer vericideki n=3 antenden alıcıda en yüksek SNR oluşturacak olan bir tanesi seçilip alıcıdaki m=3 antenin çıkışı BOB ile birleştirildiğinde SNR'ın olasılık yoğunluk işlevi (21)'de verilmiştir [6]:

$$f_\gamma(\gamma) = n\left[1 - e^{-\gamma/\overline{\gamma}}\sum_{k=0}^{m-1}\frac{1}{k!}\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^k\right]^{n-1}\frac{1}{(m-1)!}\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{m-1}\frac{\exp\left(-\gamma/\overline{\gamma}\right)}{\overline{\gamma}} \tag{19}$$

4. Sistem Başarımı

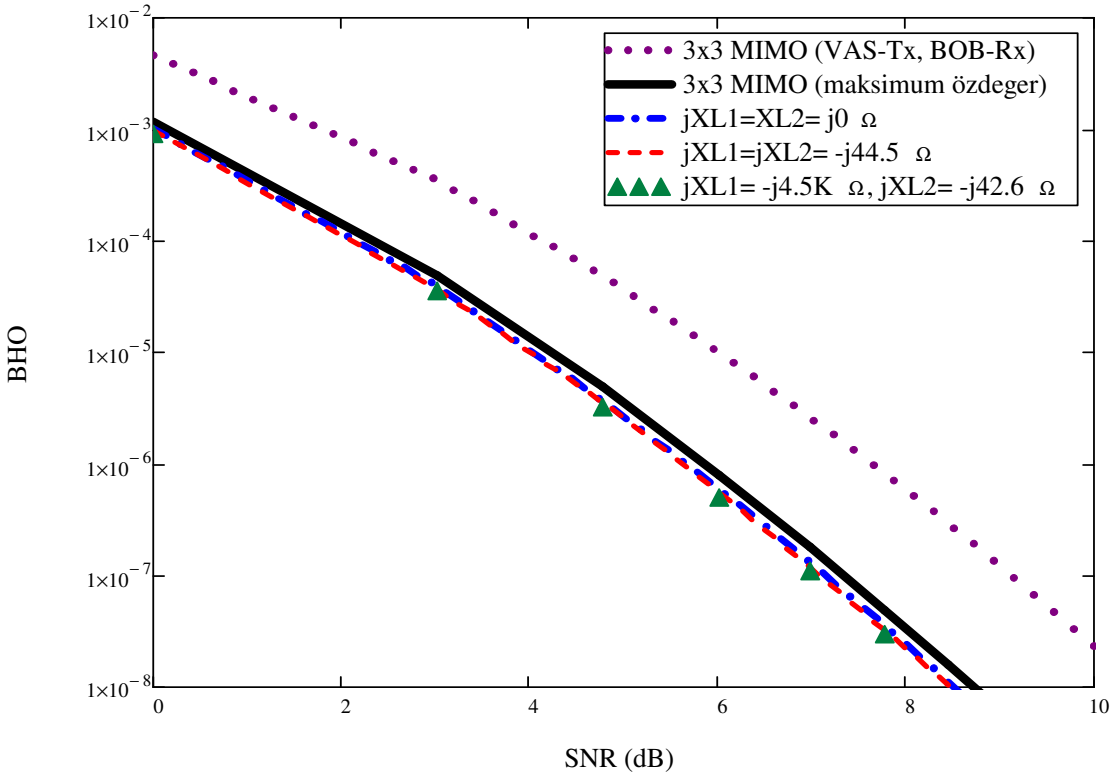
Bu bölümde, parazit MIMO sisteminin BHO başarımı, huzme oluşturucu 3×3 MIMO ve iletimin üç verici antenden en yüksek kanal kazancına sahip olan antenin seçilmesi ile gerçekleştirildiği 3×3 MIMO sistemlerinin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Antenlerin uzunlukları 0.5λ olarak alınmıştır. Birbirlerine komşu antenler arası uzaklık 0.6λ olarak alındığından, antenler arasındaki ilinti katsayısı, antenlerin birbirlerinden ilintisiz olduğu varsayımını geçerli kılacak mertebede düşüktür (<0.35). Parazit elemanlara bağlanan yükler, BHO'nı minimum ve verici MIMO anten sisteminin kazancını alıcı anten yönünde maksimum yapacak şekilde seçilmiştir.

Evre uyumlu ikili evre kaydırmalı kipleme için ortalama BHO aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_b = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2\gamma}\right) f_\gamma(\gamma)\, d\gamma \tag{20}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{\infty} \exp\left(-t^2/2\right) dt \tag{21}$$

Şekil 2'de görüldüğü gibi, göz önüne alınan sistemler arasında, verici antenlerden alıcıda maksimum SNR oluşturanın seçildiği geleneksel 3×3 MIMO sistemi en kötü başarıma sahiptir. Vericide her üç antenin de kullanıldığı durumda sistem başarımının iyileştiği görülmektedir. Ancak bildiride önerilen parazit MIMO sistemi ile başarımın daha da artırılabildiği, parazit antenlere bağlanan çeşitli yük değerleri için Şekil 2'den gözlemlenebilir. En yüksek başarımı, simetrik yükler için optimum değer olan $jX_{L1}=jX_{L2}=-j44.5\Omega$ vermektedir. Bu durumda, parazit MIMO sistemi, 10^{-6} BHO için, VAS-MIMO sistemine göre yaklaşık 2 dB daha düşük SNR'a ihtiyaç duyarken, maksimum özdeğeri kullanan MIMO sistemine göre 0.3 dB daha kazançlıdır. Antenlerin birbirlerinden ilintisiz oldukları varsayılan Şekil 2'den BHO'nun SNR ile azalma hızının (çeşitlilik derecesi) her üç sistemde de aynı olduğu kolayca gözlenebilir.



Şekil 2 Geleneksel MIMO ve önerilen parazit MIMO sistemi için BHO'nun SNR ile değişimi.

5. Kaynaklar

[1] O. N. Alrabadi, C. B. Papadias, A. Kalis, N. Marchetti, ve R. Prasad, "MIMO transmission and reception techniques using three-element ESPAR antennas", *IEEE Communications Letters*, vol.13, no.4, s.236-238, Nisan 2009.

[2] L. Petit, L. Dussopt, ve J.-M. Laheurte, "MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol.54, no.9, s.2624-2631, Eylül 2006.

[3] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2. Basım, s.410-418.

[4] P. A. Dighe, R. K. Mallik.ve S. S. Jamuar, "Analysis of transmit-receive diversity in Rayleigh fading", *IEEE Trans. Commun.,* vol. 51, no.4, s. 694-703 Nisan 2003.

[5] P. Xia, J. Oh ve C. Ngo, "Diversity analysis of transmit beamforming and its application in IEEE 802.11n systems", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.57, no.4, s. 2638-2642, Temmuz 2008.

[6] Z. Chen, J. Yuan ve B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/MRC in Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.54, no.4, s. 1312-1321, Temmuz 2005.

IEEE 802.15.4 TABANLI LOKAL SENSÖR AĞLARININ TCP/IP TABANLI AĞLARA ADAPTE EDİLMESİ İÇİN KULLANILAN TEKNİKLERİN PERFORMANS ANALİZİ

Ahmet Özek A.Çağdaş Seçkin* Ceyhun Karpuz
Pamukkale Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Denizli
ozek@pau.edu.tr
ckarpuz@pau.edu.tr
*Uşak Üniversitesi
Bilgisayar ve Öğretim Teknolojileri Bölümü
Uşak
cagdas.seckin@usak.edu.tr

Özet: *Bu çalışmada, IEEE 802.15.4 standardında çalışan kablosuz sensör ağlarının TCP/IP tabanlı ağlarla çalışabilmesi için kullanılan teknikler analiz edilmiştir. Özellikle iki ağ arasındaki veri büyüklüğü, veri aktarım oranı ve band genişliği karakteristiklerinin uyumlandırılması açısından önerilmiş teknikler ve bu tekniklerin avantaj ve dezavantajları incelenmiştir. Otomasyon problemlerinde performansa dayalı tercih edilecek teknikler hakında öneriler sunulmuştur.*

1. Giriş

Kablosuz sensör ağları (WSN-wireless sensor networks), fiziksel veya çevresel koşulları izlemek için çok sayıda sensör düğümünün çalıştığı, IEEE 802.15.4 standardına göre kablosuz olarak haberleşmenin yapıldığı ağlardır. Kablosuz sensör ağları diğer kablosuz teknolojilerden ayıran karakteristikleri düşük güç sarfiyatı (aylar/yıllar mertebesinde pi ömrü), düşük maliyet, ağdaki düğüm sayısının fazla olabilmesi, basitlik, güvenli ve düşük veri oranlı kablosuz haberleşme sağlamasıdır [1]. Kablosuz sensör ağları askeri, endüstriyel, medikal, tarım gibi pek çok yerde kullanılmaktadır [2]. Bu yazıda bu kadar geniş kullanım alanı olan kablosuz sensör ağlarının TCP/IP tabanlı ağlarla haberleşip menzilinin (kapsamının) daha da genişlemesi, uzaktan kontrol edilebilmelerinin kolaylaştırılmasını amaçlayan yöntemlerin ve tekniklerin bir derlemesi yapılacaktır. Yazıda sırasıyla IEEE 802.15.4 tabanlı ağlar ve özellikleri, ağlar arası haberleşmede karşılaşılan sorunlar ve kullanılan teknikler açıklanmış ve son olarak tüm tekniklerin performans açısından karşılaştırması yapılmıştır.

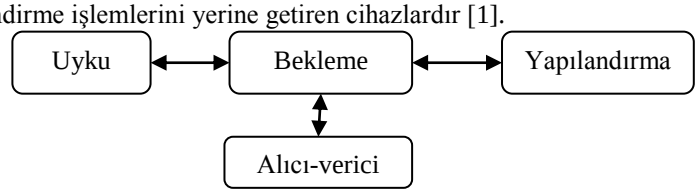
2. IEEE 802.15.4 Tabanlı Ağlar ve Özellikleri

IEEE 802.15.4 standardını temel alan Kablosuz Sensör Ağları genel olarak Uygulama, Ağ, MAC ve Fiziksel katman olmak üzere dört katmandan oluşur . IEEE 802.15.4 standardı en altta yer alan Fiziksel (PHY- physical layer) ve Ortam Erişim Denetimi (MAC medium access control) katmanlarının özelliklerini tanımlamaktadır [1][3].

Fiziksel Katman veri aktarımı işleminin gerçekleştiği katmandır . Fiziksel katman yönetim arayüzü sayesinde her katmanın yönetim fonksiyonlarına erişebilir ve ilişkili PAN'a (kişisel alan ağı) veri tabanı bilgisi sağlar. Fiziksel katman fiziksel RF alıcı-vericiyi yönetir ve kanal seçimi- enerji ve sinyal yönetimi fonksiyonlarını yerine getirir. Dünya genelinde 2400-2483.5 MHz band aralığında 16 kanal kapasiteli ve 250kbps hızında servis sağlanmaktadır. Buna ek olarak bazı ülkeler de kendileri için farklı bantlarda çalışmaktadır (Avrupa 868-868.6 MHz, Kuzey Amerika 902-928 MHz). Türkçesi Ortam Erişim Denetimi (MAC) Katmanı olan bu katmanda MAC çerçevelerinin fiziksel katmanı kullanarak hedefe ulaşması sağlanır. Ağ işaretleşmesi (Beaconning), çerçeve doğrulaması, düğümlerin ağa katılması ve bazı güvenlik işlemleri bu katmanda yapılmaktadır.Ağ katmanının ana işlevleri MAC alt katmanını doğru kullanmak ve üstteki uygulama katmanına uygun bir arayüz sağlamak, ağa katılma ve yönlendirme işlemlerini yerine getirmektir. Ayrıca ağdaki komşuların ve ağın keşfi, ağ özelliklerinin alınması bu katmanda yapılmaktadır .Uygulama katmanı en üstte yer alan katmandır. Uygulama katmanı kullanıcının sürekli etkileşim halinde olduğu ve uygulamaların çalıştığı katmandır [1][3][4].

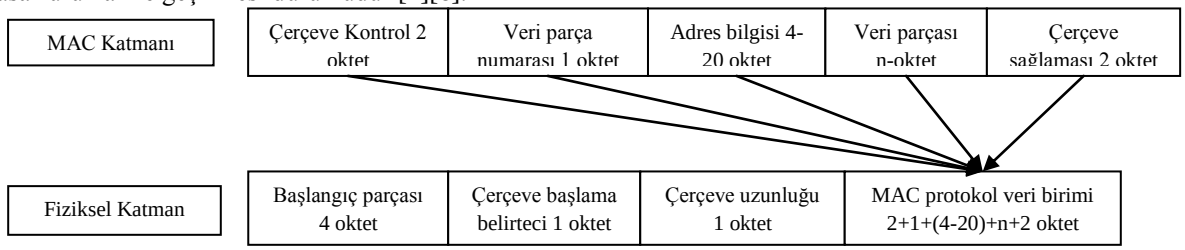
IEEE 802.15.4 standardı Tam işlevli aygıt (FFD- full function device) ve sınırlandırılmış-indirgenmiş işlevli aygıt (RFD-reduced function devices) olmak üzere iki ağ cihaz tipi tanımlamaktadır. Tam işlevli aygıt PAN ağda yönetici (coordinator) olabildiği gibi sıradan bir düğümde olabilir. Bu aygıt diğer herhangi bir cihazla haberleşebilir ve mesajları yayabilir. Sınırlandırılmış/indrigenmiş işlevli aygıtlar genellikle basit aygıtlardır.

Mütevazı kaynak ve haberleşme gereksinimleri vardır ve sadece FFD cihazlarla haberleşebilirler. Bu cihazlardan oluşan ağlar peer-to-peer veya star topolojiyle çalışabilirler ve hepsinde en az bir adet FFD cihaz bulunur [1][5]. Kablosuz ağlarda kullanılan topolojiye bağlı olarak cihazlara farklı görevler düşmektedir bu görevleri kısaca açıklayacak olursak: Koordinatör; Tüm PAN ağının yönetim işlemlerini yerine getiren FFD cihazdır . Ağa yeni düğüm katılması, PAN ağ bilgilerinin oluşturulması, ağ şifreleme gibi işlemler buradan yönetilir [5]. Son cihaz: Algılama işleminin yapıldığı ağın en uç kısımlarındaki cihazlardır. Yönlendirici: Düğümler arasında mesaj taşıma ve mesaj yönlendirme işlemlerini yerine getiren cihazlardır [1].



Şekil-1 Düğüm Durumları

Bir Kablosuz Sensör Ağı düğümü Şekil-1'de görüldğü üzere bekleme, uyku, alıcı–verici ve yapılandırma olamak üzere dört durumda bulunur . Bekleme durumu aygıtın veri alıp göndermediği veya aygıt üzerinde yapılandırma yapılmadan beklediği durumdur. Alıcı-verici durumu aygıtın veri alıp-gönderdiği durumdur. Yapılandırma durumu aygıtın çeşitli özelliklerinin ağ veya direk aygıt üzerinden programlandığı durumdur. Uyku durumu kullanıcı tanımlı olmak üzere aygıtın tanımlanan periyot veya tetikleme ile bazı donanım birimlerini güç tasarrufu haline geçirmesi durumudur [1][6].



Şekil-2 MAC ve Fiziksel Katmanlarda çerçeve yapıları

Kablosuz sensör ağlarında cihazlara 64 bit veya 16 bit uzunluğunda adresleme kullanılmaktadır [5,7]. Cihazların adreslemesi için her birine fabrikada üretimi olarak verilmiş 64 bit eşsiz seri numara vardır ve bu seri numara 64 bit adres olarak kullanılır . Bunun yanında rğer kullanıcı kendi PAN adreslerini atamak istiyorsa bunun için 16 bit'lik değiştirilebilir adreslemeyi kullanır [1][5][7].

Çerçeveler veri iletiminin temel birimidir ve veri, bildirim, işaret ve MAC komut çerçevesi olmak üzere dört çerçeve çeşidi vardır. Bunların haricinde sadece koordinatör tarafından üretilen süper çerçeve bulunmaktadır bu çerçeve ağ yapılandırılması için kullanılmaktadır. Maximum 127 byte uzunluğunda olabilen veri çerçevelerinin MAC katmanı ve Fiziksel katmanlarda durumu Şekil-2 de gösterilmiştir [1][5].

3. Ağlar Arası Haberleşmede Karşılaşılan Sorunlar ve Kullanılan Teknikler

TCP/IP internet üzerinden bilgisayarların haberleşmesi için geliştirilmiş bir protokoldür ve bilgisayarların internete nasıl bağlanacaklarını ve nasıl veri haberleşmesi yapacaklarını belirler.TCP/IP bu gün sadece bilgisayarlar için değil mobil cihazlar ve diğer elektronik cihazlar içinde kullanılmaktadır [8].

TCP/IP tabanlı ağlarla 802.15.4 tabanlı ağlar arası haberleşmede iki ağın ilk karşılaştıkları nokta fiziksel katmandır eğer burada birbirine uyum sağlarllarsa yukardaki katmanlar alt katmandan gelen veriyi rahatça işleyebilir [9]. Fakat fiziksel katmanda alınan veri paketleri için TCP/IP tabanlı ağlarda IPv4 standartlarında en az 576 byte'lık IPv6 stadartlarında 1280 byte'lık veri paketleri kullanılmaktadır ancak bu veri birimleri en fazla 127 byte'lık veri paketlerinden çok büyüktür [1][5][9][10]. Ek olarak üst katmanlar her ne kadar veriyi rahat olarak işleyecek şekilde alabilecek olsa da farklı protokollerin enkapsülasyon süreçleri farklıdır ve pakete ekledikleri başlıklar önemlidir. Pakete eklenen adres başlığında TCP/IP tabanlı ağlarda 32 bitlik IP adresleri kullanılmaktadır. Ancak bu adresleme yapısı hali hazırda yetersiz olduğu için 128 bitlik IPv6 adreslemeye geçilecektir [9]. Buna karşın 802.15.4 tabanlı ağlarda seçime bağlı olarak 64 veya 16 bitlik adresleme kullanılmaktadır [1][7]. TCP/IP tabanlı ağlarda veri hızı teknolojiden teknolojiye değişmekle beraber genelde Mbps seviyesindedir [8]. Buna karşılık 802.15.4 tabanlı ağlarda bu hız maksimum 250 kbps'dir [5]. Hız farkı ve sebebiyle internetten kablosuz sensör ağına doğru aşırı yükleme yapıldığında veri kayıplarına ortaya çıkar ve ciddi bir güvenlik zaafiyeti doğurur.

TCP/IP tabanlı ağlarla 802.15.4 tabanlı ağların birbirine uyumlandırılması için en alt katmanlarından itibaren biribirine paralel çalışmaları gerekmektedir. Ancak TCP/IP ve 802.15.4 tabanlı ağların temel ve standartlaşmış özellikleri değiştirilemezdir. Bu sebepten dolayı bu standartları birbirine uyumlandırıcak arayüzler olmalıdır. Düğümün kendi kendine belirtilen işleri yapması maliyetin artmasına, gecikmelere ve donanımın her açıdan hantallaşmasına sebep olduğundan ağgeçitleri ağlar arası arayüzlerde kullanılır[9].

<table>
<tr><th>OSI Modeli</th><th>TCP/IP</th><th>ZigBee/ 802.15.4</th><th>ZigBee Üzerine IP Yerleştirilme</th><th>6LoWPAN</th><th colspan="2">IP-Net</th></tr>
<tr><td>Uygulama</td><td>Uygulama</td><td rowspan="4">Uygulama</td><td rowspan="4">Uygulama</td><td>Uygulama</td><td rowspan="2">ZigBee Uygulama</td><td rowspan="3">Özel Uygulamalar</td></tr>
<tr><td>Sunum</td><td rowspan="3">İletim</td><td rowspan="2">İletim</td></tr>
<tr><td>Oturum</td></tr>
<tr><td>İletim</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Ağ</td><td rowspan="2">Ağ</td><td rowspan="2">Ağ</td><td>IP UDP</td><td>IP</td><td rowspan="2">ZigBee Ağ</td><td rowspan="2">IP</td></tr>
<tr><td>ZigBee Ağ</td><td>Uyumlandırma</td></tr>
<tr><td>Veri Hattı</td><td rowspan="2">Hat</td><td colspan="4">802.15.4 MAC</td></tr>
<tr><td>Fiziksel</td><td colspan="4">802.15.4 Fiziksel</td></tr>
</table>

Şekil-3 Ağlar arası haberleşme için kullanılan tekniklerin katmanları

3.1. ZigBee Üzerine IP Yığının Yerleştirilmesi

Bu teknik Şekil-3'de görüldüğü gibi IP yığınının Zigbee ağ katmanının üzerine yerleştirerek doğrusal olarak çalıştırması temeline dayanır. Tüm düğümlere birer IP adresi verilir . Ağ geçidinde 802.3 ağından veri gelirse zigbee ağına encapsule edilir zigbee ağ katmanında ve 802.15.4'e gönderilir . Tersi yönde gelen veri ise çözülerek IP ağa gönderilir[11][12]. Zigbee de asenkron haberleşme olduğu için bu haberleşmede sadece UDP haberleşme gerçekleşir. Yani giden verinin ulaşıp ulaşmadığı kontrol edilmez. Burada UDP kullanılmasının sebebi paket büyüklüğü problemidir. 802.15.4 tabanlı düğümlerin en büyük veri birimi 127 byte uzunluğundadır. Bu uzunluktan 23 byte büyüklüğünde MAC başlığı 2 byte büyüklüğünde çerçeve sağlama toplamı (FCS) ve 8 byte büyüklüğünde ağ başlığı çıkarıldığında bu değer 94 byte değerine düşer. Ayrıca güvenlik mekanizması eklenmek istendiğinde (AES) geriye sadece 81 byte kalır [12]. Bu ölçek ne IPv4'ün 576 byte uzunlğundaki paketlerini ne de 1280 byte uzunluğundaki IPv6 paketlerini karşılar [10][12].

3.2. 6LoWPAN

IETF tarafından geliştirilmiş olan 6LoWPAN Şekil-3'de de gösterildiği gibi 802.15.4 MAC katmanının üzerine bir uyumlandırma katmanı oluşturularak IPv6 veri paketleri desteklenir. Bu uyumlandırma katmanı paket bölmeyi üstlenir ve IPv6 paketlerini 802.15.4 çerçeveleri halinde dağıtabilir [12][13]. Uyumlandırma katmanı ZigBee NWK katmanının yerine geçtiği için ZigBee'nin yönlendirme yapıları, adres ataması ve veri gönderim mekanizması yeniden yapılandırılmalıdır [12].

3.3. IP-NET

Bu çözümde Şekil-3'te gösterildiği gibi 802.15.4 katmanlarından sonra iki yığın yapısı birlikte kullanılmıştır. Bir bakıma 6LoWPAN ve ZigBee üzerine IP'nin karışımıdır. Ancak veri bu çözümde katmanlardan aynı anda sadece bir tanesini seçmek mecburiyetinde olduğundan 6LoWPAN ve ZigBee üzerine IPv6 çözümlerinin tüm dezavantajlarını beraberinde getirmektedir [12].

3.4. 802.3 ve 802.15.4 Düğümleri Arasında Tercüme

Bu teknikte kablosuz sensör ağıyla IP tabanlı ağ arasında bir ağgeçidi bulunmaktadır [14]. Ağ geçidi kablosuz sensör ağında yer alan düğümlere IP adresi, IP tabanlı ağda bulunan kullanıcılarda kablosuz sensör ağı adresi sağlamaktadır . Herhangi bir ağdan paket geldiğinde bu paketleri kendi içinde paket çevrimine dönüştürüp diğer ağdaki adrese yollamaktadır [14]. Örneğin bir ağdan diğerine ağlar arası haberleşme yapılmak istedendiğinde sırasıyla aşağıdaki olaylar gerçekleşmektedir:

1- Ağdaki cihazlar kendilerini ağgeçidine kaydettirir.

2- Ağgeçidi kaydedilen cihazlara kendilerinde olmayan adres bilgilerini (kablosuz sensör ağı düğümüne IP adresi, IP ağında düğüme Kablosuz sensör ağı adresi) atar.

3- Herhangi bir ağdaki düğüm diğer ağdaki düğüme paket göndermek istediğinde sanki kendi ağındaymış gibi karşı düğümün kendi ağındaki adresine veriyi gönderir. Ağ geçidi bu veriyi alır adres çözümleme işlemini gerçekleştirir ve gelen verirnin karşı ağdaki adres karşılığını bulup hedefe gönderir.

Bu teknikte ağ geçidi NAT olarak çalışır ve kablosuz sensör ağının koordinatörü durumundadır[12][14]. Kulanıcılar ağgeçidinin adres bilgilerini daha önceden tanımlamalıdır. Bu yöntemde uçtan uca güvenlik ve servis keşfi otomatik olarak sağlanamamaktadır [12]. Servis keşfi olmaması sebebiyle çapraz haberleşme (iki kablosuz sensör ağının IP ağ üzerinden haberleşmesi) yapılamamaktadır [12].

3.5. Sunucu Tabanlı Ağlar Arası Haberleşme

Bu uygulama internet, yönetim ve sensör ağı olmak üzere üç kısımdan oluşur. İnternet ağından sensör ağına bağlanmak isteyen kullanıcı önce firewall (süzgeç) ile karşılaşır ve erşim yetkisi varmı bakılır. Sonra kullanıcı yönetim ağına ulaşır. Yönetim ağında yönetim istasyonu ve web sunucusu bulunmaktadır. Kullanıcı burada web sunucusuna bağlanır ve kablosuz sensör ağına erişebilir. Yönetim ağında yönetim istasyonu kablosuz sensör ağını, erişim şifrelerini ve verileri kontrol eder. Yönetim ağı bir ağ geçidiyle sensör ağına bağlanır. Düğümlere tek tek IP adresi atanmamıştır. Yönetim istasyonu ve web server ile bu ağa hükmedilir. Güvenlik bakımından güçlüdür [15]. Fakat iki ağ arasında teferruat fazla olduğundan zaman gecikmesi fazladır. Daha çok bir web sayfası gibi davranır. Otomatik olarak servis keşfi olmadığı için ön tanımlama yapılmadan çapraz haberleşme yapılamaz.

4. Sonuç

Ağlar arası haberleşme teknikleri incelendiğinde temel sorunların gecikme, veri paketleme, adresleme olduğu görülmektedir. Bu tekniklerden en az gecikme için kolay/kısa algoritmalar kullanılmalı ve iki ağ arasında olabildiğince az cihaz kullanılmalıdır. Yönlendirme algoritmaları kısa (az yorucu) tutulmalı ve veri en kısa yoldan hedefe yollanmalıdır. Kablosuz ağlarda güvenlik sorunları zaten olduğundan yukardaki faktörleri daha az etkileyecek bir metot yoksa hâlihazırda tasarlanmış olan (AES-128) güvenlik yöntemlerinden uzaklaşılmamalı. Her düğüme diğer ağdaki düğüme ulaşılabilecek bir adresleme getirilmeli. Servis keşfi heriki ağda da yapılabilmeli. Broadcast, multicast ve anycast işlemleri band genişliği farkı ve düğümlerin uyku durumu dolayısıyla koordinatördeki belleği kısa sürede doldurabilir ve veri kaybına yol açabilir. Tüm sistemlere bakıldığında tek tek düğümlere erişim amaçlanmıştır ancak hiçbirinde aşırı yayın mesajı yapıldığında uyku durumunda olan düğümlerin mesaj kaybına uğramaması için bir yöntem bulunamamıştır. Bu sebeple mesajların koordinatöre göre çok daha büyük bellek kapasitesine sahip olan ağgeçidinde, düğüm durumlarına göre depolanması ve gönderilmesi sağlanmalıdır.

5. Kaynaklar

[1] Gislason D., ZigBee Wireless Networking, Newnes, Ağustos 2008.
[2] Mainwaring A., Polastre J., Szewczyk R., Culler D., ve Anderson J. “Wireless sensor networks for habitat monitoring” Wireless Sensor Networks and Applications WSNA 2002, Eylül 2002, Atlanta, ABD.
[3] Akyildiz I.F., Su W., Sankarasubramaniam Y., ve Cayirci E., "Wireless sensor networks: a survey," Elservier Computer Networks, Cilt: 38, No: 4, s393-422, Mart 2002.
[4] Farahani S., ZigBee Wireless Networks and Transceivers, Newnes, 2008.
[5] Labiod H., Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee and WiMax , Springer, Haziran 2007.
[6] Viswanathan A., Boult T.E., “Power conservation in ZigBee networks using temporal control”, 2nd International Symposium on Wireless Pervasive Computing ISWPC’07, Şubat 2007, San Juan Porto Riko.
[7] Safaric, S., Malaric, K.,"ZigBee wireless standard", 48th International Symposium ELMAR-2006 , Haziran 2006, Zadar Hırvatistan, s.259-262.
[8] Miller M., Troubleshooting TCP/IP ,Hungry Minds, Temmuz 1999.
[9] Eady F., Networking and Internetworking with Microcontrollers, Newnes, Şubat 2004
[10] Wang X.K.Q, “Discovering IPv6 network topology”, IEEE International Symposium on Communication and Information Technolohy ISCIT’05, Ekim 2005, Pekin, Çin H.C. Cilt:2 s.1322-1325.
[11] Karayannis G., “IPv6 over IEEE 802.15.4”, IETF 61st meeting presentation, Kasım 2004.
[12] Wang R.C., Chang R.S., ve Chao H.C., “Internetworking between ZigBee/802.15.4 and IPv6/802.3 Network”, IPv6’07, Ağustos 2007, Kyoto Japonya.
[13] Luo X.M.W., “The Analysis of 6LoWPAN Technology”, Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Application PACIIA’08, Aralık 2008, Wuhan Çin H.C.
[14] Sakane, S., Ishii, Y., Toba, K., Kamada, K., ve Okabe N.A. “Translation method between 802.15.4 nodes and IPv6 nodes”In Proceeding of the International Symposium on Applications and the Internet Workshops SAINT 2006, Ocak 2006, Phoenix-Arizona ABD, s34-37.
[15] Le-Trung Q., Eliassen F. Engelstad P.E., ve Skeie T., “Internetworking Wireless Sensor Networks with the Internet” , SWISNET project, Yüksek Lisans tezi Ref. no. “2009.Spring.Master.01”

WAN Sistemlerinde ZigBee-XMPP Etkileşimi ve SCADA Uygulaması

Ahmet Özek A.Çağdaş Seçkin* Ceyhun Karpuz
Pamukkale Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kınıklı/Denizli
0-258-2963195
ozek@pau.edu.tr
0-258-2963198
ckarpuz@pau.edu.tr
*Uşak Üniversitesi
Bilgisayar ve Öğretim Teknolojileri Eğitimi Bölümü
Uşak
0-544-3130714
cagdas.seckin@usak.edu.tr

Özet: *ZigBee, küçük boyutlarda veri alışverişini gerçekleştiren, iletim hızı yavaş, maliyeti düşük, uygulanabilirliği, genişletilmesi kolay ve az güç tüketen bir kablosuz sensör ağ teknolojisidir. XMPP, XML tabanlı internet ortamında iki ucun yüksek performanslı (neredeyse eş zamanlı) karşılıklı veri aktarımını sağlayan bir protokol olup, esnek SCADA uygulamalarında tercih edilebilir. Bu çalışmada, sensör ağ yapılarında ağ yönetim ve uç birim veri alışverişlerinde XMPP destekli kontrol yazılımı ile WAN bütünleştirme gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan sistemde performans analizi yapılarak, etkin kullanım yapısı ortaya konulmuştur.*

1. Giriş

ZigBee, Kablosuz kişisel alan ağlarında küçük boyutlu ve düşük güç harcayan IEEE 802.15.4 tabanlı radyoların haberleşmesinde kullanılan üst katmanları tanımlayan kablosuz mesh ağ standardıdır [1][2]. ZigBee'yi diğer kablosuz kişisel alan ağı teknolojilerinden ayıran karakterisikleri düşük veri hızı, uzun batarya ömrü, güvenli haberleşme, ucuzluk ve basitliktir [3]. ZigBee günümüzde özellikle kontrol ve izleme tekniklerinin kullanıldığı askeri, sağlık, kişisel ve ticari uygulamalarda yani hemen hemen her yerde gereksinim duyulmaktadır[1][4].

Son yıllarda ZigBee teknolojinin kullanımının yaygınlaşmasıyla ZigBee ile yapılan uygulamaların izleme ve yönetme işlemlerinin internet ile uzaktan yapılması ihtiyacı doğmuştur. Ağlar arası haberleşme kabaca, farklı ağları birbirine bağlaybilmek için ölçeklenebilir ağ altyapısı sunmak ve istemciler arasında paket transferi yapabilmek olarak tanımlanmıştır. Ağlar arası haberleşmede adresleme yapıları, band genişliği/gecikme, paket büyüklükleri, kayıp oranları, paket yönledirmesi problemleri ilk göze çarpan problemlerdir. Bunların haricinde ağlar arası haberleşme esnasında iki ağın farklı güvenlik protokolleri uygulaması sonucu güvenlik zafiyetleri de ortaya çıkmaktadır [5].Günümüzde ağlar arası haberleşme 6LoWPAN, IP-NET veya sunucu tabanlı ağlar arası haberleşme gibi çözümlerle halledilmektedir. Ancak erişim kolaylığı, güvenlik, hareketlilik ve maliyet gibi özelliklere önem veren ayrıca özellikle gerçek zamanlı etkileşim gerektiren uygulamalarda bu çözümler yetersiz kalmaktadır [6].

Çalışmamızda ZigBee teknolojili ağlara erişimi kolaylaştırmak için anlık mesajlaşma teknolojileri arasında öne çıkan XMPP teknolojisi kullanılarak bir uygulama yapılmıştır. Yazıda önce XMPP'nin ağlar arası haberleşmede neden tercih edildiği anlatılacak. Daha sonra sistem hakkında bilgi verilecek ve son olarak XMPP ile ZigBee etkileşimi sonucu hakkında bilgi verilip hedeflenen çalışmalar anlatılacaktır.

2. XMPP

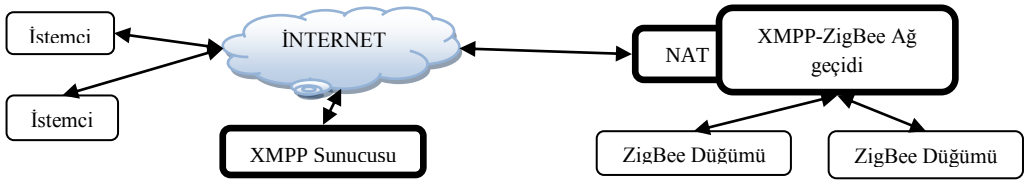
Genişletilebilir mesajlaşma ve durum protokolü (XMPP), anlık mesajlaşma, durum bilgisi, çoklu sohbet, ses ve görüntü aktarımı, içerik yayınlama ve XML verisini yönlendirme için kullanılan küçük yazılımlı teknolojiler bütünüdür [7]. XMPP protokolünün temel özellikleri şöyledir:

- Açık ve özgürdür dolayısıyla maliyetler düşüktür kolayca anlaşılabilirdir.
- İstemciler, sunucular, bileşenler ve kod kütüphaneleri için birden fazla uygulama mevcuttur.
- XMPP ağının mimarisi e-posta mimarisine çok benzer, herhangi bir kişi bir XMPP sunucu işletebilir veya mevcut olan google talk veya jabber gibi sunucuları ücretsiz kullanılır.
- Herhangi bir XMPP sunucu, XMPP ağından tamamen izole edilebilir ve sadece yerel bir ağ içerisinde kullanılabilir, ve çekirdek XMPP spesifikasyonlarında yer verilen SASL (kimlik

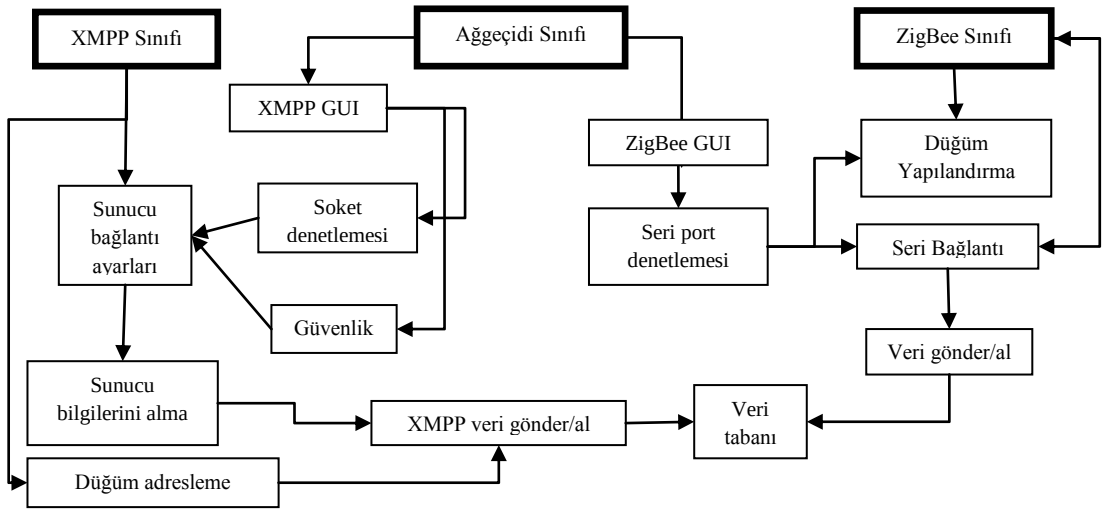
doğrulama güvenlik katmanı) ve TLS (iletim katmanı güvenlik protokolü) ile güçlü ve sağlam bir güvenlik sunar.

- XMPP genişletilebilirdir. XML'den faydalılarak çekirdek protokol üzerine kendi fonksiyonlarımızı inşa edebiliriz dolayısıyla esnektir.
- Bir gruba veya tek hedefe mesaj yollanabilir durumları öğrenilebilir. Yani Broadcast/anycast/multicastm yapmaya elverişlidir.
- XMPP sunucusuna bağlanılabilen herhangi bir yerden sisteme erişim sağlanabilir ve XMPP sunucusu tek veya birbirine bağlı makinelerden oluşabilir dolayısıyla hareketlidir.

XMPP'ın sunduğu bu altyapı sayesinde mesajlaşmanın ötesinde, ağ yönetmek, dosya ve içerik paylaşmak, uzaktaki sistemlerin durumunu görüntülemek, oyun oynamak evinizdeki elektronik cihazları kontrol etmek, kendi ürettiğiniz robot, model araba vb cihazları kumanda etmek için kullanıma uygundur[10][11].



Şekil-1 Ağ Yapısı



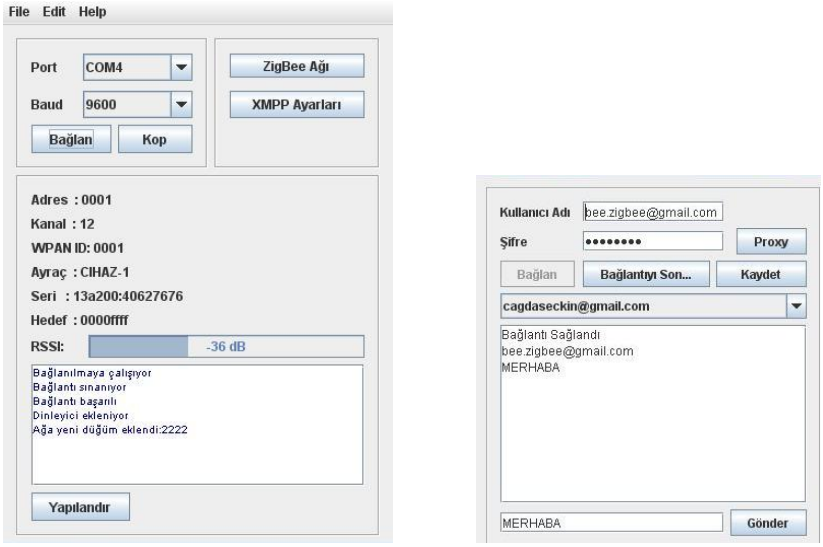
Şekil-2 Sınıf Şeması

3. Sisteme Genel Bakış ve Deneysel SCADA Uygulaması

Sistem temel olarak ağ geçidi, XMPP sunucusu ve n adet (n teoride en fazla 65000) düğümden meydana gelmektedir. Ağgeçidi ZigBee ağıyla internet ağını birleştirecek arayüzü sağlar. Ağgeçidi seri porttan bağlandığı ZigBee aygıtı ile UPnP (tak çalıştır) şeklinde çalışmaktadır [12]. XMPP sunucu sistemi MAC OS, MS Windows, Linux, Solaris veya diğer Java 5 destekli Unix işletim sistemlerinde çalışabilir [13][14]. Ağgeçidi gelen verilerin paketleme işlemlerini ve ZigBee ağının adres çözümleme işlemlerini yerine getirmektedir. Düğümler ZigBee adreslemesi veya isteğe bağlı olarak atanacak olan ayraç (ID) ile tanımlanabilir yani standartlardan bağımsızdır dolayısıyla hertür adresleme yapılabilir. Gelen veriler ağ geçidinin koordinatöre bağlı olması durumda ağdaki istenen verileri seçeneğe bağlı olarak veri tabanında saklanır. Ayrıca istenen kullanıcıya veya kullancı kümesine veri XMPP teknolojisi sayesinde sürekli gönderilir[8].

Şekil-1'de görüldüğü üzere ağ geçidinin ardında yer alan NAT (Ağ adres dönüştürme) TCP/IP ağındaki bir bilgisayarın Ağ geçidi ile başka bir ağa çıkarken adres uzayındaki bir IP ile yeniden haritalandırma yaparak IP paket başlığındaki ağ adres bilgisini değiştirme sürecini üstlenmektedir. Ağ geçidi ve NAT ayrı makinelere kurulabileceği gibi aynı makinede olabilir. XMPP sunucusu XMPP servisini sağlamakla yükümlüdür. XMPP sunucuya erişilebilen herhangi bir noktadan sisteme erişmek mümkündür [8][14]. Sistem için Google talk gibi herkese açık XMPP sunucuları kullanılabileceği gibi Openfire gibi kendi yapılandırabileceğimiz sunucularda kullanılabilir[8][10][13][14]. Sistemimizde maliyet ve iş yükünü

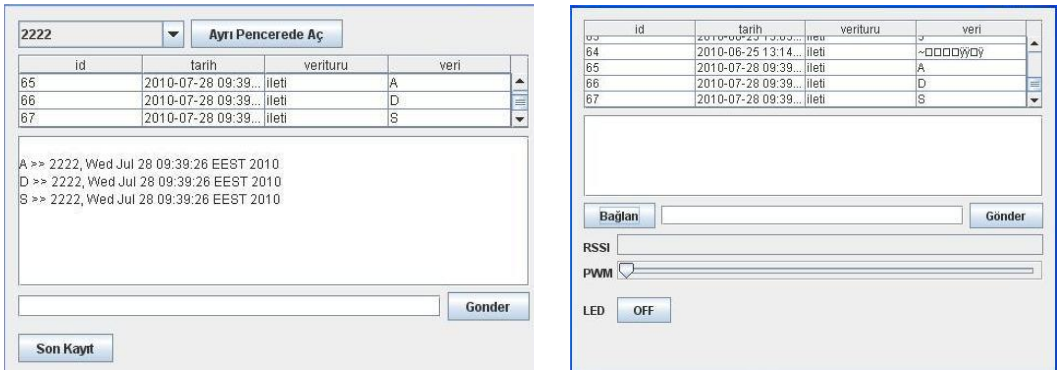
azaltmak için Google Talk sunucusundan faydalanılmıştır. XMPP teknolojisi istemci/sunucu tabanlıdır. Kullanıcılar sunucu sayesinde birbirine ve sisteme bağlıdır. İstemciler haberleşmek istediğinde XMPP sunucusuna bağlanır ve XMPP mesajlarını buradan gönderir. XMPP istemcileri JID (Jabber ayracı) ile birbirinden ayrılır. Bu protokolde tüm haberleşmeler XML protokolü kullanılarak kodlanır ve içerik her platformda anlaşılabilir hale gelir [8]. Çok kullanıcılı sohbet özelliği aynı mesajı seçili kullanıcı veya kullanıcılara gönderme imkanı sunar[8][14].



Şekil- 3 Ağ Geçidi Arayüzü (Solda) ve XMPP Arayüzü (Sağda)

Program Şekil-2 'de görüldü gibi üç ana sınıftan oluşur. İlki XMPP bağlantısını sağlayan XMPP sınıfıdır. Programda XMPP bağlantı sınıfı için Java için hazırlanmış olan Smack API gibi kütüphanelerden faydalanılır. Burada XMPP sunucusunun adresi ve port numaraları kullanılarak XMPP sunucusuna bağlantı sağlanır ve ZigBee ağına ister sohbet penceresinden öntanımlı komutlar gönderip ister programımızın uygulamaya yönelik değişiklikleri kapsayacak şekilde değiştirilerek kullanılabilecek olan arayüzüyle kontrol sağlanır. İkinci sınıf ZigBee ağıyla bağlantıyı sağlayan ZigBee sınıfıdır. Bu sınıfta ZigBee ağ bağlantısı gerçekleştirilir. ZigBee ağından gelen veriler ve XMPP sunucusundan gelen veriler bu sınıfta çözümlenir. ZigBee düğümlerinin sinyal güçleri ve pil ömrleri burada okunur. Düğümlerin uzaktan yapılandırılması bu sınıfta yapılır. Üçüncü sınıf ise ağgeçidi sınıfıdır. Bu sınıfta daha çok ikinci sınıfa bağlı olarak ağgeçidine yönelik görsel öğeleri ve ağ geçidinin yapılandırma kısmı bulunmaktadır.

Gerçekleştirilen SCADA uygulamasında, sensör ağımız üzerinden ölçüm noktası olarak belirlenen düğümlerden sıcaklık, batarya ömrü, iletişim sinyal seviyesi gibi parametrelerin okunması ve değerlendirilerek uç birimlere ihtiyaç duyulan sinyallerin gönderilmesi temin edilmiştir. Düğümler bir zigbee modülü, mikrodenetleyici ve deney düzeneğinden (sıcaklık sensörü, led, buton) oluşur.



Şekil-5 ZigBee Ağ (Solda) ve Düğüm (Sağda) Arayüzleri

Proje çalıştırıldığında karşımıza ilk gelen Şekil-3'te görülen ağgeçidi sınıfının grafik kullanıcı arayüzüdür. Burada gerekli seri port bağlantı ayarları girilip bağlantı sağlandıktan sonra ZigBee ağ ayarları yapmaya veya

ağ düğümlerini gözleme işlemlerine yerel yapılandırma ve Şekil-5'teki ZigBee Ağ ve düğüm pencerelrrinden geçilebilir. ZigBee ağ penceresine gelindiğinde ağdaki istenilen düğüm hakkında bilgi alınabilir ve o düğüme istenilen mesaj yazılabilir. Şekil-3'te görlen XMPP GUI'sinden XMPP ayarları yapılır ve sistemin hesabından istenen kullanıcıyla sohbet yapılabilir gelen giden veriler gözlenebilir.

4. Sonuç ve Gelecekteki Çalışmalar

Bu çalışmada, ZigBee ve internet ağları arasında haberleşme için yenilikçi bir mimari olan XMPP protokolünün ZigBee ağıyla etkileşimi gerçekleştirilmiştir. Yazılan program, amaçları bakımından deney amaçlı bir yazılım olup daha çok sistem performansını değerlendirme yönünde sonuçlar elde edebilmek amacıyla normal kullanımı yanında ve XMPP protokolünün kullanılabilirliğini ortaya koymak amaçlanmıştır. Program ağgeçidi, XMPP ve ZigBee olmak üzere üç sınıftan oluşmuştur. Bunlar kısaca sırasıyla ağgeçidinin yönetimi, XMPP bağlantı ayarları ve ZigBee ağ bağlantısı ve yapılandırmasından sorumludur.

ZigBee ile XMPP etkileşimi sonucunda diğer sunucu tabanlı uygulamalara göre kullanımı ve sisteme erişimi herhangi bir sohbet programı kadar kolay, herkes tarafından kolayca kurulup yönetilebilen, açık olması sebebiyle esnek ve geliştirilebilir, sunuculara erişilebilen her platformda çalışan, istenen düğüm veya düğüm grubuna aynı mesajı gönderme imkanı sunan, XMPP sunucusuna bağlanıldığı anda tüm sistem durumun alınabildiği, veri tabanı sayesinde iki ağ arasındaki hız farkı veya ZigBee düğümlerin uyuması sebebiyle ortaya çıkabilecek olan veri kayıplarının önüne geçilebilen, diğer sunucu bazlı uygulamalara göre hızlı ve güvenilir, görüntü ve ses iletiminide desteklediği için uygulama geliştirmeye uygun bir sistem ortaya çıkmıştır.

Bu çalışmamız şu anda deneme amaçlı olduğundan küçük hatalar içermektedir ayrıca paket program halinde bulunduğundan programın başkaları tarafından kullanılması için sınıf yapılarının incelenmesi gerekmektedir. Sonraki adımımızda çalışmamızı herkesin kullanabilmesi için genel amaçlı bir kütüphane formatına çevirmeyi hedefliyoruz.

5. Kaynaklar

[1]Akyildiz I. F., ve Kasimoglu I. H., "Wireless sensor and actor networks: research challenges", Ad hoc Networks, Elsevier, Cilt:2, s. 351-367, 2004.

[2] Gislason D., ZigBee Wireless Networking, Newnes, Ağustos 2008.

[3] Labiod H., Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee and WiMax , Springer, Haziran 2007.

[4] Akyildiz I.F., Su W., Sankarasubramaniam Y., ve Cayirci E., "Wireless sensor networks: a survey," Elsevier Computer Networks, Cilt: 38, No: 4, s393-422, Mart 2002.

[5] Comer D.E. Internetworking with TCP/IP, Prentice Hall, Cilt: 1, Haziran 2005.

[6] Wang R.C., Chang R.S., ve Chao H.C., "Internetworking between ZigBee/802.15.4 and IPv6/802.3 Network", IPv6'07, Ağustos 2007, Kyoto Japonya.

[7] Hornsby A., Belimpasakis P., ve Defee I., "XMPP-based wirelss sensor network and its integration into the extended home environment", IEEE 13th international symposium on Consumer Electronics ISCE'09, Mayıs 2009, s.794-797, Kyoto Japonya.

[8] Saint-Andre P., XMPP: The Definitive Guide: Building Real-Time Applications with Jabber Technologies, O'Reilly Media, Nisan 2009.

[9] Saint-Andre P., "XMPP: lessons learned from ten years of XML messaging", IEEE Communications Magazine, Cilt: 47, s.92-96, Nisan 2009.

[10] Pastrone C., Spirito M.A., Tomasi R.,ve Rizzo F., "A jabber-based management framework for heterogeneous sensor network applications", International Journal of Software Engineering and Its Applications, Cilt. 2 No. 3, Temmuz 2008.

[11] Borders K., Falk L., ve Parkash Atul., "OpenFire: Using deception to reduce network attacks", Security and Privacy in Communications Networks and the Workshops SecureComm 2007, Eylül 2007, Nice Fransa.

[12] Kim S.H., Kang J.S., Park H.S., Kim D., ve Kim Y.J., "UPnP-ZigBee internetworking architecture mirroring a multi-hop ZigBee network topology", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Cilt. 55, No. 3, s.1286 – 1294, Ağustos 2009.

[13] Hornsby A., Walsh R., "From instant messaging to cloud computing, an XMPP review", IEEE 14th Symposium on Consumer Electronics ISCE, Haziran 2010, Braunschweig Almanya, s1-6 .

[14] Sharma M., Openfire Administration: A practical step-by-step guide to rolling out a secure Instant Messaging service over your network, Packt Publishing, Ağustos 2008.

VoIP Teknolojisinde Trafik Mühendisliği Uygulamaları

Hasret Aslı Şeker, N. Özlem Ünverdi
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
hasret.asli@yahoo.com, unverdi@yildiz.edu.tr

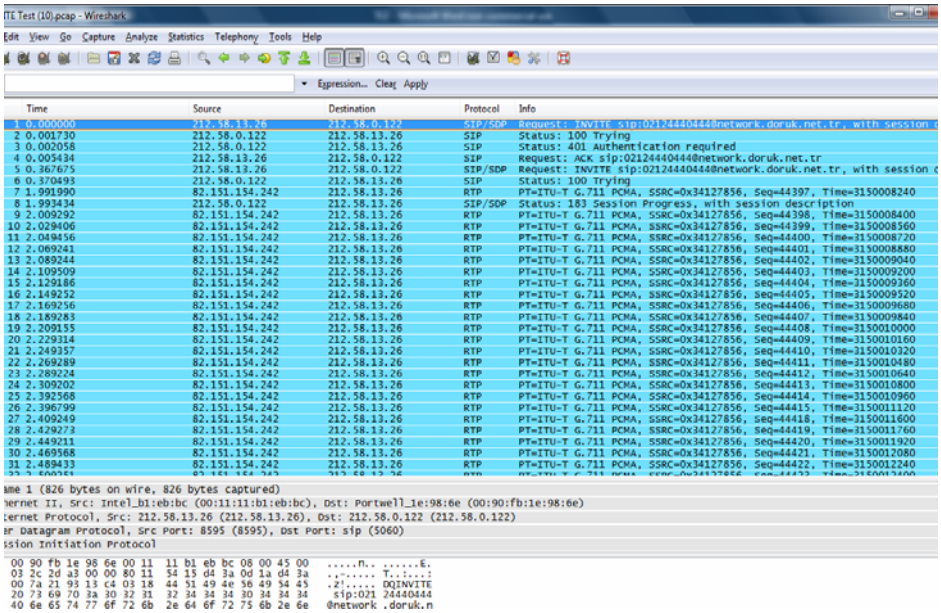
Özet: Bu çalışmada, VoIP (Voice over Internet Protocol, İnternet Protokolü Üzerinden Ses Aktarımı) teknolojisi incelenmiş ve veri trafiği değerlendirilmiştir. DorukNet'teki veri transferi analiz edilerek ses paketleri, Wireshark programı ile dinlenmiştir. Ses iletimi sırasında meydana gelen ve VoIP teknolojisinin temel sorunu olan paket kayıpları irdelenmiştir. Trafik analizleri yapılarak paket kayıplarının ve gecikmelerinin trafiğe bağlı olarak değişimi gözlenmiştir. Görüşmelerin, veri trafiğinin az olduğu zaman dilimlerinde yapılması ve çok yoğun olan hatlar yerine yoğunluğu az olan hatların kullanılması önerilmiştir.

1. Giriş

İnternet Protokolü (IP, Internet Protocol) üzerinden sesin kodlanarak gönderilmesi ve özellikle yüksek bit hızlarının kullanılması, ağdaki veri trafiğini artırır. Aynı ağda trafiğin fazla olması durumunda, ses verilerinin iletimi için ağ katmanında IP üzerinde paket tabanlı olarak çalışan ve veri paketlerinin, gönderilen noktaya iletimini garanti etmeyen UDP (User Datagram Protocol, Kullanıcı Veri Bloğu İletişim Kuralları) kullanımı nedeniyle paket kayıpları olabilir [1-4]. Bu çalışmada, VoIP teknolojisinin temel sorunu olan paket kayıplarının ve gecikme nedeniyle meydana gelen ses kalitesinin düşüklüğünün engellenmesi araştırılmıştır. Uygulama aşamasında, DorukNet'in kurulmuş olan ağı üzerinden İstanbul Şubesi ile Antalya Şubesi arasında günün farklı saatlerinde ve haftanın farklı günlerinde görüşmeler yapılmış ve ağ yoğunluğunun paket akışı üzerindeki etkisi Wireshark programı ile analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar değerlendirilerek yorumlanmıştır.

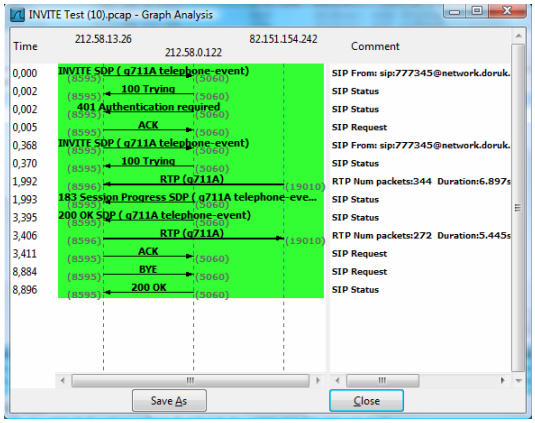
2. DorukNet Ağı Üzerinden Yapılan VoIP Görüşmelerinin Analizi

Bu çalışmada, G.711 sıkıştırma algoritması kullanılan DorukNet ağında günün üç faklı zamanında ses paketleri incelenmiştir. Saat 10.00'da yapılan görüşmenin Wireshark programı ile yakalanan ses paketleri, Şekil 1'de

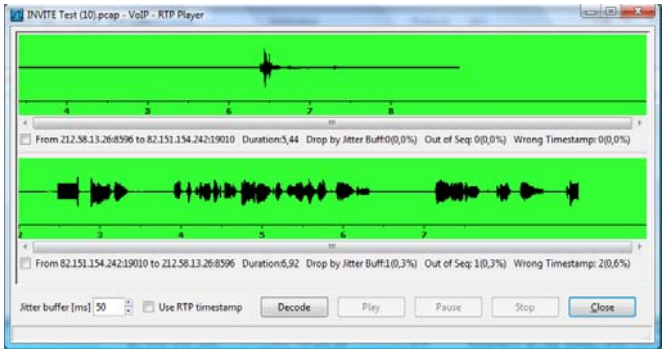


Şekil 1. Saat 10.00'da yapılan görüşmenin Wireshark programı ile analizi.

görülmektedir. Wireshark programı üzerinden ulaşılan ve SIP (Session Initiation Protocol, Oturum Başlatma Protokolü) protokolünün temel çalışma prensibini gösteren Şekil 2'de**,** uygulamanın saniyeler bazındaki oluşumu gözlenmiştir. Bir sonraki aşamada, Şekil 3'te görüldüğü gibi, ses paketleri, Wireshark programı ile dinlenmiş ve paketlerle ilgili istatistiksel sonuçlar elde edilmiştir. 212.58.13.26:8596 IP numaralı bilgisayardan 82.151.154.242.19010 IP numaralı bilgisayar yönünde yapılan görüşmenin bütün ses paketleri kayıp ve gecikme olmadan iletilmiş ve 82.151.154.242.19010 IP numaralı bilgisayardan 212.58.13.26:8596 IP numaralı bilgisayar yönünde yapılan görüşme de kayıp olmadan gerçekleştirilmiştir [4].

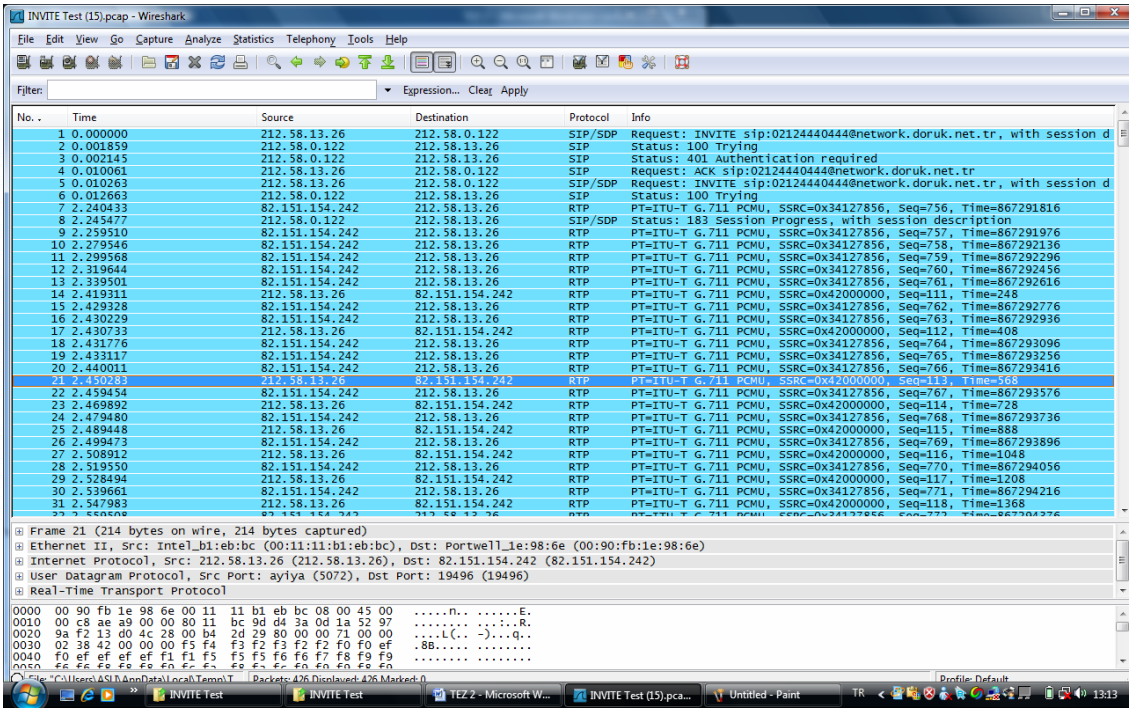


Şekil 2. SIP protokolünün temel çalışma prensibi.

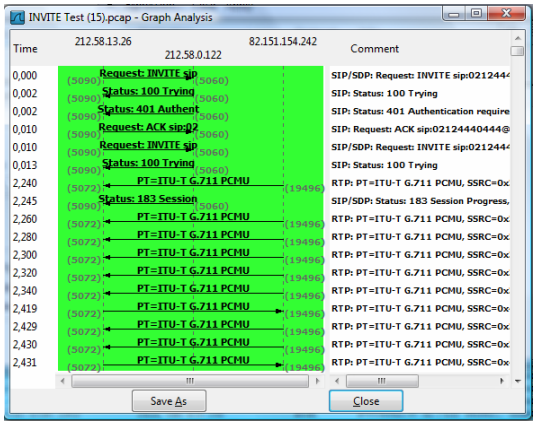


Şekil 3. Ses paketlerinin Wireshark programı ile dinlenmesi.

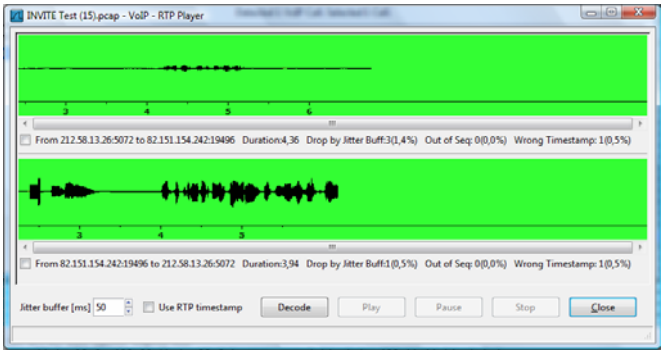
Şekil 4'te, Saat 15.00'de yapılan görüşmenin Wireshark programı ile yakalanan ses paketleri izlenmektedir. Paket kaybı sorununa çözüm olarak kullanılan G.711 sıkıştırma algoritmasının çalışma yapısı, Şekil 5'de yer almaktadır. Şekil 6'da görüldüğü gibi, ses paketleri Wireshark programı ile dinlenmiş ve paketlerle ilgili istatistiksel sonuçlara ulaşılmıştır.



Şekil 4. Saat 15.00'de yapılan görüşmenin ses paketleri (traceleri).

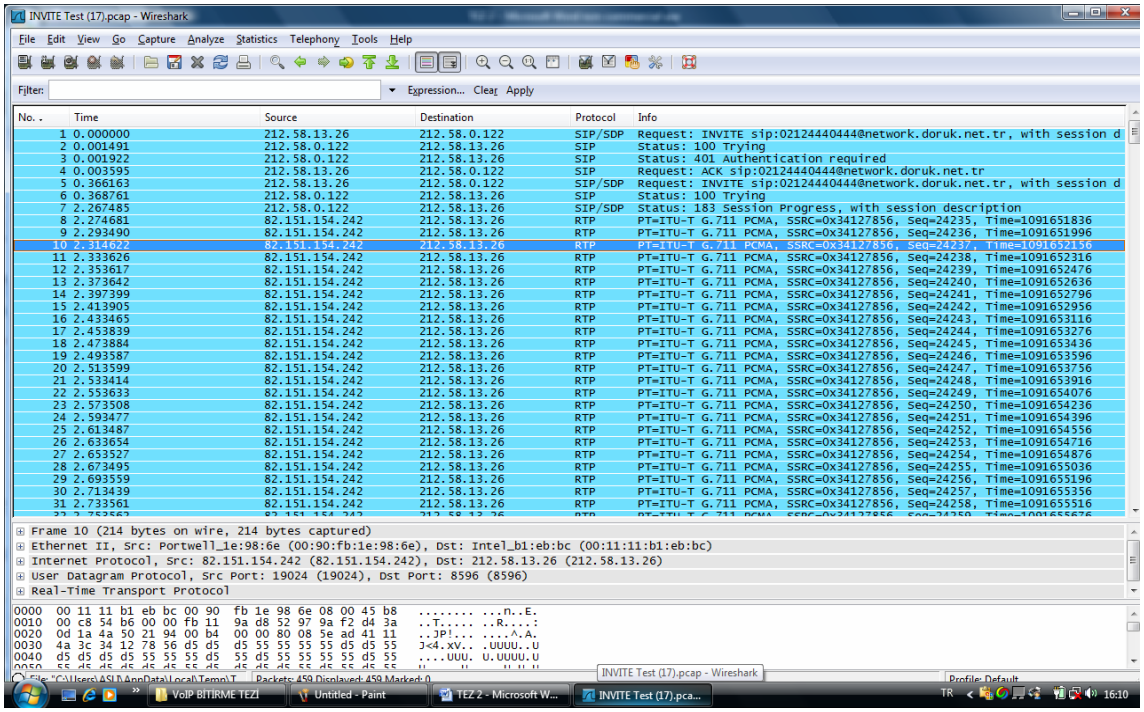


Şekil 5. G.711'in çalışma yapısı.



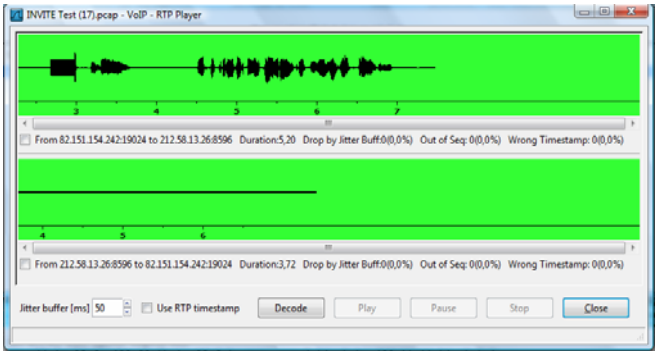
Şekil 6. Ses paketlerinin Wireshark programı ile dinlenmesi.

Analizde, 212.58.13.26:8596 IP numaralı bilgisayardan 82.151.154.242.19010 IP numaralı bilgisayar yönünde yapılan görüşmenin ses paketleri, % 1.4 kayıp ve % 0.5 gecikme ile iletilmiş ve 82.151.154.242.19010 IP numaralı bilgisayardan 212.58.13.26:8596 IP numaralı bilgisayar yönünde yapılan görüşme ise % 0.5 kayıp ve % 0.5 gecikme ile gerçekleştirilmiştir. Saat 17.00'de yapılan görüşmenin Wireshark programı ile yakalanan ses paketlerinin analizi, Şekil 7'de verilmiştir.



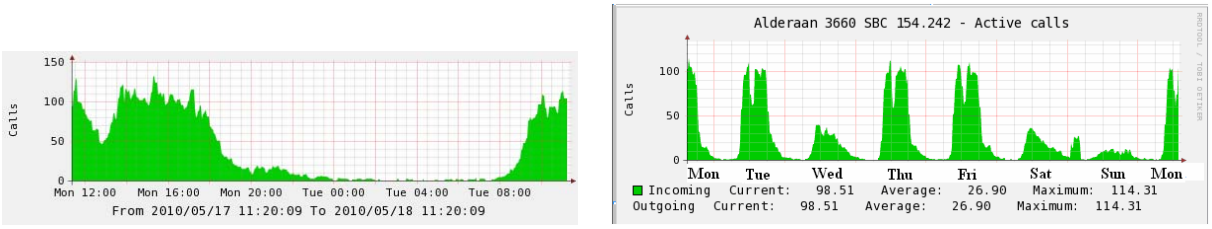
Şekil 7. Saat 17.00'de yapılan görüşmenin ses paketleri (traceleri).

Bir sonraki aşamada, Şekil 8'de görüldüğü gibi, ses paketleri Wireshark programı ile dinlenmiş ve paketlerle ilgili istatistiksel sonuçlar elde edilmiştir. 212.58.13.26:8596 IP numaralı bilgisayardan 82.151.154.242.19010 IP numaralı bilgisayar yönünde yapılan görüşmenin tüm ses paketleri, kayıp ve gecikme olmadan iletilmiş ve 82.151.154.242.19010 IP numaralı bilgisayardan 212.58.13.26:8596 IP numaralı bilgisayar yönünde yapılan görüşme de kayıp ve gecikme olmadan yapılmıştır.



Şekil 8. Ses paketlerinin Wireshark programı ile dinlenmesi.

Şekil 9(a)'da, DorukNet'in veri grafiğinin, Saat 9.00 - 12.00 arasında yükseldiği ve Saat 14.00 - 16.00 arasında ise gün içindeki en yüksek seviyesine ulaştığı gözlenmektedir. Bu sonuçlar, günün değişik saatlerinde yapılan Wireshark analizleri ile karşılaştırıldığında, Saat 10.00'da ve Saat 15.00'de paket kayıpları ve gecikmeler olurken, Saat 17.00'de paket kayıplarına ve gecikmelere rastlanılmamıştır.



(a) (b)

Şekil 9. DorukNet'in paket trafiğinin, (a) günün saatlerine, (b) haftanın günlerine bağlı olarak değişimi.

Çalışmada, DorukNet'in kurumsal paket trafiğinin haftanın günlerine bağlı olarak değişiminin, Şekil 9(b)'de görüldüğü gibi olduğu belirlenmiş ve trafiğin yoğun olduğu saatlerde, paket kayıplarının artmasına karşın trafiğin yoğun olmadığı saatlerde, paketlerin kayıp olmadan iletildiği anlaşılmıştır.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, günün farklı saatlerinde ve haftanın farklı günlerindeki ses paketlerinin akışı, Wireshark programı ile izlenmiş ve trafik yoğunluğuna bağlı olarak ses paketlerinin iletim sırasında kaybolduğu ve geciktiği, dolayısıyla ses kalitesinin düştüğü, hem gözlemsel, hem de ses paketlerini dinleme yoluyla tespit edilmiştir. Elde edilen istatistiksel veriler doğrultusunda, IP üzerinden yapılan ses iletiminde, trafiğin yoğun olduğu zamanların belirlenerek bu zamanlarda trafiğin yoğun olduğu veri iletim hattının değiştirilmesi ve ses paketlerinin duruma uygun olarak farklı ağ geçitleri (gateway) ve yönlendiriciler (router) kullanılarak iletilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır.

Teşekkür

Bu çalışmanın hazırlanmasında verdiği laboratuvar desteğinden dolayı DorukNet'e (Doruk İletişim ve Otomasyon Sanayi ve Ticaret A.Ş.) teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynaklar

[1]. Ohrtman F., Softswitch : Architecture for VoIP, McGraw - Hill, New York. 2003.
[2]. Wallingford T., Switching to VoIP, O'Reilly, Sebastopol, CA, 2005.
[3]. Park P., Voice over IP Security, Cisco Press, Indianapolis, Ind., 2009.
[4]. Şeker H. A., VoIP Teknolojisinde Ses Kalitesi Analizi ve Uygulamaları, Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, 2010.

MPLS Teknolojisinde Performans Analizi

Basri Tatar, N. Özlem Ünverdi
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul
basri_tatar@yahoo.com, unverdi@yildiz.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, aktif olarak çalışan bir MPLS (Multiprotocol Label Switching, Çok Protokollü Etiket Anahtarlama) ağı üzerinde servis kalitesi parametrelerinin performans üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. MPLS ağı üzerinde servis kalitesi tanımı yapılmamış olan devreler ile konfigürasyonlarla önceliklendirilmiş olan devreler, gecikme ve jitter değerleri açısından karşılaştırılmış ve elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır.

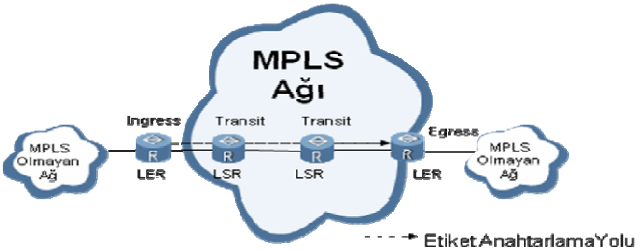
1. Giriş

Teknolojinin hızla gelişmesi ile birlikte iletişim uygulamaları yaygınlaşmaktadır. Kullanıcıların ses, veri ve görüntülü haberleşme gibi çoklu ortam uygulamalarına olan taleplerinin artması, kullanıcı tarafındaki ve servis sağlayıcı tarafındaki ağ kaynaklarının verimli kullanılmasını gündeme getirmiştir. Servis sağlayıcı tarafında klasik TDM (Time Division Multiplexing, Zaman Bölmeli Çoğullama) tabanlı ağların atanmış hat kullanımı, kaynakların kısıtlı olması ve maliyetin yüksekliği nedeniyle yerini sanal ağlara bırakmaya başlamıştır. Servis sağlayıcı tarafında ATM (Asynchronous Transfer Mode, Eşzamansız Aktarım Modu) ve kullanıcı tarafında IP (Internet Protocol, İnternet Protokolü) kullanımı, paket dönüşümleri nedeniyle performans kaybına neden olmuştur. ATM teknolojisinin hızlı etiketleme özelliği sayesinde IP teknolojisinin ölçeklenebilirliğini alan yeni bir teknoloji, IETF'de (Internet Engineering Task Force, İnternet Mühendisliği Görev Gücü) oluşturulan bir grup tarafından standardize edilmiş ve MPLS olarak adlandırılmıştır.

IP yönlendirme işlemi, yaygın olarak kullanılması ve maliyet açısından uygun çözüm olmasına karşın, servis sağlayıcı tarafındaki uzun yönlendirme tablolarına bağlı olarak işlem süresinin uzun sürmesi nedeniyle IP teknolojisinin gelişiminde bir darboğaz oluşturmuştur. Yönlendirme kapasitesinin artırılabilmesi için daha küçük tabloların kullanıldığı etiket anahtarlama teknolojisi ATM geliştirilmiştir. Bununla birlikte, IP teknolojisine göre daha hızlı iletim sağlayan ATM teknolojisi, kompleks protokol yapısı ve ATM port maliyetlerinin yüksek olması nedeniyle yaygınlaşamamıştır. Geleneksel IP teknolojisinin kolay uygulanabilirliği ve maliyetinin uygunluğu ve ATM teknolojisinin hızlı ve güvenilir bir çözüm olması, üreticileri, iki iletişim teknolojisini birleştirebilecek olan bir çözüm üzerinde arayışa yönlendirmiş ve çalışmaların sonunda MPLS teknolojisi geliştirilmiştir [1].

2. MPLS Teknolojisinde Ağ Yapısı

Veri bağlantı katmanı ve ağ katmanı arasında çalışan bir protokol olan MPLS, bağlantı servislerine IP katmanı sağlarken veri bağlantı katmanından servis alır. MPLS teknolojisinde paketler, IP yerine etiket aracılığı ile iletilir. Etiket, kısa ve sabit uzunlukta kurulan bağlantıyı ifade eden numaradır. Kökeni IP olan ve çoklu protokol ve servislerini sunarken veri iletimi için güvenliği de sağlayan MPLS, servis protokolü veya uygulama protokolü yerine tünelleme protokolü olarak da isimlendirilebilir.



Şekil 1. MPLS Etiket Anahtarlı Yol.

MPLS ağ yapısının temel taşı Etiket Anahtar Yönlendiricisi'dir (LSR, Label Switch Router). Birden fazla LSR'nin birleşmesiyle bir MPLS omurgası oluşur. Bu omurganın kullanıcı tarafına bakan yönlendiricisine Etiket Kenar Yönlendiricisi (LER, Label Edge Router) denir. MPLS ağına gelen bir IP paketi, girişte LER tarafından analiz edilerek uygun etiketle işaretlenir. Bundan sonra paket iletimi etiket aracılığı ile yapılır ve MPLS ağından çıkıştaki LER tarafında etiket silinir. IP paketlerinin MPLS ağında kaynaktan hedefe kadar izlediği yol Etiket Anahtarlı Yol'dur (LSP, Label Switched Path). Şekil 1'de yer alan LSP'nin başlangıç düğümüne *ingress*, çıkış düğümüne ise *egress* adı verilir. LSP ingress ve egress yönlendirici arasındaki yönlendiriciler transit yönlendiricilerdir [2].

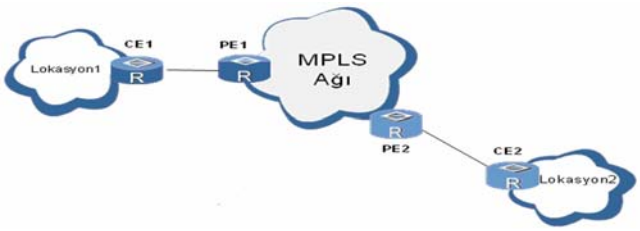
3. MPLS Teknolojisi İçin Servis Kalitesi (QoS, Quality of Service)

Geleneksel ağlar, trafik farklılığına göre tasarlanmadığı için bütün trafik, aynı koşullar altında iletime tabi tutulur. Sınırsız bant genişliğine sahip ağ ortamlarında böyle bir durum, sorun oluşturmadığı halde sınırlı bant genişliğine sahip olan ağ ortamlarında, uygulamaların çalıştırılabilmesi için gönderilecek verinin özelliği dikkate alınarak belirlenen servis kalitesi paremetrelerine göre iletilmesi gerekir. Veri iletim servisinin kalitesini belirleyen birçok paremetre vardır. Bu çalışmada temel üç unsur incelenmiştir: Kullanılabilirlik oranı (avalibility ratio), WAN (Wide Area Network, Geniş Alan Ağı) üzerinde aktif olarak çalışan bir devrenin kullanıldığı sürenin, sistemin aktif olduğu süreye oranı olarak belirlenir. Gidiş dönüş gecikmesi (round trip delay), verinin, kaynak adresten hedef adrese ulaşma ve geri dönme süresidir. İdeal koşullar dışında her veri iletiminde dalganın yayılımından kaynaklanan bir gecikme meydana gelir. *Jitter* ise, IP paketlerinin kaynağa varış süreleri arasındaki fark olarak tanımlanır.

MPLS başlık yapısında servis sınıfı tanımlaması için *expansion* adı altında üç bit bulunur. 2'lik sistemde, üç bitle oluşturulabilecek olan sekiz kombinasyon, sekiz farklı servis sınıfı tanımlanabileceğini gösterir. Matematiksel olarak sekiz farklı servis sınıfı tanımlanabilir ve kullanıcı tarafına servis edilen üç farklı servis tipi söz konusu olur. Bunlar, gerçek zamanlı veri olan ve video konferans ve video içeriğinin aktarılması gibi uygulamalar için tercih edilen servis sınıfı, kritik veri olarak adlandırılan ve genellikle kullanıcının ses ve iş uygulamaları için tercih ettiği servis sınıfı ve standart veri denilen en iyi çaba ilkesine (best effort, BE) göre iletilen servis sınıfıdır.

4. MPLS Omurgasında Farklı Servis Sınıflarına Ait Parametrelerin Karşılaştırılması

Bu çalışmada, Şekil 2'de görülen ve aktif olarak çalışan MPLS omurgasında, farklı PE'lere (Provider Edge, Servis Sağlayıcı Tarafı) bağlı olarak çalışan iki lokasyon arasında bir devre tanımlanmıştır. Şekil 2'deki CE1 ve CE2, Müşteri Tarafı'nı (Customer Edge) göstermektedir. Bu devre üzerinde servis kalitesi uygulanmış ve kaynaktan servis tipine göre işaretli olarak çıkan paketin hedefe varıncaya kadar uğradığı gecikme, jitter ve kullanılabilirlik oranları karşılaştırılmıştır.



Şekil 2. Test ortamının modeli.

4.1 Test Ortamında Servislerin Tanımlanması

Testte, VPN (Virtual Private Network, Sanal Özel Ağ) teknolojisi kullanılmıştır. İlk olarak Lokasyon 1'den Lokasyon 2'ye BE servis sınıfında çalışacak olan devre tanımlanmıştır. Test süresi boyunca trafiğin, PE1 yönlendiricisinden PE2 yönlendiricisine teslim edilinceye kadar uğradığı gecikme, jitter ve kullanılabilirlik oranı değerleri gözlenmiştir. BE trafiğinin taşınacağı *epipe* konfigürasyonu aşağıda yer almaktadır:

```
A:00_test_1# configure service epipe 12345
*A:00_test_1>config>service>epipe# info
----------------------------------------------
description "epipe-12345|kron_ipsla|Br1"
sap 9/1/5:310 create
description "epipe-12345|kron_ipsla|Br1"
```

```
            collect-stats
        exit
        spoke-sdp 1001:12345 create
            collect-stats
        exit
        no shutdown

*A:35_test_1# configure service epipe 5412
*A:35_test_1>config>service>epipe# info
----------------------------------------------
description "epipe-12345|kron_ipsla-Br2"
sap 6/2/20:310 create  description "epipe-85412|kron_ipsla-Br2"
            collect-stats
        exit
spoke-sdp 1002:12345 create
        exit
        no shutdown
```

Testin ikinci aşamasında, Şekil 2'de gösterilen Lokasyon 1 ile Lokasyon 2 arasında VPN oluşturulmuştur. Devre üzerinde iki farklı servis tipinde trafik gönderilmiş ve veri paketlerinin kaynaktan hedefe doğru akışında oluşan gecikme, jitter ve kullanılabilirlik oranı değerleri izlenmiştir. 1, yüksek öncelikli servis sınıfını, 2 ise, düşük öncelikli servis sınıfını göstermek üzere iki farklı servis tipinin taşınacağı VPN konfigürasyonu aşağıda verilmiştir:

```
*A:00_test_1>config>service# vprn 12345
*A:00_test_1>config>service>vprn# info
----------------------------------------------
 description "vprn-12345|test_1|KronIPSLA"
        autonomous-system 12345
        route-distinguisher 1000:12345
        auto-bind ldp
        vrf-target target:1000:12345
interface "vprn-12345|test_1|KronIPSLA" create
 description "vprn-65314|test_1|KronIPSLA"
            address 50.0.0.5/30
            dhcp
                shutdown
                proxy-server
                    no shutdown
                exit
                no option
            exit
            sap 9/1/5:311 create
description "vprn-2345|test_1|KronIPSLA|9/1/5"
                collect-stats
            exit
        exit
        no shutdown

*A:35_test_2# configure service vprn 65314
*A:35_test_2>config>service>vprn# info
----------------------------------------------
 description "vprn-12345|test_2|KronIPSLA"
        autonomous-system 12345
        route-distinguisher 1000:12345
        auto-bind ldp
        vrf-target target:1000:12345
```

```
interface "vprn-12345|test_2|KronIPSLA" create
 description "vprn-12345|test_2|KronIPSLA"
            address 50.0.0.9/30
            dhcp
               shutdown
               proxy-server
                  no shutdown
               exit
               no option
            exit
            sap 6/2/20:311 create
description "vprn-12345|test_2|KronIPSLA|6/2/20"
               collect-stats
            exit
         exit
         no shutdown
```

4.2 Ölçülen Değerler

Birinci test sırasında gözlenen değerler, Tablo 1'de, ikinci test sırasında izlenen değerler ise Tablo 2'de yer almaktadır.

Tablo 1. BE test ölçüm sonuçları.

Test	Servis Sınıfı	Kullanılabilirlik Oranı (%)	Ortalama Gecikme (sn)	Ortalama Jitter (sn)
Test 1	BE	98,84201	4,2340696	0,036324

Tablo 2. Servis kalitesi uygulanmış test ölçüm sonuçları.

Test	Servis Sınıfı	Kullanılabilirlik Oranı (%)	Ortalama Gecikme (sn)	Ortalama Jitter (sn)
Test 2	1	99,91088	4,1361745	0,012794
Test 2	2	99,91030	4,1595961	0,019002

Tablo 1'de, hiçbir önceliklendirme yapılmamış olan servis sınıfının değerleri görülmektedir. Tablo 2'de, 1, birinci öncelikli servis tipini, 2 ise ikinci öncelikli servis tipini göstermektedir. Değerler karşılaştırıldığında, en yüksek kullanılabilirlik oranının, en öncelikli servis tipi olan 1'de, en düşük kullanılabilirlik oranının ise en iyi çaba ilkesine sahip servis sınıfında olduğu görülmüştür. En uzun gecikme ve jitter süresinin, en iyi çaba ilkesine dayanan trafikte, en kısa gecikme ve jitter süresinin ise en öncelikli servis tipinde olduğu belirlenmiştir.

5. Sonuçlar

Günümüzde iletişim ihtiyacının artması ve kaynakların sınırlı olması nedeniyle önceliklendirme mekanizmalarının kulanılması gerekmektedir. Çoklu ortam uygulamalarının sağlıklı bir şekilde iletilebilmesi için farklı gecikme, jitter ve kullanılabilirlik oranına ihtiyaç duyulmaktadır.

Yapılan test çalışması ile servis sınıfı uygulamasının olduğu ağlarda üstün servis sınıfına sahip olan paketlerin, daha az gecikme, daha düşük jitter ve daha yüksek kullanılabilirlik oranında iletildiği görülmüştür. Kullanıcıların, veri, ses ve video için aynı ağı kullandıkları göz önünde bulundurularak servis sağlayıcı tarafında MPLS gibi servis kalitesi uygulaması gerçekleştirebilen ağların kullanılmasının, uygulamaların gerçekleştirme başarımını artıracağı sonucuna varılmıştır.

Kaynaklar

[1]. Hellberg C., Greene D. ve Boyes T., Broadband Network Architectures Designing and Deploying Triple Play Services, Pearson Education, Inc., 2007.
[2]. Rosen E., Viswanathan A. ve Callon, R., RFC 3031-Multiprotocol Label Switching Architecture, IETF, 2001.

Ameliyat Sonrası Yürütülen Hastaların Biyoelektrik İşaretlerinin İletiminde Radyo Frekans Modülasyon Tekniklerinin Karşılaştırılması

Levent Özparlak[1], Tuncay Bayrak[2], Onur Koçak[2-3], Arif Koçoğlu[3-4]

[1] Başkent Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara
ozparlak@baskent.edu.tr,

[2] Başkent Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Ankara
tbayrak@baskent.edu.tr, okocak@baskent.edu.tr,

[3] Elektrik Mühendisleri Odası Ankara Şubesi Biyomedikal Mühendisliği Meslek Dalı Komisyonu
onurkocak@gmail.com,

[4] Başkent Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Programı, Ankara
arif@baskent.edu.tr

Özet: *Ameliyat sonrasında hastaların, anestezinin etkisinin ortadan kaldırılması ve yaşamsal fizyolojik değerlerine tekrar sahip olması amacıyla bir süre yürütülmeleri gerekmektedir. Bu süreç içinde hastanın fizyolojik değerlerindeki ani değişimler sağlığını olumsuz yönde etkileyebilmektedir. Hastaların böyle bir olumsuz durumla karşılaşmamaları ve günlük yaşamlarına geri dönebilmeleri için elektrofizyolojik değerlerinin gerçek zamanlı takibi önem arz etmektedir. Elektrofizyolojik sinyallerin kablosuz iletimi için, çalışma dâhilinde kullanılacak olan sistem Radyo Frekansı (RF) iletişim tekniğidir. Bu teknik içerisinde yer alan sayısal modülasyon tiplerinden en verimli şekilde kullanılacak olanın seçilmesi genel amaca yönelik önemli bir yaklaşımdır. Bu çalışmada, çeşitli sayısal modülasyon yöntemleri (örn. FKA(Faz Kaydırmalı Anahtarlama), SKA(Sıklık Kaydırmalı Anahtarlama)) kullanılarak bazı elektrofizyolojik sinyallerin (örn. EKG, Nabız, vb.) gönderilmesine yönelik olarak, her bir yöntem için gerekli hata analizlerinin yapılması amaçlanmaktadır.*

1. Giriş

Ameliyat sonrası sürecin sorunsuz tamamlanması ameliyat başarı süreci içerisinde değerlendirilmekte olup hasta, doktor ve hastane açısından oldukça önemlidir. Ameliyat sonrası hastada herhangi bir komplikasyon oluşmaması için hastanın fizyolojik değerlerinin belli standartlara göre takibi sağlık görevlileri tarafından gerçekleştirilmektedir.

Ameliyat sonrası hastaların, anestezinin etkisinin ortadan kaldırılması ve yaşamsal fizyolojik değerlerine tekrar sahip olması amacıyla, yoğun bakım sürecinden hemen sonra, bir süreliğine yürütülmeleri gerekmektedir. Ameliyat sonrası meydana gelebilecek en büyük problemlerden biri de hastanın narkoz etkisinden çıkabilmesi için gerçekleştirilen yürütülme işleminde fizyolojik değerlerde meydana gelen ani değişimlerin görevli sağlık personeli veya refakatçi kimseler tarafından gerçek zamanlı olarak gözlenememesidir. Hastaların böyle bir olumsuz durumla karşılaşmamaları ve günlük yaşamlarına geri dönebilmeleri için elektrofizyolojik değerlerinin gerçek zamanlı takibi ve gerektiğinde doğru zamanlamayla müdahale edilmesi önem arz etmektedir [1].

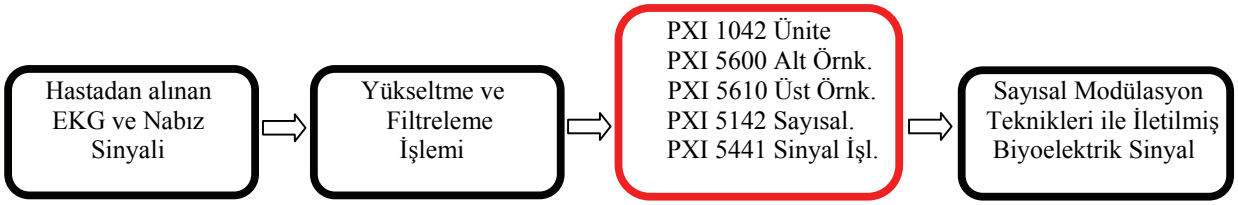
Gurubumuzca daha önce gerçekleştirilen çalışmalarda hasta üzerinden alınan fizyolojik sinyallerin Radyo Frekansı (RF) kablosuz iletişim teknikleri ile izlenmesi gerçekleştirilmiştir [2]. Daha sonra gerçekleştirilen çalışmalarda ise fizyolojik sinyallerin hasta üzerinden yürüme safhasında alınıp, hasta gözlem odasına aktarıldıktan sonra uygun ara yüz programı ile görüntülenip kaydedilmesi ve fizyolojik risk durumunda sesli sinyal vererek refakatçiyi uyarması şeklindedir[2].

Bu çalışmada Elektrofizyolojik sinyallerin kablosuz iletimi için, çalışma dâhilinde kullanılacak olan sistem Radyo Frekansı (RF) iletişim tekniğidir. Bu teknik içerisinde yer alan sayısal modülasyon tiplerinden en verimli şekilde

kullanılacak olanın seçilmesi genel amaca yönelik önemli bir yaklaşımdır. Bu çalışmada, çeşitli sayısal modülasyon yöntemleri (örn. FKA, SKA) kullanılarak bazı elektrofizyolojik sinyallerin (örn. EKG, Nabız, vb.) gönderilmesine yönelik olarak, her bir yöntem için gerekli hata analizlerinin yapılması amaçlanmaktadır. Bu çalışmada, bir hasta üzerinden birden fazla verinin gönderilmesi senaryosu üzerinde durulacaktır. Analizlerin yapılması aşamasında National Instruments (NI) firması tarafından üretilmiş ve RF araştırmaları için tasarlanmış bir PXI sistemi kullanılacaktır. Kullanılan PXI sistemi bir adet Kasa (PXI-1042 Chasis), bir adet alt örnekleyici (PXI-5600 Downconverter), bir adet üst örnekleyici (PXI-5610 Upconverter), bir adet sayısallaştırıcı (PXI-5142 Digitizer), bir adet dahili sinyal işleme (PXI-5441 AWG OSP) ve bir adet dahili bilgisayar modülünden oluşmaktadır. PXI sistemi özel ve karmaşık ölçüm simülasyonlarında kullanılmaktadır [3].

2. Yapılan Çalışmalar

Tasarlanan sistem, biyoelektrik sinyallerin toplanacağı fizyolojik sinyal almaç modülü, veri alış verişi ve sayısallaştırma amacıyla kullanılan PXI sistemi ve LabView tabanlı kullanıcı arayüzünden oluşmaktadır. Tasarlanıp geliştirilen sistemin blok şeması Şekil 1'de görülmektedir.



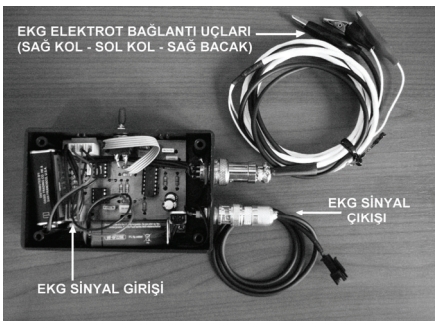
Şekil 1. Tasarlanan Sistemin Blok Şeması

2.1. EKG Almaç Sistemi

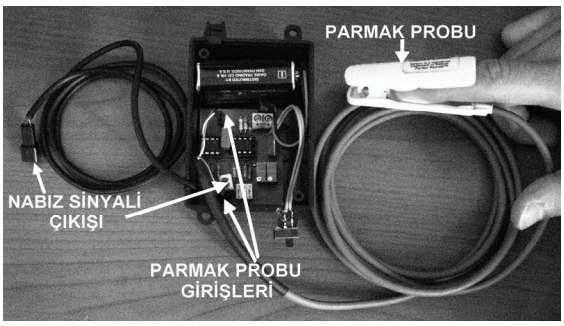
Çalışma kapsamında EKG ve nabız sinyalleri hasta üzerinden alınan fizyolojik sinyallerdir. EKG sinyalinin vücut yüzeyinden alınabilmesi için enstrümantasyon yükselteci tasarımına gidilmiştir. EKG sinyali 1mV gibi oldukça düşük bir genliğe sahiptir. Bu yüzden EKG sinyalini vücuttan alma esnasında özel jel elektrotlar ile teflon kabloya sahip problar kullanılmıştır. Tasarlanan EKG sistemi 3 kanallıdır. Gerçekleştirilen çeşitli tasarımlar sonucunda kazancı ayarlanabilir olan 0.5 Hz –150 Hz arası bir bant geçiren bir filtre kullanılarak temel problemler ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır[4]. Gerçekleştirilen EKG devresi Şekil 2.a'da görülmektedir.

2.2. Nabız Almaç Sistemi

Bilindiği üzere nabız sinyali 1 ile 2 Hz arasında değişmektedir. Nabız sinyalini alabilmek için ışık kaynağı olarak kullanılan bir kırmızı led ve karşı tarafında algılayıcı olarak bir fotodirençten oluşan bir prob düzeneği kullanılmıştır. Parmak probundan alınan mili volt seviyelerindeki nabız sinyali öncelikle üzerinde rahat işlem yapabilecek genlik seviyelerine yükseltilmiştir. Ardından yüksek frekanslı gürültülerden arındırılmış bir nabız sinyali elde etmek için gerekli filtreleme işlemleri yapılmıştır. Bunun için de kazancı 100 olan 10 Hz'lik bir alçak geçiren filtre devresi tasarlanmıştır[5]. Şekil 2.b'de gerçekleştirilen nabız ölçer devresi ve parmak probu konumlanması görülmektedir.



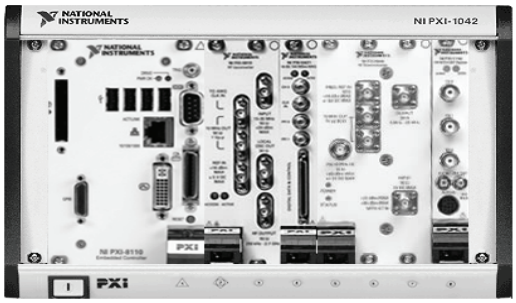
Şekil 2.a. EKG Sinyali Almaç Devresi



Şekil 2.b. Nabız Sinyali almaç Devresi ve Parmak Probu

2.3. NI- PXI Sistemi İle Sayısal Modülasyon Çeşitlerinin Uygulanması

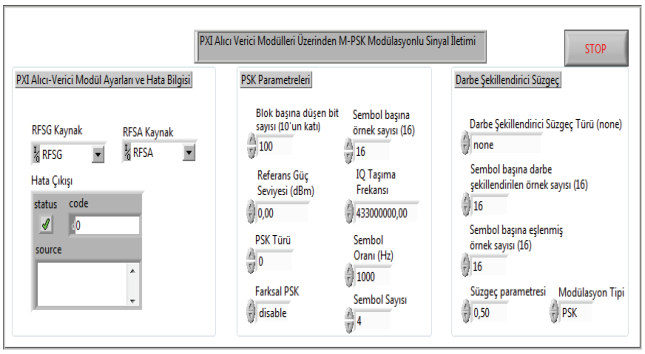
Nabız ve EKG almaç devrelerinden elde edilen biyoelektrik sinyaller NI-PXI sisteminin PXI5142 sayısallaştırıcı modülü ile 1kHz örnekleme frekansı ve 10bit çözünürlükte örneklenmektedir[6]. Sayısallaştırıcı çıkışından elde edilen sinyaller zaman bölmeli çoklama işlemi ile bir araya getirilmiş ve her bir örnek bitlerine ayrılmıştır. Daha sonra bu bit dizisi bloklara ayrılıp, her bir blok senkronizasyon bitleriyle bir araya getirilerek modüle edilmiş ve 433 MHz taşıyıcı frekansıyla RF sinyal jeneratörüne (PXI5441 OSP modülü ve PXI5610 RF üst örnekleyicisi) gönderilmiştir. Eş zamanlı olarak çalışan PXI RF sinyal yakalayıcı (PXI5600 RF alt örnekleyici ve PXI5142 sayısallaştırıcı), gönderilen sinyali yakalayarak senkronizasyon bitlerinden ayırmakta ve demodüle etmektedir[7] – [8]. Daha sonra elde edilen bit dizileri 10 bitlik sayısal değerlere dönüştürülmekte ve arayüz aracılığıyla gözlemlenmektedir. Kullanılan PXI sistemi ve modüllere ait görüntü Şekil 3'de görülmektedir. Modüle edilen sinyalleri yollama aşamasında sinyal kaybını azaltmak amacıyla darbe şekillendirici süzgeçler (Yükseltilmiş Kosinüs ve Gauss) kullanılmıştır. Modülasyon türü olarak Faz Kaydırmalı Anahtarlama (FKA) ve Sıklık Kaydırmalı Anahtarlama (SKA) seçilmiştir.



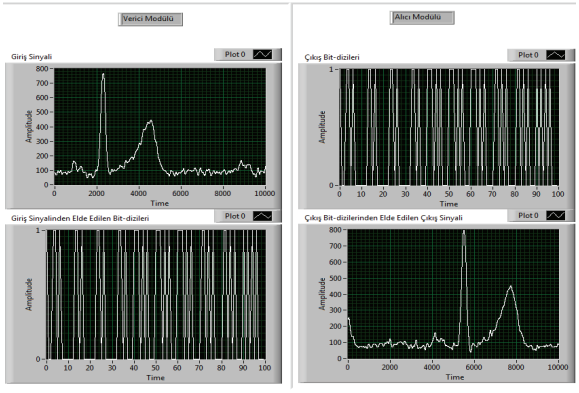
Şekil 3. NI-PXI 1042 ve Çalışmada Kullanılan Modüller

3. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada biyoelektrik sinyallerin kablosuz iletimi aşamasında en uygun modülasyon tekniğinin belirlenmesi için bir ön çalışma yapılmıştır. Çalışmanın yapılması aşamasında yeni bir teknoloji olan bir PXI sistemi, Labview ve Labview için Modülasyon Araç Kiti (Modulation Toolkit) kullanılmıştır. Geliştirilen sistemin kullanıcı arayüzü Şekil 4.a'da verilmiştir. Şekil 4.b'de ise en kötü durum olan darbe şekillendirici süzgecin kullanılmadığı 4-FKA için elde edilen grafik sonuçlar verilmiştir.



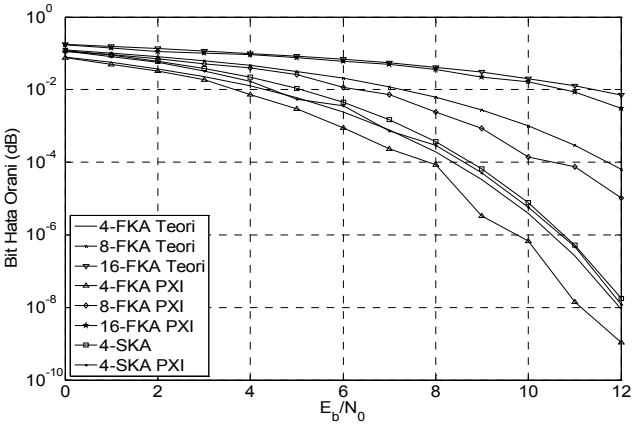
***Şe*kil 4.a** LabView Kullanıcı Arayüzü Penceresi



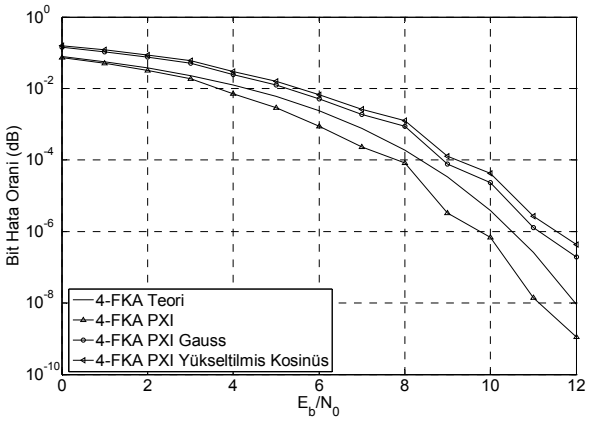
Şekil 4.b Elde edilen sinyal çıktıları

Bu çalışmada kullanılan yöntemlerin başarısı bit hata oranı (BHO) kullanılarak ölçülmüştür. Alıcı ve verici modüller arasında doğrudan bir kablo aracılığıyla bağlantı kurulduğu için modüle edilen sinyale Beyaz Gauss Gürültüsü eklenmiş ve gürültünün miktarı arttırılarak her durum için BHO ölçülmüştür.

Şekil 5.a'da 4-FKA, 8-FKA, 16-FKA ve 4-SKA için BHO verilmiştir. Şekil 5.b'de ise 4-FKA için teorik, darbe şekillendirici süzgecin olmaması, gauss ve yükseltilmiş kosinüs filtrelerin kullanılması durumunda BHO oranları verilmiştir. Görülebileceği gibi PXI modüllerinin kendilerinden doğan bit hata oranları 16-FKA'da en az olurken, 4-FKA için en iyi süzgecin yükseltilmiş kosinüs (YK) olduğu da söylenebilir.



Şekil 5.a. Çeşitli modülasyonlar için BHO



Şekil 5.b. 4-FKA için teorik, süzgeçsiz, Gauss ve YK süzgeçli BHO'lar

Teşekkür

Çalışmamızda kullandığımız NI PXI cihaz ve modüllerini temin eden,
Elektrik – Elektronik Yüksek Mühendisi Arş. Gör. Evren Ferhat Emekdaş'a teşekkürlerimizi sunarız.

4. Kaynaklar

[1]Schwiebert, L., Gupta, S.K.S. ve Weinmann, J., Research challenges in wireless networks of biomedical sensors, Proceedings of The 7th An. Int. Conf. on Mobile Computing and Networking, s.151-165, July 2001, Rome, Italy.
[2]Bayrak T., Bahçeci S., Özparlak L., Koçak O., Koçoğlu A., Ameliyat Sonrası Hasta Üzerinden Alınan Biyoelektrik Sinyallerin Radyo Frekans (RF) Haberleşme Sinyali İle Taşınması için Sistem Tasarımı, EEBB Mühendisliği 13. Ulusal Kongresi, pp 349 – 353, 23 – 26 Aralık 2009, ODTÜ, Ankara
[3] Granieri M.N., Pragastis P., Mahal C., RF/MW Down Converter Development in a PXI Form Factor, IEEE,2007
[4] Güler İ., Biyomedikal Enstrümantasyon Ders Notları, Gazi Üniversitesi, 2009.
[5] Bronzino J.D., The Biomedical Engineering HandBook, Second Edition, CRC Press, LLC, 2000.
[6] Stasonis B., A New Architecture for Many Testing Requirements, IEEE Comp. Soc., Proc. of the Int. Test Conf. 2003 (ITC'03).
[7] Alexander Q., Xiao Y., ve Hu F., Telemedicine for pervasive healthcare, in Mobile Telemedicine: A Computing and Networking Perspective, Auerbach Publications, Taylor & Francis,, NY, USA, 2008.
[8] Granieri M.N., Pragastis P., Mahal C.,A Flexible Family of PXI RF/MW Down Converter Modules, IEEE Autoteskon,8-11 September 2008, S.Lake, USA.

YAZAR İNDEKSİ

Açıkgöz T., 116
Adıyan U., 62
Ağıroğlu O., 367
Akan V., 124
Akdağlı A., 120
Akın T., 132, 412
Akkaya E., 444
Akman P., 279
Aksoy A., 279
Aksun M.I., 7
Alatan L., 136
Alçı M., 155
Altan H.İ., 416
Altın N., 16
Altınöz O.T., 191
Altıntaş A., 305
Apaydın Z., 231
Apaydin G., 171, 175
Araz İ., 344, 348
Arıcan D., 239
Aslan E., 275
Aslan E., 58
Atıcı R., 259
Aydın E., 494
Aykaç R.E., 420
Azizoglu S.A., 309
Başaran E., 444
Başaran S.C., 86
Başyiğit B., 482
Baykan O., 113
Bayrak M., 478
Bayrak T., 523
Bayraktar Ö., 132
Bayram K.S., 235, 294
Bekmezcioğlu A., 159
Belen M.A., 391
Biçer M.B., 120
Bilge A.H., 263
Bilgin Ş.B., 400
Bitirgan M., 482
Bostancı Ç., 294
Boyacıoğlu G., 408
Bölük G., 356
Bölükbaş D., 82
Buluş U., 469
Bulut M., 383
Büyükdura O.M., 309
Can E., 167
Canbay C., 66, 144
Canbey H.H., 375, 424
Cengiz Y., 387
Ceylan O., 116, 375, 420, 424
Comart İ., 363
Coşkun Ö., 163, 499
Çadırcı I., 203
Çağıltay N., 494
Çakır G., 332, 336
Çaylar S., 321
Çelik S., 482
Çetin R., 313
Çetintepe Ç., 412
Çınar M., 215
Çimen S., 332, 336
Çivi Ö.A., 128, 132, 313, 416, 456
Çolak A., 82
Çolak Ö., 290
Dalgıç H., 344, 348
Demir K., 486, 490
Demir Ş., 363, 397, 408, 412, 416,
Dikmen F., 50
Diril E., 379
Dirim M., 400
Doğan D., 74, 78, 456
Doğan M., 90, 94
Doğan Z., 243, 287
Dolma A., 215, 428, 486, 490
Dural G., 321
Dündar T., 140
Ege T., 34
Ekici Z., 251
Ercan S.Ü., 211
Erce E., 301
Erçil E., 464
Erdem C., 494
Erdemli Y.E., 101, 105, 219
Erdoğan A.T., 13
Erdoğan A.Y., 7
Eren A., 155
Erkek E., 397
Erkut H., 360
Ertay A.O., 297
Gençer N.G., 148
Gök H.İ., 400
Gökalp H., 211
Gökbel K., 227
Güçlü C., 128
Güler B., 263
Gülmez Y., 215
Güneş F., 195, 199, 387, 460
Gürbüz O.D., 412
Gürcan M.E., 444
Gürel L., 78
Güzel E., 259
Hacısalihoğlu Y., 432
Haliloğlu Ö., 503
Hameş Y., 58
Helhel S., 482
İçemer G.T., 167
İmeci T., 231, 235, 239, 271, 275, 279, 283, 287, 290, 294
İnal M.E., 74, 78
İncebacak M., 136
Kara A., 494
Karabayır O., 183
Karabulut E.P., 7
Karadeniz C., 473
Karayahşi K., 428

Karpuz C., 507
Kartal M., 179, 193
Kavas A., 227, 243, 247, 297, 301
Kaya A., 391
Kaya İ., 379
Kayabaşı A., 120
Kent E.F., 20
Kent S., 20, 179, 183
Kesik E.P., 375
Keskin N., 231
Kınalı M., 340
Kızıltaş B., 424
Kızrak M.A., 235
Koç S.S., 309
Koçak O., 523
Koçoğlu A., 523
Konakyeri E., 328
Korkmaz E., 344, 348
Kurt E., 356
Kuzuoğlu M., 12, 24, 38, 46, 171, 175
Leblebicioğlu K., 321
Manyas A., 78
Mittra R., 1, 38
Mizrahi E., 263
Nepa P., 313
Nesimoğlu T., 400, 404
Oktay A., 207
Önal D., 271
Önal E., 203
Öncül F., 42
Özbek M.E., 494
Özdemir A., 383
Özdemir C., 82
Özdemir E., 54
Özdemir Ö., 478
Özek A., 507
Özen A., 379
Özen Ş., 167
Özeren F.F., 267
Özgün Ö., 38, 171, 175
Özkaya U., 195, 199
Özparlak L., 523
Öztürk F., 283
Öztürk Y., 23
Özyiğit G., 159
Palamutçuoğlu O., 340
Pekmezci A., 34
Perruissau-Carrier J., 128
Sabah C., 325
Sağır S., 259
Saka B., 203, 383
Satikbuğa S., 199
Saydur E.D., 297
Saynak U., 82
Seçkin A.Ç., 507
Sevgi L., 8, 42, 171, 175, 332, 336
Seyhan N., 14
Sondaş A., 101, 105, 219
Soy H., 478
Süle O., 20
Sürmeli K., 440, 452, 460, 469
Şafak M., 503
Şahinkaya D.S.A., 113, 352, 356
Şanal M.G., 70
Şeker H.A., 515
Şencan Z.M., 239
Şendur G.K., 94
Şentürk S., 287
Şenyürek L.H., 352
Şişman İ., 231, 247
Taflan G.Y., 211
Tarhan F.A., 116
Tatar B., 519
Tatar Ö., 360
Tayyar İ.H., 82
Tokan F., 460
Toktaş A., 120
Topallı K., 412
Tulunay Y., 15, 263
Turgul V., 400
Turhan-Sayan G., 3
Türetken B., 152, 440, 444, 448, 452, 460, 469, 473
Türk A.S., 109
Uçar M.H.B., 101, 105, 219
Ural M., 24
Ünal E., 54
Ünal İ., 66
Ünal İ., 251, 255
Ünal M., 179
Ünal M., 432
Ünlü M., 412
Ünverdi N.A., 436
Ünverdi N.Ö., 432, 436, 515, 519
Üstüner F., 90, 223
Weber G.W., 187
Yağcı H.B., 116, 375, 420, 424
Yakut M., 486, 490
Yalçın E., 46
Yaman F., 187
Yapar A., 62, 70, 328
Yazgan E., 16, 124
Yedierler B., 317
Yenikaya S., 207
Yeşil A., 251,255
Yıldırım O., 275, 301
Yıldız M., 159
Yıldız M.K., 267
Yılmaz A., 140
Yılmaz A.E., 46, 187, 191, 367, 371
Yılmaz O., 116
Yiğit H., 50
Yörük Y.E., 482
Yurduseven O., 109
Yücedağ O.M., 113
Zengin F., 152
Zengin R., 148
Zeytinoğlu A.Z., 235