

# IV. URSI - TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ Ulusal genel kurul toplantısı

**20 - 22 EKİM 2008 AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ** Elektrik-Elektronik mühendisliği bölümü Antalya

# URSI-(INTERNATIONAL UNION OF RADIO SCIENCE) TÜRKİYE ULUSAL KOMİTESİ

IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ

20-22 Ekim 2008 Akdeniz Üniversitesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü Antalya

#### ÖNSÖZ

URSI (INTERNATIONAL UNION OF RADIO SCIENCE) Türkiye Ulusal Komitesi, TÜBİTAK altında örgütlenmiş olup 1993 yılından bu yana faaliyet göstermektedir. URSİ kendi altında; Elektromanyetik metroloji, alanlar ve dalgalar, sinyaller ve haberleşme sistemleri, elektronik ve fotonik, elektromanyetik gürültü ve girişim, dalga yayılımı ve uzaktan algılama, iyonosferik dalga yayılımı, dalgalar ve plazma, radyo astronomi ile biyoloji ve tıpta elektromanyetik olmak üzere 10 (on) ayrı komisyondan oluşmaktadır.

20-22 Ekim 2008 tarihleri arasında düzenlenen IV. Ulusal Toplantıya Akdeniz Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği'nin ev sahipliği yapmaktadır. Toplantının amacı Türkiye genelinde çeşitli üniversitelerde, sanayi ve araştırma kuruluşlarında sürdürülen çalışmaların böyle geniş kapsamlı bir platformda sunulması, yurdumuzda bu konulardaki var olan araştırma potansiyelini ortaya koyulması, benzer konularda çalışan araştırmacıların birbirinden haberdar olması ve bilgi aktarımını sağlayarak ortak çalışma gruplarının oluşturulabilmesi gibi olası girişimlere zemin hazırlamaktır.

Konferansı düzenleyenler olarak, siz katılımcılarımızın, konferanstan ve Antalya'nın güzelliklerinden keyif alacağınızı umuyoruz.

Saygılarımla,

Yerel Düzenleme Komitesi Adına Yrd. Doç. Dr. Selçuk HELHEL

#### Sayın Kongre Üyeleri,

URSI Türkiye Ulusal Komitesi'nin 4.Ulusal Bilimsel Kongresinin düzenlenmesinden ve kongreye *Akdeniz Üniversitesi'nin* ev sahipliği yapmasından duyduğum mutluluğu sizlerle paylaşmak isterim. Birinci Ulusal Bilimsel Kongreyi İstanbul Teknik Üniversitesi'nde, ikincisini Bilkent Üniversitesi'nde ve üçüncüsünü de Hacettepe Üniversitesi'nde yapmıştık. Her üç Kongrenin de düzenlenmesinde emeği geçen tüm meslektaşlarıma ve bu üniversitelerin yöneticilerine şahsım ve URSI Türkiye Ulusal Komitesi adına teşekkür ediyorum.

Bilindiği gibi; Türkiye'nin URSI'ye üyeliği 1993 yılındaki URSI Genel Kurulu'nda kabul edildi. Başta Kurucu Başkan Sayın Prof. Dr. Mithat İDEMEN olmak üzere URSI Türkiye Ulusal Komitesi'nin kuruluş çalışmalarına katkı yapan tüm meslektaşlarımıza topluluğumuz adına teşekkürü bir borç biliyorum.

Türkiye, Uluslararası URSI bünyesinde TÜBİTAK tarafından temsil edilmektedir; dolayısıyla, Ulusal Komite de TÜBİTAK'a bağlı olarak çalışmaktadır. Ulusal Komite TÜBİTAK Başkanlığınca uygun görülen ve 2003 yılında yürürlüğe giren "Çalışma İlkeleri" uyarınca faaliyetlerini sürdürmektedir. "Ulusal Komite" deyimini Türkiye'de URSI ile ilgili tüm kurum ve kişileri ve bunların oluşturduğu yapının bütünü için kullanmaktayız. Üniversitelerdeki bölümlerin ve diğer ilgili birimlerin kurumsal olarak temsil edildikleri Genel Kurul iki yılda bir Bilimsel Kongre ile aynı tarihlerde toplanmakta ve Ulusal Komite'nin yönetim organlarını seçmektedir. Meslektaşlarımızın Ulusal Komite çalışmalarına bugüne kadar verdikleri desteği bundan sonra da esirgemeyeceklerini ümit ediyorum.

Bilindiği gibi, URSI tüm üye ülkelerin katılımıyla bütün bilimsel komisyonların ilgi alanını kapsayacak genişlikte bir bilimsel kongreyi "General Assembly" adıyla üç yılda bir düzenlemektedir. XXIX. General Assembly toplantısı ABD Ulusal Komitesi tarafından Chicago'da düzenlenmiştir. Bir sonraki XXX. General Assembly toplantısı İstanbul'da Türkiye Ulusal Komitesi tarafından düzenlenecektir. Türkiye dışında Çin ve İsveç'in de aday olduğu 2011 General Assembly yarışını Türkiye adına kazanmış olmamızın mutluluğunu sizlerle paylaşmak istiyorum. Bu toplantıyı URSI tarihinde sürekli hatırlanan başarılı bir toplantı olarak düzenleyebilmemiz için siz değerli meslektaşlarımızın yardımlarınızı esirgemeyeceğinize inanıyorum.

Kongrenin başarılı geçmesini diler, başta Prof. Dr. Ayhan Altıntaş ve Prof. Dr. Birsen Saka, Yrd. Doç. Dr Selçuk HELHEL olmak üzere Düzenleme Komitesi üyelerine teşekkür ederim. Ayrıca, organizasyonun tüm yükünü çeken Yerel Düzenleme Kurulu Başkanı ve üyelerine; toplantı için tüm olanaklarını seferber eden Akdeniz Üniversitesi Sayın Rektörü ve yetkililerine, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölüm Başkanlığı'na şahsım ve URSI Türkiye Ulusal Komitesi adına teşekkür ederim.

Saygılarımla,

Prof.Dr.Hamit SERBEST URSI Türkiye Ulusal Komitesi Başkanı

### IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ DÜZENLEME KURULU

Başkan

Prof.Dr. Ayhan Altıntaş (Bilkent Üniversitesi)

#### Başkan Yard.

Prof.Dr. Birsen Saka (Hacettepe Üniversitesi)

#### Sekreter

Dr. Selçuk Helhel (Akdeniz Üniversitesi)

Dr. Gökhan Çınar (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

Dr. Hüseyin Göksu (Akdeniz Üniversitesi)

Dr. Ömer Çolak (Akdeniz Üniversitesi)

Dr. Şükrü Özen (Akdeniz Üniversitesi)

#### YEREL DÜZENLEME KURULU

#### Başkan

Dr. Selçuk Helhel (Akdeniz Üniversitesi)

#### Eş Başkan

Dr. Şükrü Özen (Akdeniz Üniversitesi)

#### Finans Yöneticisi

Dr. Ömer H. Çolak (Akdeniz Üniversitesi)

#### Sekreter

Dr. Hüseyin Göksu (Akdeniz Üniversitesi)

Dr. Ali Şükrü Onural (Akdeniz Üniversitesi)

Ayhan Dolanay (EMO Antalya Şb. Bşk.)

S.Cumhur Başaran (Akdeniz Üniversitesi)

İ.Burcu Toprak (Akdeniz Üniversitesi)

#### DANIŞMA KURULU

Abdurrahman KARAMANCIOĞLU (OsmanGazi Üniv.) Adnan GÖRÜR (Niğde Üniv.) Ahmet AKSEN ( Işık Üniv.) Alinur BÜYÜKAKSOY (GYTE) Altunkan HIZAL (ODTÜ) Arif ERGİN (GYTE) Avni MORGÜL (Boğaziçi Üniv.) Burak POLAT (Uludağ Üniv.) Bülent ORENCİK (İTÜ - TUBİTAK BTAE) Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ) Cengiz TAPLAMACIOĞLU (Gazi Üniv.) Emin ÖZEL (Çanakkale Onsekiz Mart Üniv.) Emre HARMANCI (İTÜ) Engin Erzin (Koç Üniv.) Erdal PANAYIRCI (Kadir HAS UNİv.) Erdem YAZGAN (Hacettepe Üniv.) Erkan AFACAN (Gazi Üniv.) Filiz GÜNEŞ (YTÜ) Gökhan ÜZGÖREN (İst. Kültür Üniv.) Gönül Turhan SAYAN (ODTÜ) Güven ÖNBİLGİN (Ondokuz Mayıs Üniv.) Hakan ÇAĞLAR (ETU) Haldun ÖZAKTAŞ (Bilkent Üniv.) Haluk TOSUN (Doğu Akdeniz Üniv.) Hasan DİNÇER (Kocaeli Üniv.) Hayrettin KÖYMEN (Bilkent Üniv.) İbrahim AKDUMAN (İTÜ) İbrahim TEKİN (Sabancı Üniv.) Kerim GÜNEY (Erciyes Üniv.) Levent GÜREL (Bilkent Üniv.)

Levent SEVGİ (Doğuş Üniv.) M. İrşadi AKSUN (Koç Üniv.) Mehmet BAYRAK (Selçuk Üniv.) Mehmet ŞAFAK (Hacettepe Üniv.) Mete SEVERCAN (ODTÜ) Mithat IDEMEN (Yedetepe Univ.) Muhammet KÖKSAL (İnönü Üniv.) Murat EYÜBOĞLU (ODTÜ) Mustafa KARAMAN (Işık Üniv.) Mümtaz YILMAZ (Ankara Üniv.) O. Nuri UÇAN (İstanbul Üniv.) Oruç BİLGİÇ (YTÜ) Osman ÇEREZCİ (Sakarya Univ.) Osman PALAMUTÇUOĞULLARI (İTÜ) Savaş UÇKUN (Gaziantep Üniv.) Sencer KOÇ (ODTÜ) Sevinc Aydinlik BECHTELER (İYTE) Sıddık YARMAN (İstanbul Üniv.) Taner OĞUZER (Dokuz Eylül Üniv.) Taner ŞENGÖR (YTÜ) Tayfun GÜNEL (İTÜ) Tuncay BİRAND (ODTÜ) Tuncay EGE (Gaziantep Üniv.) Turgut İKİZ (Çukurova Üniv.) Yahya BAYKAL (Çankaya Üniv.) Yurdanur TULUNAY (ODTÜ) Ziya İDER (Bilkent Üniv.)

## AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ YERLEŞKESİ



# İÇİNDEKİLER

## Elektromanyetik Metroloji

| Diffraction by a Terminated, Semi-Infinite Parallel-Plate Waveguide with Four-Layer Material Loading<br>Erhao Shang and Kazuya Kobayashi |    |  |  |
|--|----|--|--|
| Design, Fabrication, and Testing of a Prolate-Spheroidal Impulse Radiating Antenna for Electromagnetic                                   | 2  |  |  |
| Implosion  |    |  |  |
| Serhat Altunc, Carl E. Baum, Christos G. Christodoulou, Edl Schamiloglu and Selcuk Helhel  |    |  |  |
| Koordinat Dönüşümü Yöntemiyle Tasarlanan Yön-bağımlı Metamateryallerin Elektromanyetikteki Yeni  | 5  |  |  |
| Uygulamaları   |    |  |  |
| Özlem Özgün ve Mustafa Kuzuoğlu  |    |  |  |
| Orta Dalga AM Radyo Vericilerinin Büyük İletken Yapılarla Etkileşimi ve İnsan Sağlığına Etkileri   |    |  |  |
| Fatih ÜSTÜNER  |    |  |  |
| Veri Boşluklarında Toplam Elektron Niceliği Öngörümü   | 13 |  |  |
| Erdem Türker Senalp, Ersin Tulunay, Yurdanur Tulunay   |    |  |  |
| Hava Aracı Kablolarında Krostalk Ölçümleri ve Kablo Ayrım Kuralları  | 17 |  |  |
| Nevzat TARIM, Fatih ÜSTÜNER, Coşkun COŞAR, Özgür KIZILKAYA   |    |  |  |
| Tıbbi Uygulamalarda Hassas Mekanik Gerinim Ölçümü için Biyo-İmplant RF-MEMS Sensörler  | 21 |  |  |
| Rohat Melik, Emre Ünal, Nihan Kosku Perkgöz, Hilmi Volkan Demir  |    |  |  |

# Alanlar ve Dalgalar

| Karakteristik Baz Sonlu Elemanlar Yöntemi — Büyük Ölçekli EM Problemlerin Çözümünde Kullanılan<br>Paralel ve Özyinelemesiz Bölge Ayrışım Algoritması<br>Özlem Özgün, Raj Mittra, ve Mustafa Kuzuoğlu |    |  |  |
|--|----|--|--|
| Ağırlıklı Genişletilmiş B-spline Eğrisi ile Sonlu Elemanlar Yöntemi Kullanılarak Gelişigüzel Yüzeylerde EM<br>Alan Değerlerinin hesaplanması<br>Gökhan Apaydın, Niyazi Arı                           | 29 |  |  |
| Sonlu Periyodik Diyelektrik Yapılara Ait EM Geçirgenlik Özelliklerinin İntegral Denklemleri ve Çok<br>seviyeli Hızlı Çokkutup Algoritmasıyla Çözümü<br>Seçil Kılınç, Özgür Ergül ve Levent Gürel     | 33 |  |  |
| Çok Amaçlı Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Çok Katmanlı Mikrodalga Soğurucu Tasarımı<br>A. Egemen YILMAZ, Mustafa KUZUOĞLU   | 37 |  |  |
| Büyük Diyelektrik Cisimlere Ait Elektromanyetik Saçılım Problemlerinin Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup<br>Algoritmasıyla Çözümü<br>Özgür Ergül, Levent Gürel   | 40 |  |  |
| Tüm-Geçiren Süzgeç Yapısı ve Radyal Saplama Kullanımı ile Çok Geniş Bant Faz Kaydırıcı Tasarımları<br>Erkek E, Boyacıoglu G, Demir S.  | 44 |  |  |
| Karmaşık Metamalzeme Yapıların Düşük Frekans Çok Seviyeli Hızlı Çok Kutup Yöntemiyle İncelenmesi<br>Alper Ünal, Özgür Ergül ve Levent Gürel  | 48 |  |  |
| Elektromanyetik Alan Hesaplamalarında B-spline Eğrisi ile Sonlu Elemanlar Yöntemi<br>Gökhan Apaydın, Niyazi Arı  | 52 |  |  |

| VHF/UHF Antenlerin Gemi Direği Üzerindeki Yerleşiminin Anten İzolasyonu ve Performansı Açısından<br>İncelenmesi <i>Mustafa Doğan, Fatih Üstüner</i> | 56 |
|---|----|
| Lokal İntegrallenebilir Fonksiyonların Uzay Türevleri ve Alan Teorisi Uygulamaları<br><i>Burak Polat</i>  | 60 |
| İnce Tel Işıma Problemleri ve Yarı-Uzay Analitik Green Fonksiyonları<br>Burak Polat, Ömer Zor   | 61 |
| Çift Taraflı Ayrık Halkalı Rezonatör Yapısının Metamateryal Sensör Uygulamaları<br>Evren Ekmekçi, Gönül Turhan-Sayan                                | 62 |
| Yeni Metamalzeme: Yarık Üçgen Halka Rezonatör ve Tel Şerit<br><i>Cumali SABAH, Savaş UÇKUN</i>  | 66 |

## Elektronik ve Fotonik

| Smith Abağının Yapay Sinir Ağı Modeli ile Empedans Uygunlaştırma<br><i>M. Fatih Çağlar, Filiz Güneş</i>   |     |  |  |  |
|---|-----|--|--|--|
| Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi'nde Veri Oranı Başarımı<br>Erman Ateş, Arif Dolma   | 74  |  |  |  |
| Empedans Uyumlu Wilkinson Güç Bölücü Yöntemi Güçlendirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı<br>Ercan Kaymaksüt ve İbrahim Tekin  |     |  |  |  |
| Röleli Kanallarda Sınırlı Geribeslemeli Hüzme Oluşturma ile Çeşitlemenin Arttırılması<br>Ebru S. Toker, Özgür Oruç, Mehmet E. Çelebi  | 82  |  |  |  |
| Seri Bağlı, Reaktif Sonlandırılan, Tek Aşamada Dağıtılmış 2-18 GHz Yükselteç<br><i>Oğuzhan EFE, Şimsek DEMİR</i>  | 86  |  |  |  |
| HF ve UHF Uyumlu RFID/RFTT Sistemi<br>Selçuk Aydın, Çerağ Arıkök, Korkut Yeğin  | 90  |  |  |  |
| IEEE 802.15.3a Standard Uyumlu, Ultra Geniş Bantlı- Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici Devresinin<br>Gerçeklenmesi<br><i>Sefa Özbek, Ibrahim Tekin</i>                                     | 94  |  |  |  |
| Reggia-Spencer Ferrit Faz Kaydırıcı Tasarımı<br>Hakkı İlhan Altan, Özlem Aydın Çivi , Şimsek Demir  | 98  |  |  |  |
| Tek Katmanlı ve Çok Katmanlı Periyodik Yapıların Radar Soğurucu Malzeme Yapımında Kullanımı<br><i>Saim EKİCİ, Erdem YAZGAN</i>  | 102 |  |  |  |
| RF-MEMS Anahtarlama Tekniği İle AHR Tipi Metamalzemelerde Manyetik Rezonans Frekansının Adaptif<br>Biçimde Ayarlanması<br>Evren Ekmekçi, Kağan Topallı, Tayfun Akın, Gönül Turhan-Sayan | 106 |  |  |  |
| RF MEMS Yapıların Glass Frit İle O-Seviye Paketlenmesi<br>Kağan Topallı, İlker Comart, Şimsek Demir ve Tayfun Akın  | 110 |  |  |  |
| X Bant Aktif Frekans Üçe Çarpıcı Tasarımı<br>İsmail BOZKURT, Simsek DEMİR   | 114 |  |  |  |
| X-Bandında Dairesel Oyuklu Dalga Kılavuzu Osilatörü Kullanılarak Mesafe Ölçümü<br>Sevinç Aydınlık Bechteler, Thomas F. Bechteler, Saygın Bildik   | 118 |  |  |  |
| Minyatür Bağlaç ve Güç Bölücü Yapıları<br>Hakan Korkmaz, Şimşek Demir, Bülent Şen   | 122 |  |  |  |
| Chebyshev Sayısal IIR Filtrelerin Genetik Algoritma Yardımıyla Tasarlanması<br>Turgay KAYA, Melih Cevdet İNCE   | 126 |  |  |  |
| Silindirik Eş-düzlemli Dalga Kılavuzlarının Analizi ve Gerçeklenmesi<br>Volkan AKAN, Mehmet DUYAR, Erdem YAZGAN, Mehmet BAYRAK  | 130 |  |  |  |
| Güç Yükselticilerde Davranışsal Modelleme ile Arakipleme Bozulumunun Modellenmesi<br>A. Hayrettin YÜZER, Şimsek DEMİR   | 133 |  |  |  |
| RF MEMS Teknolojisi ile S-Bandı Tümleşik Bant-Geçiren Filtre Yapısı<br>Çağrı Çetintepe, Şimsek Demir, Tayfun Akın   | 137 |  |  |  |

| Yüksek Kalite-Faktörü için Tamamıyla Çip Üzerinde Tümleşik Rezonatörlerin Tasarımı,            | 141 |
|--|-----|
| Mikrofabrikasyonu ve Karakterizasyonu  |     |
| Rohat Melik, Hilmi Volkan Demir  |     |
| Tekerlek Basınç Ölçme Sensörleri İçin Çoklu Anten Sistemi                                      | 145 |
| Mustafa Murat Bilgiç ve Korkut Yeğin   |     |
| 200-400 MHz I-Q Vektör Modülatör Tasarımı ve Üretimi   | 149 |
| Ayse ÜNLÜ, Şimsek DEMİR  |     |
| HF Bandında Cooperative Diversity ve Software Defined Radio Yöntemlerini Kullanarak Kesintisiz | 154 |
| Muhabere Sağlama Teknikleri ve Donanım Geliştirilmesi  |     |
| Ünal Aktaş, Arif Ergin   |     |
| Lineer Dizi Anten Geometrisinin Yapay Bağışıklık Sistemi İle Tasarımı                          | 158 |
| Hatice Tokat, Yavuz Cengiz, Fırat Yücel, İ.Burcu Toprak  |     |
| Düşük Gürültü Yükselteci (LNA) Tasarımı  | 162 |
| Suna Beyza Ardıç, Özlem Co <b>ş</b> kun, Adnan Kaya  |     |

# Elektromanyetik Gürültü ve Girişim

| Optik Kuplörde Karşılıklı Kuplaj Yapısı<br>N. Özlem Ünverdi, N. Aydın Ünverdi   | 166 |
|---|-----|
| Açıklığa Sahip Yüklü Rezonatörlerde Ekranlama Etkinliğinin Hibrit MoM/FEM Metodu İle Modellenmesi<br>Sibel YENİKAYA, Ali OKTAY    | 170 |
| MİLGEM (Milli Gemi) Elektromanyetik Girişimin Azaltılması ve Elektromanyetik Uyumluluk Çalışmaları<br>Fatih ÜSTÜNER, Coşkun COŞAR | 174 |

## Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama

| UHF RFID Sistemleri İçin Doğrudan ve Kuplaj Bağlantılı Simetrik Mikroşerit Anten Tasarımı      | 178 |  |  |
|--|-----|--|--|
| Yasın Avseren, Azız Suleymanov, Ivi. Fatin Çağıar, Aanan Kaya                                  | 100 |  |  |
| MIMO Kanalında Anten Dizilerinin Analiz ve Tasarımı için Doğru ve Verimli bir Teknik           |     |  |  |
| Celal Alp Tunç, Vakur B. Ertürk, Defne Aktaş, Ayhan Altıntaş                                   |     |  |  |
| Bant-Durduran Yarık-Halka Filtre Tasarımı  | 186 |  |  |
| Emir K. Ulusoy, Adnan Sondaş, Mustafa H.B. Uçar ve Yunus E. Erdemli                            |     |  |  |
| Mikroşerit Yama Dizi Anten ile RFID Sistemlerinde Mesafe Artırımı                              | 189 |  |  |
| Mehmet ABBAK, İbrahim TEKİN  |     |  |  |
| Mikroşerit Anten Uygulamaları için Frekans-Ayarlamalı SRR Altyapısı                            | 193 |  |  |
| Adnan Sondaş, Mustafa H.B. Uçar ve Yunus E. Erdemli  |     |  |  |
| Üçgen Antenlerin Analizi   | 197 |  |  |
| Sevda BALK, Adnan KÖKSAL   |     |  |  |
| WLAN Uygulamaları için Çift-Bant Yarık-Halka Anten Tasarımı                                    | 200 |  |  |
| S. Cumhur Başaran, Fatih Üstüner, Yunus E. Erdemli   |     |  |  |
| Frekans Kaymalı Dizi Anteni Sisteminin Düzlemsel Frekans Modülasyonlu İşaret ile Gerçeklenmesi | 204 |  |  |
| Taylan EKER, Simsek DEMİR, Altunkan HIZAL  |     |  |  |
| Isınım Huzmesi Yönlendirilebilen Sur Biçimli Mikroşerit Anten Dizisi                           | 208 |  |  |
| Nihan Gökalp, Özlem Aydın Çivi   |     |  |  |
| Zaman Seçici Sönümlemeli Kanallar İçin 4 Verici Antenli Çeşitleme Yöntemi                      | 212 |  |  |
| Gökçe Hacıoğlu, Ali Gangal   |     |  |  |

| Keyfi Kesitli Dalga Kılavuzları ve İki Boyutlu Rezonatörlerin Analitik Regülarizasyon Kullanılarak<br>Modellemesi | 216 |
|---|-----|
| Türker Topal , Yu. A. Tuchkin, Olga Suvorova, Fatih Dikmen  |     |
| Yapay Açıklıklı Radarda Sınıf Karar Algoritması ile Hedef Belirlemenin İyileştirilmesi                            | 220 |
| Mesut Kartal, Sedef Kent, E. Fuad Kent, Serdar Kargin   |     |
| SAR Görüntülerinin Fourier Uzayında Hiyerarşik Gauss Markov Algoritması ile Bölütlenmesi                          | 224 |
| Sedef Kent, Mesut Kartal, İbrahim Papila, E. Fuad Kent  |     |
| Ters Yapay Açıklıklı Radar Görüntülerindeki Saçılma Merkezleri Analizi Yardımıyla Büyük ve Karmaşık               | 228 |
| Platformların Radar Soğurucu Malzeme ile Kaplanarak RKA' larının Azaltılması                                      |     |
| Betül YILMAZ, Caner ÖZDEMİR   |     |
| İletken ve Dielektrik Yüklü Karmaşık Hedeflerin Radar Kesit Alanlarının Hesaplanması ve 2-Boyutlu Ters            | 232 |
| Yapay Açıklıklı Radar İmgelerinin Çıkartılması  |     |
| Uğur SAYNAK, Alper ÇOLAK, Yasir AVCIBAŞI, Deniz BÖLÜKBAŞ, İ. Hakkı TAYYAR, Caner ÖZDEMİR                          |     |
| Çoklu-Bant Yarık-Halka Monopol Anten Tasarımı   | 236 |
| S. Cumhur Başaran, Yunus E. Erdemli   |     |
| Paralel Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemiyle Çeşitli Hava Hedeflerine Ait Radar Kesit Alanı                     | 240 |
| Değerlerinin Hesaplanması ve Karşılaştırılması  |     |
| Burak Tiryaki, Alper Ünal, Özgür Ergül ve Levent Gürel  |     |
| Devre Seriminin Baskı Devreden Işımayla Yayılan Emisyonlar Üzerindeki Etkisi                                      | 244 |
| Fatih ÜSTÜNER, Ersan BARAN  |     |
|   |     |

# Dalgalar ve Plazma

| Ultrasonik Frekansların Yüzey Temizlemede Kullanımı Ve Süreç Optimizasyonu                     |     |
|--|-----|
| Cemile Tangel, Mehmet Yakut, Ali Tangel  |     |
| Sabit Yoğunluklu Bir Ortamdaki Akustik Basınç Alanlarının Zaman Uzayında Kapalı-Form İfadeleri | 253 |
| Fatih Dikmen, H. Arda Ülkü, A. Arif Ergin  |     |
| Zaman Uzayında Gecikmeli Potansiyellerin Analitik İfadesinin İntegral Denklemlerin Zamanda     | 257 |
| Adımlama Yöntemi ile Çözümüne Uygulanması  |     |
| H. Arda Ülkü, A. Arif Ergin  |     |

# Radyo Astronomi / İyonosferik Radyo Yayılımı

| Erciyes Üniversitesi Radyo Dizge Teleskopları Yazılım Tasarımı  |     |  |
|---|-----|--|
| Mikail SARIKAVA İbrahim KÜCÜK   |     |  |
|   |     |  |
| Erciyes Universitesi Radyo Dizge Teleskopları: Teknik Özellikler                                      | 265 |  |
| İbrahim KÜÇÜK, İsmail YUSİFOV, İnci AKKAYA, Mikail SARIKAYA   |     |  |
| Radyo Astronomide Görüntü İsleme ve AIPS ile Bir Uygulama   | 269 |  |
| Nazlı Derya Dağtekin, İbrahim Küçük   |     |  |
| Meteorolojik ve Atmosferik Verilerin CBS' te Bütünleştirilerek Topografik ve Coğrafik Koşulların Orta | 275 |  |
| ve Kücük Ölcekte Radvo Teleskopların Yer Seciminde Değerlendirilmesi ve Veri Yönetimi                 |     |  |
| Sükriya Öz  |     |  |
|   |     |  |
| Su Buharı ve Kırınım İndeksi Değerlerinin Rawinsonde ve Meteoroloji Verilerinden Hesaplanarak Radyo   | 279 |  |
| Astronomi Gözlemlerinde Değerlendirilmesi   |     |  |
| Sükrive Öz  |     |  |
| İyonosferde Dikey İlerleyen HE Radyo Dalgası İçin T+R+D=1'in Doğrulanması                             | 284 |  |
| Ali Vesti i İkandışını filmat   | 204 |  |
|   |     |  |
| Alt İyon Kürede Oluşan Lep olaylarının Geçici Karakteristiklerinin İncelenmesi                        | 288 |  |
| Murat Canyılmaz, Esat Güzel   |     |  |
|   |     |  |

# Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik

| Cep Telefonlarının Yaydığı Elektromanyetik Alanların Otonom Sinir Sistemi Üzerindeki Etkilerinin |     |
|--|-----|
| İncelenmesi  |     |
| Metin Yıldız, Derya Yılmaz   |     |
| Manyetik Alanın İzole Sıçan Siyatik Siniri Üzerine Etkileri                                      | 296 |
| Özlem Coşkun, Selçuk Çömlekçi, Onur Elmas, Suat Özkorucuklu                                      |     |
| Farklı Frekanslı Kaynak Tipleri için Antalya İli Elektromanyetik Alan Seviyeleri ve Risk Analizi | 300 |
| <b>Ş</b> ükrü Özen, Selçuk Helhel, S. Cumhur Ba <b>ş</b> aran                                    |     |
| Atıksu Dezenfeksiyonunda Darbeli Elektrik Alan Uygulamaları                                      | 304 |
| Gönül Tuğrul İçemer, Emine Can   |     |
|  |     |

## Diffraction by a Terminated, Semi-Infinite Parallel-Plate Waveguide with Four-Layer Material Loading

#### Erhao Shang<sup>1</sup> and Kazuya Kobayashi<sup>2</sup>

 <sup>1,2</sup>Department of Electrical, Electronic, and Communication Engineering, Chuo University 1-13-27 Kasuga, Bunkyo-ku, Tokyo 112-8551, Japan Tel: +81-3-3817-1869, 1846 Fax: +81-3-3817-1847
 <sup>1</sup>shang@kazuya.elect.chuo-u.ac.jp, <sup>2</sup>kazuya@tamacc.chuo-u.ac.jp

The analysis of the scattering from open-ended metallic waveguide cavities has received much attention recently in connection with the prediction and reduction of the radar cross section (RCS) of a target. A number of two- and three-dimensional (2-D and 3-D) cavity diffraction problems have been analyzed thus far by means of high-frequency ray techniques and numerical methods, but it appears that the solutions obtained by these approaches are not uniformly valid for arbitrary cavity dimensions. In the previous papers [1, 2], we have considered a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with three-layer material loading as a canonical 2-D cavity geometry, and analyzed the plane wave diffraction rigorously by means of the Wiener-Hopf technique. It has been shown that our final solutions are uniformly valid for arbitrary cavity dimensions. As an important generalization to the geometry in [1, 2], we shall consider, in this paper, a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with four-layer material loading, and analyze the plane wave diffraction for both *E* and *H* polarizations using the Wiener-Hopf technique.

The geometry of the waveguide is shown in Fig. 1, where  $\phi^i$  is the incident field of *E* or *H* polarization. The waveguide plates at  $x = \pm b$  and the planar termination at  $z = -d_1$  are perfectly conducting and of zero thickness, and the four material layers I, II, III, and IV are loaded on the terminated plate. Introducing the Fourier transform of the scattered field and applying boundary conditions in the Fourier transform domain, the problem is formulated in terms of the simultaneous Wiener-Hopf equations. The Wiener-Hopf equations are solved via the factorization and decomposition procedure leading to the exact solution, which requires numerical inversion of appropriate matrix equations. Taking the inverse Fourier transform of the solution in the complex domain and using the saddle point method, the scattered field inside and outside the waveguide is explicitly evaluated. Representative numerical examples on the monostatic RCS are shown for various physical parameters and the far field backscattering characteristics of the waveguide are discussed in detail. Our final results can be used as reference solutions for validating more general approximate methods. Main results of this paper were already presented elsewhere [3-5].



Fig. 1. Geometry of the problem.

#### REFERENCES

- 1. S. Koshikawa and K. Kobayashi, "Diffraction by a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with three-layer material loading," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 949-959, 1997.
- 2. S. Koshikawa and K. Kobayashi, "Diffraction by a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with three-layer material loading: the case of *H* polarization," *Electromagnetic Waves & Electronic Systems*, vol. 5, pp. 13-23, 2000.
- 3. E. H. Shang and K. Kobayashi, "Diffraction by a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with four-layer material loading," *IEEJ Technical Report*, no. EMT-07-38, May 2007.
- 4. E. H. Shang and K. Kobayashi, "Diffraction by a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with four-layer material loading," *Proc. 2007 URSI International Symposium on Electromagnetic theory (EMTS 2007)*, O11-32-2, July 2007.
- 5. E. H. Shang and K. Kobayashi, "Diffraction by a terminated, semi-infinite parallel-plate waveguide with four-layer material loading: the case of *H* polarization," *Proc. XXIX General Assembly of the International Union of Radio Science*, No. B01.10, August 2008.

## Design, Fabrication, and Testing of a Prolate-Spheroidal Impulse Radiating Antenna for Electromagnetic Implosion

 Serhat Altunc<sup>(1)</sup>, Carl E. Baum<sup>(1)</sup>, Christos G. Christodoulou<sup>(1)</sup>, Edl Schamiloglu<sup>(1)</sup> and Selcuk Helhel<sup>\*(2)</sup>
 (1) Department of Electrical and Computer Engineering, University of New Mexico, Albuquerque, New Mexico 87131-0001, USA saltunc@ece.unm.edu

\*(2) Department of Electrical and Computer Engineering, Akdeniz University, Antalya, Turkey selcukhelhel@akdeniz.edu.tr

**Abstract:** Recent research has shown that it is possible to kill certain skin cancers by the application of fast, high-amplitude electric-field pulses. It has been suggested that it would be desirable to be able to apply fast, high-electric-field pulses without direct contact for this biological application, i.e., to irradiate them using an antenna from a distance. Although, Impulse Radiating Antennas (IRAs) have been generally developed for the transient far-field region using paraboloidal reflectors, in this paper we discuss the near field region and develop the field waveform at the second focus of a prolate-spheroidal IRA for killing skin cancer.

#### **1. Introduction**

The Impulse Radiating Antenna (IRA) is a special kind of focused aperture antenna suited for radiating very fast pulses in a narrow beam. A fast-rising step-like signal into the antenna gives an approximate delta-function response. IRAs are composed of two main parts, a conical TEM transmission line and a focusing optic which is usually either a reflector or a lens. There are two types of IRAs according to the focusing optics used. Reflector IRAs use a paraboloidal reflector and lens IRAs use lenses for focusing the fields in the aperture. Impulse Radiating Antennas (IRAs) are designed to radiate very fast pulses in a narrow beam with low dispersion and high field amplitude for different applications. IRAs have been developed for the transient far-field region using paraboloidal reflectors. However, in this paper we discuss the near field region and develop the field waveform at the second focus of a prolate-spheroidal IRA. Recent research has shown that it is possible to kill certain skin cancers by the application of fast, high-amplitude electric-field pulses. This has been accomplished by the insertion of electrodes near the tumor, with direct contact from a high-voltage pulse generator. It has been suggested that it would be desirable to be able to apply fast, high-electric-field pulses without direct contact for this biological application, i.e., to irradiate them using an antenna from a distance. This technique is much more convenient than inserting electrodes near the tumor [1].

In this paper, we design a reflector IRA in which a prolate spheroid is used as a reflector for this biological application. We feed our prolate-spheroidal IRA from the first focal point and concentrate the impulse at the second focal point [2,3].

#### 2. Description of Geometry

We choose a special case of the prolate-spheroidal IRA's geometric parameters as in [3] and it is illustrated in Figure 1a, where the geometric parameters are

$$z_p = z \text{-coordinate of the truncation plane,} \quad a, b = \text{two radii for the prolate-spheroid}$$
$$z_0 = \left(a^2 - b^2\right)^{1/2} \text{ focal distance, } \ell = a + z_0 \text{ distance can be used for normalization,}$$
(1)
$$\Psi = \text{radial coordinate}$$

For our special case in [3], we have for the present calculations

$$z_p = 0, \ a = .625 \ m, \ b = \Psi_0 = .5 \ m, \ z_0 = .375 \ m, \ \ell = 1 \ m.$$
 (2)



Figure 1. Prolate-spheroidal IRA geometry a) Side view b) Front view

Our design uses either two or four TEM feed arms. The dimensions of these feed arms are determined by 400  $\Omega$  and 200  $\Omega$  pulse impedances ( $\phi_0 = 90^\circ$ ,  $60^\circ$ ). In [2] the focal fields are calculated for a two-TEM feed-arm prolate-spheroidal IRA. However, the analytical results can be simply extended to the four-arm case [3]. Figure 1b shows the TEM feed-arms geometry. We have an increase of 1.606 in the fields using the  $60^\circ$  four-TEM feed-arm case as compared with the two-arm case. In our design we used  $60^\circ$  feed-arm because the voltage gain is nearly maximum [2] and it was easy to construct this version.

#### 3. Analytical, Experimental and Numerical Focal Waveforms

The analytical focal fields were calculated in [2] and they are summarized here as

$$E_{\delta} = \frac{V_{0}}{\pi f_{g} c} \frac{a + z_{0}}{a - z_{0}} \cot\left(\frac{\theta_{c}}{2}\right) \left[1 - \left[1 + \left[\frac{\Psi_{p}}{z_{0} - z_{p}}\right]^{2}\right]^{-1/2}\right], \quad E_{s} = \frac{V_{0}}{2\pi f_{g}} \frac{1}{z_{0} - z_{p}} \frac{a + z_{0}}{a - z_{0}} \cot\left(\frac{\theta_{c}}{2}\right) \left[1 + \left[\frac{z_{0} - z_{p}}{\Psi_{p}}\right]^{2}\right]^{-1}, \quad (3)$$

$$E_{p} = \frac{V_{0}}{2\pi f_{g} z_{0}} \tan\left(\frac{\theta_{c}}{2}\right), \quad E_{p_{2}} = \frac{V_{0}}{2\pi f_{g}} \frac{1}{z_{0}} \frac{b}{a + z_{0}} \left[1 + \left[\frac{z_{0}}{b}\right]^{2}\right]^{-1}, \quad \tan\left(\frac{\theta_{c}}{2}\right) = \left[\frac{a + z_{p}}{a - z_{p}}\right]^{1/2} \frac{a + z_{0}}{b}$$

where  $E_{\delta}$  and  $E_s$  are the impulse and step terms from the reflection from the prolate sphere and  $E_p$  is the magnitude of the prepulse wave from first focus (valid up to the time of aperture truncation). The detailed calculations for  $tan(\theta_c/2)$  are presented in [3] which is a simpler result compared with the result in [2].  $E_{p_2}$  is the prepulse term after the impulse (not included in [2]and is discussed in detail [3]),  $\theta_c$  is the angle of the feed arms with respect to the negative z axis, c is the speed of light in free space, and  $f_g = Z_c/Z_0$  is the transmission-line parameter, where  $Z_c$  and  $Z_0$  are the transmission-line and medium wave impedances, respectively. The excitation is a 1 Volt ( $V_0 = .5$  Volt) step, rising as a ramp function lasting  $t_{\delta} = 100$  ps.

The experimental Experiments were performed using two-arm and  $60^{\circ}$  four-arm prolate-spheroidal IRAs and these results are compared with analytical results in [2]. The experiment uses three components: a prolate-spheroidal reflector with feed arms, a sampling-oscilloscope, and a pulse generator. Figure. 2 shows the experimental setup for two-arm prolate-spheroidal IRA.



Figure 2. Experimental setup for a two-feed arm prolate-spheroidal IRA.

We compare our analytical, numerical and experimental focal waveforms for a two-arm prolate-spheroidal IRAs in Figure 3.



Figure 3. Analytical, numerical and experimental focal waveforms a) two b) four- arms prolate-spheroidal IRA.

#### 4. Conclusion

In this paper, a new manifestation of an IRA, in which we use a prolate spheroid as a reflector instead of a paraboloid reflector and focus in the near-field region instead of the far-field region, was investigated. The focal waveform of the prolate-spheroidal IRA has been compared analytically, numerically and experimentally. Analytical, numerical and experimental prepulses' amplitude agree very well. The analytical and numerical impulses' amplitudes agree. However, the experimental impulse amplitude was smaller than the others. It was also broader near the base. Our analytical result was based on idealized assumption and it did not account for the feed arms. Finally, for all cases the postpulse behaviors were different. However, this part of the pulse was less important for our biological application. Our concern was obtaining the largest possible impulse amplitudes at the focal point to kill skin cancer. The analytical waveform, while simple, is still good, albeit not perfect.

#### 5. References

[1]. K.H. Schoenbach, R. Nuccitelli and S.J. Beebe, "ZAP," IEEE Spectrum, Aug 2006, pp. 20-26.

[2]. Baum, C.E. (2007), Focal Waveform of a Prolate-Spheroidal Impulse-Radiating Antenna (IRA), Radio Sci. , Vol. 42, RS6S27, doi:1029/2006RS003556.

[3]. Serhat Altunc, Carl E. Baum, Christos G. Christodoulou ,Edl Schamiloglu and C. Jerald Buchenauer (2008), Focal Waveforms for Various Source Driving a Prolate-Spheroidal Impulse-Radiating Antenna (IRA), Radio Sci.,RS003775, doi:10.1029/2007RS003775.

# Koordinat Dönüşümü Yöntemiyle Tasarlanan Yön-bağımlı Metamateryallerin Elektromanyetikteki Yeni Uygulamaları

Özlem Özgün<sup>(1,2)</sup>\* ve Mustafa Kuzuoğlu<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup> Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Kuzey Kıbrıs Kampüsü (ODTÜ-KKK) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Güzelyurt, KKTC, Mersin 10 Türkiye <u>ozozgun@metu.edu.tr</u>

> <sup>(2)</sup> Orta Doğu Teknik Üniversitesi (ODTÜ) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 06531 Ankara <u>kuzuoglu@metu.edu.tr</u>

Özet: Koordinat dönüşüm tekniği, yön-bağımlı metamateryallerin tasarımında kullanılan yöntemlerden biridir. Bu bildiride, yeni koordinat dönüşüm teknikleri ve bu tekniklerin kullanıldığı elektromanyetik uygulamalar anlatılmaktadır. İlk iki yöntemde, cisimlerin ve dalga kılavuzlarının yeniden şekillendirildiği algısı yaratan yönbağımlı metamateryal yapılar tasarlanmaktadır. Son iki yöntemde ise, düşük-frekans elektromanyetik saçılım problemlerinin etkin bir şekilde çözülebilmesini ve sonlu yöntemlerin hesaplama bölgesinin sıkıştırılmasını amaçlayan benzetim teknikleri sunulmaktadır. Yöntemlerin başarısı, Sonlu Elemanlar Yöntemi ile test edilmektedir.

#### 1. Giriş

Metamateryaller, doğada bulunmayan elektromanyetik özellikleri sayesinde değişik işlevlere sahip elektromanyetik araçların tasarlanmasına imkan sağladığı için, son yıllarda birçok optik ve mikrodalga alanındaki uygulamaların ilgi odağı haline gelmiştir. Yön-bağımlı metamateryal (YBM) yapıların tasarlanmasında kullanılan yöntemlerden biri, koordinat dönüşüm tekniğidir. Bu tekniğin kullanıldığı en bilinen uygulama, elektromanyetik görünmezlik sağlayan metamateryal yapıdır [1]. Bilinen diğer bir uygulama ise, sonlu yöntemlerdeki ağ sonlandırılmasında kullanılan Tamamen Eşlenmiş Katman (TEK) tasarımıdır [2]. Koordinat dönüşüm tekniği, Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümü sırasında şeklinin değişmemesi prensibine dayanmaktadır. Diğer bir deyişle, koordinat dönüşüm tekniği, orijinal ortamı Maxwell denklemlerinin sağlandığı yön-bağımlı bir ortam haline dönüştürmektedir.

Bu çalışmada, çok çeşitli elektromanyetik uygulamalarda kullanılabilen yeni koordinat dönüşüm teknikleri sunulmaktadır. İlk olarak, elektromanyetik saçılım problemlerindeki cisimlerin yeniden şekillendirildiği algısı yaratan YBM katmanın tasarımında kullanılan yöntem açıklanmaktadır. Bu yöntemde, eğer bir cisim uygun şekilde tasarlanmış bir metamateryal katmanla kaplanırsa, uzaydaki herhangi bir gözlemci onu farklı şekildeki cisim olarak algılamaktadır. Örneğin, bu yöntem ile, cisimlerin radar kesit alanının azaltılması sağlanabilmektedir. İkinci olarak, dalga kılavuzlarının yeniden şekillendirildiği algısını oluşturan YBM dolgunun tasarımında kullanılan yöntem anlatılmaktadır. Bu yöntemde, eğer bir dalga kılavuzu uygun bir YBM ile doldurulursa, farklı şekildeki dalga kılavuzu gibi davranmaktadır. Bu yöntem, dalga kılavuzlarının minyatürleştirilmesini ve dalga kılavuzları arası geçişlerdeki kaybın azaltılmasını sağlayabilmektedir. Üçüncü olarak, düşük-frekans elektromanyetik saçılım problemlerinin etkin bir şekilde çözülebilmesi amacıyla gerçekleştirilen benzetim yöntemi açıklanmaktadır. Son olarak, sonlu yöntemlerin hesaplama bölgesinin sıkıştırılmasını ve bu sayede bilinmeyen sayısının azaltılmasını sağlayan bir benzetim yöntemi anlatılmaktadır. Tüm teknikler, Sonlu Elemanlar Yöntemi ile elde edilen sayısal örneklerle doğrulanmaktadır.

#### 2. Yön-Bağımlı Metamateryal Parametrelerinin Hesaplanması

Yeni koordinat dönüşüm tekniklerini açıklamadan önce, bu bölümde Maxwell denklemlerinin koordinat dönüşümü sırasında şeklinin değişmemesi prensibi ve YBM parametrelerinin nasıl hesaplandığı açıklanacaktır. Genel bir koordinat dönüşümü ( $\vec{r} \rightarrow \tilde{\vec{r}} = T(\vec{r})$  ve  $T:\Omega \rightarrow \tilde{\Omega}$ ), orijinal ortamı Maxwell denklemlerinin sağlandığı yön-bağımlı bir ortam haline dönüştürmektedir. Yani, Maxwell denklemlerinin şekli değişmemektedir. Koordinat dönüşümünün yarattığı ortamın sığallık ve manyetik geçirkenlik tensörleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\overline{\overline{\varepsilon}} = \varepsilon \,\overline{\overline{\Lambda}} \qquad \overline{\overline{\mu}} = \mu \,\overline{\overline{\Lambda}} \qquad \overline{\overline{\Lambda}} = (\det \overline{\overline{J}}) \left(\overline{\overline{J}}^{\mathrm{T}} \cdot \overline{\overline{J}}\right)^{-1} \tag{1}$$

Bu denklemde,  $\varepsilon$  and  $\mu$  orijinal ortam parametreleri,  $\overline{J}$  ise Jacobian tensörüdür ( $\overline{J} = \partial(\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z}) / \partial(x, y, z)$ ). Eğer orijinal ortam herhangi yön-bağımlı bir ortam ise ( $\overline{\varepsilon'}, \overline{\mu'}$ ), YBM tensörleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\overline{\overline{\varepsilon}} = \left(\overline{\overline{J}}^{-1}\right)^{\mathrm{T}} \cdot \overline{\overline{\varepsilon}}' \cdot \left(\overline{\overline{J}}^{-1}\right) / \det\left(\overline{\overline{J}}^{-1}\right) \qquad \overline{\overline{\mu}} = \left(\overline{\overline{J}}^{-1}\right)^{\mathrm{T}} \cdot \overline{\overline{\mu}}' \cdot \left(\overline{\overline{J}}^{-1}\right) / \det\left(\overline{\overline{J}}^{-1}\right) \qquad (2)$$

#### 3. Elektromanyetik Saçıcıların Yeniden Şekillendirilmesi

Bu bölümde, elektromanyetik saçılım problemlerindeki cisimlerin yeniden şekillendirildiği algısı yaratan YBM katman tasarlanmaktadır [3]. Herhangi bir cisim, uygun şekilde tasarlanmış bir YBM katmanla kaplandığı takdirde, uzaydaki herhangi bir gözlemci onu şekil değiştirmiş bir cisim olarak algılamaktadır. Bu yöntem, görünmezlik sağlayan yaklaşımın daha genel bir halidir. Görünmezlik yaklaşımında, YBM katman, cismi noktaya dönüştürmektedir. Ancak, bu yeni yöntemde, YBM katman, cismi başka bir şekildeki cisme dönüştürmektedir. Yeniden-şekillendirici YBM katman tasarımı Şekil 1'de gösterilmektedir. Bu yöntemde, YBM katman ( $\Omega_M$ ) içindeki her bir P noktası,  $\tilde{\Omega} = \Omega \cup \Omega_M$  ile gösterilen bölge içindeki  $\tilde{P}$  noktasına dönüştürülmektedir. Bu koordinat dönüşümü şu şekilde tanımlamaktadır:

$$\tilde{\vec{r}} = \frac{\|\vec{r}_{\rm M} - \vec{r}_{\rm y}\|}{\|\vec{r}_{\rm M} - \vec{r}_{\rm o}\|} (\vec{r} - \vec{r}_{\rm o}) + \vec{r}_{\rm y}$$
(3)

Bu denklemde,  $\vec{r}$ ,  $\vec{\tilde{r}}$ ,  $\vec{r}_{M}$ ,  $\vec{r}_{o}$  ve  $\vec{r}_{v}$ , sırasıyla P,  $\tilde{P}$ ,  $P_{M}$ ,  $P_{o}$  and  $P_{y}$  noktalarının konum vektörleridir. Birim vektör

 $\hat{a}$ , en iç bölgedeki herhangi bir noktadan (örneğin, ağırlık merkezinden) P noktasına doğru yönlenmektedir. Kare kesitli silindirin çembersel kesite dönüştürüldüğü benzetim sonuçları Şekil 2'de sunulmaktadır. Kare kesitli silindirin görünmez yapıldığı benzetim sonuçları ise Şekil 3'de gösterilmektedir.

#### 4. Dalga Kılavuzlarının Yeniden Şekillendirilmesi

Bu bölümde, dalga kılavuzlarının yeniden şekillendirildiği algısını oluşturan YBM dolgu tasarlanmaktadır [4-5]. Bir dalga kılavuzu uygun tasarlanmış bir YBM ile doldurulursa, şekil değiştirmiş dalga kılavuzu gibi davranmaktadır. Diğer bir deyişle, orijinal ve eşdeğer dalga kılavuzları, eşit kesim frekanslarına (özdeğerlerine) sahiptir, ve bu iki dalga kılavuzu içindeki dalgalar birbiriyle ilintilidir. Şekil 4(a)'da gösterilen bu yöntemde, YBM dolgu ( $\Omega_M$ ) içindeki her bir P noktası,  $\tilde{\Omega} = \Omega \cup \Omega_M$  içindeki  $\tilde{P}$  noktasına, şu şekilde dönüştürülmektedir:

$$\tilde{\vec{r}} = \frac{\parallel \vec{r}_{o} \parallel}{\parallel \vec{r}_{e} \parallel} \vec{r}$$
(4)

Kare kılavuzun çembersel kılavuza dönüştürüldüğü benzetim sonuçları Şekil 4(b)'de sunulmaktadır. Ayrıca, kılavuzların minyatürleştirilmesi ve kılavuzları arası geçişleri gösteren sonuçlar Şekil 4(c)'de gösterilmektedir.

#### 5. Düşük-Frekans Saçılım Problemlerinin Etkin Çözümü

Bu bölümde, düşük-frekans elektromanyetik saçılım problemlerinin etkin bir şekilde çözülebilmesi amacına yönelik benzetim yöntemi açıklanmaktadır [6]. Düşük-frekans saçılım problemlerini sonlu yöntemlerle çözerken, elektriksel olarak küçük cismin yeterli doğrulukta modellenebilmesi için, çok fazla sayıda bilinmeyen içeren ve birbiçimli olmayan ağ yapılarının yaratılması gerekmektedir (bknz. Şekil 5(a)). Ayrıca, bu problemlerin sınırsız uzay bölgesini, TEK gibi yapay sınır veya katmanlarla sonlandırırken, bu katmanların cisimden yeterince uzağa yerleştirilmesi gerekliliği nedeniyle bilinmeyen sayısı artmaktadır. Bu gereklilikler, düşük-frekans saçılım problemlerininin çözümünü zorlaştırmaktadır. Yeni yöntemde ise, orijinal problem yerine, YBM katmanlar sayesinde gerçekleştirilen ve daha az sayıda bilinmeyen içeren birbiçimli ağ yapısına sahip eşdeğer problem çözülmektedir (bknz. Şekil 5(b)). Diğer bir deyişle, YBM katman, düşük-frekans problemini göreli olarak yüksek-frekans problemine dönüştürmektedir. Bu yöntemin ilginç bir özelliği, farklı şekillere sahip cisimleri, aynı ağ yapısını kullanarak ve sadece YBM içindeki materyal parametrelerini değiştirerek çözebilmesidir. Bu yöntemde, cisimden belirli bir mesafede YBM katman oluşturulmaktadır (bknz. Şekil 5(b)). YBM katman ( $\Omega_M$ ) içindeki her bir P noktası,  $\tilde{\Omega} = \Omega \cup \Omega_M$  içindeki  $\tilde{P}$  noktasına, aşağıdaki şekilde dönüştürülmektedir:

$$\tilde{\vec{r}} = \frac{\|\vec{r}_{a} - \vec{r}_{c}\|}{\|\vec{r}_{a} - \vec{r}_{b}\|} (\vec{r} - \vec{r}_{b}) + \vec{r}_{c}$$
(5)

Yarıçapı  $\lambda/20$  olan çembersel silindirik cisme ait radar kesit alanı sonuçları Şekil 5(c)'de gösterilmektedir.

#### 6. Sonlu Yöntemlerde Uzamsal Alan Sıkıştırması

Bu bölümde, sonlu yöntemlerin hesaplama bölgelerinin sıkıştırılmasını ve bu sayede bilinmeyen sayısını azaltan benzetim yöntemi açıklanmaktadır (bknz. Şekil 6(a)). Dış-bükey olmayan cisimlerin yer aldığı problemleri çözerken, hesaplama bölgesi ve TEK gibi katmanlar, cisim üzerine dış-bükey olarak tasarlanmalıdır. Bu nedenle, serbest-uzay bölgesinde çok fazla bilinmeyen oluşmaktadır. Yeni teknikte ise, bölgeyi sıkıştıracak şekilde tasarlanan YBM katman kullanılarak daha az bilinmeyenli eşdeğer problem çözülmektedir. YBM katman içindeki her bir P noktası,  $\tilde{\Omega} = \Omega'_{su} \cup \Omega'_{TEK} \cup \Omega_{M}$  içindeki  $\tilde{P}$  noktasına, aşağıdaki şekilde dönüştürülmektedir:

$$\tilde{\vec{r}} = \frac{\|\vec{r}' - \vec{r}_{\rm b}\|}{\|\vec{r}_{\rm a} - \vec{r}_{\rm b}\|} (\vec{r} - \vec{r}_{\rm b}) + \vec{r}_{\rm b}$$
(6)

Kenar boyutu  $8\lambda$  olan L-şeklindeki silindirik cisme ait saçılan alan konturları Şekil 6(b) ve (c)'de gösterilmektedir.



Şekil 1. Saçıcıların yeniden şekillendirilmesi tekniği.



Şekil 2. Kare silindirin çembersel silindire dönüştürülmesi, (a) Eşdeğer problem benzetimi, (b) Orijinal problem benzetimi. (Konturlar, elektrik alanın reel kısmını göstermektedir. Serbest-uzay  $\Omega_{SU}$  içindeki değerler aynıdır.)



Şekil 3. Kare kesitli silindirin görünmez yapılması, (b) Eşdeğer problem benzetimi, (c) Orijinal problem benzetimi. (Konturlar, elektrik alanın reel kısmını göstermektedir. Serbest-uzay  $\Omega_{SU}$  içindeki değerler aynıdır.)



**Şekil 4**. (a) Dalga kılavuzlarının yeniden şekillendirmesi tekniği, (b) Kare kılavuzun çembersel kılavuza dönüştürülmesi (Siyah ve gri eğriler, sırasıyla eşdeğer ve orijinal kılavuz içindeki alan örüntüsünü göstermektedir,  $TM_{22}$  modu), (c) Paralel-levha kılavuzun minyatürleştirilmesi ( $\Omega_{SU}$  içindeki değerler aynıdır).



Şekil 5. Düşük-frekans saçılım problemi: (a) Orijinal problem, (b) Eşdeğer problem, (c) Radar kesit alanı profili.



Sekil 6. (a) Uzamsal alan sıkıştırması tekniği, (b) Orijinal problem benzetimi, (c) Eşdeğer problem benzetimi.

#### 7. Açıklama

Bu çalışma, ilk yazarın ODTÜ Ankara kampüsünde bulunduğu sırada gerçekleşmiştir.

#### Kaynaklar

[1]. Pendry JB, Schurig D., ve Smith DR, "Controlling electromagnetic fields," Science, 312, s.1780-1782, 2006.

[2]. Ozgun O., ve Kuzuoglu M., "Non-Maxwellian locally-conformal PML absorbers for finite element mesh truncation," IEEE Trans. Antennas Propagat., 55(3), s. 931-937, 2007.

[3]. Ozgun O., ve Kuzuoglu M., "Electromagnetic metamorphosis: Reshaping scatterers via conformal anisotropic metamaterial coatings," Microwave Opt. Technol. Lett., 49(10), s. 2386-2392, 2007.

[4]. Ozgun O., ve Kuzuoglu M., "Utilization of anisotropic metamaterial layers in waveguide miniaturization and transitions," IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., 17(11), s. 754-756, 2007.

[5]. Ozgun O., ve Kuzuoglu M., "Form-invariance of Maxwell's equations in waveguide cross-section transformations," Electromagnetics, 2008 (basılacak).

[6]. Ozgun O., ve Kuzuoglu M., "Efficient finite element solution of low-frequency scattering problems via anisotropic metamaterial layers," Microwave Opt. Technol. Lett., 50(3), s. 639-646, 2008.

# Orta Dalga AM Radyo Vericilerinin Büyük İletken Yapılarla Etkileşimi ve İnsan Sağlığına Etkileri

Fatih ÜSTÜNER TÜBİTAK UEKAE Gebze, Kocaeli fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr

Özet: Yüksek güçlü yayın yapan Orta dalga AM radyo vericilerinin inşaat çalışmalarında kullanılan vinç türü büyük yapılar üstünde oluşturması muhtemel etki İstanbul Çatalca'da kurulumu devam eden rüzgar enerjisi santrali (RES) inşaatı sırasında somut olarak ortaya çıkmıştır. Oluşan etki insan sağlığını tehdit edici boyutta olmuştur. Problemin tespitine yönelik ölçümler yapılmıştır. Ayrıca problemin çözümüne yönelik bilgisayar simülasyonu yapılmıştır.

#### 1. Giriş

İstanbul Çatalca'da kurulumu devam eden bir rüzgar enerjisi santrali (RES) inşaatı sırasında elektromanyetik etkileşim problemine rastlanmıştır. Rüzgar türbini kule elemanlarının yerine montajı esnasında montaj personelinin çarpılma, el yanığı gibi durumlarla karşılaşması üzerine sahada elektromanyetik ortam incelemesi yapılmıştır. Rüzgar türbinlerinin monte edileceği kulelerin montajında kullanılan 110 m yükseklikteki vinçte 702 kHz frekansında akımların dolaştığı ve vincin özellikle kanca bölümünde yüksek elektrik alanlar olduğu tespit edilmiştir. Yapılan araştırma sonucu vincin üzerindeki akımlara yol açan unsurun yaklaşık sekiz kilometre uzaklıkta kurulu TRT Çatalca Orta Dalga AM vericisi olduğu tespit edilmiştir. İnsan sağlığı açısından tehlike arz etmesi nedeniyle inşaat çalışmaları durdurulmuş ve alınacak tedbirlerin belirlenmesine karar verilmiştir. Problemin daha iyi anlaşılması ve çözüme ilişkin önerilerin belirlenmesi için problemin bilgisayarda simülasyonuna karar verilmiştir.

#### 2. Problemin Tanımı

İstanbul Çatalca'da inşaatı eden rüzgar enerjisi santrali (RES) projesinde her biri 3 MW güce sahip 20 adet rüzgar türbini kurulmaktadır. Kurulan rüzgar türbinlerinin kule yüksekliği 80 m ve pervane palleri ise 44 m uzunluğundadır (Bkz. Şekil 1 (a)). Bu büyüklükte yapıların montajında çok büyük ölçekli vinçlerden yararlanılmaktadır. Çatalca RES kurulumunda MANITOWOC 16000 modeli yaklaşık 110 m bom yüksekliği olan bir vinç kullanılmaktadır (Bkz.Şekil 1 (b)).



Şekil 1 MANITOWOC 16000 Vinci (a) ve montajı yapılan bir rüzgar türbini (b)

Kule elemanlarının, türbinin ve pervane pallerinin yerine montajı esnasında montaj personelinin çarpılma, el yanığı gibi durumlarla karşılaşması üzerine kurulumu yapan firmanın talebi üzerine bir saha araştırması gerçekleştirilmiştir. Saha araştırmasında öncelikle vinç çevresinde geniş bantlı elektrik alan probuyla elektrik alan ölçümü yapılmıştır. Özellikle vinç kancası çevresinde yarım metre mesafede 200 V/m seviyelerinde alan şiddeti ölçülmüştür. Ancak alan şiddetinin kancadan uzaklaştıkça hızla düştüğü de gözlenmiştir. Vincin ana gövdesi civarında alan şiddetinin 10 V/m'ler seviyesinde olduğu görülmüştür. Bu tip yüksek seviyeli elektrik alanların ancak vinc üzerinde dolasan akımlar vasıtasıyla olusacağı temel öngörüsüyle vincin ana gövdesinde tespit edilen bir noktada elektromanyetik girişim alıcısı ile frekans seçici akım ölçümü yapılmasına karar verilmistir. Vinc üzerinde bulunan uygun bir noktaya akım probu kelepcelenmis ve 100 kHz - 3000 kHz arasında spektral akım yoğunluğu ölçülmüştür. Elde edilen akım spektral yoğunluğunda iki nokta frekansta, akımın yüksek olması dikkat çekmiştir. Bu frekanslardan birinin 702 kHz'de diğerinin ise 1017 kHz'de olduğu tespit edilmiştir. Özellikle 702 kHz'deki işaretin çok güçlü olduğu belirlenmiştir (Bu frekansta elde edilen akım seviyesi 84.3 dBuV - 4.3 dB = 80 dBuA'dir. Bu seviye 10 mA'e denk gelmektedir). Alıcıda bu frekansa ayar yapıldıktan sonra 702 kHz'de AM demodülasyon gerçekleştirilmiş ve dinleme yapılmıştır. Dinlemede işaretin bir radyo yayınına ait olduğu tespit edilmiştir. Yapılan kısa bir araştırmadan sonra bu işaretin Çatalca'da orta dalgadan yayın yapan bir TRT radyo vericisinden kaynaklandığı tespit edilmiştir (1017 kHz'de çıkan işaretin ise Mudanya'daki yine bir TRT vericisine ait olduğu ayrıca tespit edilmiştir).

TRT radyo vericisinden yayılan elektromanyetik dalgaların vinç üzerinde akım endüklemesi sonucu vincin bir yansıtıcı gibi çalıştığı ortaya çıkmıştır. Vincin boyutlarının yayın frekansının dalgaboyuyla mukayese edilebilir seviyede olması problemin daha yüksek seviyede hissedilmesine yol açmıştır (702 kHz'de dalgaboyu 427 m'dir. Vincin ana bomu 110 m yüksekliğindedir. Bir başka deyişle çeyrek dalgaboyu uzunluğundadır).

Vincin kancasına bağlı olarak gelen malzemeyi yerine montaj yapmak için temas eden personel bir anlamda yansıtıcı anten gibi davranan enerjilenmiş yapıya temas etmekte ve üzerinden akım akmaktadır. Bu akım personelin etkilenmesine neden olmakta ve temas noktasındaki deride yanıklara yol açabilmektedir. Topraklama ile bu problemin tamamen halledilmesi mümkün değildir. Çünkü kanca topraklaması için kullanılacak iletkenin kendisi de oluşan vinç antenin bir yapısı gibi davranacaktır. Yerden 80 m yüksekte toprak iletkeninin gösterdiği empedans ile montaj personeli ile birlikte ayağının temas ettiği malzemenin gösterdiği empedans arasındaki farklılık akım paylaşımındaki farka yansıyacaktır. Eğer personel ve üzerinde bulunduğu yapı daha düşük empedans gösterirse vincin üzerinde dolaşan akım personel üzerinden geçecektir. Montaj senaryosu ve elektriksel eşdeğeri Şekil 2'de verilmiştir. Bu öngörü bilgisayar simülasyonu ile sorgulanmıştır.



Şekil 1 Montaj Senaryosu ve Elektriksel Eşdeğeri

#### 3. Bilgisayar Simülasyonu

Problemin daha iyi anlaşılması ve çözüme ilişkin önerilerin daha iyi anlaşılması için problemin bilgisayarda simülasyonuna karar verilmiştir. TRT Çatalca Radyo Vericisi 702 kHz frekansında yayın yapmaktadır. RF çıkış gücü 550 kW'dır. Verici anteni 230 m yüksekliğinde yaklaşık yarım dalga boyunda bir monopol antendir. Monopol antenin toprak düzlemi 120 adet gömülü radyal telden oluşmaktadır. TRT Çatalca Radyo Vericisi 41<sup>0</sup>11'30'' Kuzey enlemi ve 28<sup>0</sup>30'44'' Doğu boylamında deniz seviyesinden 50 m yükseklikte yer almaktadır. Vincin bulunduğu Çatalca RES montaj sahası yaklaşık 41<sup>0</sup>09'00'' Kuzey enlemi ve 28<sup>0</sup>25'35'' Doğu boylamının geçtiği bölgede yer almaktadır. Deniz seviyesinden yaklaşık 300 m yüksekliktedir. Montaj sahasının TRT Çatalca Radyo Vericisine uzaklığı yaklaşık sekiz kilometredir. Problem NEC moment yöntemi koduyla [1] modellenmiş ve çözümlenmiştir.

Modellemede TRT Radyo vericisi 230 metre yükseklikte bir monopol anten ve 120 adet toprağa gömülü radyal dağılımlı toprak iletkeniyle modellenmiştir. Toprak modelinde ITU Recommendation P527-3 dokümanında yer alan normal nemli toprak için verilmiş elektriksel parametreler kullanılmıştır (iletkenlik  $\sigma = 10 \text{ mS/m}$ , dielektrik sabit  $\epsilon r = 30$ )[2]. Anten her biri yaklaşık 10 m olan yaklaşık 3000 segman kullanılarak modellenmiştir. Vincin modellenmesinde uzunluğu yaklaşık 10 m ve çapı 10 cm olan yaklaşık 200 segman kullanılmıştır. Ana bom ve yardımcı bomun modellenmesinde kafes yapı kullanılmıştır.

Simülasyonda üç ayrı durum için üç farklı senaryo denenmiştir. Bu durum ve senaryolar şunlardır:

- Durum A: Kanca topraklanmamış, personel 60 metre yükseklikte ikinci kule elemanıyla üçüncü kule elemanı arasında
  - Senaryo 1: Personel çıplak el ve çıplak ayakla kule elemanlarıyla temas ediyor.
  - Senaryo 2: Personel çıplak el ve yalıtkan ayakkabı ile kule elemanlarıyla temas ediyor.
  - Senaryo 3: Personel yalıtkan eldiven ve yalıtkan ayakkabı ile kule elemanlarıyla temas ediyor.
- Durum B: Kanca uzun bir topraklama kablosu ile topraklanmış, personel 60 metre yükseklikte ikinci kule elemanıyla üçüncü kule elemanı arasında
  - Senaryo 1: Personel çıplak el ve çıplak ayakla kule elemanlarıyla temas ediyor.
  - Senaryo 2: Personel çıplak el ve yalıtkan ayakkabı ile kule elemanlarıyla temas ediyor.
  - Senaryo 3: Personel yalıtkan eldiven ve yalıtkan ayakkabı ile kule elemanlarıyla temas ediyor.
- Durum C: Kanca topraklanmamış, personel 60 metre yükseklikte ikinci kule elemanıyla üçüncü kule elemanı arasında, ikinci kule elemanıyla üçüncü kule elemanı arasında personele paralel bağlı 2 cm çapında ve 2 m uzunluğunda bir topraklama teli mevcut
  - Senaryo 1: Personel çıplak el ve çıplak ayakla kule elemanlarıyla temas ediyor.
  - Senaryo 2: Personel çıplak el ve yalıtkan ayakkabı ile kule elemanlarıyla temas ediyor.
  - Senaryo 3: Personel yalıtkan eldiven ve yalıtkan ayakkabı ile kule elemanlarıyla temas ediyor.



Personeli modellemekte kullanılan empedanslar için literatürdeki veriler kullanılmıştır [3,4]. Birinci senaryoda personel seri bağlı 430 ohm direnç ve 10 uF kondansatörle modellenmiştir. İkinci senaryoda personel seri bağlı 430 ohm direnç ve 60 pF kondansatörle modellenmiştir. Üçüncü senaryoda personel seri bağlı 430 ohm direnç

ve 20 pF kondansatörle modellenmiştir. Elektromanyetik modelde personel 2 m uzunluğunda 40 cm çapında bir segmanla modellenmiş olup senaryoya bağlı olarak gerekli direnç ve kondansatör elemanlarıyla seri yüklenmiştir.

Durum A (vincin kancası topraklanmamış) modeli Şekil 4 (a)'da verilmiştir. Siyah nokta personeli belirtmektedir. Durum B (vincin kancası uzun kablo ile topraklanmış) modeli ise Şekil 4 (b)'de verilmiştir. Durum C (vincin kancası topraklanmamış, personele paralel bir lokal kısa topraklama kablosu mevcut) modeli ise Şekil 4 (c)'de verilmiştir. Topraklama kablosu yaklaşık 10 m uzunluğunda 2 cm çapında segmanlarla modellenmiştir. Kule elemanları 40 cm çapında segmanlarla kafes yapı şeklinde modellenmiştir. Simülasyon sonucu personel üzerinden geçen akım değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

|           | Durum A | Durum B | Durum C |
|-----------|---------|---------|---------|
| Senaryo 1 | 235 mA  | 214 mA  | 16 mA   |
| Senaryo 2 | 54 mA   | 44 mA   | 2 mA    |
| Senaryo 3 | 18 mA   | 14 mA   | 0.8 mA  |

#### Tablo 1 Personel Üzerinden Geçen Akım Seviyeleri

Tabloda verilen akım seviyelerinin 700 kHz'de insan üzerinde ne gibi etkiler oluşturabileceğini ilişkin literatürde çeşitli yayınlar mevcuttur. Bu yayınlara göre 100 mA'in üstündeki akım geçişlerinde insan vücudu bunu hissetmekte ve tepki vermektedir [4]. IEEE C95.1 dokümanında bu konuda verilen kavrama teması (grasping contact) akım sınır değeri 100 mA'dir [5].

Elde edilen sonuçlar ışığında aşağıdaki hususlar ortaya çıkmıştır:

- 1. Personelin kule elemanlarıyla temas ederken yalıtkan eldiven ve ayakkabı kullanması üzerinden geçen akımı düşürmektedir.
- 2. Uzun topraklama kablosu kullanarak kancanın topraklanması akım miktarını hissedilir seviyede düşürmemektedir.
- 3. Kule elemanları arasında personele paralel kısa topraklama kablosu kullanılması personel üzerinden geçen akımı hissedilir şekilde düşürmektedir.

#### 5. Sonuç

Çatalca RES kurulumunda rastlanan elektromanyetik etkileşim problemi incelenmiştir. İncelemeye göre elektromanyetik etkinin kaynağı TRT Çatalca Radyo Vericisidir. Problem modellenmiş ve farklı durum/senaryolar için bilgisayar simülasyonu yapılmıştır. Sonuç olarak kanca topraklamasının tek başına problemi çözemeyeceği görülmüştür. Problemin çözümü için alternatif üç yol olduğu belirlenmiştir:

- Vericinin montaj sırasında yayınını kesmesi
- Montaj personelinin yalıtkan eldiven ve yalıtkan ayakkabı ile çalışması
- Kancanın kaldırdığı malzemeye elektriksel bağlantısının yapılması ve montaja başlamadan malzemenin mümkün olduğu kadar kısa bir topraklama kablosu ile monte edileceği elemanlara elektriksel bağlantısının gerçekleştirilmesi

#### Kaynaklar

NEC, Numerical Electromagnetics Code Version 4.1, Lawrence Livermore Ulusal Laboratuvari, ABD, 1992
 ITU Recommendation P527-3, Electrical characteristics of the surface of the Earth, ITU, 1992

[3]. Kanal H., Chatterjee I., Gandhi O.P., "Human Body Impedance for Electromagnetic Hazard Analysis in the VLF to MF Band", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No.8, Ağustos 1984

[4]. Chatterjee I., Wu D., Gandhi O.P., "Human Body Impedance and Threshold Currents for Perception and Pain for Contact Hazard Analysis in the VLF to MF Band", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-33, No.5, Mayıs 1986

[5]. IEEE C.95.1-2005, IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE, 2005

# Veri Boşluklarında Toplam Elektron Niceliği Öngörümü

Erdem Türker Şenalp<sup>1</sup>\*, Ersin Tulunay<sup>1</sup>, Yurdanur Tulunay<sup>2</sup> (1) Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektronik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara senalp@eee.metu.edu.tr, ersintul@metu.edu.tr,

> (2) Orta Doğu Teknik Üniversitesi Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü Ankara ytulunay@metu.edu.tr

(\*) Şu anda 'BAE Systems, Advanced Technology Centre', Bristol, İngiltere'de çalışmaktadır.

Özet: Toplam Elektron Niceliği (TEC), bir çok radyo yayılımı uygulamaları için önemli bir değiştirgendir. 1990'lardan beri Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde (ODTÜ) TEC öngörümü gibi iyonyuvarsal süreçlerin tanınması için veri sürüşlü benzekler geliştirilmiştir. Öngörülerde başarım yüksektir. Veri sürüşlü benzekler verideki boşluklardan olumsuz etkilenmektedir. Olumsuz etkileri azaltmak için veri boşluklarında TEC öngörümü bu çalışmada sunulmaktadır. Yüksek kesinlik ve duyarlılık amacıyla, akıllı teknikler kullanılmıştır. Gerçekleştirilen durum çalısmasında, başarım değerlendirmesi amacıyla veri boşlukları yapay olarak oluşturulmuş ve veri boşluklarında TEC öngörü sonuçları tartışılmıştır.

#### 1. Giriş

ODTÜ'de havacılık ve elektrik mühendislerinden oluşan bir grup, AB-COST-TIST Eylemlerinin parçası olarak Yer'e yakın uzay süreçlerinde öngörülerde ve dizge belirlemesinde veri sürüşlü benzekleri geliştirmektedir [1]-[2]-[3]-[4]-[5]-[6]-[7]-[8]. Güncel çalışmalarda "Sinirsel Ağlar ve Ardışık Benzekleme" sağladığı yüksek başarımla öne çıkmıştır [9]-[10]-[11]-[12] -[13].

Toplam Elektron Niceliği (TEC) özellikle Yüksek Frekans (HF) iletişim parametrelerini etkileyen ve iletişim planlamasında ve uygulamalarda öngörülmesi gereken Yer'e yakın uzay süreçleri değiştirgenlerindendir. Veri boşlukları, veri sürüşlü öngörü benzeklerinin başarımını olumsuz etkilemektedir.

Bu çalışmada yazarların geliştirdiği ODTÜ Sinirsel Ağlar ve Ardışık Benzeği (METU-NN-C) kullanılarak veri boşlularında TEC öngörüleri gerçekleştirilmiştir. Yazarların bir önceki çalışmasında TEC öngörüsü için sunduğu ve veri boşluklarının doldurulmasında da kullandığı benzeğin veri tamken başarım çözümlenmesi yapılmış, veri boşluklarındaki başarım çözümlemesi yapılmamıştı [13]. Şimdiki çalışmada ise başarım değerlendirmesi amacıyla güneş olaylarının bozuculuğunun yüksek olduğu örnek zaman dilimleri için örnek TEC veri tabanı üzerinde yapay veri boşlukları oluşturulmuş ve öngörü değerleri gözlem değerleri ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen yüksek başarım umut vericidir.

Hammerstein dizge benzeklemesine dayalı ardışık benzeklerde veri girişi ve devingen dizge çözümlemesi basittir, çünkü devingenlik doğrusal öbekte benzeklenmektedir; ve sağladığı yapısal avantajlarla ardışık benzekler doğrusal olmayan pek çok doğal ve endüstriyel süreçler için başarıyla kullanılmaktadır [9]-[10]-[11]-[12]-[13]-[14]-[15]-[16]-[17].

METU-NN-C'nin yapısı Şekil 1'de gösterilmektedir. METU-NN-C, Hammerstein dizge benzeklemesine dayalı ardışık iki öbekli METU-C benzeğini ve ara değişkenleri kestiren öbek olarak kullanılan METU-NN'yi içermektedir. METU-NN bir gizli katmandan oluşan ileri besleme Sinirsel Ağ işlem grubudur (İşlem Grubu: 1), ve yalnız eğitimde kullanılmıştır. METU-C, ilki duruk doğrusal olmayan öbek, ikincisi devingen doğrusal öbek olmak üzere ardışık iki öbekten oluşmaktadır. Benzeğin duruk doğrusal olmayan ilk öbeğinde (İşlem Grubu: 2)

Bezier özel eğrilerinin gösterimleri, ikinci öbekte (İşlem Grubu: 3) ise devingen doğrusallık kullanılmıştır. Eğitimde Levenberg-Marquardt optimizasyon tekniği kullanarak, öbeklerin değiştirgenleri hesaplanmıştır [18].



Şekil 1. METU-NN-C yapısal çizeneği ve işlem grupları

Bu durum çalışmasında, eğitim sonrası uygulamada çıktı olarak TEC değerleri bir saat ileri öngörülmüş, gelecekteki veri boşlukları süreç içinde öngörülerek doldurulmuştur. Veri tam ise gözlem değerleri girdi olarak kullanılmış, veri tam değilse girdilerdeki veri boşlukları da önceki öngörü çıktı değerleri ile doldurulmuştur.

#### 2. Girdiler ve Bezier Eğrileri Kullanılarak Doğrusal Olmayanlığın Gösterimi

Bilgisayar grafiği uygulamalarında Bezier eğrileri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [19]. Yazarlar METU-NN-C'de doğrusal olmayanlığın duruk gösteriminde Bezier eğrilerini de kullanmıştır [10]-[11]-[12]-[13].

Eğitimde 1 Nisan – 31 Mayıs 2000 ve 2001 tarihlerinde GPS ölçümlerinden elde edilmiş olan 10 dk. aralıklı Chilbolton (51.8° N; 1.26° W) istasyon TEC verileri; uygulamada ise 2002'deki aynı ayları içeren 10 dk. aralıklı Hailsham (50.9° N; 0.3° E) istasyon TEC verileri kullanılmıştır [10]-[12]-[13]-[20]. METU-NN-C'nin ilk girdisi güncel TEC; diğer dört girdisi ise dakikanın ve günün trigonometrik bileşenleridir [9]-[10]-[12]-[13]. Bu girdiler,  $u_p(k)$ , duruk öbekte Bezier eğrileri ile ara değiştirgenleri,  $x_q(k)$ , gösterir (Denklem 1) [19]. Ara değiştirgenlerin güncel değerleri ile 1 ve 2 saat öncelerinin devingen öbekte doğrusal ilişkisinden 1 saat ileri TEC öngörüsü benzek çıktısı, y(k), olarak elde edilir (Denklem 2). Bir saat sonra TEC değeri gözlenemediyse bu öngörü ile olası veri boşluğu da doldurulur. Dolayısıyla, veri boşluğu var ise, bir sonraki bir saat ileri öngörüde, bir önceki çıktı, y(k), benzeğin ilk girdisi, yani güncel TEC değeri olarak kullanılır [13].

$$x_{q}(k) = \sum_{p=1}^{R=5} f[u_{p}(k)] = \sum_{p=1}^{R=5} \sum_{i=0}^{m=3} B_{pi} \cdot \frac{m!}{i!(m-i)!} u_{p}^{i}(k) [1 - u_{p}(k)]^{m-i}$$
(1)  
$$y(k) = \sum_{q=1}^{S=6} \sum_{j=0}^{n=2} h_{q}(j) \cdot x_{q}(k-j)$$
(2)

#### 3. Sonuçlar ve Yorum

Uygulamada, 1 Nisan – 31 Mayıs 2002 Hailsham TEC verileri kullanılarak 10 dk. aralıklı 1 saat ileri TEC öngörüleri yapılmıştır. Güneş fırtınaları ve dolayısıyla dizge üzerinde bozucuların yoğun olduğu 18-24 Nisan 2002'de gündüz ve gece her biri üç saatlik dört adet yapay veri boşluğu oluşturulmuş, METU-NN-C'nin bu boşlukları da dolduran öngörüleri gözlem değerleriyle karşılaştırılmıştır (Şekil 1). Başarım çözümlemesi için: Şekil 1, gözlenen ve öngörülen TEC değerlerini örnek süre dilimlerinde göstermektedir; Şekil 2, saçınım çizenekleri ve uyum doğrularını; Tablo 1, yanılgı değerlerini ve çarpraz ilinti katsayılarını vermektedir.



Şekil 2. Gözlenen (katı) ve METU-NN-C ile öngörülen TEC (noktalar). (a) 18-24.04.2002; (b) 18.04.2002; (c) 19.04.2002; (d) 23.04.2002 için.



Şekil 3. Saçınım çizeneği ve uyum doğrusu. (a) 1 Nisan – 31 Mayıs 2002; (b) Yapay veri boşlukları için.

| Tablo 1. Yanılgı Tablosu  |      |      |      |  |  |  |
|---|------|------|------|--|--|--|
| Süre Dilimi Normallenen Yanılgı (%) Mutlak Yanılgı (TECu) Çarpraz İlinti Katsayı (x |      |      |      |  |  |  |
| 1 Nisan – 31 Mayıs 2002   | 5.54 | 1.11 | 98.7 |  |  |  |
| Yapay veri boşlukları için  | 5.79 | 1.04 | 99.6 |  |  |  |

Tüm uygulama süre dilimi için ve yalnız yapay veri boşluklarını içeren uygulama süre dilimi için saçınım çizeneğindeki uyum doğrusunun eğiminin 1'e yakın olması ve düşük yanılgı değerleri, öngörüde yanılgı değer

fonksiyonunun evrensel en küçüklüğü geldiğini göstermektedir. Yine saçınım çizeneğindeki noktaların uyum doğrusuna olan uzaklıklarının düşüklüğü ve yüksek ilinti katsayıları ise benzeğin doğrusal olmayanlığı öğrendiğini belirtmektedir. Bu çalışmada, METU-NN-C ile TEC öngörüleri, özellikle veri boşlukları için irdelenmiştir. Durum çalışması sonuçları oldukça ümit vericidir. Mutlak yanılgı 2 TECu'dan düşük olduğundan iletişim uygulamaları açısından da kılgısal başarım yüksektir [13]-[21]. Başarım çözümlemesi için oluşturulan veri boşluklarının süresi, her dört süre dilimi için ardarda üç saatle sınırlı tutulmuştur. Bunun sebebi ardarda öngörülerde yanılgının yığılmasını azaltmaktır. Gelecekte, daha uzun veri boşluklarında benzeğin yine yüksek başarımla çalışabilmesi için, buna koşut olarak, sürece ilişkin diğer dışsal değiştirgenler de girdilere eklenerek dikkate alınabilir. Benzer amaçla gelecekte olasılık temelli yaklaşımlar benzeğe uyarlanabilir.

#### 4. Kaynaklar

[1]. Tulunay, E., "Introduction to Neural Networks and their Application to Process Control", in Neural Networks Advances and Applications, ed. E. Gelenbe, s.241-273, Elsevier Science, B.V., North-Holland, 1991.

[2]. Altinay O., Tulunay E. ve Tulunay Y., "Forecasting of ionospheric critical frequency using neural networks", Geophys. Res. Lett., 24(12), s.1467-1470, ve COST251 TD(96)016, 1997.

[3]. Tulunay Y., Tulunay E. ve Senalp E.T., "An Attempt to Model the Influence of the Trough on HF Communication by Using Neural Network", Radio Sci., 36(5), s.1027-1041, 2001.

[3]. Şenalp E.T., "Neural Network Based Forecasting For Telecommunications Via Ionosphere", Yüksek Lisans Tezi, (Yürütücü: E. Tulunay, Ortak yürütücü: Y. Tulunay), Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü, Ankara, Türkiye, Ağustos 2001.

[4]. Tulunay Y., Tulunay E. ve Senalp E.T., "The Neural Network Technique-1: A General Exposition", Adv. Space Res., 33(6), s.983-987, 2004a.

[5]. Tulunay Y., Tulunay E. ve Senalp E.T., "The Neural Network Technique-2: An Ionospheric Example Illustrating its Application", Adv. Space Res., 33(6), s.988-992, 2004b.

[6]. Tulunay E., Senalp E.T., Cander Lj.R., Tulunay Y.K., Bilge A.H., Mizrahi E., Kouris S.S., Jakowski N., "Development of algorithms and software for forecasting, nowcasting and variability of TEC", Ann. Geophys.-Italy, 47(2/3), s.1201-1214, 2004a.

[7]. Tulunay E., Tulunay Y., Senalp E.T., Cander Lj.R. (2004b), "Forecasting GPS TEC Using the Neural Network Technique "A Further Demonstration"", Bulgarian Geophysical Journal, 30(1-4), s.53-61, 2004b.

[8]. Tulunay E., Senalp E.T., Radicella S.M., Tulunay Y., "Forecasting Total Electron Content Maps by Neural Network Technique", Radio Sci., 41(4), RS4016, 2006.

[9]. Senalp E.T., Tulunay E. ve Tulunay Y., "Neural Networks and Cascade Modeling Technique in System Identification", TAINN'2005, 16-17 Haziran 2005, Çesme, İzmir, s.286-293; Lect. Notes Artif. Int., 3949, s.84-91, 2006a.

[10]. Şenalp E.T., Tulunay E. ve Tulunay Y., Toplam Elektron Niceliği Öngörümünde Ardışık Benzekleme Tekniği, 3. URSI-TÜRKİYE'2006 Bilimsel Kongresi, s.360-362, Hacettepe Üniv., Ankara, 4-8 Eylül, 2006b.

[11]. Şenalp E.T., Tulunay E. ve Tulunay Y., Ardışık Benzekleme Tekniğinin Kullanımı: Ters Çift Sarkaç, TOK'06, s.533-537, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara, 6-8 Kasım, 2006c.

[12]. Şenalp E.T., "Cascade Modeling of Nonlinear Systems", Doktora Tezi, (Yürütücü: E. Tulunay), Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü, Ankara, Türkiye, Ağustos 2007.

[13]. Senalp E.T., Tulunay E. ve Tulunay Y., "Total Electron Content (TEC) Forecasting by Cascade Modeling: A Possible Alternative to the IRI-2001", Radio Sci., 43, RS4016, 2008.

[14]. Ikonen E. ve Najim K., "Learning control and modelling of complex industrial processes", Overview report for the activities within the ESF's programme on COSY Theme 3: Learning control, Şubat 1999.

[15]. Narendra K.S. ve Gallman P.G., "An Iterative Method for the Identification of Nonlinear Systems Using a Hammerstein Model", IEEE T Automat Contr, s.546-550, 1966.

[16]. Fruzzetti, K.P., Palazoglu A. ve McDonald K.A., "Nonlinear model predictive control using Hammerstein models", J. Proc. Cont., 7(1), s.31-41, 1997.

[17]. Bai E.W. ve Fu M., "A Blind Approach to Hammerstein Model Identification", IEEE T Signal Proces, 50(7), s.1610-1619, 2002.

[18]. Hagan M.T. ve Menhaj M.B., "Training Feedforward Networks with the Marquard Algorithm", IEEE T Neural Networ, 5(6), s.989-993, 1994.

[19]. Rogers D.F. ve Adams J.A., "Mathematical Elements for Computer Graphics", 2. bas., McGraw-Hill, Inc., New York, ABD, 1990.

[20]. Şenalp E.T., AB COST271, Cander L. ile kısa süreli bilimsel görev, RAL, İngiltere, 30 Haz. - 7 Tem. 2002.

[21]. Ciraolo G. ve Radicella S.M., özel iletişim, ICTP, Trieste, İtalya, 2004.

# Hava Aracı Kablolarında Krostalk Ölçümleri ve Kablo Ayrım Kuralları

Nevzat TARIM\*, Fatih ÜSTÜNER\*\*, Coşkun COŞAR\*\*, Özgür KIZILKAYA\*

\*1'inci Hava İkmal ve Bakım Merkezi K.lığı Eskişehir ntarim@anadolu.edu.tr

> \*\*TÜBİTAK UEKAE Gebze, Kocaeli fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr

Özet: Hava araçlarında kullanılan kabloların tiplerinin belirlenmesinde ve yerleşiminde fonksiyonel ve çevre şartları isterleri haricinde elektromanyetik uyumluluk isterleri de önemli role sahiptir. Bu bildiride krostalk açısından hava aracı kabloları incelenmiştir. Gerçek platformlarda kullanılan kablolar üzerinde alınan krostalk ölçümleri verilmiştir. Kablo ayrım mesafesinin krostalk üzerindeki etkisi vurgulanmıştır.

#### 1. Giriş

Hava araçlarında kullanılan kabloların tiplerinin belirlenmesinde ve yerleşiminde fonksiyonel ve çevre şartları isterleri haricinde elektromanyetik uyumluluk isterleri de önemli role sahiptir. Elektromanyetik girişim açısından hava araçlarındaki kablolarla ilgili problemler üç ayrı kategoride incelenebilir: (1) Platform üstü veya harici RF vericilerden kaynaklanan elektromanyetik alanların kablolara kuplajı, (2) Kablolardan yayılan elektromanyetik alanın platform üstü antenli alıcılara kuplajı, (3) Kablolar arasında kuplaj veya kısaca krostalk.

İlk iki madde kabloların uçak üzerinde yerleşimi ve ekranlama gereksinimleri açısından önem arzederken üçüncü madde yukarıda belirtilen hususlara ilave olarak farklı tiplerde kabloların birbirine olan mesafesini belirlemede önemli rol oynar. Havacılık terminolojisinde kısaca kablo ayrımı olarak bilinen bu konu eski veya yeni platformların entegrasyonunda göz önüne alınan temel bir husus olup EMI/EMC kontrol planlarının en önemli alt başlıklarından birini oluşturmaktadır. Hava araçlarında kablo ayrımında kullanılan standardize olmamış ve üretici firmaların tecrübeler sonucu geliştirdikleri ayrım kuralları vardır. Bu kurallar ülkeden ülkeye ve platformdan platforma değişiklik arz etmektedir. Bu konuda evrensel bazı kuralların ortaya konması amacıyla NATO hava araçları elektrik ve elektromanyetik faktörler çalışma grubunda (Air Electrical and Electromagnetics Considerations Panel - AEP) Türkiye tarafından bir müttefik yayının (allied publication - AP) ortaya konması talep edilmiştir. Böyle bir dokümana temel teşkil etmesi amacıyla hava araçlarında kullanılan örnek kablolar

#### 2. Krostalk Olayı ve Hava Aracı Kabloları

Hava araçlarında birçok farklı özellikteki kablo yan yana platform boyunca uzanırlar. Bu kablolar arasında kuplaj mutlak vardır. Ancak bu kuplajın etkinlik derecesi kabloların fiziksel özelliklerine ve bağlantı terminalleri özelliklerine bağlı olarak değişir. Hava aracında kullanılan kabloları işlevlerine göre aşağıdaki ayrıma tabi tutabiliriz:

- Güç Kabloları
  - 115 VAC / 400 Hz
  - 28 VDC
- Senkro kabloları
- Ses frekansı (audio) kabloları
- Görüntü (video) kabloları
- Radyo frekans (RF) kabloları
- Veri kabloları

Güç kabloları üzerinden yüksek akımların geçtiği özellikle düşük frekansta gürültü akımı zengin kablolardır. Hava aracı ana güç üretim ve dağıtımında üç faz 115 VAC 400 Hz kullanılmaktadır. Bu kablo üzerinde öncelikle 400 Hz güç gerilimi vardır. Bununla birlikte hava aracında mevcut elektrik-elektronik cihazların iletkenlik yoluyla yaydığı gürültü gerilimi de mevcuttur. Bu gürültünün gerilim seviyesi hava aracı elektriksel güç standardı MIL-STD-704'de tanımlanmıştır [1]. Bu dokümana göre gürültünün genliği frekansa bağlı değişmekte olup 3.16 Vrms seviyelerine kadar yükselebilmektedir (1 kHz – 3 kHz arası). Güç kabloları diğer kabloları etkileyen unsur niteliğindedir.

Senkro kabloları faz bilgisini bir noktadan bir noktaya taşımak için kullanılırlar. Özellikle kokpitte kullanılan göstergelerin hemen hepsi senkro kabloları vasıtasıyla sürülür. 400 Hz frekansında çalışır. Üzerinde 26 VAC genliğinde işaret taşınır. Bu kablolar güç hattından etkilenme riski yüksek kablolardır.

Ses frekansı (audio) kabloları genellikle dahili haberleşme için kullanılan kablolardır. Bununla birlikte sensör hatlarında da kullanılırlar. Hahili haberleşme mikrofon hatları için 600 ohm sonlandırma empedansları kullanılmaktadır. Millivoltlar mertebesinde gerilim seviyesinde çalışabilirler. Güç kablolarından ve RF verici kablolarından etkilenme ihtimalleri mevcuttur. Bu hat üzerinde alınganlık frekans aralığı 30 Hz – 15000 Hz 'e kadar değişmektedir.

Görüntü kabloları RS170 protokolunda video bilgisini iletmek için kullanılırlar. Üzerlerinde 5 MHz'e kadar giden bir frekans spektrumunda işaret taşırlar. Sonlandırma empedansları 75 ohm seviyesindedir. Bu kablolar özellikle glas kokpit özelliğine sahip yeni nesil uçaklarda kokpitte bulunan gösterge panellerini sürdüğünden kritik öneme sahiptirler. Etkilenme riski bulunan kablolardır.

Radyo frekans (RF) kabloları hava aracında bulunan tüm antenli sistemlerde anten bağlantısında kullanılan kablolardır. Antenli sistemin niteliğine bağlı olarak üstünde taşınan işaretin genlik ve frekansı değişmektedir. Antenli sistem eğer bir verici ise üstünde 100 V'lar seviyesine varan işaret gerilimi olabilmektedir. Antenli sistem eğer bir alıcı ise üstündeki işaretin genliği 1 uV'un altına dahi düşebilmektedir. Dolayısıyla RF kabloları verici konumunda etkileyen alıcı konumunda ise etkilenen niteliğine sahiptirler. RF kabloları uçak üzerinde çok geniş bir frekans aralığında kullanılmakla beraber esas ağırlıklı ilgilenilmesi gereken frekans bölgesi HF / VHF / UHF bantlarını kapsayan 2 – 400 MHz frekans aralığıdır.

Hava araçlarında MIL-STD-1553B standardına [2] uygun veri haberleşmesi için veri kabloları mevcuttur. Bu kablolarda 1 MHz hızında haberleşme işaretleri vardır. İşaret genliği 18 – 27 V arasında değişmektedir. Hattın karakteristik empedansı ve sonlandırma empedansları yaklaşık 75 - 80 ohm seviyelerindedir. Özellikle güç hatlarından etkilenebilir.

#### 3. Krostalk Ölçümleri

Kablolar arasında kuplaj seviyesini ölçmek amacıyla EN3475-808 standardından [3] yola çıkılarak bir ölçüm düzeneği geliştirilmiştir (Bkz. Şekil 1). Bu ölçüm düzeneğinde etkileyen kablo ile etkilenen kablo birbirine paralel 10 m boyunca uçak gövdesinin benzetimini yapan bir toprak düzlemi üzerinde serilmiştir. Kablolar toprak düzleminden 5 cm yukarıda tutulmuştur. Kablolar arasındaki mesafe ölçümde değiştirilen parametrelerden birisi olmuştur. Üç farklı mesafe ele alınmıştır. Önce kablolar aralık bırakılmaksızın yan yana tutulmus, daha sonra iki kablo arasında 2.5 cm mesafe bırakılmış ve son olarak iki kablo arasındaki mesafe 5 cm'ye çıkarılmıştır. Etkileyen kablo bir işaret üreteciyle sürülen çıkış empedansı son derece düşük bir güç vükselteci ile beslenmistir. Güc vükseltecinin etkileven kablo terminalinde olusturduğu gerilim sevivesi bir T çıkışı kullanılarak yüksek giriş empedanslı bir multimetre tarafından ölçülmüştür. Etkileven kablo 50 ohm empedansıyla sonlandırılmıştır. 50 ohm girişli bir spektrum analizör ile etkilenen kablonun sırasıyla her iki terminalinde de endüklenen gerilim ölçülmüştür. Ölçümler esnasında etkilenen kablonun boştaki terminali 50 ohm ile sonlandırılmıştır. Ölçüm alınan terminal etkileyen kablonun sürüldüğü tarafa yakınlığına bağlı olarak adlandırılmıştır (yakın terminal : NE - near end, uzak terminal : FE - far end). Etkilenen kablonun ekranı var ise ölçümler üç farklı ekran sonlandırması için ayrı ayrı alınmıştır. Birinci durumda ekran her iki terminal tarafında da sonlandırılmamıştır. İkinci durumda yakın terminal tarafındaki ekran toprak düzlemine bağlanırken diğer terminal bağlanmamıştır. Üçüncü durumda ise her iki terminalde de ekran toprak düzlemine irtibatlanmıştır. Ölçümler 300 Hz – 1 MHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerde etkileyen kablo olarak öncelikle 115 VAC 400 Hz kablosu ele alınmıştır. Etkilenen kablo olarak ise sırasıyla senkro, ses frekansı, görüntü, 28 VDC ve veri kablosu ölçüme girmiştir. Ölçümlerde kullanılan kabloların özellikleri aşağıda verilmiştir:

• MS27500-22-SB3U-23 üçlü burgulu AWG22 ölçüsünde ekransız kablodur. 115 VAC 400 Hz güç dağıtımında kullanılır.

- MS22759/34 tekli dönüşünü hava aracı şasesinden sağlayan AWG22 ölçüsünde 28 VDC güç besleme kablosudur.
- M27500-22-SD3T-23 senkro hatları için kullanılan üçlü burgulu ve ekranlı kablodur.
- M27500-22-SD2T-23 kablosu ekranlı burgulu çift hatlı bir kablodur. Ses frekansı hatları için kullanılır.
- 7530-A5314 görüntü hatları için kullanılan triaksiyel kablodur. Dahili ekran dönüş hattı olarak işlev görürken harici ekran sadece ekranlama için kullanılmaktadır.
- STM01-600 MIL-STD-1553B haberleşme hatları için kullanılan ekranlı burgulu çift hattır.
- RG400 koaksiyel yapıya sahip çift örgülü radyo frekans kablosudur. RF hatlarının tümünde kullanılmaktadır.



Şekil 1 Düşük Frekans (300 Hz – 1 MHz) Krostalk Ölçüm Düzeneği

RF verici kablosunun diğer kablolar üzerindeki etkisini değerlendirmek için yukarıda verilen ölçüm düzeneği test cihazı ve ölçüm frekans aralığı açısından değiştirilmiştir. İşaret üreteci – spektrum analizör cihazları yerine HP 8753D network analizör kullanılmıştır. Dinamik ölçüm aralığını artırmak için bir RF güç yükselticisinden yararlanılmıştır. Bu kez ölçüm 2 – 400 MHz arasında yapılmıştır. Bu test sadece RG400 ile M27500-22-SD2T ses frekansı kablosu arasında yapılmıştır.

Elde edilen ölçüm sonuçları aşağıdaki gibi derlenmiştir:

- 115 VAC güç kablosu ile diğer kablolar arasındaki kuplaj seviyesi yakın terminal ve uzak terminal için sırasıyla Şekil 2 (a)'da ve Şekil 2 (b)'de verilmiştir(kabloların ekranlarının her iki taraftan da toprak düzlemine irtibatlı olduğu konumda). Şekilden görüldüğü gibi krostalk seviyesi frekansla doğru orantılı olarak artmıştır. En az etkilenme görüntü kablosunda görülmüştür. Görüntü kablosunu diğer burgulu ekranlı yapıya sahip olan ses frekansı, ms1553 veri kablosu ve senkro kabloları izlemiştir. En yüksek etkilenme ise 28 VDC kablosunda görülmüştür.
- Yine 115 VAC güç kablosu ile diğer kablolar arasında ekranlama yöntemleri ve kablolar arası mesafeye bağlı olarak krostalk seviyesinin değişimi ile ilgili örnek olarak 115 VAC Ses frekansı kablosu krostalk ölçümleri Şekil 3'te verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi ekranın tek veya çift noktadan toprak düzlemine bağlanması krostalk seviyesinde belirgin bir iyileşme meydana getirmektedir. Kabloları birbirinden uzaklaştırma ise özellikle ilk 2.5 cm'lik mesafede etkin gözükmekte (yaklaşık 9 dB) sonraki 2.5 cm'lik mesafe artırımı çok fazla bir iyileştirmeye yol açamamaktadır (yaklaşık 1 dB). Bu hususla ilgili olarak diğer kablolarda gerçekleşen mesafeye bağlı krostalk iyileşme seviyeleri Tablo 1'de verilmiştir. Tablodan görüldüğü gibi tüm kablolarda ilk 2.5 cm'lik mesafede yaklaşık 9 dB'lik bir iyileşme elde edilirken 5 cm'de bu iyileşme 10 dB seviyesinde gerçekleşmektedir.

|        | Ortalama Krostalk İyileşmesi (dB) |                |                |                |                 |                 |                 |                 |
|--------|-----------------------------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Mesafe | audio-<br>FEXT                    | audio-<br>NEXT | video-<br>FEXT | video-<br>NEXT | senkro-<br>FEXT | senkro-<br>NEXT | ms1553-<br>FEXT | ms1553-<br>NEXT |
| 2.5 cm | 8.76                              | 8.69           | 9.21           | 8.98           | 9.51            | 9.04            | 9.38            | 9.34            |
| 5 cm   | 9.73                              | 9.71           | 10.17          | 9.91           | 10.31           | 10.03           | 10.39           | 10.34           |

Tablo 1 Mesafeye Bağlı Krostalk Azalması

Son olarak RF verici kablolarından diğer kablolara 2 – 400 MHz frekans aralığında olabilecek kuplaja örnek olarak RG400 RF kablosu ile ses frekansı kablosu arasındaki krostalk grafiği Şekil 4'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi sonuçlar -100 ila -120 dB arasında değişmektedir. Bu sonuç RG400 kablolar için üreticiler tarafından verilen 100 dB ekranlama etkinliği değeri ile uyum içindedir. Bu seviye 100 V seviyesinde gerilim taşıyan bir RG400 kablosunun yanına serilen ses frekansı kablosunda en fazla 1 mV gerilim elde edileceğini göstermektedir.

#### 4. Sonuc

Bu çalışmada gerçek hava aracı kabloları kullanılarak krostalk ölçümleri yapılmıştır. Kullanılan kabloların niteliği oldukça iyi seviyede olduğundan elde edilen krostalk seviyeleri çok yüksek seviyede çıkmamıştır. Triaksiyel veya burgulu, ekranlı kablo kullanımının krostalkın azaltılmasında önemli rol oynadığı görülmüştür. Mesafenin artırılması gibi önlemlerde ise ilk 2.5 cm mesafe artırımının anlamlı krostalk iyileşmelerine yol açtığı ilave artırımların belirgin iyileşmelere yol açmayacağı ortaya çıkmıştır.

#### Kaynaklar

Krostalk (dB)

[1]. MIL-STD-704E, Aircraft Electric Power Characteristics, A.B.D. Savunma Bakanlığı, 1991. [2]. MIL-STD-1553B, Aircraft Internal Time Division Command/Response Multiplex Data Bus, A.B.D. Savunma Bakanlığı, 1978

[3]. EN 3475-808, Aerospace Series – Cables, electrical, aircraft use – Test methods – Part 808: Cross-talk, Avrupa Standardizasyon Komitesi, 2002









ve FE Krostalk Ölçüm Sonuçları ( b )



Şekil 4 RG400 – Ses Kablosu Kuplajı

# Tıbbi Uygulamalarda Hassas Mekanik Gerinim Ölçümü için Biyo-İmplant RF-MEMS Sensörler

Rohat Melik, Emre Ünal, Nihan Kosku Perkgöz, Hilmi Volkan Demir\* Bilkent Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara rohat@ee.bilkent.edu.tr, unale@bilkent.edu.tr, kosku@bilkent.edu.tr,

\*Bilkent Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve Fizik Bölümü Ankara <u>volkan@bilkent.edu.tr</u>

**Özet:** Tıbbi uygulamalarda ortopedik tedavilerde kablosuz bir şekilde gerçek zamanlı hassas mekanik gerinim ölçümlerinde kullanılmak üzere insan vücuduna yerleştirilmesi amaçlı biyo-implant RF-MEMS sensörleri tasarladık, geliştirdik, ürettik ve insan vücudu dışı karakterizasyonlarını gerçekleştirdik. Bu biyo-uyumlu sensörlerimiz, uygulanan kuvvet altında mekanik deformasyon ile rezonans frekansı değişiminin monitör edilmesi esasına dayanmaktadır. Bu sensörlerimiz ile, uygulanan 400 kgf kuvvet altında köşeli (dikdörtgensel) mimarilerde 330 MHz ve köşesiz (çembersel) mimarilerde 500 MHz rezonans frekansı kaymasını mikrodalga sonda istasyonunda ölçtük; bu şekilde bu sensörlerin prensipte dikdörtgensel yapıda 0.0842 MHz/N ve çembersel yapıda 0.1276 MHz/N duyarlılık gösterdiklerini bulduk. Simetrik çembersel sensörlerin dikdörtgensellere göre daha iyi performans gösterdiklerini gözlemledik.

#### 1. Giriş

Büyük kemik kırıklarının iyileşme sürecinde, kırılmış olan kemiklerin kaynaması için implant çubukları kullanılır. Şaşırtıcı bir şekilde, bu tür kemik kırıklıklarında ortalamada 10 hastadan birinde iyileşme gerçekleşmez. Normal bir iyileşme sürecinde, ilk başta bu implant çubuklar vücut ağırlığının 4-5 katı büyüklüğünde yüke maruz kalır ve önemli miktarlarda bükülür; ancak zaman geçtikçe, kemik dokusu kaynar ve bu şekilde çubuğa binen yük ve bükülme miktarı azalır [1]. Bütün bu süreç boyunca, iyileşme profilini gözlemleyebilmek için gerçek zamanlı gerinim okuyabilecek sensörlere gereksinim bulunmaktadır. Bu tür bir sensör, iyileşme gerçekleşmeyen vakaların gecikme olmaksızın gerçek zamanlı ortaya çıkarılmasını sağlamak amacını taşır. Bu çalışmamızda tasarladığımız ve ürettiğimiz RF-MEMS sensörlerimiz, bu problemin çözümüne yönelik gerinim algılaması için yapılmıştır. Dışarıdan uygulanan kuvvete bağlı olarak sensörlerimizin rezonans frekansları hassas bir şekilde kaymakta ve bu şekilde dışarıdan gerinim değişimini algılamaları mümkün olmaktadır.

Bir başka çalışmamızda, çip üstüne tümleşik yüksek kalite faktörlü rezonatörlerimizi gerçekleştirdik [2] ve bu rezonatör yapılarını kullanan sensörlerimizin dışarıdan kuvvet uygulandığında rezonans frekans değişimiyle gerinimi okuduklarını gösterdik [3]. Bu çalışmamızda gerçek zamanlı gerinim okuyacak RF-MEMS biyoimplant sensörleri geliştirip, bu sensörlerin simetrik çembersel (köşesiz) mimaride dikdörtgensel (köşeli) mimariye göre daha yüksek kalite faktörü ve daha çok rezonans frekansı değişimi sağladıklarını gösterdik.

#### 2. Tasarım ve Fabrikasyon

Bu çalışmamızda amacımız, tasarladığımız sensörlerin küçük boyutlarda yüksek kalite faktörlerine sahip olup, dışarıdan kuvvet uygulandığı zaman yüksek miktarda rezonans frekansı değişimi vermeleridir. Bunun için, [2] ve [3]'de detaylıca anlatılan metodolojimiz ile aygıtlarımızı tasarladık. Burada örnek olarak seçtiğimiz bir tasarım parametre setimiz, Tablo 1'de çembersel ve dikdörtgensel mimari için karşılaştırılmaktadır; burada iki mimaride de tamamen aynı parametreler kullanılmıştır. Ancak çembersel mimari, dikdörtgensel tasarım parametreleri ile aynı olsa da dikdörtgensel mimariye göre daha az etken alan kaplamaktadır. Bu yüzden dikdörtgensel mimariye göre daha az film kapasitansı vardır. Bu, karşılaştırmalı olarak daha yüksek rezonans frekansı (f<sub>0</sub>) sağlar. Ayrıca, çembersel mimarinin daha az metal direnci olduğu için daha az kayıp olmaktadır. Bu da çembersel mimariden daha yüksek kalite faktörü (K-faktörü) elde edilmesini sağlar. Şekil 1'de görüldüğü gibi çembersel mimari dikdörtgensel mimariye göre daha yüksek indüktör kalite faktörüne ve daha yüksek kendi rezonans frekansına sahiptir.

Rezonans frekans değişimine iki farklı açıdan bakıldığında, çembersel mimaride daha fazla  $f_0$  kayması beklediğimizi görürüz. Birinci olarak, izotropik geometrik yapısından dolayı çembersel mimaride deformasyon her yönde eşit biçimde olur. Hâlbuki dikdörtgensel mimaride, deformasyon anizotropiktir ve bazı yönler deforme olurken bazı yönler yeterince olmaz. Bu yüzden her iki geometri aynı film kapasitansına sahip olduğu halde bile çembersel mimaride daha fazla kapasitans değişimi, dolayısıyla daha fazla rezonans frekansı değişimi gözlenir. İkinci olarak, eğer iki mimari de aynı göreceli frekans değişimi oranına ( $\Delta f/f_0$ ) olsa bile, çembersel mimari daha yüksek rezonans frekansına sahip olduğu için, çembersel mimaride daha çok rezonans frekansı değişimi gözlenir. Bu iki bakış açısını birleştirdiğimizde, iki nedenden dolayı çembersel geometride daha fazla rezonans frekansı değişimi gözleyeceğimizi görürüz. Bu yüzden, deneysel olarak da gözlemlediğimiz üzere, çembersel

geometrinin daha yüksek duyarlılığı ( kuvvete göre  $\frac{\partial f_0}{\partial F}$  veya gerinime göre  $\frac{\partial f_0}{\partial \varepsilon}$  duyarlılığı) vardır.

Sensörlerimizin yapımı için, ilk olarak, alttaşın temizlenmesi ve ardından birinci maskemiz ile optik litografisi sonrası üstüne metalizasyon ile 0.1  $\mu$ m kalınlığında altın kaplar ve kaldırma (lift off) yöntemi ile bu metal katmanı şekillendirerek alt köprüyü oluştururuz. Bunun üstüne PECVD (plasma enhanced chemical vapor deposition) kullanarak, tüm yüzeye Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> dielektrik filmi kaplarız. Ardından ikinci optik litografisi ve HF ile aşındırma kullanarak, dielektrik filminde gerekli yerlerde delikler açarız. Sonra bu deliklere denk gelecek şekilde, üçüncü maske ile optik litografisi ve ikinci bir metalizasyon aşaması ile 0.1  $\mu$ m kalınlığında altın kaplar ve kaldırma ile dikey bağlantıları oluştururuz. Son olarak, tüm bunların üstüne dördüncü maske ile optik litografisi ve üçüncü metalizasyon aşaması ile 0.1  $\mu$ m kalınlığında üst katman altını kaplar ve kaldırma ile çembersel ya da dikdörtgensel spiral sarım yapısını elde ederek fabrikasyonumuzu tamamlarız.

Tablo 1. RF-MEMS sensörlerimizin tasarım parametreleri.

| Tasarım       | $L_C(\mu m)$ | $W_C(\mu m)$ | N | w (µm) | s (µm) | $t_{film}(\mu m)$ | t (µm) |
|---------------|--------------|--------------|---|--------|--------|-------------------|--------|
| Dikdörtgensel | 340          | 340          | 2 | 60     | 10     | 0.1               | 0.1    |
| Çembersel     | 340          | 340          | 2 | 60     | 10     | 0.1               | 0.1    |



Şekil 1. Dikdörtgensel ve çembersel mimarilerde RF-MEMS sensörlerimizin Q<sub>ind</sub> faktörleri (indüktör kalite faktörleri).

#### 3. Deneysel Karakterizasyon ve Analiz

Fabrikasyonu tamamladığımız aygıtlarımızda, laboratuarımızda geliştirdiğimiz mekaniksel düzenek [3] ile kontrollü bir şekilde noktasal kuvvet uyguladık. Bu şekilde uyguladığımız her kuvvet seviyesine karşılık S<sub>21</sub> parametrelerini ölçtük ve uygulanan yük altında değişimlerini karakterize ettik. Bunun için rezonans frekansı ve K-faktör değişimine baktık. Şekil 2(a)'da dikdörtgensel geometrinin S<sub>21</sub> parametreleri ve Şekil 2(b)'de ise çembersel geometrinin S<sub>21</sub> parametreleri, bunlara ek olarak her ikisinin de rezonans çevresinde odaklanmış halleri görülmektedir.

Tablo 2'de uygulanan kuvvet ve oluşan mikrogerinime bağlı olarak RF-MEMS sensörlerimizin rezonans frekansları verilmektedir. Tablo 3'de ise rezonans frekanslarının değişimleri sunulmuştur. Tablo 4'de yine uygulanan kuvvet ve oluşan mikrogerinimin fonksiyonu olarak ölçülen K-faktörleri listelenmiştir. Bu tablolardan uygulanan kuvvet arttıkça rezonans frekansının ve kalite faktörünün arttığını görmekteyiz. Bunun nedeni, kuvvet uygulanması ile film kapasitansının azalması ve bu şekilde rezonans frekansının ve K-faktörünün artmasıdır. Çembersel geometride dikdörtgensel geometriye göre daha yüksek rezonans frekansı ve K-faktörü elde edilmiştir. Beklenildiği şekilde, çembersel geometride dikdörtgensel geometriye göre daha yüksek rezonans

frekansı değişimi gözlenmiştir. Çembersel geometri 0.1276 MHz/N duyarlılık gösterirken dikdörtgensel geometri 0.0842 MHz/N duyarlılık göstermektedir. Oluşan gerinime göre olan duyarlılığa bakılırsa, çembersel mimaride 2.9 MHz/mikrogerinim, dikdörtgensel mimaride ise 1.9 MHz/mikrogerinim gözlenmektedir. 3920 N kuvvet altındaki göreceli değişim ise, çembersel geometride %4.0 ve dikdörtgensel geometride %2.9'dur.

| Kuvvet        | 0 N       | 1960 N    | 2940 N    | 3920 N    |
|---------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Mikrogerinim  | 0         | 81.5      | 127.7     | 172.8     |
| Dikdörtgensel | 11.48 GHz | 11.72 GHz | 11.78 GHz | 11.81 GHz |
| Çembersel     | 12.63 GHz | 12.98 GHz | 13.07 GHz | 13.13 GHz |

Tablo 2. Uygulanan kuvvet ve oluşan mikrogerinim altında rezonans frekansları

Tablo 3. Uygulanan kuvvet ve oluşan mikrogerinim altında rezonans frekansları değişim miktarları.

20 40 M

2020 3

| Киччен        | 1900 IV | 2940 IN | 3920 IV |
|---------------|---------|---------|---------|
| Mikrogerinim  | 81.5    | 127.7   | 172.8   |
| Dikdörtgensel | 240 MHz | 300 MHz | 330 MHz |
| Çembersel     | 350 MHz | 440 MHz | 500 MHz |
|               |         |         |         |

10(0 N

V

Tablo 4. Uygulanan kuvvet ve oluşan mikrogerinim altında K-faktörleri.

| Kuvvet        | 0 N    | 1960 N | 2940 N | 3920 N |
|---------------|--------|--------|--------|--------|
| Mikrogerinim  | 0      | 81.5   | 127.7  | 172.8  |
| Dikdörtgensel | 59.979 | 70.348 | 74.324 | 76.000 |
| Çembersel     | 72.461 | 91.667 | 93.025 | 93.786 |





**Şekil 2**. Farklı yük uygulamaları altında (a) dikdörtgensel ve (b) çembersel mimaride RF- MEMS sensörlerimizin frekans fonksiyonuna bağlı olarak  $S_{21}$  grafikleri ve rezonans çevresinde odaklanmış halleri.

#### 4. Sonuç

Sonuç olarak, dikdörtgensel gerinim sensörlerine göre daha yüksek kalite faktörü veren, daha yüksek rezonans frekansı ve değişimi gösteren, daha yüksek duyarlılığı ve daha yüksek göreceli kayması olan çembersel RF-MEMS sensörlerini tasarladık, ürettik ve deneysel olarak karakterize ettik.

Bu şekilde, çembersel mimari ile RF-MEMS biyo-implant sensörlerimizin performanslarında büyük ilerleme sağladık.

#### 6. Teşekkür

Bu çalışma (ESF), (EURYI), (TÜBA), (GEBİP), ve TÜBİTAK EEEAG 105E066, 105E065, 104E114, 106E020, 107E088 ve 107E297 ve EU IRG MOON 021391 tarafından desteklenmiştir.

#### 5. Kaynaklar

- [1] K. Stoffel, K. Klaue and S.M. Perren, "Functional load of plates in fracture fixation in vivo and its correlate in bone healing," *Injury*, v. 31, Suppl. 2, 2000.
- [2] R. Melik, N.K. Perkgoz, E. Unal, Z. Dilli ve H.V. Demir, "Design and realization of fully on-chip high-Q resonator working at 15 GHz with Q-Factor of 93.81 and chip size of 195 μm x 195 μm on silicon," *IEEE Transactions on Electron Devices*, yayım için kabul edildi; basımda.
- [3] R. Melik, N.K. Perkgoz, E. Unal, C. Puttlitz, ve H.V. Demir, "Bio-implantable passive on-chip strain sensors for the assessment of bone fractures," *J. of Micromechanics and Microengineering*, yayım için kabul edildi; basımda.
## Karakteristik Baz Sonlu Elemanlar Yöntemi — Büyük Ölçekli Elektromanyetik Problemlerin Çözümünde Kullanılan Paralel ve Özyinelemesiz Bölge Ayrışım Algoritması

Özlem Özgün<sup>(1,2)</sup>\*, Raj Mittra<sup>(2)</sup>, ve Mustafa Kuzuoğlu<sup>(3)</sup>

<sup>(1)</sup> Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Kuzey Kıbrıs Kampüsü (ODTÜ-KKK) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Güzelyurt, KKTC, Mersin 10 Türkiye <u>ozozgun@metu.edu.tr</u>

<sup>(2)</sup> Pennsylvania State University Dept. of Electrical Engineering, EMC Lab, University Park, PA 16802 <u>mittra@engr.psu.edu</u>

<sup>(3)</sup> Orta Doğu Teknik Üniversitesi (ODTÜ) Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 06531 Ankara <u>kuzuoglu@metu.edu.tr</u>

**Özet:** Bu bildiride, büyük ölçekli elektromanyetik problemlerin etkin bir şekilde çözülebilmesi için yeni bir bölge-ayrışımlı Sonlu Elemanlar Yöntemi sunulmaktadır. "Karakteristik Baz Sonlu Elemanlar Yöntemi — KBSEY" adı verilen bu paralel ve özyinelemesiz yöntemde, "Karakteristik Baz Fonksiyonları" denilen makro düzeydeki baz fonksiyonları sayesinde büyük matris sistemleri direkt yöntemlerle çözülebilen küçük matris sistemlerine indirgenebilmektedir. Zaman ve bellek ihtiyacını azaltan bu yöntem, hem statik hem de zamanharmonik rejimde uygulanabilmektedir. Yöntemin başarısı, Sonlu Elemanlar Yöntemi ile test edilmektedir.

#### 1. Giriş

Karmaşık geometrik yapıda ve homojen olmayan materyal özelliklerine sahip üç boyutlu cisimlerin yer aldığı gerçek 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, yüksek frekans uygulamalarındaki problemlerin SEY veya diğer birçok sayısal yöntem ile çözümü sırasında, elektriksel olarak büyük hesaplama bölgeleri, yani çok miktarda bilinmeyen içeren matris sistemleri ortaya çıkmaktadır. Bu matris sistemleri, ancak özyinelemeli çözüm teknikleri ile uzun sürede ve çok fazla bilgisayar belleği kullanılarak çözülebilmektedir. Büyük matris sistemlerini etkin şekilde çözmenin bir yolu, Bölge Ayrışım Yöntemi (BAY)'ne başvurmaktır. BAY, büyük elektromanyetik problemi herbiri bağımsız olarak kolayca çözülebilen çok sayıda alt-problemlere ayrıştırmakta ve böylece bellek ihtiyacını da büyük ölçüde azaltmaktadır. BAY, mekanik ve matematik alanlarında çok eskiden beri sıkça kullanılmış olmasına rağmen, elektromanyetikteki uygulamaları son birkaç yıla dayanmaktadır.

Bu çalışmada, hem statik hem de zaman-harmonik rejimlerindeki büyük ölçekli elektromanyetik problemlerin etkin bir şekilde çözülebilmesini sağlayan, paralel ve özyinelemesiz yeni bir SEY algoritması (Karakteristik Baz Sonlu Elemanlar Yöntemi —KBSEY) anlatılmaktadır. KBSEY algoritması, orijinal hesaplama bölgesini birbiriyle örtüşmeyen alt-bölgelere ayırmakta ve her bir alt-bölge için Karakteristik Baz Fonksiyonları (KBF) denilen makro düzeyde baz fonksiyonları yaratmaktadır. Problemin fiziğine uygun olarak tanımlanmış bu fonksiyonlar sayesinde, büyük matris sistemi, direkt yöntemlerle kolayca ve hızla çözülebilen küçük matris sistemlerine indirgenebilmektedir. KBF kavramı ilk olarak Moment Yöntemi'nde kullanılmıştır [1]. Ancak KBSEY, uygulama biçimi ve hem statik hem zaman-harmonik rejimlerini kapsaması nedeniyle önceki yöntemlerden farklıdır. Ayrıca bu yöntemde KBF'ler, cisimler üzerine hayali olarak yerleştirilen nokta-yükler (statik rejimde) veya dipol kaynaklar (zaman-harmonik rejimde) kullanılması esasına dayanan özel ve yeni bir yaklaşımla yaratılmaktadır. KBSEY'in en önemli avantajlarından biri de, paralel hesaplama tekniklerinin kolayca uygulanabilmesi ve böylece hem zaman hem de bellek ihtiyacının en aza indirilebilmesidir. Bu bildiride, statik rejim için, üç boyutlu entegre devrelerin sığalarının hesabı ele alınmaktadır. Zaman-harmonik rejim için işe üç boyutlu saçılım problemleri incelenmektedir. KBSEY algoritması, her iki durumu da kapsayan çeşitli sayısal örneklerle doğrulanmaktadır.

#### 2. KBSEY Algoritması [2-3]

Statik rejimde, üç boyutlu entegre devrelerin sığalarının hesaplandığı model Şekil 1(a)'da gösterilmektedir. Bu modelde iletkenler, çok katmanlı dielektrik ortamda bulunmaktadır. Ortamın açık bölgesi Tamamen Eşlenmiş Katman (TEK) ile sonlandırılmaktadır. Bu problemde, potansiyel (bilinmeyen) aşağıdaki denklemi sağlamaktadır:

$$\nabla \cdot \left[ \varepsilon \, \nabla \phi(\vec{r}) \right] = 0 \tag{1}$$

Bu problemin sınır koşulları: Uyarılmış iletken(ler) üzerinde  $\phi(\vec{r}) = 1$  (sığa matrisinin hangi elemanı hesaplanıyorsa, uyarılmış iletkenler ona göre değişmektedir), diğer iletkenler ve toprak üzerinde  $\phi(\vec{r}) = 0$ .

Zaman-harmonik rejimde, üç boyutlu iletken cisim içeren saçılım problemi Şekil 2(a)'da gösterilmektedir. Saçılan alan (bilinmeyen), serbest bölge içinde ( $\Omega_{su}$ ) aşağıdaki vektör dalga denklemini sağlamaktadır:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E}^s - k^2 \vec{E}^s = 0 \tag{2}$$

Bu problemin sınır koşulu: Cismin üzerinde  $\hat{n} \times \vec{E}^s = -\hat{n} \times \vec{E}^{gelen}$ . SEY, (1) ve (2)'yi, [A][x] = [b] ile ifade edilen matris sistemine dönüştürmektedir. Burada, [A] global matris, [x] bilinmeyenleri içeren vektör, ve [b] ise sınır koşullarıyla hesaplanan bilinen vektördür.

KBSEY yöntemindeki ilk adım hesaplama bölgesini birbiriyle örtüşmeyen alt-bölgelere ayırmaktır. Daha sonra, herbir alt-bölge ve arayüzey için uygun Karakteristik Baz Fonksiyonları (KBF) yaratılmaktadır. KBF'leri oluşturmak için; statik rejimde iletkenler üzerine *M* sayıda nokta-kaynaklar (bknz. Şekil 1(b)), ve zamanharmonik rejimde ise cisim üzerine *M* sayıda dipol kaynaklar (bknz. Şekil 2(b) ve (c)) yerleştirilmektedir. Noktakaynaklar SEY ağının düğüm noktalarına, dipol kaynaklar ise SEY ağındaki elemanların kenarlarına yerleştirilebilmektedir. Kaynakların oluşturduğu potansiyel veya alan değerleri KBF'leri oluşturmaktadır. Belirtmek gerekir ki, bu "hayali" kaynakların oluşturduğu KBF'ler problemin "doğal" fonksiyonlarıdır ve problemin fiziğine uygun olarak seçilmiştir. Ayrıca, herbir kaynağın oluşturduğu KBF'ler hesaplanırken, ortamda iletkenler veya cisim olmadığı varsayılmaktadır. Daha sonra, herbir alt-bölge ve arayüzey içindeki bilinmeyenler, bu KBF'lerin bilinmeyen katsayılar cinsinden toplamı şeklinde yazılmaktadır. Bu seri ifadeler ve Galerkin yöntemi yardımıyla, global matris daha küçük boyutlu "indirgenmiş" matrise dönüştürülmektedir. İndirgenmiş matrisin boyutu, arayüzeyler üzerindeki KBF'lerin toplamı kadardır. İndirgenmiş matris, direkt olarak çözülerek bilinmeyen katsayılar hesaplanmakta ve bu katsayılar seri ifadelerindeki yerlerine konularak hesaplama bölgesi içindeki bilinmeyen değerler hesaplanmaktadır. KBSEY algoritmasının temel adımları aşağıda daha detaylı anlatılmaktadır:

Adım 1: M sayıdaki kaynaklar kullanılarak, herbir arayüzey üzerindeki M sayıdaki başlangıç KBF'leri hesaplanır. Arayüzeyler  $\Gamma_{\alpha}$  ile ifade edilmektedir (Şekil 1(b)'de  $\alpha = \{12, 13, 23, 123\}$ , Şekil 2(b)'de  $\alpha = \{12\}$ ). Daha sonra Tekil Değer Ayrıştırması (TDA) yöntemi ile bu fonksiyonlar birbirine dik hale getirilir. Belirli bir eşik değeri verilmiş TDA sonucunda, KBF sayısı da  $M_{\alpha}$ 'ya indirgenmiş olur. Kısaca, herbir arayüzeyin sahip olduğu KBF'ler şu şekilde ifade edilir:  $\left(\left[u_{\Gamma_{\alpha}}^{(1)}\right] \left| \left[u_{\Gamma_{\alpha}}^{(2)}\right] \right| \dots \left| \left[u_{\Gamma_{\alpha}}^{(M_{\Gamma_{\alpha}})}\right] \right)_{N_{\alpha} \times M_{\alpha}} (N_{\alpha}: arayüzey üzerindeki nokta sayısı).$ 

Bu adım herbir arayüzey için parallel olarak hesaplanır.

Adım 2: Herbir alt-bölge  $(\Omega_j)$  içindeki KBF'leri bulmak için, herbir alt-problem, Adım-1'deki KBF'ler sınır koşulu olarak kullanılarak çözülür. Daha sonra, TDA yöntemi ile bu fonksiyonlar birbirine dik hale getirilir ve herbir alt-bölge için  $M_j$  tane KBF elde edilmiş olur. Herbir alt-bölgenin sahip olduğu KBF'ler şu şekilde ifade edilir:  $\left(\left[u_j^{(1)}\right] \mid \left[u_j^{(2)}\right] \mid \dots \mid \left[u_j^{(M_j)}\right]\right)_{N_j \times M_j}$  ( $N_j$ : alt-bölge içindeki nokta sayısı). Bu adım her alt-bölge için parallel hesaplanır.

couplaint.

Adım 3: Hesaplama bölgesindeki bilinmeyenler, *j* 'inci alt-bölge ve  $\alpha$  'ıncı arayüzey için şöyle tanımlanır:

$$\left[x_{j}\right]_{N_{j}\times 1} = \sum_{i=1}^{j} c_{j}^{(i)} \left[u_{j}^{(i)}\right]_{N_{j}\times 1} \quad \text{ve} \quad \left[x_{\Gamma_{\alpha}}\right]_{N_{\alpha}\times 1} = \sum_{i=1}^{m_{\alpha}} c_{\Gamma_{\alpha}}^{(i)} \left[u_{\Gamma_{\alpha}}^{(i)}\right]_{N_{\alpha}\times 1} \tag{3}$$

Bu ifadeler, global matris sistemindeki yerlerine konularak, [S][c] = [e] ile ifade edilen indirgenmiş matris sistemi elde edilir. Burada, [c] bilinmeyen katsayılar ve [e] ise yeni bilinen vektördür. Bu yeni matris sistemi direkt olarak çözülebileceği gibi, Schur yöntemi kullanılarak da çözülebilir. Schur yönteminde, bilinmeyenler

sadece arayüzeyler üzerinde ifade edildiği için matris boyutu daha da küçülmekte ve parallel hesaplama imkanı sağlanmaktadır. Yeni matris sistemi çözüldükten sonra, hesaplanan katsayılar (3)'de yerlerine konularak bilinmeyen değerler hesaplanır.



Şekil 1. (a) Entegre devrelerde sığa hesabı, (b) KBSEY tekniği.



Şekil 2. (a) Saçılım problemi, (b) KBSEY tekniği, (c) Cismin üzerine yerleştirilen dipol kaynaklar.

#### 3. Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, KBSEY yönteminin performansı test edilmektedir. İlk örnek, Şekil 3(a)'da gösterilen kıvrımlı ve kesişen iletkenlerden oluşan yapının sığa matrisinin hesaplanmasıdır. Yapı, 4 katmanlı dielektrik ortam içindedir. Aşağıdan yukarıya dielektrik parametreleri:  $\varepsilon_r = 2.2$ , 3.9, 4.7 ve 1'dir. Hesaplama bölgesi 6 alt-bölgeye ayrılmıştır (bknz. Şekil 3(b)). İletkenler üzerindeki nokta-kaynak sayısı 2,995'dir. Orijinal matris boyutu 59,252; indirgenmiş matris boyutu ise sadece 1,844'dür. Sığa matrisinin elemanları Tablo 1'de karşılaştırmalı olarak listelenmiştir.

Son iki örnekte saçılım problemleri ele alınmaktadır. Çapı  $6\lambda$  olan küre cisme ait radar kesit alanı profilleri Şekil 4'de gösterilmektedir. Hesaplama bölgesi 16 alt-bölgeye ayrılmıştır. Cisim üzerindeki dipol-kaynak sayısı 13,828'dir. Orijinal matris boyutu 313,958; indirgenmiş matris boyutu ise sadece 16,016'dır. Diğer örnekte, çapı  $2\lambda$  ve boyu 21 $\lambda$  olan füzeye benzer cisim ele alınmaktadır. Düzlem-dalga, cisme burun bölgesinden gelmektedir. Hesaplama bölgesi 25 alt-bölgeye ayrılmıştır. Cisim üzerindeki dipol-kaynak sayısı 39,582'dir. Orijinal matris boyutu 563,147; indirgenmiş matris boyutu ise sadece 22,706'dır. Radar kesit alanı profilleri Şekil 5'de sunulmaktadır.

#### 4. Teşekkür ve Açıklama

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir. Ayrıca, bu çalışma, ilk yazarın Pennsylvania State University'nde bulunduğu sırada gerçekleşmiştir. ODTÜ-KKK, ilk yazarın şu anda bulunduğu iletişim adresidir.

|       |                  |                  | ,                      | 8                      |                  | ,                |                  |                  |
|-------|------------------|------------------|------------------------|------------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
|       | $C_{11}$         | $C_{22}$         | <i>C</i> <sub>33</sub> | <i>C</i> <sub>44</sub> | C55              | $C_{12}, C_{21}$ | $C_{13}, C_{31}$ | $C_{14}, C_{41}$ |
| KBSEY | 1.4751           | 1.0831           | 0.9626                 | 0.5687                 | 0.5687           | -0.4186          | -0.2006          | -0.0359          |
| SEY   | 1.4718           | 1.0755           | 0.9528                 | 0.5661                 | 0.5656           | -0.4218          | -0.2022          | -0.0366          |
|       | $C_{15}, C_{51}$ | $C_{23}, C_{32}$ | $C_{24}, C_{42}$       | $C_{25}, C_{52}$       | $C_{34}, C_{43}$ | $C_{35}, C_{53}$ | $C_{45}, C_{54}$ |                  |
| KBSEY | -0.0161          | -0.0438          | -0.1957                | -0.1985                | -0.1971          | -0.2030          | -0.0167          |                  |
| SEY   | -0.0166          | -0.0444          | -0.1975                | -0.2004                | -0.1988          | -0.2054          | -0.0171          |                  |

Tablo 1. Şekil 3(a)'daki yapının 5×5 sığa matrisi (femtoFarad)



Şekil 3. (a) Kıvrımlı ve kesişen iletkenlerden oluşan yapı, (b) Bölge ayrıştırması (2 kesitsel bakış açısı ile).



### Kaynaklar

[1]. Prakash V.V.S., ve Mittra R., "Characteristic basis function method: A new technique for efficient solution of method of moments matrix equations," Microwave Opt. Technol. Lett., 36, s. 95-100, 2003.

[2]. Ozgun O., Mittra R., ve Kuzuoglu M., "CBFEM-MPI: A Parallelized Version of Characteristic Basis Finite Element Method for Extraction of 3D Interconnect Capacitances," IEEE Trans. on Advanced Packaging, (basılacak).

[3]. Ozgun O., Mittra R., ve Kuzuoglu M., "Parallelized Characteristic Basis Finite Element Method (CBFEM-MPI) — A Non-iterative Domain Decomposition Algorithm for Electromagnetic Scattering Problem," J. of Computational Physics, (basılacak).

## Ağırlıklı Genişletilmiş B-spline Eğrisi ile Sonlu Elemanlar Yöntemi Kullanılarak Gelişigüzel Yüzeylerde Elektromanyetik Alan Değerlerinin Hesaplanması

Gökhan Apaydın, Niyazi Arı Zürih Uygulamalı Teknik Üniversitesi, Uygulamalı Araştırma Geliştirme Bölümü, Technoparkstrasse 1, 8005-CH, Zürich, Switzerland gapaydin@hsz-t.ch, nari@hsz-t.ch

Özet: Bu çalışmada, ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak dalga denklemi ve dalga kılavuzları problemleri çözülüp literatürde bulunan daha önceki çalışmalarla karşılaştırılmaktadır. Dalga denklemi hata analizi çözümünde, gerçek sonuçlarla karşılaştırmak için dairesel ve eşeksenli dalga kılavuzları seçilmiştir ve iyi sonuçlar elde edilmiştir. Bu yöntem kullanılarak iki boyutlu dalga kılavuzlarında enine elektrik ve manyetik mod durumlarının dalga sayıları analizleri yapılmıştır. Daha sonra, normal sonlu elemanlar yöntemi ile ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak gelişigüzel bir yüzeyde enine elektrik ve manyetik mod durumlarının dalga sayıları analizleri yapılmıştır. Bu çalışmada normal sonlu elemanlar yöntemine göre daha az düğüm kullanılarak daha kısa sürede aynı sonuçlar elde edilmiştir.

#### 1. Giriş

Sonlu elemanlar yöntemi ve sonlu fark yöntemi elektromanyetik alan hesaplamalarında başarılı şekilde kullanılmakla birlikte üç boyutlu uygulamalarda zaman sorunu yaşatmaktadır. Özellikle yüksek frekansta nümerik hesaplama için oluşturulan matris büyümektedir. Analitik yöntem kullanılarak düzgün geometriye sahip sistemlerin çözümü mümkündür. Fakat, düzgün olmayan geometrik yapılarda sayısal yöntem kullanımamız gerekir. Bu sayısal tekniklerden birisi de sonlu elemanlar yöntemidir. Bu yöntem kısmi türevsel denklem çözümünde kullanılır. Elektromanyetik problemlerde sonlu elemanlar yönteminin kullanılması homojen olmayan ortamlarda avantaj sağlar. Bu çalışmada, ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi analitik çözümü olmayan elektromanyetik problemlerinin çözülmesi için kullanılmıştır.

Sonlu elemanlar yönteminde basit yaklaşım fonksiyonları belirlenerek düğüm noktaları ve ağlar oluşturulur. Ama, ağ oluşumu çok boyutlu problemlerin çözümünde zaman kaybına sebep olur. Bu yüzden günümüzde hızlı ağ oluşumunu sağlamak ve ağ oluşturmadan bu yöntemi kullanmak üzerine çalışmalar yapılmaktadır [1-2]. Bu çalışmada; ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrilerinin sonlu elemanlar yöntemine uygulanması anlatılmıştır. Daha önce düzgün geometrik yapıya sahip elektromanyetik problemlerin çözümünde b-spline eğrileri ile sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak iyi sonuçlar elde edilmiştir [3-4]. Fakat düzgün olmayan geometrik yapılarda b-spline eğrileri ikullanımaktadır. Bu sorunları gidermek için ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrileri kullanılmıştır. Böylece daha az düğüm kullanarak daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. Hata analizi ile ilgili detaylı bilgiler Ref. [5]'de verilmiştir.

#### 2. Ağırlıklı Genişletilmiş B-spline Eğrileri

Düzgün geometrik yapıya sahip elektromanyetik problemlerin çözümünde b-spline eğrileri ile sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak iyi sonuçlar daha önce elde edilmiştir. Fakat iki ve üç boyutta düzgün olmayan geometrik yapılarda b-spline eğrisi kullanmak kolay olmamaktadır. Bunun birinci nedeni homojen Dirichlet sınır koşulu için b-spline eğrisinin 0 olması, ikinci nedeni ise sınıra yakın b-spline eğrilerinin sistemde kararsızlık yaratmasıdır. İlk sorunu gidermek için ağırlık fonksiyonu düşünülmüştür. İkinci sorun için de genişletilmiş katsayılar vasıtası ile sınıra yakın b-spline eğrileri içeriye alınmıştır. İki boyutta, *h* parça uzunluklu, *n* dereceli,  $k = [k_1, k_2] \in \mathbb{Z}^2$ ,  $x \in \Re^2$ ,  $b^n$  bir boyutlu *h* genişlikli [i, i+n+1]h tanım aralıklı b-spline eğrisi olmak üzere, iki boyutlu b-spline tensör çarpımı [6]

$$b_k^n(x) = h^{-1} b^n(x/h - k)$$
(1)

olarak tanımlanır. Her b-spline  $(n+1)^2$  hücreyi kapsar. B-spline tensör çarpımı ile ilgili; a) Tanım aralığı içinde pozitif, dışında sıfır değerini alır, b) *n*-1 defa türevlenebilir, c) simetriktir, d) parçalı polinom fonksiyonudur.

Yöntemin kullanımında önce bölge içindeki ilgili b-spline tensör çarpımları  $(b_k, k \in K)$  belirlenir. Bu b-spline eğrileri iç ve dış b-spline eğrileri olarak ikiye ayrılır. İç b-spline eğrilerinin  $(b_i, i \in I)$  verilen bölgenin içinde en az bir hücresi bulunması gerekir. Diğerleri de dış b-spline eğrilerini  $(b_j, j \in J)$  gösterir. Şekil 1(a)'da standart  $(\bullet)$ , genişletilmiş iç  $(\blacktriangle)$  ve dış  $(\circ)$  b-spline eğrileri gösterilmiştir.

Dış b-spline eğrilerinin az etkisi olmasına rağmen sistemin kararlılığı için düşünülmesi gereklidir. Bu yüzden  $e_{i,k}$  yayılım katsayıları olmak üzere dış b-spline eğrileri en yakın iç b-spline eğrilerine dahil edilir ve genişletilmiş b-spline eğrileri [6-7]

$$B_i = b_i + \sum_k e_{i,k} b_k \quad \text{for} \quad i \in I, k \in J(i)$$
<sup>(2)</sup>

olarak ifade edilir. Denklem (2) Neumann sınır koşuluna sahip problemlerin çözümünde kullanılır. Dirichlet sınır koşulu düşünüldüğünde genişletilmiş b-spline eğrileri ağırlık fonksiyonuyla w(x) çarpılarak sınırda sıfır olması sağlanır. Ağırlık fonksiyonu bölge içinde sürekli pozitif fonksiyondur ve sınırda sıfır değerini alır. Sonuç olarak  $x_i$  bölge içinde bulunan hücrenin ortasını göstermek üzere ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrileri

$$B_i = \frac{w(x)}{w(x_i)} \left( b_i + \sum_k e_{i,k} b_k \right)$$
(3)

ifade edilir. Şekil 2'de sınıra yakın ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi gösterilmiştir.

Bu yöntemi kullanmanın önemi sınıra yakın b-spline eğrilerinin içeriye alınarak düğüm sayısını azaltmak ve daha iyi sonuçlar elde etmektir. Bu şekilde daha hızlı hesaplama yapılabilmektedir. İkinci olarak da dış b-spline eğrilerinin kararsızlık problemi çözülmüştür.



**Şekil 1.** a) Standart ( $\bullet$ ), genişletilmiş iç ( $\blacktriangle$ ) ve dış ( $\circ$ ) b-spline eğrileri, b) Üçgenleme yöntemi.



Şekil 2. Ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi.

#### 3. Nümerik Sonuçlar

Dalga kılavuzlarının enine elektrik (TE) ve manyetik (TM) mod durumlarının kesim dalga sayıları Helmholtz denklemi kullanılarak belirlenebilir. Bu bölümde önce analitik çözümlerle yöntemi kıyaslama yapabilmek için sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak düzgün yapıdaki dalga kılavuzlarının özdeğer hesaplaması ile dalga sayıları bulunmuş, daha sonra gelişigüzel yüzey için denenmiş ve standart sonlu elamanlar yöntemine göre avantajı gösterilmiştir.

Şekil 3'te dairesel ve eşeksenli dalga kılavuzlarında  $TM_{01}$  ve  $TE_{11}$  için hata analiz sonuçları gösterilmiştir. Daha önceki çalışmalara göre, ağırlıklı genişletilmiş b-spline yöntemi kolay bir şekilde uygulanmış ve iyi sonuçlar sağlanmıştır [8-9]. Ağırlıklı b-spline yöntemine göre, ağırlıklı genişletilmiş b-spline yöntemi % 20-30 daha az düğüm kullanmıştır ve daha kararlıdır.



Şekil 2. (a) Dairesel dalga kılavuzunda TM<sub>01</sub> mod, (b) eşeksenli dalga kılavuzunda TE<sub>11</sub> mod için üçgensel (▲), doğrusal (○), karesel (●), ve kübik (♦) ağırlıklı genişletilmiş b-spline ile hata analizleri

Gelişigüzel yüzeyli dalga kılavuzu için kesim dalga sayıları önce standart sonlu elemanlar yöntemi ile hesaplanmış, daha sonra geliştirilen yöntemle karşılaştırılmıştır. Şekil 1(b)'de 8863 düğüm ve 15928 üçgen kullanılarak üçgenleme yöntemi gösterilmiştir. Şekil 1(a)'da da n=3 için 62 dış b-spline eğrisi, 172 genişletilmiş iç b-spline eğrisi ve 26 standart iç b-spline eğrisi kullanılarak ağırlıklı genişletilmiş b-spline yöntemi gösterilmiştir. Enine manyetik mod analizlerinde ağırlık fonksiyonu kullanılmıştır. İlk üç kesim dalga sayıları TM mod için {1.41, 1.42, 1.61} TE mod için {0.40, 0.47, 0.86} bulunmuştur. Tablo 1'de aynı sonuçlara ulaşmak için üçgenleme yöntemi ve ağırlıklı genişletilmiş b-spline yöntemi kıyaslanmıştır. Geliştirilen yöntem gelişigüzel yüzeyde daha kısa zamanda daha az düğüm kullanarak daha iyi sonuçlar sağlamıştır.

| Düğüm sayısı | Sonlu Elemanlar Yöntemi | mod | İlk üç kesim dalga sayısı |      | Zaman (s) |     |
|--------------|-------------------------|-----|---------------------------|------|-----------|-----|
| 8663         | standard                | TE  | 0.40                      | 0.47 | 0.86      | 2.9 |
| 125          | linear web-spline       | TE  | 0.41                      | 0.47 | 0.87      | 0.1 |
| 163          | quadratic web-spline    | TE  | 0.40                      | 0.47 | 0.86      | 0.2 |
| 198          | cubic web-spline        | TE  | 0.40                      | 0.47 | 0.86      | 0.3 |
| 10061        | standart                | TM  | 1.41                      | 1.42 | 1.62      | 4.9 |
| 125          | Doğrusal web-spline     | TM  | 1.43                      | 1.45 | 1.66      | 0.1 |
| 163          | Karesel b-spline        | TM  | 1.41                      | 1.42 | 1.62      | 0.2 |
| 198          | Kübik b-spline          | TM  | 1.41                      | 1.42 | 1.61      | 0.3 |

Tablo 1. Gelişigüzel yüzeyde sonlu elemanlar yönteminin karşılaştırılması

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak dalga denklemi ve dalga kılavuzları problemleri çözülüp literatürde bulunan daha önceki çalışmalarla karşılaştırılmaktadır. Dalga denklemi hata analizi çözümünde, gerçek sonuçlarla karşılaştırmak için dairesel ve eşeksenli dalga kılavuzları seçilmiştir ve iyi sonuçlar elde edilmiştir. Bu yöntem kullanılarak iki boyutlu dalga kılavuzlarında enine elektrik ve manyetik mod durumlarının dalga sayıları analizleri yapılmıştır.

Simülasyon sonuçları mükemmel uyuşma göstermiştir. Normal sonlu elemanlar yöntemine göre % 20-30 daha az düğüm kullanılarak aynı sonuçlar elde edilmiştir. Böylelikle, bu çalışma elektromanyetik uygulamalar için ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yönteminin kullanılabileceğini ispatlamıştır.

Daha sonra, normal sonlu elemanlar yöntemi ile ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak gelişigüzel bir yüzeyde enine elektrik ve manyetik mod durumlarının dalga sayıları analizleri yapılmıştır. Bu çalışmada normal sonlu elemanlar yöntemine göre daha az düğüm kullanılarak daha kısa sürede aynı sonuçlar elde edilmiştir. Böylece zaman ve masraf kazancı sağlanmıştır.

### Kaynaklar

[1]. Belytschko T., Krongauz Y., Organ D., Fleming M. ve Krysl P., "Meshless methods: an overview and recent developments," Comput. Methods Appl. Mech. Eng., 139, s.3-47, 1999.

[2]. Ho S.L., Yang S., Machado J.M. ve Wong H.C., "Application of a meshless method in electromagnetics," IEEE Transaction on Magnetics, 37(5), s.3198-3202, 2001.

[3]. Xuebiao L., Baidun J. ve Guangzheng N., "The b-spline finite element method applied to axi-symmetrical and nonlinear field problems," IEEE Transactions on Magnetics, 24(1), s.27-30, 1988.

[4]. Guangzheng N., Xiaoming X. ve Baidun J., "B-spline finite element method for eddy current field analysis," IEEE Transactions on Magnetics, 26(2), s.723-726, 1990.

[5]. Apaydin G., Seker S. ve Ari N., "Application of web-spline method in electromagnetics," Int Journal of Electronics and Communications, 62(3), s.163-173, 2008.

[6]. Hollig K., Finite Element Methods with B-splines, Frontiers in Applied Mathematics, SIAM, 2003.

[7]. Hollig K., Reif U. ve Wipper J., "Weighted extended b-spline approximation of Dirichlet problems," SIAM Journal on Numerical Analysis, 39(2), s.442-462, 2001.

[8]. Volakis J.L., Chatterjee A. ve Kempel L.C., Finite Element Method for Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications, IEEE Press, New York, 1998.

[9]. Marcuvitz, N., Waveguide Handbook, IET, 1986.

## Sonlu Periyodik Diyelektrik Yapılara Ait Elektromanyetik Geçirgenlik Özelliklerinin İntegral Denklemleri ve Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemiyle İncelenmesi<sup>†</sup>

Seçil Kılınç<sup>1,2</sup>, Özgür Ergül<sup>1,2</sup> ve Levent Gürel<sup>1,2</sup> <sup>1</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü <sup>2</sup>Bilişimsel Elektromanyetik Araştırma Merkezi (BiLCEM) Bilkent Üniversitesi TR-06800, Bilkent, Ankara E-posta: {kilinc,ergul,lgurel}@ee.bilkent.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, dikdörtgenler prizması şeklindeki diyelektrik katmanların periyodik olarak dizilmesiyle elde edilen frekans seçici yapılar incelenmiştir. Sonlu sayıda ve boyutlarda dielektrik katmanlardan meydana gelen bu yapıların gerçekçi ve yüksek doğruluktaki benzetimleri için yüzey integral denklemleri kullanılmıştır. Dalga boyuna göre küçük üçgenlerin kullanılmasıyla ayrıklaştırılan yüzeyler üzerindeki eşdeğer elektrik ve manyetik akımları Rao-Wilton-Glisson fonksiyonlarıyla açılmıştır. Elde edilen büyük matris denklemleri çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemiyle iteratif olarak çözülmüştür. İteratif yakınsamaların hızlandırılması amacıyla öniyileştirici tekniklerden faydalanılmıştır. Saçılan elektromanyetik alanların hesaplanmasıyla birlikte, çeşitli gözlem noktalarındaki toplam güç ve güç geçirgenliği değerleri elde edilmiş, bu değerler frekansa bağlı olarak incelenmiştir.

### 1. Giriş

Metalik veya diyelektrik cisimlerin periyodik olarak bir araya getirilmesiyle oluşturulan yapılar, frekans seçici özelliklerinden dolayı antenler ve radarlar gibi çeşitli alanlarda kullanılmaktadır. Özellikle, dikdörtgenler prizması şeklindeki diyelektrik katmanların periyodik olarak dizilmesiyle elde edilen yapılar, göreceli olarak kolay imal edilebilmelerinden dolayı büyük öneme sahiptirler [1]. Bu yapıların elektromanyetik benzetim ortamlarında modellenmeleri ve varolan tasarımlarının iyileştirilmesi de son derece önemlidir. Bu çalışmada, periyodik dielektrik katmanların elektromanyetik geçirgenlik özellikleri yüksek doğrulukta incelenmiştir. Problemlerin formülasyonları için yüzey integral denklemleri kullanılmış, yüzeyler üzerinde tanımlanan eşdeğer akımlar Rao-Wilton-Glisson fonksiyonlarıyla ayrıklaştırılmıştır. Sonlu sayıda ve boyutlardaki katmanların yüksek hassasiyetteki çözümlerinde yüzbinlerce bilinmeyenli matris denklemleri elde edilmiştir. Bu denklemler iteratif olarak çözülmüş, ihtiyaç duyulan matris-vektör çarpımları çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) [2] ile, çözümlerin hassasiyetinden ödün vermeden, hızlı ve verimli bir biçimde gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, iteratif yakınsamaların hızlandırılması amacıyla öniyileştirici tekniklerden faydalanılmıştır. Geliştirilen benzetim ortamı sayesinde, diyelektrik katmanlardan oluşan frekans seçici yapılara ait geçirgenlik problemlerinin yüksek doğruluktaki çözümleri elde edilmiştir.

#### 2. Yüzey İntegral Denklemleri

Diyelektrik problemlerin çözümleri için literatürde pek çok yüzey formülasyonu bulunmaktadır. Bunlardan en çok kullanılanları Poggio-Miller-Chang-Harrington-Wu-Tsai (PMCHWT) ve Müller formülasyonlarıdır. Öte yandan, yakın zamanda geliştirilen elektrik ve manyetik akımı birleşik alan integral denklemi (EMABAİD) [3], özellikle büyük problemlere gidildikçe, verimlilik ve doğruluk bakımından diğer formülasyonlardan genellikle daha üstündür. EMABAİD'nin RWG fonksiyonlarıyla ayrıklaştırılması sonucunda

$$\begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \bar{Z}_{12} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{Z}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix}$$
(1)

<sup>†</sup>Bu çalışma, TÜBİTAK (105E065, 105E172 ve 107E136), Türkiye Bilimler Akademisi (LG/TÜBA-GEBİP/2002-1-12), ASELSAN ve SSM tarafından desteklenmektedir.



**Şekil 1.** Boyutları 0.41 cm  $\times$  2 cm  $\times$  2 cm olan diyelektrik prizmalardan oluşan 10 katmanlık yapının (a) 20 GHz'te ve (b) 30 GHz'te iteratif çözümleri.

şeklinde  $2N \times 2N$  boyutlarında yoğun matris denklemleri elde edilir. Bu matris denklemlerinin Krylov altuzay yöntemleriyle iteratif olarak çözülmesiyle, eşdeğer akımlara ait bilinmeyen katsayılar (x ve y vektörleri) elde edilir. Böylece, saçılan elektrik ve manyetik alanlar istenilen gözlem noktalarında hesaplanabilir.

ÇSHÇY sayesinde iteratif yöntemlerin ihtiyaç duyduğu matris-vektör çarpımları  $O(N \log N)$  karmaşıklığıyla gerçekleştirilebilir. Bu yöntemde RWG fonksiyonları arasındaki elektromanyetik etkileşimler gruplar bazında ve çok seviyeli olarak hesaplanır. Diyelektrik problemlerin çözümlerinde ÇSHÇY'nin hem iç, hem de dış ortam için ayrı ayrı uygulanması gerekmektedir. Bu doğrultuda, demetleme, öteleme ve dağıtma gibi ÇSHÇY aşamaları iki farklı ağaç yapısı üzerinde gerçekleştirilir. Demetleme işlemleriyle elektrik ve manyetik akımlardan ışıyan elektromanyetik dalgalar hesaplanır. Öteleme ve dağıtma işlemleri sayesinde test fonksiyonlarına gelen dalgalar hesaplanır. Son olarak, gelen elektrik ve manyetik alanların test edilmesiyle matris-vektör çarpımları gerçekleştirilmiş olur.

#### 3. İteratif Çözümler

Yoğun matris denklemlerinin iteratif çözümleri için literatürde pek çok Krylov altuzayı metodu bulunmaktadır. Periyodik diyelektrik katmanlar üzerinde yapılan karşılaştırmalar sonucunda, GMRES metodunun diğer metodlara göre daha hızlı çözümler verdiği tespit edilmiştir. Yakınsamaların daha da hızlandırılması amacıyla öniyileştirici teknikler kullanılmıştır. Bu teknikler arasında özellikle dört parçalı blok-diyagonal öniyileştiricisinin (4PBDÖ) çözümlerin verimini önemli derecede artırdığı gözlemlenmiştir. Bu öniyileştirici birbirlerine çok yakın RWG fonksiyonları arasındaki etkileşimlerin kullanılmasıyla oluşturulmaktadır. Ortaya çıkan blok-diyagonal yapıdaki öniyileştirici matrisinin hem oluşturulması hem de iterasyonlar esnasında kullanılması son derece verimlidir.

### 4. Sayısal Örnekler

Bu çalışmadaki benzetimlere örnek olarak, boyutları  $0.41 \text{ cm} \times 2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm} ve 0.41 \text{ cm} \times 4 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$  olan prizmalardan oluşan 10 katmanlık yapılar ele alınmıştır. Elektromanyetik geçirgenliğin incelenmesi amacıyla, bu yapılar dipol antenlerle aydınlatılmış ve saçılan elektromanyetik alanlar yapıların etrafında hesaplanmıştır. Frekans 20 GHz–40 GHz aralığında seçildiğinde, bu yapıların dalgaboyunun onda birinden küçük üçgenlerin kullanılmasıyla ayrıklaştırmaları sonucunda 77,400 ve 262,920 bilinmeyenli matris denklemleri oluşturulmuş ve çözülmüştür. Şekil 1'de 0.41 cm  $\times$  2 cm  $\times$  2 cm boyutlarındaki katmanlardan oluşan yapı için iteratif çözümler sunulmuştur. Frekansın 20 GHz ve 30 GHz olduğu çözümlerde, kalan iteratif hata gerçekleştirilen matris-vektör çarpımlarının sayısına bağlı olarak gösterilmiştir. Her iki frekansta da, GMRES metodunun bir başka Krylov altuzayı metodu olan BiCGSTAB'ye göre çok daha verimli çözümler verdiği gözlemlenmektedir. Ayrıca, 20 GHz'de, hem GMRES, hem de BiCGSTAB çözümleri 4PBDÖ'nün kullanılmasıyla hızlanmaktadır.



**Şekil 2.** Boyutları 0.41 cm  $\times$  2 cm  $\times$  2 cm olan diyelektrik prizmalardan oluşan 10 katmanlık yapının (a) 20 GHz'te, (b) 25 GHz'te, (c) 30 GHz'te ve (d) 35 GHz'te güç geçirgenliği.

Bu öniyileştiriciden sağlanan hızlanma 30 GHz'de daha azdır. Ancak, 4PBDÖ'nün getirdiği hesaplama yükü son derece az olduğundan, bu öniyileştiricinin her frekansta kullanılmasında bir sakınca görülmemektedir.

Şekil 2'de,  $0.41 \text{ cm} \times 2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$  boyutlarındaki katmanlardan oluşan yapı için 20 GHz, 25 GHz, 30 GHz ve 40 GHz'te hesaplanan güç geçirgenliği değerleri gösterilmiştir. Dipol anten yapıyı sağ tarafından aydınlatmakta ve iletim bölgesi yapının solunda bulunmaktadır. Geçirgenlik değerleri frekansa bağlı olarak incelendiğinde, yapının 30 GHz haricinde saydam olduğu ve elektromanyetik dalgaları ilettiği gözlemlenmektedir. Frekans 30 GHz olduğunda ise, teorik analizlerden beklendiği gibi, yapı donuklaşmakta ve güç geçirgenliği değerleri önemli ölçüde düşmektedir. Öte yandan, katmanların sonsuz kabul edildiği analizlerden farklı olarak, geçirgenlik değerleri iletim bölgesinde düzenli olarak düşük seviyelerde değildir. Özellikle yapının köşelerine yakın bölgelerde geçirgenlik artmaktadır. Bu ideal olmayan durum yapıların sonlu kabul edildiği yüksek doğruluktaki çözümler sonucunda gözlemlenebilmektedir. Şekil 3'te, 0.41 cm  $\times$  4 cm  $\times$  4 cm boyutlarındaki katmanlardan oluşan yapı için güç geçirgenliği değerleri sunulmuştur. Yapının büyümesiyle birlikte, 30 GHz'te donuklaşan yapının gölgeleme etkisi artmaktadır. Ancak, bu durumda bile yapının solunda güç geçirgenliğinin yükseldiği bölgeler bulunmaktadır. Ayrıca, cismin saydam olduğu diğer frekanslarda güç geçirgenliği değerleri gözlem noktasına bağlı olarak artıp azalan örüntüler oluşturmaktadır.



**Şekil 3.** Boyutları 0.41 cm  $\times$  4 cm  $\times$  4 cm olan diyelektrik prizmalardan oluşan 10 katmanlık yapının (a) 20 GHz'te, (b) 25 GHz'te, (c) 30 GHz'te ve (d) 35 GHz'te güç geçirgenliği.

#### 5. Sonuç

İntegral denklemlerinin ve ÇSHÇY'nin kullanılmasıyla geliştirilen benzetim ortamında sonlu periyodik katmanlardan oluşan çeşitli yapılar ele alınmıştır. Katmanların sonlu kabul edildiği benzetimler sayesinde bu yapıların elektromanyetik geçirgenlik özellikleri çok daha gerçekçi ve doğru olarak incelenebilmektedir.

#### Kaynaklar

[1] S. T. Peng, T. Tamir ve H. L. Bertoni, "Theory of periodic dielectric waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, cilt 23, no. 1, s. 123–133, Ocak 1975.

[2] J. Song, C.-C. Lu ve W. C. Chew, "Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 45, no. 10, s. 1488–1493, Ekim 1997.

[3] P. Ylä-Oijala ve M. Taskinen, "Application of combined field integral equation for electromagnetic scattering by dielectric and composite objects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 53, no. 3, s. 1168–1173, Mart 2005.

[4] Ö. Ergül ve L. Gürel, "Diyelektrik cisimlerin iteratif çözümünde integral denklemi formülasyonlarının incelenmesi," *URSI-Türkiye 2006 Bilimsel Kongresi*, Ankara, Türkiye, 2006, s. 46–48.

# Çok Amaçlı Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Çok Katmanlı Mikrodalga Soğurucu Tasarımı

A. Egemen YILMAZ<sup>1</sup> ve Mustafa KUZUOĞLU<sup>2</sup>

<sup>1</sup>: <u>asimegemenyilmaz@yahoo.com</u>, HAVELSAN A.Ş. Barış Kartalı Özel Proje Müdürlüğü, Ankara; <sup>2</sup>: <u>kuzuoglu@metu.edu.tr</u>, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara.

Özet: Bu çalışmada, çok katmanlı mikrodalga soğurucu tasarım problemi ele alınmıştır. Yansıma katsayısı ve toplam kalınlığa dayalı olarak tanımlanmış olan amaç fonksiyonlarının aynı anda minimizasyonu, çok amaçlı Parçacık Sürü Optimizasyonu yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Bulunan Pareto Ön Yüzü sonuçları, literatürdeki sonuçlar ile uyum göstermektedir. Optimizasyon işlemi şu an için sürekli uzayda gerçekleştirilmiş olup, ilerleyen aşamalarda ayrık uzayda da işlem yapılması; ayrıca farklı yöntemlerin karşılaştırılması için bir optimizasyon yazılım kütüphanesi oluşturulması hedeflenmektedir.

#### 1. Giriş

Mikrodalga soğurucu kaplamalar, başta radar ara kesit alanlarının düşürülmesi ve yansımasız odaların tasarımı olmak üzere değişiklik amaçlarla kullanılmakta olan cisimlerdir. Bu cisimler, Salisbury perdesi ve Dallenbäch katmanı örneklerinde olduğu gibi tek katmanlı; veya Jaumann soğurucusu örneğinde olduğu gibi çok katmanlı olabilirler. Şekil 1'de, çok katmanlı bir mikrodalga soğurucu örneği görülmektedir. Söz konusu cisimlerin belirli frekans bantlarında yansımaları bastırma özelliklerinin yanı sıra, üretim kolaylığı ve maliyet açısından da mümkün olduğunca ince olmaları istenmektedir. Bu iki koşulun birbirleri ile çelişiyor olması, tasarımı zorlaştıran en temel husustur.

Şekil 1. N<sub>L</sub>-katmanlı mikrodalga soğurucu.

Çok katmanlı bir mikrodalga soğurucunun (kendisine dik bir elektromanyetik dalga yönlenmesi durumundaki) yansıma katsayısı, aşağıdaki özyinelemeli denklemler ile ifade edilebilir:

$$R_{i}(f) = \frac{\widetilde{R}_{i}(f) + R_{i-1}(f)e^{-j2k_{i-1}(f)t_{i-1}}}{1 + \widetilde{R}_{i}(f)R_{i-1}(f)e^{-j2k_{i-1}(f)t_{i-1}}}$$
(1)

$$\widetilde{R}_{i}(f) = \frac{\mu_{i-1}(f)k_{i}(f) - \mu_{i}(f)k_{i-1}(f)}{\mu_{i-1}(f)k_{i}(f) + \mu_{i}(f)k_{i-1}(f)}$$
(2)

$$k_i(f) = 2\pi f \sqrt{\mu_i(f)\varepsilon_i(f)}$$
(3)

Yukarıdaki denklemlerde  $\widetilde{R}_0 = -1$  olarak seçilir. Çok katmanlı mikrodalga soğurucu tasarımı problemi, aslen çok amaçlı bir optimizasyon problemi olup; ilgili *B* frekans bandında  $R = 20 \log_{10} \{ \max [R_{N_L}(f)] | f \in B \}$  ve

 $t = \sum_{i=1}^{N_L} t_i$  değerlerinin aynı anda minimizasyonu olarak ifade edilebilir. Bu tarz problemler, genellikle tasarımcının

deneyim ve sezgilerine dayalı deneme-yanılma yöntemleri ile çözülebilmektedir. Ancak problemin sistematik buluşsal yöntemler ile çözümü, daha etkin olması dolayısıyla tercih edilen bir alternatiftir.

#### 2. Çok Amaçlı Optimizasyon

Çok amaçlı optimizasyon problemi, her biri P tane parametreye bağımlı olan D tane farklı amaç fonksiyonunun, verilmiş olan J tane kısıt altında, aynı anda minimize/maksimize (bu çalışma kapsamında, minimizasyon yapılmıştır) edilmesi olarak ifade edilebilir, aşağıdaki şekilde de formüle edilebilir:

 $v_i = f_i(\mathbf{u}), \quad \mathbf{u} = (u_1, ..., u_P), \quad i = 1, ..., D;$  ve ayrıca  $e_j(\mathbf{u}) \ge 0, \quad j = 1, ..., J$  olsun.  $e(\mathbf{u}) = (e_1(\mathbf{u}), ..., e_j(\mathbf{u})) \ge 0$  kısıtları altında,  $\mathbf{v} = (v_1, ..., v_P) = f(\mathbf{u}) = (f_1(\mathbf{u}), ..., f_D(\mathbf{u}))$  'yi minimize et.

Vektörel amaç fonksiyonu f(...)'nin etki alanı olan D boyutlu uzayda, her biri P boyutlu olan iki vektörün birbirleri ile ilişkilendirilmesi için de aşağıdaki tanımların yapılması gerekmektedir:

<u>Tanım 1.</u> Herhangi iki **x** ve **y** ( $\in \mathbb{R}^{P}$ ) vektörü hakkında;

-  $\forall i = 1, ..., D; f_i(\mathbf{x}) \leq f_i(\mathbf{y})$  ise x'in y'yi zayıfça baskınladığı söylenir ( $\mathbf{x} \leq \mathbf{y}$  şeklinde gösterilir),

-  $f_j(\mathbf{x}) < f_j(\mathbf{y})$  olacak şekilde en az bir j ( $1 \le j \le D$ ) varsa, x'in y'yi mutlak olarak baskınladığı söylenir ( $\mathbf{x} \prec \mathbf{y}$  şeklinde gösterilir).

<u>Tanım 2.</u> Uygun çözümler kümesi  $X (\subset \mathbb{R}^{P})$ 'in elemanı olan herhangi bir  $\mathbf{x} (\in X \subset \mathbb{R}^{P})$  vektörü için;

-  $\mathbf{y} \prec \mathbf{x}$  olacak şekilde bir  $\mathbf{y} \in X$  vektörü bulunmaması durumunda,  $\mathbf{x}$ 'in X üzerinde baskınlanamaz olduğu söylenir.  $\mathbf{x}$ , Pareto-Optimal olarak; Pareto-Optimal vektörlerin oluşturduğu küme ise Pareto Ön Yüzü olarak anılır.

Şekil 2'de, söz konusu tanımlara ait örnekler iki amaçlı uzayda (D = 2) gösterilmiştir.



Şekil 2. Çok amaçlı optimizasyonda (a) Baskın gelme ilişkileri; (b) Pareto Ön Yüzü tanımı.

Çok katmanlı mikrodalga soğurucu tasarımı probleminde, yukarıdaki amaç fonksiyonlarının kullanılması durumunda baskınlanan çözümler ve Pareto Ön Yüzü, Şekil 3'e görüldüğü gibidir.



Şekil 3. Çok katmanlı mikrodalga soğurucu tasarımı probleminde baskınlanan çözümler ve Pareto Ön Yüzü.

#### 3. Parçacık Sürü Optimizasyonu

1995 yılında Eberhart ve Kennedy tarafından geliştirilmiş olan Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) [1], çok parametreli ve sürekli optimizasyon problemlerini başarıyla çözen bir yöntemdir. Sürü halinde yaşayan canlıların sosyal, bilişsel ve rastlantısal davranışlarından esinlenilerek geliştirilmiş olan PSO; sürüdeki bireylerin bir yandan rasgele arama davranışına devam ederken, bir yandan da arama uzayında en iyi pozisyonda bulunan bireylere (global kılavuzlar) ve kendi hatıralarında yer alan en iyi pozisyonlara (kişisel kılavuzlar) doğru eğilimlerinin artırılması esasına dayanmaktadır. Orijinal hali tek amaçlı optimizasyon problemleri için önerilmiş olmasına rağmen; ilerleyen yıllarda birçok araştırmacı tarafından PSO'nun çok amaçlı türevleri geliştirilmiştir. Yöntemler, farklı amaçlarda başarılı olan bireylerin birbirleri ile karşılaştırılması, global ve kişisel kılavuzlar kullanılarak lokal kılavuzların seçilmesi, yeni çözüm adaylarının oluşturulması vb. adımlarda farklılıklar göstermektedir [2].

1990lı yıllarda yapılan çalışmalarda, çok katmanlı mikrodalga soğurucu tasarımı probleminde genetik algoritmaların çok amaçlı türevleri uygulanmıştır [3-7]. Yakın geçmişteki çalışmalarda ise gerek tek amaçlı, gerekse çok amaçlı PSO'nun çok katmanlı mikrodalga soğurucu tasarımlarında uygulanabilirliği gösterilmiştir [8-10].

#### 4. Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışma kapsamında, ilk olarak Moore ve Chapman'ın önermiş olduğu [11] çok amaçlı PSO uygulaması gerçekleştirilmiştir. 4 ve 5 katmanlı mikrodalga soğurucu tasarımlarında elde edilen sonuçlar, literatürdeki sonuçlar ile uyumludur. Şekil 4'te, 5 katman için elde edilen Pareto Ön Yüzü'nün, [3]'te elde edilen sonuçlar ile aynı olduğu görülmektedir. Optimizasyon işlemi şu an için sürekli uzayda yapılmaktadır. Dolayısıyla, bulunan çözümlerdeki materyal özelliklerinin ( $\varepsilon$ ,  $\mu$ ) fiziksel olarak gerçeklenemez olması ihtimali bulunmaktadır. Halen devam eden çalışmalarda, optimizasyon işleminin ayrık uzayda (fiziksel olarak gerçeklenebilir materyallerden oluşan bir veritabanından seçilerek) gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Ayrıca, literatürde bulunan farklı çok amaçlı PSO yöntemlerinin gerçekleştirildiği bir yazılım altyapısının kurulması; bu altyapı aracılığı ile de farklı yöntemlerin aynı tasarım problemleri üzerinde performans karşılaştırmalarının yapılması da hedeflenmektedir.



Şekil 4.  $N_L$ -katmanlı mikrodalga soğurucu tasarım problemi için Pareto Ön Yüzü çözümleri ( $N_L = 5$ ).

#### Kaynaklar

Kennedy J. ve Eberhart R. C., "Particle Swarm Optimization", *IEEE Cong Neur NW IV*, 1995, cilt 4, s. 1942-8.
 Reyes-Sierra M. ve Coello-Coello C. A., "Multi-Objective ...", *Int. J. Comp. Int. Res.*, 2(3), s. 287–308, 2006.
 Michielssen E., Sajer J. M. ve Mittra R., "Pareto-optimal ...", *IEEE Int. Symp. APS*, Haziran 1993, s. 1167-70.
 Michielssen E. ve diğerleri, "Design of Lightweight ...", *IEEE Trans. Mic. Theory Tech.*, 41, s. 1024-31, 1993.
 Weile D. S. ve diğerleri, "Genetic Algorithm ...", *IEEE Trans. Elect. Comp.*, 38(3), s. 518-25, Ağustos 1996.
 Bajwa A. ve diğerleri, "Design of Broadband Radar ...", *IEEE Int. Symp. APS*, Temmuz 2001, cilt 4, s. 672-5.
 Cui S. ve Weile D.S., "Application of a Novel Parallel...", *IEEE Int. Symp. APS*, Temmuz 2005, cilt 2A, s. 41-4.
 Goudos S. K. ve Sahalos J. N., "Microwave ...", *Mic. Opt. Technol. Lett.*, 48(8), s. 1553-8, Ağustos 2006.
 Chamaani S. ve diğerleri, "Design of ...", *AEÜ - Int. J. Electron. Commun.*, 62(7), s. 549-56, Ağustos 2008.
 Moore J. ve Chapman R., "Application of ...", *Teknik Rapor - Dep. Comp. Sci. & SW Eng.*, Auburn Uni., 1999, http://delta.cs.cinvestav.mx/<sup>\*</sup>ccoello/EMOO/.

## TÜM-GEÇİREN SÜZGEÇ YAPISI VE RADYAL SAPLAMA KULLANIMI İLE ÇOK GENİŞ BANT FAZ KAYDIRICI TASARIMLARI

Erkek E.<sup>1</sup>, Boyacıoğlu G.<sup>1</sup>, Demir Ş.<sup>2</sup>,

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, gboyaci@aselsan.com.tr, simsek@ metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada 2-6 GHz ve 6-18 GHz bant aralıklarında çalışan faz kaydırıcı devrelerin tasarımı ve benzetim sonuçları sunulmaktadır. Tasarlanan 2-6 GHz ve 6-18 GHz geniş bant faz kaydırıcılar bitanahtarlamalı sayısal yapıdadır. 2-6 GHz bant aralığı için; tüm geçiren süzgeç yapıları tek kutuplu çift yollu (SPDT) anahtar ile anahtarlanarak 22.5°, 45°, 90° ve 180° faz farkları elde edilmiştir. 6-18 GHz bant aralığı için ise radyal saplama çiftleri Lange bağlaştırıcının yansıtıcı yükü olarak kullanılmış ve 11.25°, 22.5°, 45° ve 90° faz farkı değerleri elde edilmiştir.

#### 1.Giriş

Mikrodalga ve milimetre-dalga faz kaydırıcılar, iletişim ve radar uygulamalarında kullanılan anten dizilerinin, en önemli yapılarından bir tanesidir. Elektronik taramalı faz dizili antenlerin ana huzmesinin oluşturulmasında ve istenilen alana yönlendirilmesinde faz kaydırıcı elemanlar kullanılır. Çok geniş bant çalışma frekans aralığı, elektronik harp uygulamaları için önemli bir ölçüttür. Bu yüzden bu tip uygulamalarda çok geniş bant faz kaydırıcılar sıklıkla kullanılır. Faz kaydırıcı devreler farklı teknikler kullanılarak gerçekleştirilebilir.

Bu çalışmada 2-6 GHz ve 6-18 GHz frekans bantlarında çalışan 4-bit faz kaydırıcı devrelerin tasarımı anlatılmaktadır. Farklı frekans bantlarındaki bu iki faz kaydırıcı için iki farklı tasarım tekniği kullanılmaktadır. Her iki tasarımda da bit yapıları ilgili tasarım tekniği kullanılarak ayrı ayrı oluşturulur. Bu yapılar art arda bağlanarak istenilen faz farkı değeri gerekli bit yapılarının anahtarlanması ile elde edilir. Yapılan tasarım çalışmasında tasarım tekniği ve buna bağlı olarak üretim teknolojisi de farklıdır. İstenilen doğruluk ve çözünürlüğe sahip faz kaydırıcı tasarımında tek tek bitlerin faz değerlerinin hassasiyeti önemlidir. Bunun yanında, bitlerin art arda bağlandığı durumda, yansımalar nedeni ile bitler arasında oluşan etkileşim de dikkate alınmalıdır. Yansımaların azaltılması ve ortaya çıkabilecek empedans uyumsuzluklarının önlenmesi için, bitlerin tek başlarına tasarımlarında giriş ve çıkış geriye dönüş kayıplarının -20dB'nin altında olması kritiktir.

#### 2. 2-6 GHz Faz Kaydırıcı Tasarımı

2-6 GHz faz kaydırıcının tasarımında, tüm-geçiren süzgeç (TGS) yapısının [1] kullanıldığı geniş bant faz kaydırıcı tekniği uygulanmıştır. Bu teknikte belirli frekans bölgesinde sabit gecikme yaratılması ve faz farkı elde edilirken iki hat üzerindeki gecikmelerin birbirini dengeleyerek geniş frekans bandında sabit faz farkı oluşturması hedeflenmektedir. TGS yapısının empedans uyumluluğunun diğer tekniklere oranla daha iyi olması, geniş bantta istenilen faz açısının elde edilmesini kolaylaştırmaktadır. Bu teknikte iki TGS yapısı arasında SPDT anahtar ile anahtarlama yapılarak istenilen faz değeri elde edilir; ve daha geniş bant faz yanıtı elde edebilmek her bir bitin tasarımında, iki TGS art arda bağlanarak bir yapı oluşturulur.

Her bir TGS yapısında, farklı faz değerlerinde kuramsal olarak irgiteç ve sığaç değerleri hesaplanmıştır. Yapılan benzetimlerde, giriş ve çıkış geriye dönüş kayıplarını ve faz hatasını en alt seviyede tutabilmek için eniyileme tekniklerinden yararlanılmıştır. Şekil 1'de 22.5° faz farkı yaratmak için tasarlanan devre şeması görülmektedir. Şekil 2'de ise ideal irgiteç ve sığaç değerleri için benzetim sonucu görülmektedir. Eniyileme sonucunda elde edilen değerler için mevcut (COTS) devre elemanlarından Tablo 1'de görülen uygun olanları seçilmiş ve benzetimde firma tarafından sağlanan S-parametreleri kullanılmıştır. Küçük değerdeki seri irgiteç ve paralel sığaç değerlerini gerçeklemek için, Rogers 4003 (h=8mil) taban malzemesi üzerine tasarlanan mikroşerit iletim hatları kullanılmıştır. Bu yer değiştirmeler sonucunda oluşan sapmaları modelleyip benzetimde gösterebilmek için yine Şekil 1'de görülen geçişler kullanılmış, ayrıca eniyileme çalışmaları yapılmıştır. COTS değerlerin kesikli olması ve parazitik çevresel elemanlar içermesi eniyileme çalışmaları yapılmıştır. Tasarımın yapıldığı frekans aralığında anahtarın yalıtımının yüksek, araya giriş kaybının ise düşük olması seçimindeki en büyük etkendir. Şekil 2'de bu devrenin benzetim sonucu görülmektedir. Yukarıda anlatıldığı gibi tasarlanan 22.5°, 45°, 90° ve 180° bit yapılarının birbirine bağlandıktan sonra tüm devrenin 22.5° faz farkı verecek şekilde anahtarlanmış olduğu duruma ilişkin benzetim sonucu Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 1. Tüm geçiren süzgeç yapıları ile oluşturulan 22.5° faz devresinin şematik gösterimi



Şekil 2. (a) İdeal irgiteç ve sığaç değerleriyle ve (b) COTS devre elemanları ve iletim hatlarıyla tasarlanan 22.5° faz devresinin benzetim sonuçları

Bu devrenin üretimi için ODTU-MET'te geliştirilen sığaç ve spiral irgiteç kullanımı planlanmaktadır. Bu konferansta sunulacak "RF MEMS Teknolojisi ile S-Bandı Tümleşik Bant-Geçiren Filtre Yapısı" adlı çalışmada ilgili devre elemanlarının detaylı performans bilgileri sunulmuştur. Böyle bir üretim tekniğinin kullanılması,

kesikli değerlerin yarattığı sınırlamaları ve çevresel parazitlikleri en aza indirmiş olması nedeni ile geniş bantlı çalışmaya engel olan etkenleri azaltacaktır.



Şekil 3. 22.5°, 45°, 90° ve 180° bit yapılarının art arda bağlandıktan sonra devrenin 22.5° için cevabı



Şekil 4. Radyal saplamalar kullanılarak oluşturulan 11.25° faz devresinin şematik gösterimi

#### 3. 6-18 GHz Faz Kaydırıcı Tasarımı

6-18 GHz faz kaydırıcının tasarımında 3dB, 90° Lange bağlaştırıcı (LB) ve radyal saplamaların kullanıldığı geniş bant faz kaydırıcı tekniği uygulanmıştır [2]. Bu teknikte iki farklı radyal saplama çifti LB yansıtıcı yükü olarak kullanılır. Yansıtıcı yük olarak radyal saplamaların kullanılmasının nedeni, geniş bantta sabit yansıma katsayısına sahip olmalarıdır. LB ve yansıtıcı yüklerin çalışma frekans bandı tüm faz kaydırıcının bandını belirlemektedir. Bu teknikte, bağlaştırıcının giriş kapısından uygulanan işaret, istenen faz farkını sağlayabilecek şekilde radyal saplamalar ile sonlandırılmış direkt kapı ve bağlaşan kapıdan yansıyarak izole olan kapıdan çıkar. Her bir bit yapısı için birbirinden farklı iki saplama çifti oluşturulur. Bu saplama çiftleri, arada PIN diyotlar kullanılarak LB direkt kapısına ve bağlaşan kapısına bağlanır. PIN diyotların anahtarlanmasıyla seçilen saplamalar yansıtıcı olarak kullanılarak istenen faz farkı değeri elde edilir. Her bir bitte kullanılan LB aynı; ancak saplamalar birbirinden farklıdır.

6-18 GHz faz kaydırıcı tasarımında hibrid teknoloji kullanılmıştır. LB ve radyal saplamalar, 10mil kalınlığında ve dielektrik sabiti,  $\varepsilon_r$ =9.4 olan Alumina taban malzemesi üzerine mikroşerit yapısı kullanılarak

tasarlanmıştır. Yüksek frekansta düşük kayıp özelliği nedeniyle taban malzemesi olarak Alumina seçilmiştir. LB kapıları ile saplamalar arasına yerleştirilen ve saplamaları anahtarlamak için kullanılan anahtarlar ise Avago firmasının üretmiş olduğu düşük sığaç ve direnç değerlerine sahip HPND-4038 beam lead PIN diyotlardır. Diyotun yalıtım değeri bant boyunca -10dB'den, araya giriş kaybı ise 0.4dB'den düşüktür. Yüksek çalışma frekansında küçük alanda tasarım gerçekleştirme ihtiyacı nedeni ile saplamalar arası anahtarlamayı yaparken anahtar boyutunun küçük olması tercih edilmiştir. LB hat genişlikleri ile seçilen diyotun genişliği uyumludur.

3dB Lange bağlaştırıcı 12 GHz merkez frekansında tasarlanmıştır. 11.25°, 22.5°, 45° ve 90° olmak üzere 4 bit yapısı için gerekli olan saplamaların boyutları kuramsal olarak hesaplanmış ve benzetime dahil edilmişlerdir. Kullanılan PIN diyotların S-parametreleri benzetimde yer almıştır. LB giriş ve çıkış geriye dönüş kayıplarını ve faz hatasını en aza indirmek için eniyileme tekniklerinden yararlanılmıştır. Eniyileme çalışmasına radyal saplamaların başlangıç genişlikleri, uzunlukları ve açıları ayrı ayrı dahil edilmiştir. PIN diyotun saplamalara bağlantılarında diyot çıkışı ile saplama girişi arasındaki devamsızlığı modellemek için geçişler kullanılmış ve devre şemasına dahil edilmiştir. Şekil 4'te 11.25° faz farkı yaratmak için tasarlanan devre şeması, Şekil 5'te devrenin serim planı görülmektedir. Şekil 6'da ise devrenin benzetim sonucu yer almaktadır.



Sekil 5. Tasarlanan devrenin serim planı (PIN diyotlar yer almamaktadır). Devre boyutu yaklaşık 4 x 5mm'dir.



Şekil 6. 11.25° faz farkı için tasarlanan devrenin benzetim sonucu

#### Referanslar

- [1] D.Adler and R.Popovich, "Broadband Switched-Bit Phase Shifter Using All-Pass Networks", 1991 IEEE MTT-S Digest pp.265-268.
- [2] H.Kwon, H.Lim and B.Kang, "Design of 6-18GHz Wideband Phase Shifters using Radial Stubs", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.17, no.3, March 2007, pp.205-207.

## Büyük Diyelektrik Cisimlere Ait Elektromanyetik Saçılım Problemlerinin Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Algoritmasıyla Çözümü<sup>†</sup>

Özgür Ergül<sup>1,2</sup> ve Levent Gürel<sup>1,2</sup> <sup>1</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü <sup>2</sup>Bilişimsel Elektromanyetik Araştırma Merkezi (BiLCEM) Bilkent Üniversitesi TR-06800, Bilkent, Ankara E-posta: {ergul,lgurel}@ee.bilkent.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, çok büyük homojen diyelektrik ve diyelektrik-metalik cisimlere ait elektromanyetik saçılım problemlerinin hızlı ve yüksek doğruluktaki çözümleri amaçlanmıştır. Problemlerin formülasyonları elektrik ve manyetik akımı birleşik alan integral denklemi (EMABAİD) ile gerçekleştirilmiştir. Yüksek doğruluktaki çözümler için yüzeyler dalga boyuna göre küçük üçgenlerin kullanılmasıyla ayrıklaştırılmıştır. Yüzeyler üzerinde tanımlanan elektrik ve manyetik akımları Rao-Wilton-Glisson fonksiyonlarıyla açılmıştır. Sınır koşullarının test edilmesiyle oluşturulan yoğun matris denklemleri çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) ile iteratif olarak çözülmüştür. Ayrıca, blok-diyagonal öniyileştiricilerle iteratif yakınsamalar hızlandırılmıştır. EMABAİD, ÇSHÇY, iteratif yöntemler ve öniyileşticilerin kullanılmasıyla geliştirilen benzetim ortamı sayesinde, milyonlarca bilinmeyenli saçılım problemlerinin yüksek doğruluktaki çözümleri gerçekleştirilmiştir.

## 1. Giriş

Elektromanyetik saçılım problemlerinin çözümünde yüzey integral denklemleri sıkça kullanılmaktadır. Metalik yüzeyler için elektrik alan integral denklemi (EAİD), manyetik alan integral denklemi (MAİD) ve birleşik alan integral denklemi (BAİD) başlıca yüzey formülasyonlarındandır [1]. Homojen diyelektrik cisimler için ise literatürde pek çok seçenek mevcuttur. Bunlardan Poggio-Miller-Chang-Harrington-Wu-Tsai (PMCHWT) ve Müller formülasyonları yıllardır çeşitli saçılım ve ışınım probleminin çözümünde kullanılmıştır [1],[2]. Son yıllarda, çözümlerin doğruluğunu ve verimini daha da artırmak amacıyla yeni formülasyonlar da türetilmiştir. Bunlardan, elektrik ve manyetik akımı birleşik alan integral denkleminin (EMABAİD) [3], özellikle büyük problemlere gidildikçe, diğer yüzey formülasyonlarına göre daha üstün olduğu gösterilmiştir [4]. EMABAİD'den elde edilen matris denklemleri, diğer formülasyonlardan elde edilenlere göre daha az iterasyonla çözülebilmektedir. Üstelik EMABAİD, diğer verimli formülasyonlardan çok daha doğru çözümler sunmaktadır. EMABAİD aynı zamanda hem metalik, hem de diyelektrik parçaları olan bileşik cisimler üzerinde kolaylıkla uygulanabilmektedir. Bu çalışmada da, çok büyük diyelektrik ve bileşik cisimlere ait saçılım problemlerinin etkin çözümleri için EMABAİD kullanılmıştır.

Elektromanyetik problemlerinin yüksek doğruluktaki çözümleri için yüzey integral denklemlerinin küçük elemanlarla (örneğin,  $\lambda/10$  üçgenlerle) ayrıklaştırılmaları gerekmektedir. Bu doğrultuda, dalga boyuna göre çok büyük cisimlerin çözümlerinde milyonlarca bilinmeyenli matris denklemleri elde edilir. Bu denklemlerin iteratif yöntemlerle çözümlerinde ihtiyaç duyulan matris-vektör çarpımları çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) [5] ile hızlı ve verimli bir biçimde gerçekleştirilebilir. Bu yöntem sayesinde, matris-vektör çarpımlarının karmaşıklığı, sonuçların hassasiyetinden ödün vermeden,  $O(N^2)$ 'den  $O(N \log N)$ 'ye düşürülebilmektedir. Öte yandan, verimli çözümler için ÇSHÇY tek başına yeterli değildir. Hızlı matris-vektör çarpımlarına ek olarak, iterasyon sayılarının da düşük seviyelerde tutulması gerekmektedir. Genel olarak, EMABAİD'den elde edilen matris denklemlerinin çözülebilirliği yüksektir. Ancak, problem boyunun büyümesi ve bilinmeyen sayısının artmasıyla birlikte çözümler zorlaşmaktadır. İteratif yakınsamaları hızlandırmak amacıyla çeşitli öniyileştirici tekniklerden faydalanılabilir. Bu çalışmada, EMABAİD'nin çözümleri için özel olarak geliştirilen dört parçalı blok-diyagonal öniyileştiriciler (4PBDÖ) kullanılmıştır. EMABAİD, iteratif yöntemler, ÇSHÇY ve 4PBDÖ'nün

<sup>†</sup>Bu çalışma, TÜBİTAK (105E065, 105E172 ve 107E136), Türkiye Bilimler Akademisi (LG/TÜBA-GEBİP/2002-1-12), ASELSAN ve SSM tarafından desteklenmektedir.

kullanılmasıyla oluşturulan yüksek kabiliyetli benzetim ortamı sayesinde, çok büyük diyelektrik cisimlere ait saçılım problemlerinin çözümleri mümkün hale gelmektedir.

#### 2. Elektrik ve Manyetik Akımı Birleşik Alan Integral Denklemi

EMABAİD'nin Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonlarıyla ayrıklaştırılması sonucunda  $(N+N_D) \times (N+N_D)$ boyutlarında yoğun matris denklemleri elde edilir. Burada N, yüzeyler üzerinde tanımlanan RWG fonksiyonlarının sayısıdır. İlk  $N_D \leq N$  RWG fonksiyonu diyelektrik yüzeyler üzerinde tanımlanır ve bu yüzeyler üzerindeki eşdeğer elektrik ve manyetik akımlarını modellemek için kullanılır. Geri kalan  $(N - N_D)$  RWG fonksiyonu ise (varsa) metalik yüzeyler üzerindeki elektrik akımını modellemek için kullanılır. RWG fonksiyonları arasındaki etkileşimlerin hesaplanmasıyla birlikte elde edilen yoğun matris denklemleri

$$\begin{bmatrix} \bar{\boldsymbol{Z}}_{N\times N}^{(11)} & \bar{\boldsymbol{Z}}_{N\times N_D}^{(12)} \\ \bar{\boldsymbol{Z}}_{N_D\times N}^{(21)} & \bar{\boldsymbol{Z}}_{N_D\times N_D}^{(22)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{a}^{(1)} \\ \boldsymbol{a}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}^{(1)} \\ \boldsymbol{v}^{(2)} \end{bmatrix}$$
(1)

şeklinde gösterilebilir. Burada,  $a^{(1)}$  ve  $a^{(2)}$  sırasıyla elektrik ve manyetik akımlarının modellenmesinde kullanılan bilinmeyen katsayıları içeren vektörlerdir.

#### 3. EMABAID'nin CSHCY ile Cözümü

EMABAİD'den elde edilen matris denklemleri ÇSHÇY ile verimli bir biçimde çözülebilir. Bu çözümler genel olarak şu şekilde özetlenebilir:

- 1) Cismin özyinelemeli olarak parçalara bölünmesiyle, her bir diyelektrik ortam için ayrı bir ağaç yapısı ortaya çıkar. Demetleme, öteleme ve dağıtma gibi ÇSHÇY aşamalarının bu ağaç yapıları üzerinde ayrı ayrı uygulanmaları gerekmektedir.
- 2) Demetleme aşamasında elektrik ve manyetik akımlarından ışıyan elektromanyetik dalgalar hesaplanır. Bir diyelektrik ortamdaki elektromanyetik alanlara sadece ortamı sınırlayan yüzeyler üzerindeki eşdeğer akımlar katkıda bulunur.
- 3) Öteleme aşamasında ışınımlar gelen dalgalara çevirilir.
- 4) Dağıtma aşamasında gelen dalgalar özyinelemeli olarak toplanır ve RWG fonksiyonları tarafından alınır. Sadece diyelektrik ortamı sınırlayan yüzeyler üzerindeki RWG fonksiyonları gelen dalgaları test etmek için kullanılır.

CSHCY sayesinde matris-vektör çarpımları  $\mathcal{O}(N \log N)$  sürede ve  $\mathcal{O}(N \log N)$  bellek kullanımıyla gerçekleştirilebilmektedir.

#### 4. Blok-Diyagonal Öniyileştiriciler

İteratif çözümlerde ihtiyaç duyulan matris-vektör çarpımlarının sayısını azaltmak için öniyileşirici tekniklerden faydalanılmıştır. Özellikle, EMABAİD'nin yapısına uygun olarak geliştirilen 4PBDÖ ile iteratif yakınsamalar önemli ölçüde hızlandırılmıştır. Bu öniyileştirici, birbirlerine çok yakın olan RWG fonksiyonları arasındaki etkileşimlerin kullanılmasıyla oluşturulmaktadır. Elde edilen öniyileştirici matris

$$\bar{\boldsymbol{P}}_{4P} = \begin{bmatrix} \bar{\boldsymbol{P}}_{N\times N}^{(11)} & \bar{\boldsymbol{P}}_{N\times N_D}^{(12)} \\ \bar{\boldsymbol{P}}_{N_D\times N}^{(21)} & \bar{\boldsymbol{P}}_{N_D\times N_D}^{(22)} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \bar{\boldsymbol{Z}}_{N\times N}^{(11)} & \bar{\boldsymbol{Z}}_{N\times N_D}^{(12)} \\ \bar{\boldsymbol{Z}}_{N\times N}^{(21)} & \bar{\boldsymbol{Z}}_{N_D\times N_D}^{(22)} \end{bmatrix}$$
(2)

şeklinde yazılabilir. Burada  $\bar{P}_{N \times N}^{(11)}$  ve  $\bar{P}_{N_D \times N_D}^{(22)}$  matrisleri blok-diyagonal yapıdadır.  $\bar{P}_{N \times N_D}^{(12)}$  ve  $\bar{P}_{N_D \times N}^{(21)}$  matrisleri de bloklardan oluşmaktadır, ancak bu matrisler genel olarak dikdörtgendir. Öniyileştirici matrisin tersi

$$\bar{\boldsymbol{P}}_{4P}^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{\boldsymbol{B}}_{N\times N}^{(11)} & \bar{\boldsymbol{B}}_{N\times N_D}^{(12)} \\ \bar{\boldsymbol{B}}_{N_D\times N}^{(21)} & \bar{\boldsymbol{B}}_{N_D\times N_D}^{(22)} \end{bmatrix}$$
(3)

$$\bar{B}_{N\times N}^{(11)} = (\bar{P}_{N\times N}^{(11)})^{-1} + (\bar{P}_{N\times N}^{(11)})^{-1} \cdot \bar{P}_{N\times N_D}^{(12)}$$

$$= (11) \qquad (= (11))^{-1} + (\bar{P}_{N\times N}^{(11)})^{-1} + (\bar{P}_{N\times N}^{(12)})^{-1} + (\bar{P}_{N}^{(12)$$

$$\vec{B}_{N\times N}^{(11)} = \left(\vec{P}_{N\times N}^{(11)}\right)^{-1} + \left(\vec{P}_{N\times N}^{(11)}\right)^{-1} \cdot \vec{P}_{N\times N_D}^{(12)} \cdot \left(S_{N_D\times N_D}\right)^{-1} \cdot \vec{P}_{N_D\times N}^{(21)} \cdot \left(\vec{P}_{N\times N}^{(11)}\right)^{-1}$$
(5)
$$\vec{B}_{N\times N_D}^{(12)} = -\left(\vec{P}_{N\times N}^{(11)}\right)^{-1} \cdot \vec{P}_{N\times N_D}^{(12)} \cdot \left(S_{N_D\times N_D}\right)^{-1}$$
(6)

$$\mathbf{Y}_{\times N_D} = -(\mathbf{P}_{N\times N}) \quad \cdot \mathbf{P}_{N\times N_D} \cdot (\mathbf{S}_{N_D\times N_D}) \tag{6}$$



Şekil 1. Yarıçapı 20 dalga boyu ve göreceli diyelektrik sabiti 2.0 olan homojen küreye ait bistatik RKA değerleri.

$$\bar{B}_{N_D \times N}^{(21)} = -\left(S_{N_D \times N_D}\right)^{-1} \cdot \bar{P}_{N_D \times N}^{(21)} \cdot \left(\bar{P}_{N \times N}^{(11)}\right)^{-1}$$
(7)

şeklinde hesaplanabilir. Buradaki işlemlerin hepsi 
$$\mathcal{O}(N)$$
 karmaşıklığıyla gerçekleştirilebilmektedir.

#### 5. Sayısal Örnekler

Geliştirilen benzetim ortamının verimliliğini ve doğruluğunu test etmek amacıyla büyük küresel cisimler içeren saçılım problemleri çözülmüştür. Şekil 1'de yarıçapı 20 dalga boyu ve göreceli diyelektrik sabiti 2.0 olan homojen küreye ait saçılım probleminin çözümleri sunulmuş, bu hedefin radar kesit alanı (RKA) değerleri bistatik açıya bağlı olarak gösterilmiştir. EMABAİD ile elde edilen sayısal değerlerin Mie serisiyle elde edilen analitik değerlerle son derece tutarlı oldukları gözlemlenmektedir. Bu problemin sayısal çözümünde 2,925,708 bilinmeyenli matris denklemi oluşturulmuş ve çözülmüştür. 4PBDÖ ile hızlandırılmış BiCGSTAB yöntemiyle gerçekleştirilen çözümde 0.001 hataya 92 iterasyonda ulaşılmıştır. Aynı problemin, geleneksel formülasyonlarla ve öniyileştirici kullanmadan gerçekleştirilen çözümlerinde ise gerekli iterasyon sayısı 1000'in üzerindedir.

Şekil 2'de diyelektrik kabukla kaplanmış diyelektrik kürelere ait saçılım problemlerinin çözümleri sunulmuştur. Kürenin ve kabuğun yarıçapları 5 ve 10 dalga boyudur. Sayısal çözümler için cismin ayrıklaştırılması sonucunda 1,264,128 bilinmeyenli matris denklemleri oluşturulmuş ve çözülmüştür. Şekil 2(a)'da, kürenin ve kabuğun göreceli diyelektrik sabitlerinin sırasıyla 2.0 ve 4.0 olduğu durumda elde edilen RKA değerleri gösterilmiştir. Şekil 2(b)'de ise küre ve kabuğun göreceli diyelektrik sabitleri sırasıyla 4.0 ve 2.0'dir. Her iki durumda da sayısal değerler analitik değerlerle tutarlıdır. Bu problemlerin çözümlerinde 0.001 hata için ihtiyaç duyulan iterasyon sayısı 101 ve 283'tür.

Son olarak, Şekil 3'te diyelektrik kabukla kaplanmış metalik kürelere ait saçılım problmelerinin çözümleri sunulmuştur. Önceki örneklerde olduğu gibi, kürenin ve kabuğun yarıçapları 5 ve 10 dalga boyudur. Ayrıklaştırma sonucunda 1,015,752 bilinmeyenli matris denklemleri oluşturulmuş ve çözülmüştür. Şekil 3(a) ve 3(b)'de kabuğun göreceli diyelektrik sabitinin sırasıyla 2.0 ve 4.0 olduğu durumlardaki RKA değerleri gösterilmiştir. Sayısal değerlerin analitik değerlerle yine son derece tutarlı oldukları gözlemlenmektedir. Çözümlerde 0.001 hataya ulaşmak için gerekli olan iterasyon sayısı 75 ve 187'dir.

#### 6. Sonuç

EMABAİD, ÇSHÇY, iteratif yöntemler ve öniyileşticilerin kullanılmasıyla diyelektrik cisimler içeren milyonlarca bilinmeyenli saçılım problemlerinin çözümleri gerçekleştirilmiştir. Kurulan benzetim ortamının hassasiyeti çok büyük küre problemleri üzerinde gösterilmiştir.



**Şekil 2.** Yarıçapı 5 ve 10 dalga boyu olan diyelektrik küre ve kabuktan oluşan yapıya ait bistatik RKA değerleri. Kürenin ve kabuğun göreceli diyelektrik sabitleri sırasıyla (a) 2.0 ve 4.0, (b) 4.0 ve 2.0 olarak seçilmiştir.



**Şekil 3.** Yarıçapı 5 ve 10 dalga boyu olan metalik küre ve diyelektrik kabuktan oluşan yapıya ait bistatik RKA değerleri. Kabuğun göreceli diyelektrik sabiti (a) 2.0 ve (b) 4.0 olarak seçilmiştir.

#### Kaynaklar

[1] A. J. Poggio ve E. K. Miller, "Integral equation solutions of three-dimensional scattering problems," *Computer Techniques for Electromagnetics*, R. Mittra, Ed. Oxford: Pergamon Press, 1973, Bölüm 4.

[2] C. Müller, Foundations of the Mathematical Theory of Electromagnetic Waves. New York: Springer, 1969.

[3] P. Ylä-Oijala ve M. Taskinen, "Application of combined field integral equation for electromagnetic scattering by dielectric and composite objects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 53, no. 3, s. 1168–1173, Mart 2005.
[4] Ö. Ergül ve L. Gürel, "Diyelektrik cisimlerin iteratif çözümünde integral denklemi formülasyonlarının incelenmesi," *URSI-Türkiye 2006 Bilimsel Kongresi*, Ankara, Türkiye, 2006, s. 46–48.

[5] J. Song, C.-C. Lu ve W. C. Chew, "Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 45, no. 10, s. 1488–1493, Ekim 1997.

## Karmaşık Metamalzeme Yapıların Düşük-Frekans Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemiyle İncelenmesi<sup>†</sup>

Alper Ünal<sup>2</sup>, Özgür Ergül<sup>1,2</sup> ve Levent Gürel<sup>1,2</sup> <sup>1</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü <sup>2</sup>Bilişimsel Elektromanyetik Araştırma Merkezi (BiLCEM) Bilkent Üniversitesi TR-06800, Bilkent, Ankara E-posta: lgurel@ee.bilkent.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, büyük ve karmaşık metamalzeme yapılar incelenmiş ve bu yapılara ait elektromanyetik problemler yüksek doğrulukta çözülmüştür. Metamalzemeler genellikle ayrık halka rezonatörleri gibi birim hücrelerin periyodik olarak dizilmesiyle elde edilmektedir. Gerçekleştirilen benzetimlerde simetri ve türdeşlik gibi kolaylaştırıcı varsayımlar ve yaklaşımlar kullanılmamış, karmaşık matemalzemeler Maxwell denklemlerinden doğrudan türetilen yüzey integral denklemleriyle incelenmiştir. Benzetimlerde elde edilen büyük ve yoğun matris denklemleri, çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) ile iteratif olarak çözülmüştür. İncelenen metamalzemeler dalga boyuna göre çok küçük detaylar içerdiğinden, standart ÇSHÇY'ye alternatif olarak düşük-frekans ÇSHÇY geliştirilmiştir. İteratif çözümlerin öniyileştirici tekniklerle hızlandırılmasıyla birlikte, metamalzeme problemlerinin hızlı ve verimli çözümleri gerçekleştirilmiştir.

## 1. Giriş

Metamalzemelerin elektromanyetik benzetim ortamında incelenmesi, bu yapıların imal edilmeden önce denenmeleri ve var olan tasarımlarında iyileştirmelerin yapılabilmesi bakımından son derece önemlidir. Ele alınan karmaşık metamalzemelerin gerçekçi benzetimleri için Maxwell denklemlerinden doğrudan türetilen yüzey integral denklemleri kullanılabilir. İntegral denklemleri sayesinde, türdeşlik ve simetri gibi kolaylaştırıcı varsayımlar kullanmadan, bu yapılara ait elektromanyetik problemler yüksek doğrulukta çözülebilmektedir. Öte yandan, sayısal çözümler için metamalzemelerin ayrıklaştırılmaları sonucunda büyük matris denklemleri elde edilmektedir. Bu denklemlerin doğrudan çözümleri güç olduğundan, çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) [1] gibi iteratif çözücülere ihtiyaç duyulmaktadır.

ÇSHÇY sayesinde, çok sayıda birim hücre içeren metamalzemelerin çözümleri mümkün hale gelmektedir. Öte yandan, diğer pek çok saçılım ve ışınım probleminden farklı olarak, metamalzemelere ait problemlerin çözümlerinde iki önemli sorun ortaya çıkmaktadır:

- 1) İteratif yakınsamaların hızı oldukça yavaştır ve iterasyon sayıları genellikle çok yüksektir. İteratif çözümler, özellikle rezonans frekanslarında son derece zorlaşmaktadır [2].
- 2) Dalga boyuna göre çok büyük problemlerin çözümleri için ideal olan ÇSHÇY, metamalzeme problemlerinde yeterli verimi sağlayamamaktadır.

Bu çalışmada, iteratif çözümlerin hızlandırılması amacıyla öniyileştiricilerden faydalanılmıştır. Özellikle, yakınalan etkileşimlerinin etkin bir biçimde kullanılmasıyla iterasyon sayıları önemli ölçüde azaltılmıştır. Ayrıca, metamalzeme problemlerinin çözümü için uygun olan düşük-frekans ÇSHÇY (DF-ÇSHÇY) geliştirilmiştir. DF-ÇSHÇY ve öniyileştiriciler sayesinde, karmaşık metamalzemeler içeren problemlerin verimli ve yüksek doğruluktaki çözümleri mümkün hale gelmektedir.

### 2. Metamalzemelerin Yüzey İntegral Denklemleriyle İncelenmesi

Metamalzemeler genellikle ayrık halka rezonatörleri (AHR) gibi birim hücrelerin periyodik olarak dizilmesiyle elde edilmektedir. Örneğin, Şekil 1(a)'da, 18×11 adet AHR'nin bir araya getirilmesiyle oluşturulan AHR dizgesi gösterilmiştir. Boyutları mikron mertebesinde olan AHR'ler, yaklaşık 100 GHz'te rezonansa girmektedir [3].

<sup>†</sup>Bu çalışma, TÜBİTAK (105E065, 105E172 ve 107E136), Türkiye Bilimler Akademisi (LG/TÜBA-GEBİP/2002-1-12), ASELSAN ve SSM tarafından desteklenmektedir.



**Şekil 1.** (a) 18×11 adet AHR'den oluşan AHR dizgesi. (b) Bir, iki ve dört katmanlı AHR dizgelerinin frekansa bağlı güç geçirgenlikleri.

Bu sayede, dizgenin efektif manyetik geçirgenliği negatif olmaktadır. Örneğin, Şekil 1(b)'de, bir, iki ve dört katmanlı AHR dizgelerinin güç geçirgenlikleri frekansa bağlı olarak incelenmiştir. Dizgeler x = -1.2 mm'ye yerleştirilmiş olan dipol antenlerle aydınlatılmış ve dizgelerin arkasındaki (x = 1.2 mm'de) gözlem noktalarında güç geçirgenliği değerleri hesaplanmıştır. Manyetik geçirgenliğin negatif olmasıyla birlikte, AHR dizgeleri donuklaşmakta ve güç geçirgenliği azalmaktadır. Normal frekanslarda ise dizgeler saydamdır ve geçirgenlik %100'e çıkmaktadır. Ayrıca, Şekil 1(b)'de gözüktüğü gibi, rezonans etkisi katman sayısının artmasıyla birlikte genişlemektedir.

Şekil 1(a)'da gösterilen AHR dizgesi gibi, metamalzemeler genellikle ince metal yüzeylerden meydana gelirler. Bu yüzden, bu yapıların açık yüzeyler için uygun olan elektrik alan integral denklemi (EAİD) [4] ile incelenmeleri gerekmektedir. Sayısal çözümler için, yüzeyler çok küçük üçgenlerin kullanılmasıyla ayrıklaştırılır. Bu üçgenler üzerinde tanımlanan Rao-Wilton-Glisson [5] fonksiyonlarıyla iletken yüzeyler üzerinde indüklenen elektrik akımı modellenir. Son olarak, momentler metodunun uygulanması ve sınır koşullarının test edilmesiyle birlikte yoğun matris denklemleri elde edilir. Bilinmeyen sayısı genellikle çok büyük olduğundan, bu matris denklemlerinin iteratif yöntemlerle hızlı algoritmalarla çözülmeleri gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan ÇSHÇY, RWG fonksiyonları arasındaki elektromanyetik etkileşimleri gruplar bazında hesaplayarak matris-vektör çarpımlarını hızlı bir biçimde gerçekleştirebilmektedir [1].

Metamalzemelere ait elektromanyetik problemlerin iteratif çözümleri oldukça zordur. Bunun başlıca üç nedeni vardır:

- 1) EAİD ile elde edilen matris denklemlerinin çözülebilirliği genellikle düşüktür [6].
- Metamalzemeler dalga boyuna göre küçük detaylar içerdiğinden, kullanılan ayrıklaştırma elemanlarının (üçgenlerin) boyları da dalga boyuna göre çok küçüktür. Bu durum matris denklemlerinin çözülebilirliğini daha da düşürmektedir.
- 3) Metamalzemelerin çalışması için gerekli olan rezonanslar iteratif çözümleri olumsuz yönde etkilemektedir.

Bu çalışma kapsamında, iteratif çözümlerin hızlandırılması amacıyla öniyileştiricilerden faydalanılmıştır. ÇSHÇY ile gerçekleştirilen çözümlerde, birbirlerine yakın RWG fonksiyonları arasındaki etkileşimler doğrudan hesaplanmaktadır. Bu etkileşimlerin kullanılmasıyla etkin bir öniyileştirici tasarlamak mümkündür. Bunlardan seyrekyaklaşık-ters öniyileştiricisi (SYTÖ) [7], hem hesaplanması, hem de iterasyonlar esnasında kullanılması bakımından, son derece verimlidir. Metamalzeme problemlerinin çözümlerinde de, bu öniyileştiricinin kullanılmasıyla birlikte, iterasyon sayıları önemli ölçüde azaltılmıştır.

Metamalzemelerin dalga boyuna göre küçük detaylar içermeleri, matris denklemlerinin çözülebilirliği dışında,

ÇSHÇY'nin verimini de olumsuz yönde etkilemektedir. Genel olaral, ÇSHÇY ile, en az dalga boyu uzaklıktaki RWG fonksiyonları arasındaki etkileşimler gruplar bazında hesaplanabilmektedir. Bu yüzden, metamalzemelerin ÇSHÇY ile çözümlerinde pek çok etkileşimin doğrudan hesaplanması gerekmektedir. Bir başka deyişle, yakınalan etkileşimlerinin sayısı normalden fazla olduğundan ÇSHÇY'den elde edilen verim azalmaktadır. Bu doğrultuda, çözümlerin veriminin artırılması amacıyla, DF-ÇSHÇY [8] geliştirilmiştir. Bu yöntemde, ÇSHÇY'den farklı olarak, gruplar bazında hesaplanan etkileşimler için düzlemsel dalgalar kullanılmamaktadır. Çokkutuplar (multipole) cinsinden ifade edilen ışınımlar, doğrudan yöntemlerle, yine çokkutuplar cinsinden ifade edilen gelen dalgalara çevirilirler. Işınımların düzlemsel dalgalara çevirilmemesi sonucunda da, daha fazla etkileşim gruplar bazında hesaplanabilmekte, dolayısıyla doğrudan hesaplanması gereken etkileşimlerin sayısı azaltılabilmektedir. Böylece, arzu edilen verim DF-ÇSHÇY sayesinde elde edilebilmektedir.

### 3. Sayısal Örnekler

Şekil 2'de 1×18×11, 2×18×11 ve 4×18×11 AHR içeren bir, iki ve dört katmanlı metamalzemelere ait elektromanyetik problemlerinin çözümleri sunulmuştur. Dipol antenlerle aydınlatılan bu yapılar sırasıyla 16236, 32472 ve 64944 bilinmeyenle modellenmiştir. İteratif çözümler 0.001 hatayla GMRES metoduyla gerçekleştirilmiştir. Şekil 2(a)'da, tek katmanlı dizge için iterasyon sayıları frekansa bağlı olarak incelenmiştir. ÇSHÇY çözümlerinde SYTÖ'nün kullanılmasıyla birlikte iterasyon sayıları önemli ölçüde düşmektedir. ÇSHÇY yerine DF-ÇSHÇY kullanıldığında ise iterasyonlar biraz artmaktadır. Bunun nedeni SYTÖ'nün oluşturulmasında kullanılan yakınalan etkileşimlerinin sayısının azalmasıdır. Öte yandan, Şekil 2(b)'de gösterildiği gibi, en hızlı çözümler SYTÖ ile hızlandırılmış DF-ÇSHÇY ile elde edilmektedir. Çünkü, iterasyon sayısı ve iteratif çözüm süresi ÇSHÇY'ye göre artsa bile, kurulum aşamasında doğrudan hesaplanan etkileşimlerin sayısı, dolayısıyla toplam süre düşmektedir. Böylece, çözümlerin verimi önemli ölçüde artmaktadır. Benzer sonuçlar iki katmanlı [Şekil 2(c) ve 2(d)] ve dört katmanlı [Şekil 2(e) ve 2(f)] AHR dizgelerinin çözümlerinde de gözlemlenmektedir.

#### 4. Sonuç

Düşük-frekans teknikleri ve öniyileştiriciler sayesinde karmaşık metamalzeme yapılar içeren elektromanyetik problemlerin çözümleri verimli bir biçimde gerçekleştirilebilmektedir. Bu teknikler sayesinde elde edilen hızlanma çok katmanlı AHR dizgeleri üzerinde gösterilmiştir. Geliştirilen yüksek kabiliyetli benzetim ortamında daha karmaşık ve büyük metamalzemelerin incelenmesi amaçlanmaktadır.

### Kaynaklar

[1] J. Song, C.-C. Lu ve W. C. Chew, "Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 45, no. 10, s. 1488–1493, Ekim 1997.

[2] Ö. Ergül, A. Ünal ve L. Gürel, "Büyük metamateryal yapıların çok seviyeli hızlı çokkkutup yöntemiyle incelenmesi," *URSI-Türkiye 2006 Bilimsel Kongresi*, Ankara, Türkiye, 2006, s. 376–378.

[3] M. Gokkavas, K. Güven, I. Bulu, K. Aydın, R. S. Penciu, M. Kafesaki, C. M. Soukoulis ve E. Özbay, "Experimental demonstration of a left-handed metamaterial operating at 100 GHz," *Phys. Rev. B.*, cilt 73, no. 19, s. 193103-1–193103-4, Mayıs 2006.

[4] A. J. Poggio ve E. K. Miller, "Integral equation solutions of three-dimensional scattering problems," *Computer Techniques for Electromagnetics*, R. Mittra, Ed. Oxford: Pergamon Press, 1973, Bölüm 4.

[5] S. M. Rao, D. R. Wilton ve A. W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 30, no. 3, s. 409–418, Mayıs 1982.

[6] Ö. Ergül ve L. Gürel, "Comparisons of FMM implementations employing different formulations and iterative solvers," *IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, cilt 3, s. 19–22, 2003.

[7] L. Gürel, Ö. Ergül ve T. Malas, "Büyük integral denklemi problemlerinin paralel çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemiyle çözümü," *URSI-Türkiye 2006 Bilimsel Kongresi*, Ankara, Türkiye, 2006, s. 31–33.

[8] L. J. Jiang ve W. C. Chew, "A mixed-form fast multipole algorithm," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 53, no. 12, s. 4145–4156, Aralık 2005.



Şekil 2. Bir, iki ve dört katmanlı AHR dizgelerinin çözümlerde gerekli iterasyon sayıları ve toplam işlem süreleri.

## Elektromanyetik Alan Hesaplamalarında B-spline Eğrisi ile Sonlu Elemanlar Yöntemi

Gökhan Apaydın, Niyazi Arı Zürih Uygulamalı Teknik Üniversitesi, Uygulamalı Araştırma Geliştirme Bölümü, Technoparkstrasse 1, 8005-CH, Zürich, Switzerland gapaydin@hsz-t.ch, nari@hsz-t.ch

Özet: Bu çalışmada; b-spline eğrileri, b-spline eğrilerin özellikleri, b-spline eğrilerin sonlu elemanlar yöntemine uygulanması ve ağırlıklı b-spline eğrileri ile sonlu elemanlar yöntemi anlatılmıştır. Yöntem anlatıldıktan sonra; sonlu fark yöntemi, sonlu elemanlar yöntemi, sonlu hacim yöntemi ve kübik b-spline eğri aradeğerleme yöntemi ile geliştirilen yöntem bir boyutta kıyaslanmıştır. Bir boyutlu uygulamalarda uygun düğümler seçilerek diğer yöntemlerle karşılaştırılarak ağırlıklı b-spline eğrisi kullanmanın avantajı gösterilmiştir.

#### 1. Giriş

Mühendislik problemlerinin birçoğunu sayısal teknikler kullanarak çözmek daha sonraki aşamalarda zaman ve masraf kazancı sağlamaktadır. Analitik yöntem kullanılarak düzgün geometriye sahip sistemlerin çözümü mümkündür. Fakat, düzgün olmayan geometrik yapılarda sayısal yöntem kullanımamız gerekir. Bu sayısal tekniklerden birisi de sonlu elemanlar yöntemidir. Bu yöntem kısmi türevsel denklem çözümünde kullanılır.

Elektromanyetik problemlerde sonlu elemanlar yönteminin kullanılması homojen olmayan ortamlarda avantaj sağlar. Günümüzde Ansoft, Comsol gibi programlar sonlu elemanlar yöntemini kullanır. Bu yöntemde basit yaklaşım fonksiyonlarını belirleyerek düğüm noktaları ve ağlar oluşturulur. Ama, ağ oluşumu çok boyutlu problemlerin çözümünde zaman kaybına sebep olabilir. Bu yüzden günümüzde hızlı ağ oluşumunu sağlamak ve ağ oluşturmadan bu yöntemi kullanmak üzerine çalışmalar mevcuttur [1-2].

Bu çalışmada; b-spline eğrileri, b-spline eğrilerin özellikleri, b-spline eğrilerin sonlu elemanlar yöntemine uygulanması ve ağırlıklı b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi anlatılmıştır. İç ve dış b-spline eğrilerin belirlendikten sonra dış b-spline eğrileri yakındaki iç b-spline eğrilerine katılabilir. Yöntem anlatıldıktan sonra; sonlu fark yöntemi, sonlu elemanlar yöntemi, sonlu hacim yöntemi ve kübik b-spline eğri aradeğerleme yöntemi ile geliştirilen yöntem bir boyutta kıyaslanmıştır. Bir boyutlu uygulamalarda uygun düğümler seçildiği takdirde dış b-spline eğrilere gerek olmamasına rağmen, bu kıyaslamada ağırlıklı b-spline eğrisi kullanmanın avantajı gösterilmiştir. Ayrıca bu çalışma Ref. [3]'de detaylı bir şekilde incelenmiştir.

#### 2. B-spline Eğrileri ve Özellikleri

0 ile 1 arasında birim fonksiyon kullanılarak, n dereceli standart eşit aralıklı b-spline eğrisi [4]

$$b^{n}(x) = \int_{x-1}^{x} b^{n-1}(t)dt$$
 (1)

elde edilir. h genişlikli [i,i+n+1]h tanım aralıklı ölçekli b-spline eğrisi

$$b_{i,h}^{n}(x) = h^{-1/2}b(x/h-i)$$
<sup>(2)</sup>

şeklinde gösterilir.  $b_{i,h}^n$  b-spline eğrisi ile ilgili; a) Tanım aralığı içinde pozitif, dışında 0 değerini alır, b) *n*-1 defa türevlenebilir, c) simetriktir, ve d) parçalı polinom fonksiyonudur. Doğrusal, karesel, kübik b-spline eğrilerinin polinomsal gösterimi Tablo-1'de gösterilmiştir.

Tablo 1. Polinomsal gösterim

| <b>B-spline</b> | Gösterim   |
|-----------------|--|
| Doğrusal        | $b_{i,h}^{1}(x) = \begin{cases} \frac{x}{h} - i & x \in h[i, i+1] \\ -\left(\frac{x}{h} - (i+1)\right) + 1 & x \in h[i+1, i+2] \end{cases}$  |
| Karesel         | $b_{i,h}^{2}(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - i\right)^{2} & x \in h[i, i+1] \\ -\left(\frac{x}{h} - (i+1)\right)^{2} + \left(\frac{x}{h} - (i+1)\right) + \frac{1}{2} & x \in h[i+1, i+2] \\ \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+2)\right)^{2} - \left(\frac{x}{h} - (i+2)\right) + \frac{1}{2} & x \in h[i+2, i+3] \end{cases}$   |
| Kübik           | $b_{i,h}^{3}(x) = \begin{cases} \frac{1}{6} \left(\frac{x}{h} - i\right)^{3} & x \in h[i, i+1] \\ -\frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+1)\right)^{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+1)\right)^{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+1)\right) + \frac{1}{6} & x \in h[i+1, i+2] \\ \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+2)\right)^{3} - \left(\frac{x}{h} - (i+2)\right)^{2} + \frac{2}{3} & x \in h[i+2, i+3] \\ -\frac{1}{6} \left(\frac{x}{h} - (i+3)\right)^{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+3)\right)^{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{x}{h} - (i+3)\right) + \frac{1}{6} & x \in h[i+3, i+4] \end{cases}$ |

Sonlu elemanlar yönteminde kullanılmak üzere iki b-spline eğrisinin çarpımı, türevlerinin çarpımı ve integralleri [5]

$$s_{i-k}^{n} = b_{i,h}^{n} \cdot b_{k,h}^{n} = h b^{2n+1} (n+1+i-k)$$
(3)

$$d_{i-k}^{n} = \frac{1}{h} (2 s_{i-k}^{n-1} - s_{i-k-1}^{n-1} - s_{i-k+1}^{n-1})$$
(4)

$$b^{n_1+n_2+1}(x) = \int_{\mathcal{R}} b^{n_1}(x-y)b^{n_2}(y)\,dy \tag{5}$$

kullanılarak kolayca elde edilebilir. Kısmi türevsel denklem

$$-\frac{d}{dx}\left(p(x)\frac{du}{dx}\right) + q(x)u = f(x), \quad x \in [x_1, x_2]$$
(6)

Dirichlet  $(u = u_D)$  veya Cauchy  $(\frac{du}{dx} + \alpha u = g_N)$  sınır koşullu,  $p(x), q(x) \in C^1[x_1, x_2], f(x) \in C[x_1, x_2]$  olarak verilmiştir. B-spline eğrilerinin Dirichlet sınır koşulu ağırlık fonksiyonu ile çarpılarak sağlanır [5]. Sonlu elemanlar yöntemi çözümü  $\tilde{u} = \sum_{i=1}^{p} c_i B_i$  kullanılarak bulunur. Burada  $c_i$  kullanılan  $B_i$  fonksiyonların katsayıları gösterir. Ritz-Galerkin yaklaşımı ile, yaklaşım çözümü u ile yerdeğiştirilir ve çözülür.

#### 3. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, kullanılan yöntem daha önceki çalışmalarla kıyaslanmıştır [6-7].

[0,1] arasında homojen Dirichlet sınır koşullu  $p(x) = e^{1-x}$ , q(x) = 0,  $f(x) = 1 + e^{1-x}$  kullanılırsa, gerçek çözüm  $u(x) = x(1 - e^{x-1})$  olarak bulunur. Daha önceki yöntemlerle kıyaslandığında, geliştirilen yöntem ile daha iyi sonuçlar elde edilmiştir (Tablo 2).

| Yöntemler                                | h    | Mak. hata/h <sup>2</sup> |
|--|------|--------------------------|
| Sonlu Fark Yöntemi                       | 0.1  | 8.24E-03                 |
|  | 0.01 | 8.31E-03                 |
| Sonlu Elemanlar Yöntemi                  | 0.1  | 6.35E-03                 |
|  | 0.01 | 6.36E-03                 |
| Sonlu Hacim Yöntemi                      | 0.1  | 3.18E-03                 |
|  | 0.01 | 3.18E-03                 |
| Kübik b-spline eğri Aradeğerleme Yöntemi | 0.1  | 2.90E-04                 |
|  | 0.01 | 2.89E-06                 |
| Sonlu Elemanlar Yöntemi                  | 0.1  | 5.37E-03                 |
| (Ağırlıklı doğrusal b-spline eğrisi)     | 0.01 | 5.78E-03                 |
| Sonlu Elemanlar Yöntemi                  | 0.1  | 2.06E-06                 |
| (Ağırlıklı karesel b-spline eğrisi)      | 0.01 | 4.91E-08                 |
| Sonlu Elemanlar Yöntemi                  | 0.1  | 4.77E-07                 |
| (Ağırlıklı kübik b-spline eğrisi)        | 0.01 | 4.83E-09                 |

Tablo 2. Geliştirilen yöntemin diğer yöntemlerle kıyaslanması

Şekil 1(a)'da Lagrange fonksiyon, doğrusal, karesel ve kübik b-spline eğrileri kullanılarak hata analizi yapılmıştır. Seçilen *h* aralıkları ikiye bölünerek elde edilen hataların logaritmik oranına yakınsama oranı denir. Yakınsama oranı kullanılarak yöntemin ne kadar etkili olduğunu anlamış oluruz.  $h=2^{-l}$ , l=1,2,...5 kullanılarak Şekil 1(b)'de yakınsama oranı n+1 bulunmuştur.



**Şekil 1.** a) Lagrange fonksiyon (çizgi), doğrusal (kesikli), karesel (nokta) ve kübik (nokta-çizgi) b-spline eğrisi ile hata analizi b) *n* dereceli b-spline eğrisi için yakınsama oranları.

İkinci olarak; Şekil 2(a)'da gösterilen *T* kalınlıklı,  $\varepsilon_r$  ve  $\mu_r$  bağıl elektrik ve manyetik geçirgenlikli dielektrik katman üzerine gelen birörnek düzlem dalgasının yansıması (*R*) hesaplandı. Metal dielektrik katmandan yansıyan elektrik alan (düşey polarizasyon), denklem (6) da  $u = E_z$ ,  $p(x) = \frac{1}{\mu_r}$ ,  $q(x) = -k_0^2 \varepsilon_r$ , f(x) = 0,  $x \in [0,1]$ ,

$$E_z(x_1) = 0$$
,  $\frac{d}{dx}E_z(x_2) + jk_0E_z(x_2) = 2jk_0e^{jk_0x_2}$  için kısmi türevsel denklem kullanılarak bulunur. Bu şekilde

normale parallel geliş açılı gelen dalga ( $E_z^{in} = e^{jk_0x}$ ) için yansıma katsayısı hesaplanır [7].

Sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak gelen ve yansıyan dalganın toplamı bulunur. Seçilen *h* aralıklarını dalga boyuna göre küçük alarak  $x_2$  noktasındaki elektrik alan bulunur. Daha sonra da bu noktadaki yansıma katsayısı hesaplanır. Şekil 2.(b)'de T=0.25,  $\varepsilon_r$  =4-j beta, f=300 MHz,  $x_2$ =0.3, h=0.05 ve doğrusal b-spline eğrisi kullanılarak kayıp parametresi ile yansıma katsayısı değişimi analitik sonuçla karşılaştırılmıştır. Şekil 2.(c)'de de Lagrange fonksiyon, doğrusal, karesel ve kübik b-spline eğrileri kullanılarak maksimum hata analizi gösterilmiştir. Geliştirilen yöntem ile daha iyi sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 2. a) Dielektrik katman b) Kayıp parametresi ile yansıma katsayısı değişimi (analitik değerler çizgi ile, hesaplanan değerler nokta ile) c) Lagrange fonksiyon (çizgi), doğrusal (kesikli), karesel (nokta) ve kübik (noktaçizgi) b-spline eğrisi ile maksimum hata analizi.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada; b-spline eğrileri, b-spline eğrilerin özellikleri, b-spline eğrilerin sonlu elemanlar yöntemine uygulanması ve ağırlıklı genişletilmiş b-spline eğrisi sonlu elemanlar yöntemi anlatılmıştır. Yöntem diğer yöntemlerle kıyaslanmıştır. Bu kıyaslamada ağırlıklı b-spline eğrisi kullanmanın avantajı gösterilmiştir. Hata analiz yöntemleri ile geliştirilen yöntemin faydası gösterilmiştir.

#### Kaynaklar

[1]. Babushka I., "The finite element method with penalty," Math. Comput., 22(122), s.221-228, 1973.

[2]. Belytschko T., Krongauz Y., Organ D., Fleming M. ve Krysl P., "Meshless methods: an overview and recent developments," Comput. Methods Appl. Mech. Eng., 139, s.3-47, 1999.

[3]. Apaydin G., Seker S. ve Ari N., "Weighted extended b-splines for one dimensional electromagnetic problems," Applied Mathematics and Computation, 190(2), s.1125-1135, 2007.

[4]. De Boor C., A practical guide to splines, Applied Mathematics Series, 27, Springer-Verlag, 1978.

[5]. Hollig K., Finite-element methods with b-splines. Frontiers in applied mathematics. SIAM 2003.

[6]. Fang Q., Tsichiya T. ve Yamamoto T., "Finite difference, finite element and finite volume methods applied to two-point boundary value problems," J. Comput. Appl. Math. 139, s. 9-19, 2002.

[7] Volakis J.L., Chatterjee A. ve Kempel L.C., Finite Element Method for Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications, IEEE Press, New York, 1998.

## VHF/UHF Antenlerin Gemi Direği Üzerindeki Yerleşiminin Anten İzolasyonu ve Performansı Açısından İncelenmesi

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

Özet: Çoklu anten sistemlerinin entegrasyon çalışmaları yıllardır askeri uygulamalarda önemini korumaktadır. En az sayıda antenle daha verimli bir sistem kurabilmek için antenlerin sadece serbest uzayda tekil davranışlarını bilmek yetmemektedir. Antenlerin sistem içerisindeki diğer antenlerle etkileşimi, antenler arası ışımaya çevresel faktörlerin yapabileceği olası olumlu ya da olumsuz katkılar gibi birçok faktör çoklu anten sistemlerinin kurulumunda önem kazanmaktadır. Bu makalede MİLGEM (Milli Gemi) baş direk yapısının çevresine yerleştirilecek olan VHF/UHF antenlerinin MİLGEM baş direk yapısı ile entegrasyonu çalışmalarından bahsedilecektir. Çalışma kapsamında değişik anten konumlarına göre antenlerin birbiri ile ve baş direk yapısı ile olan etkileşimleri MoM analizi ile incelenmiştir.

#### 1. Giriş

Çoklu anten sistemlerinin entegrasyon çalışmaları yıllardır askeri uygulamalarda önemini korumaktadır. En az sayıda antenle daha verimli bir sistem kurabilmek için antenlerin sadece serbest uzayda tekil davranışlarını bilmek yeterli olmamaktadır. Antenlerin sistem içerisindeki diğer antenlerle etkileşimi, antenler arası ışımaya çevresel faktörlerin yapabileceği olası olumlu ya da olumsuz katkılar gibi birçok faktör çoklu anten sistemlerinin kurulumunda önem kazanmaktadır.

Bu çalışmada MİLGEM baş direk yapısının çevresine yerleştirilecek 100 MHz – 400 MHz frekans bandında çalışma altı adet VHF/UHF antenin MİLGEM baş direk yapısı ile entegrasyonu çalışmalarından bahsedilecektir. Tasarlanan anten yerleşim planına göre antenlerin kuplaj seviyeleri, antenlerin baş direk yapısı ile oluşturduğu sistemin ışıma karakteristikleri incelenmiştir. VHF/UHF antenlerin gemi direğine yerleştirilmesinde en temel sorulardan birisi antenlerin yan yana yerleştirildiği konumla üst üste yerleştirildiği konum arasındaki izolasyon seviyeleri arasındaki farklılıktır. Literatürde daha önce oldukça ilkel bir gemi direği modeli etrafında bu sorunun cevabı aranmıştır [1]. Ancak gemi direği modelinin ilkel (primitif) olması ayrıca anten ölçüm sonuçlarının olmaması bu sorunun cevapısız kalmasına sebep olmuştur.

Anten yerleşim çalışmaları kapsamında ilk olarak TÜBİTAK-UEKAE yarı yansımasız oda (YYO) içerisinde MİLGEM'de kullanılması planlanan VHF/UHF antenlerin tekil karakteristikleri ve birbirleri ile etkileşimleri değişik konumlarda ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları neticesi antenlerin VSWR değerleri, birbirlerine göre dikey ya da yatay konumda yerleştirilen antenlerin arasındaki izolasyon seviyeleri elde edilmiştir. Ölçüm neticeleri baz alınarak 100 – 400 MHz frekans bandında gerçek antenlerle benzer karakteristiğe sahip VHF/UHF antenlerinin ve baş direk yapısının gerçek ebatlara uygun şekilde MoM modeli çıkartılmıştır. Sayısal analizler ilk olarak serbest uzayda baş direk yapısı olmadan gerçekleştirilmiş ve elde edilen anten izolasyon değerleri ile testlerde elde edilen izolasyon değerleri karşılaştırılmıştır. Daha sonra antenler ve baş direk yapısı, sonsuz uzunluk ve genişlikte bir mükemmel iletken toprak üzerine yerleştirilerek analizler gerçekleştirilmiştir. Sayısal analizler neticesinde ana direk yapısının antenler arası izolasyona ve uzak alan ışıma karakteristiğine olan etkisi incelenmiştir.

#### 2. MİLGEM V/UHF Antenlerinin Testleri

TÜBİTAK UEKAE EMC/TEMPEST Test Merkezi'ne ait yarı yansımasız odada gerçekleştirilen testlerde gemide kullanılması planlanan iki adet V/UHF antenin VSWR, reel/sanal giriş empedansları ve farklı konumlarda kuplaj seviyeleri ölçülmüştür. Antenler birbirlerine paralel (Şekil 1a,b) ve doğrusal (Şekil 1c,d) konumlandırılmış ve bu dört farklı durum için 100 MHz- 400 MHz frekans aralığında anten kuplajı ölçülmüştür.

Ölçülen kuplaj değerleri Şekil 2a'da verilmiştir. Ölçümleri yapılan V/UHF antenler azimutta eş yönlü, elevasyonda ise yönlü ışıma yapmaktadır. Işıma diyagramlarına ve anten kazançlarına bakıldığında antenin

karakteristik özellikleri dipol antene benzemektedir. Anten kendi eksenine dik ışıma yaparken kendi eksenine yaklaştıkça ışıma azalmaktadır. Antenler paralel konumda iken faz değişimi kuplaj üzerinde farklılık oluşturmamaktadır. Doğrusal konumda yapılan testlerde antenler birbirine çok daha yakın olmasına rağmen (125cm) yine de antenlerin kuplajı paralel konum kuplajıyla ya aynı çıkmış yada daha az çıkmıştır. Bunun nedeni olarak da antenin elevasyonda yönlü davranması gösterilebilir. Doğrusal konumda faz farkı özellikle 150 MHz – 300 MHz aralığında etkin olmaktadır.



Şekil 1. Paralel Eş Fazlı (a), Paralel Zıt Fazlı (b), Doğrusal Eş Faz (c), Doğrusal Zıt Faz (d)

#### 3. V/UHF Anten MoM Modeli ve Simülasyon – Test Karşılaştırmaları

Testlerde kullanılan antenlerin MoM modeli geliştirilmiştir. Bu model geliştirilirken gerçek antenin x-ray cihazından alınan resimleri kullanılmıştır ve gerçek modelle uygun ebatlarda bir model ortaya çıkarılmıştır. Bu model yardımı ile test düzeneği bilgisayar ortamında Super-NEC programı ile simüle edilmiştir. Sayısal analiz neticesi elde edilen kuplaj (Şekil 2a) ve VSWR (Şekil 2b) değerleri ile ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar sonucunda ölçülen ve analiz sonucu elde edilen kuplaj seviyeleri arasındaki 5-10dB'lik seviye farklılığı bulunan kuplaj seviyeleri için yeterli görülmüştür. VSWR değerlerine bakıldığında ölçüm ve analiz sonuçları birbirine çok yakındır.

Kuplaj çalışmalarına ek olarak modeli çıkartılan antenin 100, 200, 300 ve 400 MHz frekanslarında 3D ışıma paterni incelenmiştir. 3D patern incelendiğinde model antenin azimutta eşyönlü, elevasyonda ise yönlü bir anten gibi ışıdığı görülmüştür. Hem tekil olarak anten MoM analizlerinin hem de kuplaj analizlerinin beklenilen sonuçlarla benzerlik göstermesi neticesi bir sonraki aşama olan antenlerin gemi baş direğinin varlığında kuplaj seviyelerindeki değişim, antenlerin ışıma paternine gemi baş direğinin etkisinin incelenmesi çalışmalarına geçilmiştir.



Şekil 2. Ölçüm – Simülasyon Kuplaj (a), VSWR (b) Değerleri Karşılaştırması

#### 4. Gemi Baş Direği ve Anten Kuplaj Analizleri

MoM modeli çıkartılan V/UHF antenlerin VSWR ve kuplaj analiz neticelerinin test sonuçları ile örtüşmesiyle bu antenler gemi baş direk MoM modeline eklenmiş ve baş direğin antenlerin ışıma karakteristiğine ve kuplaja

etkisi incelenmiştir. Baş direk yapısının MoM modeli Şekil 3a'da ve V/UHF antenlerinin baş direk üzerindeki konumu da Şekil 3b'de verilmiştir. Tüm anten konumlarında ikili anten kombinasyonları şeklinde kuplaj analizleri geçekleştirilmiştir. Bu çalışmanın amacı gemi baş direğinin oluşturduğu araya girme kaybını bulmak olduğu için sadece 1A-1B (Şekil 4a), 2A-2B (Şekil 4b) ve 3A-3B (Şekil 4c) antenleri arası kuplaj sonuçları verilmiştir. Antenlerin birbirini göremeyecek şekilde gemi baş direğinin iki yanında olduğu konumda (Şekil 4a,b) direğin zayıflatma gücü ortalama 10-15 dB'dir. Baş direğin kısmen araya girdiği konumda ise küçük frekanslar için araya girme kaybı 10 dB civarında iken frekans arttıkça direğin etkisi azalmaktadır.



Şekil 3. Gemi Baş Direk ve Antenler MoM Modeli (a), V/UHF Anten Konumları (b)



Şekil 4. Gemi Baş Direğinin Anten Kuplajına Etkisi

#### 5. Gemi Baş Direğinin Anten Işıma Paternine Etkisi

MİLGEM'de kullanılan V/UHF antenlerinin dipol anten gibi ışıdığından daha önce bahsedilmişti. Bu bölümde antenin ışıma paternine MİLGEM baş direk yapısının etkisi incelenmiştir. Bir önceki bölümde antenlerin farklı konumları verilmiştir. Analizi gerçekleştirilen yapının simetrik olmasından dolayı üç farklı konuma yerleştirilen antenlerin elevasyon düzlemindeki değişimler 100 MHz (Şekil 5) ve 400 MHz (Şekil 6) frekanslarında incelenmiştir. Anten 2A konumunda iken gemi direği ile en çok etkileşim gerçekleşmektedir ve gemi baş direğinin etkisini gözlemlemek için bu antenin ışıma diyagramları iki farklı düzlemde verilmiştir. Antenin elevasyondaki yönlü ışıma paterni bozulmaya uğramakta ve saçılmalar gözlemlenmektedir. Frekans ile doğru orantılı şekilde saçılmalar da artmaktadır.







Şekil 6. Gemi Baş Direğinin Anten 2A Işıma Paternine 400 MHz'de etkisi

#### 6. Sonuç

Bu çalışmada MİLGEM'de kullanılacak olan V/UHF antenlerinin gemi baş direği oluşturduğu sistemin performansı incelenmiştir. Gemi baş direğinin antenler arası etkileşimi 10 - 15 dB kadar azalttığı gözlenmiş ve antenin uzak alan ışıma paternine belirgin şekilde etki ettiği görülmüştür. Laboratuar ortamında yapılan testlerle modellenmiş antenlerin simülasyon sonuçlarının benzerlik göstermesi gemide zor şartlarda yapılması gereken testlerin bilgisayar ortamında benzetiminin yapılabileceği gösterilmiştir. Bu çalışmanın bir sonraki aşamasında ise gemi baş direğinin ve modellenen antenlerin ölçekli modeli (1:10) üretilerek 100-400 MHz arasında gerçekleştirilen simülasyon sonuçları ölçekli model üzerinde 1 - 4 GHz frekansında gerçekleştirilecek test sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

#### Kaynaklar

[1] Elya B. Joffe, P.E., N.C.E, "A Comparison of the Coupling Between Collocated VHF Antenna on a Common Mast in Various Configuration", IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Aug 1997

## Lokal İntegrallenebilir Fonksiyonların Uzay Türevleri

## ve Alan Teorisi Uygulamaları

### **Burak POLAT**

Uludağ Üniversitesi, Matematik Bölümü, Bursa

#### burakpolat@uludag.edu.tr

 $f(\vec{r};t) \in L^1_{loc}(R)$ ,  $R \subset R^3 \cup [0,\infty)$  Lebesgue anlamında lokal integrallenebilir fonksiyon ailelerinin uzay-zaman'da  $\frac{\partial}{\partial x_i} f(\vec{r};t)$ ,  $\frac{\partial}{\partial t} f(\vec{r};t)$  ile tanımlı kısmi türev fonksiyonları bu özelliğini kaybetmekte ve D' ile bilinen Schwartz-Sobolev distribüsyon uzayı içersine düşmektedir. Bunun nedeni,  $f(\vec{r};t)$  fonksiyonlarının tanımsız/sınırsız veya süreksiz olduğu bölgelerde (manifoldlarda) türev fonksiyonlarının (tanım kümesi ilgili bölge içersinde bulunan) Dirac delta distribüsyonları ile ifade edilmesi ve bu distribüsyonların lokal integrallenebilir yapıya sahip olmamalarıdır. Bahsedilen bölgenin bir nokta, uzay eğrisi veya bir yüzey olduğu durumlarda bu tür fonksiyonlara noktasal, eğrisel veya yüzeysel tekillik gösteriyor denir. Bu çalışmada, bu tür tekillikler halinde bir  $f(\vec{r};t)$  fonksiyonuna gradyan, diverjeans, rotasyonel ve Laplasyen gibi vektör operatörlerin nasıl uygulanabileceği koordinat ekseninden bağımsız bir yöntemle, yani bu operatörlerin integral gösterimlerinden yola çıkarak gösterilecektir. Bu şekilde ortaya çıkacak 9 adet yeni vektör operatör tanıtılacaktır. Bu operatörlerin nokta, uzay eğrisi veya yüzey tipi kaynaklar halinde elektromanyetik alan denklemlerine ne şekilde uygulanacağı ve ilgili sonuçlar verilecektir.

#### Bazu Kaynaklar:

[1] B. Polat, "A Distributional Approach to Classical Electromagnetism" - a series of papers to appear in the Electronic Journal of Generalized Functions.

[6] R. Răduleț and I.R. Ciric, "Generalized Functions in the Theory of Fields," *Revue Romaine des Sciences Techniques, Série Électrotechnique et Énergétique*, **16**, 4, 1971, pp. 565-591 (*Editions de l'Academie de la Republique Socialiste de Roumanie, Bucarest*).
# İnce Tel Işıma Problemleri ve Yarı-Uzay Analitik Green Fonksiyonları

# Burak POLAT & Ömer ZOR

Uludağ Universitesi, Matematik Bölümü, Bursa

burakpolat@uludag.edu.tr , omerzor@uludag.edu.tr

Bu çalışmada, ince tel tekniği ile modellenmiş ve bir dielektrik yarı-uzay üzerinde konuşlanmış mükemmel elektrik iletken yapılara ilişkin ışıma ve saçılma problemleri için dyadik Green fonksiyonunun elemanlarının yüksek kırıcılık varsayımı altında analitik olarak elde edilişi, problemin Moment yöntemi ile formülasyonu ve analitik referans çözümlerle karşılaştırıldığındaki başarı ölçütleri tartışılacaktır.

# Bazı Kaynaklar:

[1] R.W.P. King, M.Owens ve T.T.Wu, "Lateral Electromagnetic Waves: Theory and Applications to Communications, Geophysical Exploration, and Remote Sensing", New York, Springer Verlag, 1992.

[2] D. Margetis, T.T. Wu, "Exactly calculable field components of electric dipoles in planar boundary", J. Math. Phys., Vol. 42 (2), pp. 713-745, 2001.

[3] H.Q. Zhang, K. Li, ve W.Y. Pan, "The electromagnetic field of a vertical dipole on the dielectric-coated imperfect conductor," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 18, No. 10, pp. 1305-1320, 2004.

[4] J.H. Richmond, "A wire-grid model for scattering by conducting bodies", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-14, No.6, pp. 782-786, 1966.

[5] R. F. Harrington, "Moment Methods for Field Problems," Wiley - IEEE Press, 1993.

# Çift Taraflı Ayrık Halkalı Rezonatör Yapısının Metamateryal Sensör Uygulamaları

Evren Ekmekçi<sup>1,2</sup> ve Gönül Turhan-Sayan<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara

eekmekci@metu.edu.tr, gtsayan@metu.edu.tr

<sup>2</sup>Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta

### Özet:

Bu çalışmada ayrık halkalı rezonatör (AHR ya da SRR) yapısına alternatif olarak önerilen çift tarafı AHR (ÇAHR ya da DSRR) yapısı kullanılarak yeni bir metamateryal sensör modeli önerilmiş ve olası sensör uygulamaları incelenmiştir. Bu amaçla ilk olarak ÇAHR yapısının önerilen sensör uygulamaları için AHR yapısına olan üstünlüğü ortaya koyulmuş ve daha sonra önerilen modelin çalışma prensibi açıklanmıştır. Bu modelin olası sensör uygulamaları elde edilen HFSS sonuçları ile desteklenmiştir. Bu sonuçlar göstermektedir ki önerilen ÇAHR tabanlı metamateryal sensör modeli mikrodalga frekanslarında basınç, sıcaklık ve konsantrasyon sensörü uygulamaları için kullanışlı bir yapıya sahiptir.

### 1. Giriş

Ayrık halkalı rezonatör (AHR) yapısı, mikrodalga frekanslarında gösterdiği sıradışı rezonans özellikleri nedeniyle metamateryal uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Dielektrik bir plaketin üzerine basılan iletken hatlardan oluşturulan bu yapılar, belirli frekans bantlarında yüksek pozitif veya yüksek negatif manyetik geçirgenlik değerleri gösterebilmektedir [1]. Özellikle bu yapıların sergilediği negatif manyetik geçirgenlik özelliği, V. G. Veselago'nun 1968'de kavramsal bazda önerdiği solak malzemelerin günümüzde gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır [2]. Tipik bir AHR yapısına ait şematik görünüm Şekil 1(a)'da verilmiştir.

AHR yapısının iletim karakteristiği (S<sub>21</sub>) bant durduran süzgece benzediği için elektriksel olarak paralel *L-C* devresi şeklinde modellenmektedir [3]. Burada *L* ve *C* sırasıyla yapının gösterdiği toplam endüktans ve sığa değerleridir. *L* değeri tamamen ve doğrudan yapıyı oluşturan iletken hattın boyutuna ve şekline bağlıyken, *C* değeri iletken hattın yanı sıra, bu hattın üzerine basıldığı dielektrik plaketin kalınlığı ve dielektrik sabiti ile de yakından ilintilidir [4]. Bu nedenle; AHR yapısının şeklini bozmadan, üzerinde bulunduğu dielektrik plaketin parametrelerinin değiştirilmesi *C* değerini değiştirecek ve dolayısıyla  $w_0 = 1/\sqrt{LC}$  ile ifade edilen  $w_0$  açısal rezonans frekansını da kaydıracaktır [5, 6]. Bu öngörünün doğruluğu AHR ve ÇAHR yapıları için rezonans frekansının dielektrik plaket kalınlığına göre değişiminin sunulduğu Şekil 2(a)'da açıkça görülmektedir. Bu şekilden çıkarılacak diğer bir önemli sonuç, şematik görünümü Şekil 1(b)'de verilen ÇAHR yapısının dielektrik plaket kalınlığına göre değişiminin sunulduğur. Şekil 2(b)'de ise yine AHR ve ÇAHR yapılarının rezonans frekanslarının dielektrik plaketin göreceli dielektrik sabitine göre değişimleri verilmektedir. Her iki yapıda da göreceli dielektrik sabitinin değişimi rezonans frekansını benzer duyarlılık seviyelerinde etkilemektedir.

Yukarıdaki gözlemlerden yola çıkarak, bu çalışmada ÇAHR tabanlı özgün bir sensör modeli önerilmektedir. Bu modelin çalışma prensibi açıklanarak özellikle mikrodalga frekanslarındaki olası basınç, sıcaklık ve konsantrasyon sensörü uygulamaları sayısal HFSS benzetimleri yardımıyla incelenecektir.



Şekil 1: AHR ve ÇAHR yapılarının şematik görünümleri ve parametreleri.



kalınlığına göre değişimi.



Şekil 2: AHR ve ÇAHR yapıları için rezonans frekansının dielektrik plaket kalınlığı ve dielektrik sabitine göre değişimi.

### 2. Tasarım

Şekil 2 göstermektedir ki, ÇAHR yapısı özellikle plaket kalınlığına ve ayrıca plaketin göreceli dielektrik sabitindeki değişimlere oldukça duyarlıdır. Bu gözlemden yola çıkarak bu tür bir yapının plaket kalınlığı ve dielektrik sabitindeki değişimleri algılayabilecek yeni bir sensör uygulamasında kullanılması planlanmıştır. Bunun yanında pratik uygulamalar için bir rezonatör yapısındaki plaketin göreceli dielektrik sabiti ve kalınlığı sabittir. Bu nedenle Şekil 2'deki grafiklerde gözlemlenen davranışları pratik bir uygulamada kullanabilmek için Sekil 3'te gösterilen sensör modeli önerilmiştir. Sekil 3(a)'da modelin perspektif görünümü, Sekil 3(b)'de ise aynı modelin yandan görünümü verilmiştir. Şekillerden de görüleceği gibi önerilen bu model iki adet AHR ile bunların arasına yerleştirilmiş kalınlığı  $d_2$  ve göreceli dielektrik sabiti  $\varepsilon_{r2}$  olan dielektrik bir katmandan oluşmaktadır. Bu modelde her bir AHR yapısı için dielektrik plaketin kalınlığı d<sub>1</sub>=0.5 mm, plaketin göreceli dielektrik sabiti  $\varepsilon_{r1}$ =4.4 ve plaketin dielektrik kayıp tanjantı tan $\delta_c$ =0.020 olarak seçilmiştir. Bunun yanında Şekil 1(a)'da gösterilen bakır hat yan uzunlukları l=4 mm, h=3 mm, bakır hat kalınlığı w=0.3 mm ve yan yana iki hat arası mesafe de g=0.5 mm olarak seçilmiştir. Ayrıca modelde kullanılan AHR yapıları tıpkı Şekil 1(b)'de ÇAHR yapısını oluşturan halkalar gibi ayrık yönleri birbirine zıt olacak şekilde yerleştirilmiştir. Öyle ki,  $d_2$  uzunluğu sıfıra yakınsadığında sensör modeli ÇAHR yapısına yakınsayacaktır. Modelde kullanılan  $\varepsilon_{r2}$  ve d<sub>2</sub> parametreleri kullanılacak sensör uygulamasına göre değişken değerler alabilmektedir. Şöyle ki  $\varepsilon_{r2}$ 'nin sabit ve d<sub>2</sub>'nin değişken değerler alması önerilen modeli basınç sensörü uygulaması için elverişli duruma getirecektir. Örneğin Şekil 3'te gösterilen ara dielektrik malzemeyi hava seçecek olursak,  $\varepsilon_{r2}$  değeri yaklaşık 1 değerinde sabitlenecek ve d<sub>2</sub> değeri ise uygun bir mekanik kurgu ile yapıya dışarıdan uygulanan basınca göre değişken değerler alabilecektir. Ya da d2 değerinin sabit tutulup E2'nin değişken seçilmesi önerilen modeli sıcaklık ve/veya konsantrasyon sensörü uygulamaları için elverişli duruma getirecektir. Bu tür uygulamalarda ara katman olarak sıcaklıkla

dielektrik sabiti değişen polimerler ya da konsantrasyon değişimiyle yine dielektrik sabiti değişen çözeltiler kullanılabilir.



Şekil 3: Bu çalışmada önerilen ÇAHR tabanlı sensör modeli.

## 3. Benzetim

Bu çalışmada HFSS benzetimleri ile sensör yapılarının karmaşık S-parametrelerini elde etmek için kullanılan kurgu Şekil 4'te verilmiştir. Karmaşık S-parametrelerinden  $S_{21}$  parametresi (iki kapılı yapının iletim spektrumu) tasarlanan bu özel manyetik rezonatörün rezonans frekansı hakkında yeterli bilgiyi vermektedir. Şekildeki yapıda z eksenine dik olan üst ve alt duvarlar mükemmel elektriksel iletken (PEC), x eksenine dik olan ön ve arka duvarlar ise mükemmel manyetiksel iletken (PMC) olarak, y eksenine dik olan sol ve sağ duvarlar ise yapının giriş ve çıkış kapıları (input/output ports) olarak modellenmişlerdir. Rezonatör bir düzlemsel elektromanyetik dalgayla uyarılırken propagasyon vektör ( $\vec{k}$ ) y ekseni yönünde, elektrik alan ( $\vec{E}$ ) z ekseni yönünde ve manyetik alan ( $\vec{H}$ ) da x ekseni yönünde olacak şekilde seçilmiştir.



Şekil 4: Metamateryal yapıları için benzetim kurgusu.

### 4. Sonuçlar

Şekil 3'de gösterilen metamateryal sensör yapısının rezonans frekansı farklı  $d_2$  ve  $\varepsilon_{r2}$  değerleri için HFSS benzetimleri kullanılarak elde edilmiş ve sonuçlar Şekil 5'te verilmiştir. Öncelikle ara katmanın  $\varepsilon_{r2}$  değerleri çeşitli seviyelerde sabit tutulup, her bir seviye için sensörün rezonans frekansının  $d_2$ 'ye göre değişimi incelenmiş ve  $d_2$  azaldıkça rezonans frekansının değişme hızının arttığı görülmüştür. Önerilen sensör modelinde ara katman kalınlığı yani  $d_2$  parametresi azaldıkça sensör yapısı giderek ÇAHR yapısına benzer, yüksek  $d_2$  değerlerinde ise yapı giderek AHR yapısına yakınsar. Bu nedenle, Şekil 2(a)' da verilen benzetim sonuçları da hatırlandığında düşük  $d_2$  değerlerinde sensörün ara katman kalınlığındaki değişimlere karşı çok daha duyarlı olması beklenen bir

sonuçtur. Ayrıca, Şekil 5'te görüldüğü gibi, önerilen sensör modeli  $d_2$  değişimlerine en fazla duyarlılığı  $\varepsilon_{r2}=1$  değeri için göstermiştir. Yani basınç sensörü uygulaması için mümkün olduğunca düşük  $d_2$  değerlerinde çalışmak ve ara katmanı hava olarak seçmek en yüksek algılama duyarlılığını sağlayacaktır.

Şekil 5'den çıkarılan diğer bir sonuç da şudur: Ara katman kalınlığı (d<sub>2</sub>) sabit tutulduğunda,  $\varepsilon_{r2}$ 'nin arttırılması rezonans frekansını azaltmaktadır. Bütün sabit d<sub>2</sub> değerlerinde, sensörün rezonans frekansının  $\varepsilon_{r2}$ 'ye göre değişim hızı  $\varepsilon_{r2}$  parametresi küçüldükçe artmaktadır. Özellikle, d<sub>2</sub>'nin 0,3 mm'den büyük olduğu kalınlıklar için, rezonans frekansının  $\varepsilon_{r2}$ 'a olan hassasiyeti  $\varepsilon_{r2}$  parametresi bire yaklaştıkça alabileceği en yüksek değerlere ulaşmaktadır. Sonuç olarak, önerilen sensör yapısı sıcaklık ya da konsantrasyon sensörü uygulamalarında kullanılacak ise,  $\varepsilon_{r2}$ 'nin mümkün olduğunca küçük ve d<sub>2</sub>'nin 0,3 mm den büyük seçilmesi algılama hassasiyetini arttıracaktır.



Şekil 5: Önerilen metamateryal sensör yapısı için HFSS ile elde edilen benzetim sonuçları.

### 5. Tartışma

Bu çalışmada mikrodalga frekanslarında basınç, sıcaklık ve konsantrasyon sensörü uygulamalarında kullanılabilecek ÇAHR tabanlı yeni bir metamateryal sensör modeli önerilmiştir. Bu modelin uygulanabilirliğini göstermek amacıyla çeşitli  $\varepsilon_{r2}$  ve d<sub>2</sub> değerleri için HFSS benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları göstermektedir ki, basınç sensörü uygulaması özellikle  $\varepsilon_{r2}$  ve d<sub>2</sub>'nin mümkün olduğunca en küçük değerlerinde en hassas sonuçları vermektedir. Sıcaklık ve konsantrasyon sensörü uygulamaları içinse en hassas sonuçları vermektedir. Sıcaklık ve konsantrasyon sensörü uygulamaları içinse en hassas sonuçları yine  $\varepsilon_{r2}$ 'nin küçük ama d<sub>2</sub> nin 0,3 mm den büyük olduğu parametre değerlerinde elde edilmiştir. İleriki aşamalarda bu sensör yapısı için uygun bir devre modeli önerilip hassasiyet analizlerinin daha detaylı yapılması planlanmaktadır.

## Kaynaklar

[1]. Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., ve Stewart W. J., "Magnetisim from conductors and enhanced nonlinear phenomena," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 47(11), s. 2075-2084, 1999.

[2]. Veselago V. G., "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\varepsilon$  and  $\mu$ ," Soviet Physics Uspekhi, 10(4), s. 509-514, 1968.

[3]. Baena J. D., Marques R., Medina F., Martel J., "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators," Phys. Rev. B, 69, 014402-1 – 014402-5, 2004.

[4]. Bilotti F., Toscano A., Vegni L., Aydın K., Alıcı K. B., Özbay E., "Equivalent-circuit models for the design of metamaterials based on artificial magnetic inclusions," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 55(12), 2007.

[5]. Marques R., Mesa F., Martel J., ve Medina F., "Comperative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design – theory and experiments," IEEE Trans. Antennas Propag., 51(10), s. 2572-2581, 2003.

[6]. Ekmekçi E., ve Turhan-Sayan G., "Sensitivity of the resonance characteristics of SRR and DSRR (doublesided SRR) type metamaterials to the changes in substrate parameters and the usefulness of DSRR structure for reduced electrical size," PIERS Proceedings, Temmuz 2008, Cambridge, ABD, s. 598-602.

# Yeni Metamalzeme: Yarık Üçgen Halka Rezonatör ve Tel Şerit

Cumali SABAH Sa

Savaş UÇKUN

Gaziantep Üniversitesi Elektronik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Gaziantep

sabah@gantep.edu.tr savas@gantep.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, birim hücresi yarık üçgen halka rezonatör ve tel şeritten oluşan yeni bir metamalzeme incelenmiştir. Bu yeni metamalzeme halka rezonatörün şekilsel yapısı temel alınarak tasarlanmış ve incelenmiştir. Belirtilen yeni metamalzemenin özelliklerini göstermek amacıyla S-parametreleri ve düzenlenmiş etkin malzeme parametreleri hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara dayanarak, tasarlanan yeni metamalzemenin belirli bir frekans aralığında çitf-negatif özellikler gösterdiği söylenebilir. Dolayısıyla, bu yeni yapı metamalzemelerin uygulama alanlarında kullanılmak üzere üretilebilir. Ayrıca, tasarlanan yeni metamalzeme ile ilgili araştırmalarınız devam etmekte ve bu araştırmaların gelecekte yapılacak olan çalışmalara da katkı sağlaması düşünülmektedir.

### 1. Giriş

Metamalzeme kavramı, 1967 yılında Rus fizikçi V. Veselago'nun bu alandaki çalışmaları ile başlamıştır [1]. Veselago, aynı anda negatif elektrik ve manyetik geçirgenliğe sahip olan yeni bir malzeme önermiş ve çalışmasında bu malzemenin genel elektromanyetik özelliklerinden bahsetmiştir. Rus fizikçi teorik olarak kayıpsız bir metamalzeme tasarlamış ve bu metamalzemenin doğada bulunmayan olağandışı özelliklerinden söz etmiştir. Daha sonra, Pendry ve çalışma arkadaşları, [2] ve [3] numaralı referanslarda verildiği gibi, negatif elektrik ve negatif manyetik geçirgenlikleri ile ilgili çalışmalarını sunmuşlardır. Pendry ve arkadaşları, 1996 yılında negatif elektrik geçirgenliği elde etmek için metalik tel dizileri [2] ve 1999 yılında negatif manyetik geçirgenliği elde etmek için de metal yarık halka rezonatörleri [3] imal edilebileceğini ifade etmişlerdir. Bu çalışmaların devamında, Smith ve grubu, 2000 yılında, eş zamanlı negatif elektrik ve manyetik geçirgenliğe sahip olan yeni bir metamalzeme sunmuş ve bu metamalzemenin farklı özelliklerini test etmek için mikrodalga deneyleri yapmışlardır [4]. Negatif kırılma ile ilgili ilk deney ise Shelby ve diğerleri tarafından 2001 yılında yapılmıştır [5]. Bu deney, bakır şerit ve yarık halka rezonatörleri içeren mükerrer birim hücrelerden oluşan iki boyutlu metamaterial dizileri oluşturularak yapılmıştır. Bahsedilen temel çalışmalardan sonra, metamalzemeler ile ilgili çeşitli teorik ve deneysel uygulamalar gerçekleştirilmiş ve bunların sonucunda metamalzemelerin birçok alanda kullanılabileceği anlaşılmıştır [6-17]. Böylelikle, literatüre yeni tür metamalzeme kazandırma ihtiyacı doğmuş ve bir çok araştırmacı yeni metamalzeme tasarlama üzerine çeşitli çalışmalar yapmışlardır [8-17]. Yeni tür metamalzeme üretme aşamasında, farklı yarık halka rezonatörlerin tasarlanabilmesi en önemli hususlardan biridir. Şimdiye kadar, farklı ve yeni tür metamalzemeler üretmek amacıyla daire, kare,  $\Omega$ , S, U, vb. şeklinde çok çeşitli halka ve halka benzeri rezonatör yapıları kulllanılmış ve yeni tür yapılar bulmak için sürdürülen çalışmalar devam etmektedir (detay için 13 numaralı referansa bakılabilir). Böylece, literatürde bilinen yapıların ışığında, daha önce incelenmemiş olan ve birim hücresi yarık üçgen halka rezonatör ve tel şeritten oluşan yeni bir metamalzeme oluşturmaya başladık. Dolayısıyla, birim hücresi yarık ücgen halka rezonatör ve tel şeritten oluşan yeni bir metamalzeme üretildi. Bu çalışmada, tasarlanan yeni metamalzeme ve bu metamalzemeye ait bir takım simülasyonlar verilecektir. Analizde, S-parametreleri ve düzenlenmiş etkin malzeme parametreleri (dalga empedansı, kırılma indisi, elektrik ve manyetik geçirgenlikler) hesaplanmış ve sunulmuştur. Simülasyon sonuçlarına göre, elektrik ve manyetik geçirgenliklerin reel kısmının negatif olduğu frekans aralığında kırılma indisinin reel kısmı da negatif olarak bulunmuştur. Buna ilaveten, simülasyon sonuçları yeni metamalzemenin doğru bir şekilde tasarlandığını göstermektedir. Dolayısıyla, bahsedilen yeni metamalzemenin mikrodalga, milimetre dalga, ve optik frekanslarında birçok uygulama alanında kullanılmak üzere üretilebileceği söylenebilir.

### 2. Tasarım ve Simülasyon

Doğada bulunmayan ve bilinen malzemelerden farklı özellikler gösteren yapay metamalzemeler genellikle yarık halka rezonatör ve tel şerit birleşiminden oluşan yapılar yardımyla üretilmektedirler. Literatürde, bu amaç için birçok yarık halka rezonatör önerilmiştir. Yarık üçgen halka rezonatör bunlardan biri olup ilk olarak bizim tarafımızdan önerilmiştir. Yarık üçgen halka rezonatör ve tel şeritten oluşan metamalzemenin birim hücresi Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Yeni metamalzemenin birim hücresi.

Tasarımda, kalınlığı 0.25 mm, bağıl elektrik geçirgenliği 4.4 ve kayıp tanjantı 0.02 olan FR4 tabaka kullanılmıştır. Yarık üçgen halka rezonatör ve tel şerit, iletkenliği 5.8x107 S/m ve kalınlığı 0.017 mm olan bakırdan yapılmıştır. Yarık üçgen halka rezonatörün genişliği 0.4 mm olarak düzenlenmiştir. Yarık üçgen halka rezonatör FR4 tabakanın bir yüzüne, tel serit ise FR4'ün diğer yüzüne yerleştirilmiştir. Tel serit, Şekil 1'de görüldüğü gibi FR4 tabakanın bir ucundan diğer ucuna kesintisiz olarak yerleştirilmiştir. Böylece metamalzeme birim hücresi oluşturulmuştur. Bahsedilen metamalzeme birim hücresi, sonlu elemanlar metodu (finite-element method - FEM) prensibi ile calısan ANSOFT'un Yüksek Frekans Yapı Simulatör'ü (High Frequency Structure Simulator - HFSS) adını taşıyan ticari bir yazılım programı ile tasarlanmış ve simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonda açık, elektrik, manyetik ve periyodik sınır koşulları kullanılmıştır. Metamalzeme birim hücresi duvarları mükermmel elektrik ve manyetik iletkenlerinden oluşan iki kapılı dalga klavuzunun içine yerleştirilmiştir. Üzerinde yarık üçgen halka rezonatör ve tel şerit bulunan FR4 tabakanın pozisyonu bu dalga klavuzunun içine ortalanmış olacak şekilde ayarlanmıştır. Tasarlanan yeni metamalzemenin fiziksel özelliklerini göstermek için birim hücrenin S-parametreleri, belirtilen sınır şartları ve dalga yayılımı mevcut iken bulunmuştur. Daha sonra, düzenlenmiş etkin malzeme parametreleri [8], [9] ve [11] numaralı referanslarda olduğu gibi S-parametreleri yardımıyla hesaplanmıştır. Böylece, elektrik ve manyetik geçirgenlikler  $\varepsilon = n/z$ and  $\mu = n z$  eşitlikleri kullanılarak hesaplanabilir. Burada, z ve n sırasıyla dalga empedansı ve kırılma indisini göstermektedir. Tasarımda kullanılan tel seritin genisliği 0.5 mm'dir. Yarık ücgen halka rezonatörün taban ve yükseklik uzunlukları sırasıyla 7.794 mm ve 6.75 mm'dir. Her bir yarık üçgen halka rezonatörün tabanının ortasında bulunan aralık 0.3 mm'dir. Tasarlanan metamalzemenin S-parametreleri ve bu parametreleri yardımıyla bulunan düzenlenmiş etkin malzeme parametreleri Yüksek Frekans Yapı Simulatör'ü kullanılarak hesaplanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 2'de verilmiştir. S-parametreleri ve dalga empedansı 0-8 GHz aralığında, kırılma indisi, elektrik ve manyetik geçirgenlikler ise 2.5 GHz ve 5.5 GHz aralığında çizdirilmiştir. Bunu nedeni metamalzemenin aktif olduğu negatif bölgenin daha kolay görülebilmesi içindir. Şekil 2'den de anlaşılacağı üzere, bütün sonuçlar frekansa bağlı karmaşık fonksıyonlar şeklindedir. Bu da nedensellik ilkesini sağlamaktadır. S<sub>21</sub>'in faz açısının en küçük olduğu durum negatif bölgenin olduğu yeri göstermektedir. Tasarlanan yapı için bu frekans 4.33 GHz civarıdır. Pasif malzemeler için dalga empedansının reel kısmı ve kırılma indisinin sanal kısmı sıfırdan büyük olmalıdır. Şekil 2'den de görüldüğü gibi, tasarladığımız metamalzeme için bu koşul sağlanmıştır. Kırılma indisi grafiğine göre, negatif frekans bandı 3.5 GHz ve 5 GHz arasında bulunmaktadır. Metamalzeme teorisine göre, elektrik ve manyetik geçirgenliklerin reel kısmı negatif olmalıdır. Bu geçirgenliklerin negatif reel kısmı belirtilen frekans badı aralığında yer almaktadır. Dolayısıyla bu koşul da sağlanmıştır.

### 3. Sonuç

Bu bildiride yarık üçgen halka rezonatör ve tel şeritten oluşan yeni bir metamalzeme türü incelenmiştir. Halka rezonatör için yeni bir yapı, yarık üçgen halka rezonatör, tanıtılımş, tasarlanmış ve modellenmiştir. Öncelikle, tasarlanan yeni metamalzemenin S-parametreleri hesaplanmış ve daha sonra bu parametreler yardımıyla düzenlenmiş etkin malzeme parametreleri bulunmuştur.  $S_{21}$ 'in faz açısının en küçük olduğu durum gözlemlenmiş ve negatif frekans bandı gösterilmiştir. Kırılma indisi belirtilen negatif bölgeyi doğrulamış ve kırılma indisi için negative reel kısım bu bant civarında meydana gelmiştir. Ayrıca, elektrik ve manyetik geçirgenliklerin reel kısımının negatif olduğu frekans aralığında kırılma indisinin reel kısımının da negatif olduğu gözlemlenmiştir.

Dolayısıyla, tasarlanan metamalzemenin çalışılan frekans aralığında çift negatif özellikler gösterdiği söylenebilir. Bu da modellenen yapının iyi bir şekilde tasarlandığı ve belirtilen frekans aralığında başarılı bir şekilde çalıştığı anlamına gelmektedir. Sonuç olarak, tasarlanan yeni metamalzemenin mikrodalga, milimetre dalga, ve optik frekanslarında çeşitli ve farklı metamalzemelerin karakterizasyonuna ve üretilmesine olanak sağlayacağı düşünülmektedir. Buna ilaveten, bu yeni metamalzeme, verimi arttırmak için, elektromanyetik filtreler, antenler, vb. gibi bir çok yeni fonksiyonel alet ve aygıtların üretiminde kullanılabilirler.



Şekil 2. S-parametreleri, dalga empedansı, kırılma indisi, elektrik ve manyetik geçirgenlikler.

#### Kaynaklar

- [1]. V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\varepsilon$  and  $\mu$ ", Soviet Physics Uspekhi, 10, s. 509–514, 1968.
- [2]. J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, I. Youngs, "Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures", Physical Review Letters, 76, s. 4773–4776, 1996.
- [3]. J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, W. J. Stewart, "Magnetism from Conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47, s. 2075–2084, 1999.
- [4]. D. R. Smith, W. J. Padilla, D. J. Vier, S. C. Nemat-Nasser, S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Physical Review Letters, 84, s. 4184–4187, 2000.
- [5]. R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction", Science, 292, s. 77–79, 2001.

- [6]. C. Sabah, S. Uckun, "Electromagnetic wave propagation through the frequency-dispersive and lossy double-negative slab", Opto-Electronics Review, 15(3), s. 133–143, 2007.
- [7]. C. Sabah, S. Uckun, "Scattering characteristics of the stratified double-negative stacks using the frequency dispersive cold plasma medium", Zeitschrift f
  ür Naturforschung A (A Journal of Physical Sciences), 62a(5), s. 247–253, 2007.
- [8]. R. W. Ziolkowski, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 51(7), s. 1516–1529, 2003.
- [9]. X. Chen, T. M. Grzegorczyk, B.-I. Wu, J. Pacheco, J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials", Physical Review E, 70(1), s. 016608.1–016608.7, 2004.
- [10]. S. Linden, C. Enkrich, M. Wegener, J. Zhou, T. Koschny, C. M. Soukoulis, "Magnetic Response of Metamaterials at 100 Terahertz", Science, 306(5700), s. 1351–1353, 2004.
- [11]. D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, C. M. Soukoulis, "Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials", Physical Review E, 71(3), s. 036617.1–036617.11, 2005.
- [12]. K. Aydin, K. Guven, M. Kafesaki, C. M. Soukoulis, E. Ozbay, "Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs", New Journal of Physics, 7, s. 168.1–168.15, 2005.
- [13]. N. Engheta, R. W. Ziolkowski (Editors), Metamaterials Physics and Engineering Explorations, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 2006.
- [14]. K. Aydin, E. Ozbay, "Identifying magnetic response of split-ring resonators at microwave frequencies", Opto-Electronics Review, 14(3), s. 193–199, 2006.
- [15]. Y. Liu, N. Fang, D. Wu, C. Sun, X. Zhang, "Symmetric and antisymmetric modes of electromagnetic resonators", Aslied Physics A Materials Science & Processing, 87(2), s. 171–174, 2007.
- [16]. H.-T. Chen, J. F. O'Hara, A. J. Taylor, R. D. Averitt, C. Highstrete, M. Lee, W. J. Padilla, "Complementary planar terahertz metamaterials", Optics Express, 15(3), s. 1084–1095, 2007.
- [17]. T. F Gundogdu, M. Gökkavvas, K. Guven, M. Kafesaki, C. M. Soukoulis, E. Ozbay, "Simulation and micro-fabrication of optically switchable split ring resonators", Photonics and Nanostructures – Fundamental and Aslications, 5, s. 106–112, 2007.

# SMITH ABAĞININ YAPAY SİNİR AĞI MODELİ İLE EMPEDANS UYGUNLAŞTIRMA

M. Fatih ÇAĞLAR<sup>1</sup>, Filiz GÜNEŞ<sup>2</sup> <sup>1</sup>Süleyman Demirel Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Isparta, +90 246 211 13 91 mfcaglar@mmf.sdu.edu.tr <sup>2</sup>Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, +90 212 259 70 70-2881 gunes@yildiz.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, Smith abağının bir yapay sinir ağı (YSA) modeli çıkarılmıştır. Bu model, dikdörtgen Z(veya Y)-düzlemi ve yansıma katsayısı Γ-düzlemi arasındaki iki yönlü bilineer dönüşüm eğitme verisinin elde edilmesini sağlamıştır. Burada eğitme için; iki gizli katman, beş giriş ve iki çıkıştan oluşan ileri beslemeli çok katmanlı algılayıcılı (ÇKA) ağ kullanılmıştır. Uygulama olarak, kayıpsız transmisyon hatları ile empedans uygunlaştırma örneği sunulmuştur. Sonuçta, Smith abağının yapay sinir ağı modeli ve MATLAB® RF Araç Kutusu paket programı ile elde edilen uygunlaştırma performanslarının örtüştüğü görülmüştür.

### 1. Giriş

Smith abağı mikrodalga mühendisliğinde önemli bir ikon haline gelmiştir. Mikrodalga devrelerin analiz ve tasarımında manüel çözümler genellikle sıkıcı ve hata meyillidir. Özellikle karmaşık sayılarla yapılan bu işlemler hatanın ve sıkıcılığın başlıca sebeplerindendir. Smith abağı bu problemlerin giderilmesinde çok yararlı bir grafiksel araçtır.

Yapay sinir ağlarının, özellikle yüksek dereceli doğrusal olmayan problemler için evrensel bir fonksiyon kestirimcisi olduğu matematiksel olarak ispatlanmıştır. Hala, YSA modelleri basit ve model gerçeklemeleri çok hızlıdır. Son güncel çalışmalarda, transistor gibi hem aktif hem de pasif elemanların modellenmesinde [1], [2], ve düzlemsel mikroşerit transmisyon hatların, eş düzlemli dalga kılavuzların [3], ve süreksizliklerinin, spiral bobinlerin [4] modellenmesindeki gibi, YSA' nın son derece kullanılışlı olduğu görülmektedir.

Diğer taraftan, mikrodalga frekanslarında transmisyon hatlarının ve uydurma devrelerinin analizleri analitik çözümleme ile genellikle sıkıcıdır. Smith abağı bu problemler için çok yararlı grafiksel araçtır. Smith abağı kullanılarak duran dalga oranı, karmaşık yansıma katsayısı, tek ve çift yan hatlı uydurma devre çözümleri ve daha fazlası elde edilebilir. Verilen bir yük empedansından giriş empedansına kadar transmisyon hattı boyunca değişen empedans değişimleri rahatlıkla abak üzerinde gözlemlenebilir. Ne yazık ki, Smith abağı üzerinde yapılan manüel işlemler hata ile sonuçlanabilir. Bundan dolayı, pek çok çalışmada, Smith abağı uygulamalarının YSA modellemesi ile karşılaşılır. Bunlar arasında, [5], [6], [7] ve [8] de empedans uydurma uygulamaları vardır. [5] ve [7] de YSA' nın ilk bilgisayar simülasyonu "yoğun olarak dağılmış bilgisayar ağ"ın da Smith abağını ayrık değerleri için modellerken, [6] da bir N nöronlu Hopfield ağı otomatik empedans uydurma için kullanılmıştır. [8] de ise, tek yan hatlı empedans uydurma probleminin YSA ile modellenip Smith abağı üzerinde gösteriminin, öğrencilerin öğrenmesi üzerindeki etkisi araştırılmış ve alternatif öğretme tekniği olarak sunulmuştur.

Bu çalışmada, eğitme için dört katmanlı ileri beslemeli ÇKA ağı kullanılmıştır. Ağın giriş parametrelerini, kayıpsız iletim hattının fiziksel uzunluğu, karakteristik empedansı ve çalışma frekansı oluşturmaktadır. Çıkış parametrelerini ise, çıkış yansıma katsayısının genlik ve fazı, çıkış empedansının reel ve sanal kısımları, sonu kısa devre seri/paralel tek-yan hat uydurma pozisyonu ve reaktans/suseptansı, sonu açık/kısa devre çift-yan hat uydurma devresi yan hat uzunlukları, gerilim dalgasının minimum ve maksimum genliklerinin yüke göre pozisyonları ve gerilim duran dalga oranı oluşturmaktadır.

## 2. Nöral Smith Abağı (NSA)

Mikrodalga devrelerinde sıklıkla kullanılan transmisyon hattı empedanslarının nümerik çözümleri bir hayli zordur. Bu sebeple, yaygın olarak kullanılan yöntem, bu problemlere grafiksel çözümler üreten abaklar kullanmaktır. Smith abağı, temel olarak bütün olası normalize pasif empedans (veya admitans) değerlerinin tümünün, orijin merkezli birim yarıçaplı daire alanı içinde temsil edilmeleridir. Yani, sabit değerlerle belirlenmiş bir transmisyon hattının herhangi bir noktasındaki empedans (veya admitans) ile hat üzerindeki diğer tüm noktaların empedansları arasındaki bağıntıyı gösteren empedans (veya admitans) koordinat sistemidir. Smith abağının grafiksel oluşumunda dikdörtgensel Z-düzlemi ile yansıma katsayısı polar Γ-düzlemi arasındaki dönüşüm ilişkisi aşağıdaki denklemlerle verilebilir:

$$\Gamma_{\rm L} = \frac{z_{\rm L} - 1}{z_{\rm L} + 1} \tag{1}$$

$$z_{\rm L} = \frac{1 + \Gamma_{\rm L}}{1 - \Gamma_{\rm L}} \tag{2}$$

burada  $z_L = Z_L / Z_0$  normalize yük empedansı ve  $\Gamma_L$  yük empedansı  $Z_L$  ye ait yansıma katsayısı iken  $Z_0$  karakteristik empedanstır. Böylece, karmaşık Z-düzlemindeki, sabit rezistans ve reaktans doğruları polar  $\Gamma$ -düzleminde sabit rezistans ve reaktans dairelerine dönüşmektedir (Şekil 1).



Şekil 1. Z-düzleminden Γ-düzlemine rezistans ve reaktans değerlerinin dönüşümü.

Şekil 2 'de geliştirilen "nöral Smith abağı" görülmektedir. Burada belirlenen girişleri kullanarak toplam 23 adet çıkış değişkeninin veri uzayını üretilmektedir.  $Z_S$  kaynak empedansını,  $Z_0$  hattın karakteristik empedansını,  $\ell$  hattın uzunluğunu, **B** çalışma bandını, diğer giriş ise hattın fiziksel büyüklüklerini belirtmektedir.

Bu modelin oluşturulması işleminde, programlama açısından dört aşama vardır. Birinci aşamada analitik ifadelerden ve Smith Abağından elde edilen YSA'yı eğitme ve test amaçlı giriş-çıkış veri uzayı oluşturulmuştur. Veri uzayının eğitme için verimli ve yeter miktarda olması için veri üretiminde veri madenciliği kurallarına uyulmuştur. Veri uzayı %50 oranında eğitme ve test aşaması için ayrılmıştır. İkinci aşamada, veriler eğitim işlemine sokulmuştur. Üçüncü aşama test aşamasıdır ve daha önce eğitme aşamasında kullanılmayan giriş veri değerlerinin ağ sonuçları irdelenmiştir. Eğer test sonuçları yeterli hata değerinden büyük ise veri verimliliğini artırıcı uygulamaların yanında farklı eğitme metotları ve ağ yapısını değiştirerek test aşamasına tekrar dönülmüştür. Dördüncü ve son aşamada ise, test aşamasının tatmin eden sonuçlarından sonra elde edilen YSA eşdeğer modeli belirtilen beklentiler için hedef değerleri ile karşılaştırılmıştır.

Smith abağı üzerinde sonsuz nokta uzayı olduğu bilinirken sonsuz veri içerdiği de yadsınamaz. Bu durumda NSA modelini sonsuza yakın değerle eğitme yerine uygun miktarda ve rasgele seçilen test veri noktalarına karşılık istenen çıkış doğruluğunun sağlanması için veri seçiminde minimizasyona gitmek yani en az ve eğitme için yeterli miktarda veri seti oluşturmak çalışmanın ilerlemesi açısından önemlidir. Bunun için bir algoritma geliştirilmiştir [9,10].

Bu çalışmada, ileri beslemeli çok katmanlı algılayıcı (ÇKA) tipi yapay sinir ağı kullanılmıştır. Ağa uygulanacak eğitim veri seti [-1,1] aralığında doğrusal normalizasyona tabi tutulmuştur. Bu çalışmada modüler ağı oluşturan iki ÇKA kullanılmıştır. Çıkışları tek-yan ve çift-yan uydurma hat uzunlukları olan YSA' nın iki gizli katmanında 20 adet nöron tanjant-hiperbolik fonksiyonla aktive edilirken, çıkışta ise sürekli doğrusal fonksiyon kullanılmıştır. Çıkışları yansıma katsayısı ve çıkış empedansı olan YSA' nın iki gizli katmanında 32 adet nöron tanjant-hiperbolik fonksiyonla aktive edilirken, çıkışta ise sürekli doğrusal fonksiyon tanjant-hiperbolik fonksiyonla aktive edilirken, çıkışta ise sürekli doğrusal fonksiyon tanjant-hiperbolik fonksiyonla aktive edilirken, çıkışta ise sürekli doğrusal fonksiyon kullanılmıştır. Levenberg-Marquardt (LM) algoritması en küçük test hatası ve en hızlı eğitme için tercih edilirken gizli katman sayısı ve

nöron sayılarının da optimum değerleri seçilmiştir. Bu çalışmadaki ileri beslemeli ÇKA' nın performans fonksiyonu, hataların karelerinin ortalaması (MSE) ile verilmiştir.



Şekil 2. (a) Modüler YSA eşdeğer modeli (b)Genelleştirilmiş YSA eşdeğer modeli: Nöral Smith Abağı (NSA)

# 3. Örnek Çalışma

Örnek bir empedans uygunlaştırma uygulaması için 2.45GHz de çalışacak kuvvetlendirici tasarlanmıştır. Bunun için Agilent AT–31011 NPN silikon bipolar transistor tercih edilmiştir. Transistorun  $V_{CE}$ =5V ve  $I_C$ =10mA çalışma koşulları için dağılmış devre parametreleri katalog bilgisi hesaplama ve devre analizi için alınmıştır. Daha sonra giriş ve çıkış uygunlaştırma devreleri ideal iletim hattının sonu kısa devre tek-yan hattı olarak seçilmiştir. Seçilen frekansta koşulsuz kararlı çalışan kuvvetlendiricinin, uygunlaştırma yapıldıktan sonra kazancı (G<sub>T</sub>) 14.5dB, gürültü faktörü 3.7dB, giriş dönüş kaybı -22.6dB, çıkış dönüş kaybı -20.6dB MATLAB® RF araç kutusu simülasyonu ile elde edilmiştir. Bu sonuçlar NSA sonuçları ile karşılaştırılması için, Şekil.3'te ve Tablo.1 de verilmiştir.

## 4. Tartışma

Bu çalışmada, Smith abağının yapay sinir eşdeğer modeli olan "Nöral Smith Abağı (NSA)" nın verilen kuvvetlendirici tasarımı ile empedans uygunlaştırma fonksiyonunu başarı ile yerine getirdiği Şekil 3'te verilen grafiklerden görülmektedir. Tablo 1 deki sonuçlar karşılaştırılırsa bu durum daha iyi görülecektir. Bunun yanında Şekil 2' deki eşdeğer modelin çıkışları aynı anda veya tek tek kullanılarak mikrodalga devrelerinin analiz ve sentezinde kullanılabilir.

| <b>Tablo 1.</b> I SA eşdeger model ne Sinulasyon sonuçlarının karşnaştırınması |                 |                 |                 |                  |  |  |
|--|-----------------|-----------------|-----------------|------------------|--|--|
|  | $ S_{21}  [dB]$ | $ S_{11}  [dB]$ | $ S_{22}  [dB]$ | $N_{\rm F}$ [dB] |  |  |
| YSA Eşdeğer Model  | 14.28           | -16.14          | -12.77          | 3.51             |  |  |
| MATLAB RF A.K. Simülasyonu   | 14.51           | -22.60          | -20.60          | 3.75             |  |  |

 Tablo 1. YSA eşdeğer model ile Simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

## 5. Kaynaklar

[1]. F. Güneş, F. Gürgen and H. Torpi, "Signal-noise neural network model for active microwave device", IEE Proc-Circuits Devices and Systems; Vol., 143, pp. 1-8, 1996.

[2]. F.Güneş, H. Torpi and F. Gürgen, "A multidimensional signal-noise naural model for microwave transistor", IEE Proc-Circuits Devices and Systems ; vol., 145(2), pp.111-117, 1998.

[3]. N.Türker, "Analysis and Synthesis of RF/Microwave Planar Transmission Lines with Artificial Neural Networks", M. Sc. thesis, submitted to Yildiz Technical University, Department of Electronics and Communication Engineering, 2004.

[4]. Q.J. Zhang and K.C. Gupta, "Models for RF and Microwave Components", Neural Networks for RF and Microwave Design, Norwood, MA: Artech House, 2000.

[5]. Vai, M., Prasad S., and Wang, H., "A Smith Chart represented by a neural network and its applications", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 1565-1568, 1992.

[6]. Vai, M., Prasad S., "Automatic Impedance Matching with a Neural Network", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 10, pp. 353-354, October, 1993.

[7]. Vai, M., Prasad S., "Microwave circuit analysis and design by a massively distributed computer network", IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No.5, pp. 1087-1094, May, 1995.

[8]. Hemminger, T.L., "Understanding Transmission Line Impedance Matching Using Neural Networks and PowerPoint", ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, October, 2005.

[9]. M.F. Çağlar, "Yapay Sinir Ağı ile Smith Abağı Modeli", Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Ens., Doktora Tezi, Temmuz, 2007.

[10]. F. Güneş, M.F. Çağlar, "A Novel Neural Smith Chart for Use in Microwave Circuitry", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Volume 9999, Issue 9999, August 2008.



Şekil 3. (a) Kuvvetlendiricinin kazancı (b) Gürültü faktörü (c) giriş dönüş kaybı (d) çıkış dönüş kaybı

# Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi'nde Veri Oranı Başarımı

Erman Ateş, Arif Dolma Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Kocaeli <u>ermanates@gmail.com, adolma@kou.edu.tr,</u>

Özet: Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi, kapalı alanlarda kızılötesi dalgaboyundaki optik işaretleri kullanan bir opto elektronik haberleşme sistemidir. Bu sistemde vericinin kullandığı lazer diyotun dar açısı, kapalı alan köşelerinde yerleşik Sanal Temel İstasyon yapıları ile tüm servis alanına yayılacak şekilde genişletilir. Servis alanında bulunan Gezgin İstasyonlar bu optik işareti KüreselOptik Anten yapısıyla alırlar. Optik işaret şeffaf olmayan cisimleri aşamadığından gölgeleme problemi baş gösterir. Bu bildiride çeşitli gölgeleme etkilerinde, bu tip bir haberleşme sisteminin veri oranı başarımı bilgisayar simulasyonlarıyla incelenmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre küçük çaplı kapalı alanlarda 70 Mbps ve üzeri, orta çaplı kapalı alanlarda 23.5 Mbps ve üzeri, büyük çaplı alanlarda 2.5 Mbps ve üzeri oranları ile iletişim gerçekleştirilmesi mümkün olmaktadır.

## 1. Giriş

Bu çalışmada, kapalı alan haberleşmesi için kızılötesi dalga boylarında optik ışınlar kullanan serbest uzay optik haberleşme yöntemlerinden biri olan Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi [1] üzerinde durulmaktadır. Kapalı alanlarda bu yöntem ile kurulacak bir haberleşme ağının başarımını değerlendirebilmek üzere bir simülasyon gerçekleştirilerek iletim veri oranları kıyaslanmaktadır. Bölüm 2'de, Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi hakkında genel bilgiler sunulmaktadır. Bölüm 3'de kanal yapısı anlatılmakta ve veri oranı analizi ile ilgili denklemler sunulmaktadır. Bölüm 4'te simülasyon için tasarlanan düzenin ayrıntıları ortaya konulmakta ve simülasyondan elde edilen sonuçlar sunularak değerlendirilmektedir.

## 2. Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi

Bir görüş hattının (G.H.) temin edilebildiği optik hatlar, yayılım kaybını en aza indirmekte ve sistemin yapısını basitleştirmektedir [6]. Bununla birlikte verici ile alıcı arasına saydam olmayan fiziksel bir engel girdiğinde alıcı gölgeleme etkisine maruz kalmaktadır [2].

Gölgeleme sorunun gidermek üzere bu bölümde bir kontrol istasyonu (K.İ.), bir temel istasyon (T.İ.) ve temel istasyonun görüş alanı haricinde kalan bölgeleri de kapsayacak şekilde hizmet alanını genişleten çoklu pasif dışbükey aynalardan ibaret sanal temel istasyonlar (S.T.İ.) içeren Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi (S.T.İ.Y.) önerilmektedir [1].

Bu sistemde gezici istasyonların (G.İ.) talep ettiği radyo sinyalleri üretilir ve bu sinyaller bir lazer diyotunu şiddet modülasyonu ile modüle eder ve G.İ.'deki radyo sinyalleri içeren optik işaret üretilir. Ardından bu optik işaret, T.İ.'ye aktarılır ve T.İ.'de bulunan yarı-aynalar tarafından S.T.İ. sayısınca bölünür. Bu bölünmüş dar optik sinyal, S.T.İ.'lere hava arayüzüyle iletilir. Daha sonra, S.T.İ.'ler, T.İ.'den gelen dar ışını tam yansıma ile yansıtır ve genişleterek optik sinyali tüm hizmet alanına yayar. Her bir G.İ., T.İ.'den gelen optik sinyali iki veya daha çok S.T.İ. üzerinden alır. Alınan optik sinyal, optik-elektrik (O/E) dönüştürücü ile elektriksel sinyale dönüştürülmek suretiyle talep edilen işaret elde edilir. Bu sistemde, hareketli istasyon ile aynalar arasında bir veya daha çok hat G.H. konumunda bulundukça iletişim kurmak mümkün olamktadır (Şekil 1).

S.T.İ.Y'nin özellikleri şöyle sıralanabilir [1]:

- Çok-yolluluk bozulmasına sebep olmayacak şekilde hizmet alanı kapalı alanın tamamına çıkarılabilmektedir.
- Merkezî, tekil ve geniş açılı bir verici içeren klasik sisteme nazaran optik şiddet yoğunluklarının hizmet alanı boyunca dağlımları daha düzenli seyretmektedir.
- Gölgeleme etkisine karşı 45 kata kadar daha iyi bir dayanıklılık gösterebilmektedir.
- Güç verimli ve geniş bantlı optik haberleşmeye olanak sağlamaktadır.

Gezgin ortamlarda S.U.O. haberleşmesini sağlamak üzere açısal çeşitlilik ve böylece tüm yönlerde G.H. sunan dairesel bir S.U.O. düğümü kavramı ihtiyacı ortaya çıkar. Bu ihtiyacı karşılamak üzere, Şekil 2'de görüldüğü gibi üzeri optik alıcı verici çiftleriyle döşeli olan küresel optik anten (K.O.A.) tercih edilmelidir [2].



Şekil 1. S.T.İ.Y yapısı [1]

K.O.A'nın özellikleri şöyle sıralanabilir [1]:

- En elverişli kapsama modeli [3] sayesinde üç boyutlu uzayı en uygun biçimde kapsayabilmektedir.
- Optik gücün en verimli bir şekilde iletilmesi sağlanabilmektedir.
- Otomatik hizalamalı devre yapısı [4] sayesinde iletişimin sürekliliği etkin biçimde korunabilmektedir.



### 3. Kanal Yapısı

Bu haberleşmenin IEEE 802.16 standartlarına uygun düşmesi amacıyla bit hata oranı (B.H.O.) değerinin 10<sup>-6</sup> olarak sağlanması gerekir [5]. OOK kanalı için işaret gürültü oranı (İ.G.O.) 13.5 dB'ye karşılık gelmektedir [1].

Aşağıda kanala dair sırasıyla İ.G.O. ve B.H.O. eşitlikleri; toplam gürültü, shot (tanecik) gürültüsü, ısıl gürültü eşitlikleri verilmektedir [6];

$$i.G.O. = (RP)^2 / \sigma_{toplam}^2$$
<sup>(1)</sup>

B.H.O. = 
$$Q\left(\sqrt{1.G.O.}\right), \quad Q(x) = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \left(\int_{x}^{\infty} e^{-y^2/2} dy\right)$$
 (2)

$$\sigma_{toplam}^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{ssl}^2 \tag{3}$$

$$\sigma_{shot}^2 = 2qRP_n I_2 R_b \tag{4}$$

$$\sigma_{issl}^{2} = \frac{4kT}{R_{f}} I_{2}R_{b} + \frac{16\pi^{2}kT}{g_{m}} \left(\Gamma + \frac{1}{g_{m}R_{D}}\right) C_{T}^{2} I_{3}R_{b}^{3} + \frac{4\pi^{2}KI_{D}^{a}C_{T}^{2}}{g_{m}^{2}} I_{f}R_{b}^{2}$$
(5)

(1) ile verilen eşitlik ortaya koyar ki; kapalı alan içerisinde alınan elektriksel gücün karesi ifadesi  $[(RP)^2]$ , toplam gürültü varyansı  $[(\sigma_{toplam})^2]$  ifadesinden daima 13.5 dB daha yüksek olmalıdır. R<sub>b</sub>,veri oranı olmak üzere; (3), (4) ve (5) eşitlikleri yardımıyla toplam gürültü varyansı veri oranına bağlı olarak hesaplanabilmektedir. Bu sayede hangi veri oranında gürültünün nasıl bir varyansa sahip olacağı kestirilebilmektedir. Bu durumda belirli İ.G.O. için alıcıda alınması gereken en düşük ortalama optik güc sınırları (Şekil 3) şu eşitlikle ortaya çıkar:

$$P = \frac{\sigma_{toplam}}{R} 10^{1.G.O.[dB]/20}$$
(6)



**Şekil 3.** Veri oranına bağlı olan gürültü varyansları ve toplam gürültü varyansına karşılık gelen alınan ortalama optik güç sınır değerleri

Şekil 3, veri oranına göre toplam gürültü varyansının değerlerini ve bu değerlere karşılık gelen alınan ortalama optik güç sınır değerlerini göstermektedir.



**Şekil 4.** S.T.İ.Y. uygulanan bir kapalı alanda çeşitli gölgeleme durumları ve G.İ. içerisindeki K.O.A.'nın en düşük ortalama optik gücü aldığı konumlar (S.T.İ.'ler h=3m'de ve G.İ.'ler ise h=1m yükseklik konumundadırlar.)

Haberleşmenin veri oranını belirleyen alınan optik güç sınırları, farklı gölgeleme durumları altında incelenebilir. Bu amaçla; G.İ. ve S.T.İ.'ler arasında kurulabilmesi muhtemel olan G.H.'yi kesebilecek bir gölgeleme etkisinin bulunmadığı durum 4-S.T.İ., G.İ. ile en yakınındaki bir adet S.T.İ. ile arasında gölgeleme etkisi nedeniyle G.H.'nin kurulamadığı durum 3-S.T.İ., G.İ. ile en yakınındaki iki adet S.T.İ. ile arasında gölgeleme etkileri nedeniyle G.H.'nin kurulamadığı durum 2-S.T.İ., ve G.İ. ile en yakınındaki üç adet S.T.İ. ile arasında gölgeleme etkileri nedeniyle G.H.'nin kurulamadığı durum 1-S.T.İ. olarak adlandırılmaktadır. Bu durumlar için alınan ortalama optik güçün en az olduğu konumlar Şekil 4'te verilmektedir. Gücün en az seviyede olması aynı zamanda geliş açısının ıraksama açısına eşit olmasına da bağlıdır. Öyleyse alınan en düşük ortalama optik güç hesabını aşağıdaki ifade ortaya koymaktadır.

$$\min_{d,w} \{ P(d_{\max}, \psi_{\max}) \}$$
(7)

Burada  $d_{\max}$ , Şekil 4'te görüldüğü üzere oluşabilecek en uzun G.H..'nin uzunluğu ve  $\psi_{\max}$  ise ışınların alıcıya ulaştığı en yüksek geliş açısını temsil eder. Bu iki ölçüt gerçeklendiğinde alınan en düşük ortalama optik güç hesaplanabilmektedir.

### 4. Veri Oranı Başarım Simülasyonu

Simülasyonu gerçekleştirebilmek üzere Bölüm 2 ve 3'te bahsedilen tasarım ölçütleri göz önüne alınarak üç adet kapalı alan varsayımı yapılmakta ve bu alanlar için belirlenen tasarım parametreleri Tablo 1'de listelenmektedir.

Simülasyonun neticesi olarak üç farklı boyuttaki kapalı alanda çeşitli gölgeleme durumlarında elde edilen ortalama optik güç değerleri ve Şekil 3'teki sınır değerler göz önüne alındığında ortaya çıkan veri oranı başarımı Şekil 5 ile Tablo 2'de sunulmaktadır.

| Parametre Adı                  | Küçük Oda | Orta Oda | Büyük Oda |
|--------------------------------|-----------|----------|-----------|
| Oda Boyutları (m)              | 5-5-3     | 10-10-3  | 20-20-3   |
| S.T.İ. Yarıçapı (cm)           | 10        | 20       | 30        |
| İletim Yarıaçısı (derece)      | 0.6       | 0.6125   | 0.4625    |
| Ort. Optik İletim Gücü (mW)    | 200       | 200      | 200       |
| K.O.A. Çapı (cm)               | 5         | 5        | 5         |
| A.V.Ç. Iraksama Açısı (derece) | 5         | 5        | 5         |

Tablo 1: Simülasyon düzeni için belirlenen tasarım parametreleri



Şekil 5. Simülasyon sonuçları

Tablo 2: Farklı gölgeleme durumları için erişilebilen veri oranı değerleri

| Gölgeleme Durumu | Veri Oranı (Mb/s) |          |                       |  |
|------------------|-------------------|----------|-----------------------|--|
|                  | Küçük Oda         | Orta Oda | Büyük Oda             |  |
| 1-S.T.İ.         | 0.78              | 0.029    | 1.35x10 <sup>-3</sup> |  |
| 2-S.T.İ.         | 9.59              | 0.52     | 26.8x10 <sup>-3</sup> |  |
| 3-S.T.İ.         | 20.1              | 1.99     | 75.8x10 <sup>-3</sup> |  |
| 4-S.T.İ.         | 70                | 23.5     | 2.5                   |  |

Sonuçlara bakıldığında (Tablo 2, Şekil 5); küçük oda için gölgelemesiz durumda 70 Mb/s gibi yüksek bir veri oranı yakalanabilmektedir. En kötü durumda ise veri oranı 1 Mb/s'ye yakın olup haberleşmenin teminini sağlayan nitelikte tatmin edici bir neticedir. Küçük odada diğer hallerde yüksek veri iletişim hızı sağlanabilmektedir. Orta odaya bakıldığında gölgelemesiz durumda 23.5 Mb/s seviyesindeki veri oranı yüksek olmamakla beraber kabul edilebilir seviyelerde seyretmektedir. Bununla birlikte; gölgelemeli durumlarda 2 Mb/s'nin altına düşmesi bu düzenin gölgeleme problemini az yaşayan alanlar için yeterli olabileceğini göstermektedir. Büyük odaya bakıtğımızda yalnızca gölgelemesiz durum için iletişimin gerçekleşebildiği, diğer durumlarda Kb/s mertebelerine düşen veri oranının kabul edilemez olduğu kanaatine varılmaktadır. Öyleyse bu düzen, büyük oda için elverişli bir düzen değildir. Eğer bu ortamda göz güvenliği ile ilgili kaygılar yaşanmıyor veya gerekli önlemler alınıyorsa (örn. fabrika, sanayi ortamları) iletim optik gücü yükseltilerek veri oranında iyileştirilme yapılabilir.

## Kaynaklar

[1]. Ateş A., Serbest Uzay Optik Haberleşmesinde Sanal Temel İstasyonlar Yöntemi, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.

[2]. Ateş, E., Dolma, A., "Kapalı alanlarda sanal temel istasyonlar yöntemi ile serbest uzay optik iletişim ağı tasarımı", IEEE 16. Sinyal İşleme, İletişim ve Uygulamaları Kurultayı, Orta Doğu Teknik Üni., 20-22 Nisan 2008.

[3]. Yuksel, M., Akella, J., Kalyanaraman, S., Dutta, P., "Optimal Communication Coverage for Free-Space-Optical MANET Building Blocks", Proceedings of IEEE Upstate New York Workshop on Communications and Networking, 17-21, 2005.

[4]. Akella, J., Liu, C., Partyka, D., Yuksel, M., Kalyanaraman, S., Dutta, D. "Building Blocks for Mobile Free-Space-Optical Networks", Proceedings of IFIP/IEEE International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 164-168, Dubai, United Arab Emirates, 2005.

[5]. Eklund, C., Marks, R., B., Stanwood, K., L., Wang, S., "IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN Air Interface for Broadband Wireless Access", IEEE Communications Magazine, 98-107, 2002.

[6]. Kahn, J., M., Barry, J., R., "Wireless infrared communications", Proceedings of the IEEE, 85, 265-298, 1997.

# Empedans Uyumlu Wilkinson Güç bölücü yöntemi ile Birleştirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı

Ercan Kaymaksüt ve Ibrahim Tekin

Sabancı Üniversitesi , Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Tuzla-İstanbul Tel: 216-483 9534, Fax: 216-483 9550, e-mail: tekin@sabanciuniv.edu

**Özet:** Bu çalışmanın amacı IEEE 802.11a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, yüksek güçlü güç kuvvetlendiricisi gerçeklemektir. Devreler, Cadence ve ADS tasarım / simülasyon /modelleme ortamları kullanılarak, 0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi ile tasarlanmış / gerçekleştirilmiştir. Güç kuvvetlendiricisi devresi ürettirilmiş ve test edilmiştir.

## 1. Giriş

Entegre devre teknolojisinin gelişmesi yüksek frekanslarda çalışan alıcı verici yapılarının sayısal devreler ile tek bir kırmıkta birleştirilmesine olanak sağlamıştır. Bu entegrasyon sürecinde Silikon-Germanyum BiCMOS teknolojisi başı çekmektedir. Bu teknolojide CMOS ve Bipolar transistörler aynı anda kullanılabilmekte bu sayede sayısal devrelerde düşük güç gereksinimi CMOS ile sağlanırken yüksek frekanslı alıcı verici yapıları Bipolar transistorlar kullanılarak yüksek performaslı hale getirilebilmektedir[1]. Bu entegrasyon sürecinde RF güç kuvvetlendiricisi en zorlayıcı elemanlardan birisidir. Düşük belverme gerilimi nedeniyle bir kuvvetlendirici bloğundan elde edilebilecek en yüksek güç sınırlıdır. Bu sınırlama güç birleştirme tekniği ile aşılabilir. Modern iletişim sistemlerinde veri hızlarının arttırabilmesi ve frekans bandının daha verimli kullanılabilmesi için çok doğrusal güç kuvvetlendiricilerine ihtiyaç vardır. Güç seviyesini artırabilmek için, dağıtılmış yükselteç topolojileri, transformer bazlı güç toplama gibi teknikler kullanılmıştır [2-5]. Yalnız bu teknikler ile elde edilen devrelerin boyutları kırmık için büyük olmakla birlikte, araya giriş kayıpları daha fazladır. Bu çalışmada bu amaca yönelik olarak Wilkinson güç bölücüler yardımı ile 2 tane kuvvetlendirici katı çip içinde birleştirilmiş ve 5.2 GHz yüksek güçlü A-sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi tasarlanmıştır.

## 2. Birleştirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi Tasarımı

Birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisi tasarımında eş iki kuvvetlendirici katlarının güçlerinin toplanması bu sayede bir kuvvetlendirici katından elde edilebilecek gücün 2 katının elde edilmesi fikri benimsenmiştir. Birleştirme işlemi empedans uyumlu Wilkinson güç bölücüler ile sağlanmıştır. Bu amaçla öncelikle kuvvetlendirici katı tasarlanmış, bu kat için en uygun kaynak ve yük empedansları belirlenmiştir. Daha sonra bu empedanslara uyumlu iki farklı Wilkinson güç bölücü tasarlanmıştır. Birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisi şematik gösterimi Şekil-1 de verilmiştir.



Şekil-1 Birleştirimiş Güç Kuvvetlendiricisi Şematik Gösterimi

# 2.1 Kuvvetlendirici Katı Tasarımı

Kuvvetlendirici katı 5 tane 96  $\mu$ m2 emetör alanına sahip transistor parallel bağlanması ile elde edilmiştir. Bu sayede toplam 480  $\mu$ m2 emetör alanı elde edilmiştir. Daha fazla transistorun paralel bağlanması kuvvetlendirici bloğunun daha doğrusal çalışmasını sağlamakla birlikte optimum kaynak ve yük empedanslarını düşürmektedir. Bu da kuvvetlendiricinin giriş ve çıkış empedanslarını 50  $\Omega$ 'a uyumlaştırmayı oldukça kayıplı hale getirmektedir. Kayıplı silikonun taban olarak kullanılması endüktansların kalite faktörünün düşmesine ve uyumlaştırmanın daha da kayıplı olmasına sebep olmaktadır. Kuvvetlendirici katının kutuplama noktası en yüksek gücün elde edilebilmesine olanak sağlayacak şekilde seçilmiştir. Bu kutuplama noktasında kuvvetlendirici katının giriş ve en yüksek gücü veren yük empedansı tespit edilmiş ve Wilkinson güç bölücüler bu empedans değerleri için tasarlanmıştır.

# 2.2 Wilkinson Güç bölücülerin Tasarımı

Birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisine gelen gücü eşit olarak ikiye bölmek ve bu şekilde iki kuvvetlendirici bloğunun beslenmesi esas alınmıştır. Daha sonra kuvvetlendiricilerin çıkışındaki güçler güç toplayıcı yardımı ile toplanacaktır. Gücün bölünmesi ve toplanması için girişte ve çıkışta kullanılmak üzere iki tane Wilkinson güç bölücü tasarlanmıştır. Wilkinson güç bölücüler kuvvetlendirici katı tasarımında elde edilen transistörün giriş ve yük empedanslarına uyumlu bir şekilde tasarlanmıştır. Bu sayede tekrar bir empedans uyumlaştırmaya gerek kalmamıştır. Birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisinin giriş ve çıkışı 50 $\Omega$ 'a uyumludur.

# 3. Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisinin fotoğrafi Şekil-2'de verilmiştir. Devrenin toplam alanı RF ve DC padler dahil 1.25mm x 1.2mm<sup>2</sup> dir.



Şekil-2 Üretilen ve ölçülen Birleştirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi devresinin fotoğrafı

Birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisinin S-parametresi ölçüm sonuçları, simülasyon sonuçlarıyla birlikte Şekil-3 ve Şekil-4'de verilmiştir.



Şekil-3 Birleştirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi S21 ve S12 Ölçüm ve Simülasyon sonuçları

Şekil-3'de görüldüğü gibi 5.2 GHz de 5.2 dB kazanç, S21, elde edilmiştir. Ölçüm ve simülasyon sonuçları uyum içerisindedir. Devrenin izolasyon grafiği , S12, simülasyonlarla uyum içindedir.



Şekil-4 Birleştirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi S11 ve S22 Ölçüm ve Simülasyon sonuçları

Şekil-4'de birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisinin giriş, S11, ve çıkış, S22, yansıma katsayıları verilmiştir. Giriş ve çıkış yansıma katsayıları simülasyon sonuçları ile önemli ölçüde örtüşmektedir. Giriş yansıma katsayısı 5.1-6.2 GHz bandı içersinde -10 dB nin aldında ölçülmüştür. Çıkış yansıma katsayısı 3.5-7GHz bandında -10 dB'den düşük ölçülmüştür.

Birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisinin doğrusallığı Agilent 8267D RF sinyal üreteci ve E4407B Spektrum Analizörü ile ölçülmüştür. Girişe uygulanan sinyal seviyesi -14 dBm ile 19 dBm arasında

değiştirilmiş bu sayede güç kuvvetlendiricisinin 1 dB bastırma noktası(P1dB) ve katılmış güç verimliliği elde edilmiştir(PAE). 1 dB bastırma noktası ve katılmış güç verimlilik ölçüm sonuçları simülasyon sonuçları ile birlikte Şekil-5'de verilmiştir.



Şekil-5 Birleştirilmiş Güç Kuvvetlendiricisi 1dB bastırma noktası(P1dB) ve katılmış güç verimliliği(PAE) ölçüm ve simülasyon sonuçları

Şekil-5'de görüldüğü gibi birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisi 22.4 dBm çıkış gücünde 1 dB bastırma noktasına ulaşmıştır. Ayrıca 1 dB bastırma noktasında birleştirilmiş güç kuvvetlendiricisinin verimi %17 olarak ölçülmüştür.

## 4. Sonuç

5 GHz WLAN bandında 22.4 dBm gücü %17 PAE ile üretebilen, giriş ve çıkış empedansları uyumlu, 1.2X1.2 mm2 boyutunda bir güç yükselteci tasarlanmış, ürettirilmiş ve ölçülmüştür. Güç yükselteci entegrasyonunu mümkün kılacak bir tasarım olup, 802.11 bandı için kullanılabilir.

# Referanslar

- [1] John D. Cressler, "Silicon-germanium heterojunction bipolar transistors", Boston, Artech House, 2003.
- [2] Chang Kai, Sun Cheng, "Millimeter-Wave Power-Combining Techniques", IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, Vol: 31, No: 2, Feb. 1983
- [3] D. Gruner, G. Boeck, "6 GHz SiGe power amplifier with on-chip transformer combining", Microwave and Optoelectronics Conference, Oct. 29 2007-Nov. 1 2007 Pages :790 – 794.
- [4] P. Haldi, D. Chowdhury, P. Reynaert, Liu Gang, A.M. Niknejad, "A 5.8 GHz 1 V Linear Power Amplifier Using a Novel On-Chip Transformer Power Combiner in Standard 90 nm CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume 43, <u>Issue 5</u>, May 2008 Page(s):1054 -1063.
- [5] I. Aoki, S. D. Kee, D. B. Rutledge and A. Hajimiri, "Fully Integrated CMOS Power Amplifier Design Using the Distributed Active-Transformer Architecture", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Dec. 2005, Vol. 40, No:12, Pages: 2583-2597.

# Röleli Kanallarda Sınırlı Geribeslemeli Huzme Oluşturma ile Çeşitlemenin Arttırılması

Ebru S. Toker, Özgür Oruç, Mehmet E. Çelebi İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul tokere@itu.edu.tr, orucoz@itu.edu.tr, mecelebi@itu.edu.tr

**Özet:** Bu bildiride, yükselt-ilet (AF) ve çöz-ilet (DF) işbirliği yöntemleri için çeşitlemeyi arttırmak üzere [1]'de elde edilen huzme oluşturma katsayılarının kullanıldığı röleli sistem ele alınmıştır. Bu sistem, rölelerde kaynak-röle arası sönümlemeli kanalın (ara kanal) tam bilindiği ve röle-hedef kanalının kısmi (kuantalanmış) bilindiği durumlar için bilgisayar benzetimleriyle incelenmiştir. Tüm bu sistemler pratikte gerçeklenmesi zor olan, rölelerin tam kanal durum bilgisine sahip olma durumuyla karşılaştırılmıştır. Uygulanan kuantalama işlemi ile kanal sönümleme katsayılarının genlik ve faz bilgileri çeşitli sayıda bit ile rölelere geribeslenmiştir. Benzetimler ara kanalın işaretgürültü oranı (SNR) hedefteki SNR'dan 10 ve 20 dB daha yüksek olduğu durumlar için yapılmıştır. AF ve DF yöntemlerinin her ikisinde de kanal sönümleme katsayısının faz bilgisinin genlik bilgisine göre sistemin çeşitleme derecesine ve hata başarımına etkisinin daha önemli olduğu görülmüştür. Huzme oluşturma yöntemiyle AF'de tam çeşitleme derecesine ulaşılırken, DF'de rölelerde olabilecek çözme hataları nedeniyle tam çeşitleme sağlanamamaktadır. Düşük SNR'da DF AF'den daha iyi başarım gösterirken, yüksek SNR'da hata yayılımı dolayısıyla kötüleşmektedir.

### 1. Giriş

Telsiz haberleşmede, sönümleme etkilerinden kurtulmanın en önemli yolu çeşitlemeden yararlanmaktır. Çeşitlemede ana fikir, kaynak ve hedef arasında birbirinden bağımsız çoklu sönümleme yolları oluşturmaktır. Uzay ceșitlemesinde, vericide ve/veva alicida coklu anten kullanılır. Ancak gezgin birimlerde birden cok verici anten bulunması pratik olarak mümkün olmayabilir. Bu durumu gözönüne alan, kaynak ve hedef arasında bosta uygun gezgin birimlerin röle (anten) görevi görebileceği ve bunun da işbirlikli çeşitleme adı verilen dağıtılmış bir uzamsal ceşitleme yaratacağı fikri [2]'de sunulmuştur. AF ve DF sıkça kullanılan temel işbirliği yöntemleridir. AF'de röleler kaynaktan iletilen işaretin gürültülü versiyonunu alır ve yükseltip iletirler, [3]. DF'de ise röleler kaynaktan aldıkları bilgiyi çözdükten sonra hedefe iletirler, [2]-[3]. İşbirlikli sistemlerin daha yüksek iletim hızları sağladıkları ve kanaldaki zayıflamalardan daha az etkilendikleri [4]-[5]'te gösterilmiştir. Diğer taraftan, vericide tam veya kısmi kanal durum bilgisinin olması çok antenli bir sistemin başarımını önemli ölçüde iyileştirmektedir. Tam kanal bilgisi durumu alıcıdan vericiye sınırsız geribesleme gerektirdiği için gerçekçi bir çözüm değildir. Bu nedenle birçok çalışma vericide kısmi kanal bilgisi olma durumunu ele almıştır [6]-[7]. Kısmi kanal bilgisi kullanarak önkodlayıcılar tasarlanmıştır. Ön-kodlamada, iletilen işaret, sönümleme etkisini yok etmek için kompleks bir katsayı ile ağırlıklandırılmakta ve dolayısıyla işaret kanala uyumlu bir şekilde iletilmektedir. Örneğin [6]'da vericide kısmi kanal durum bilgisi olması durumunda ortalama işaret gürültü oranı ve karşılıklı bilgi miktarındaki iyileşme incelenmiştir. [7]'de ise kanalın ortalama ve/veya kovaryans matrislerinin vericide bilindiği durumda en iyi önkodlayıcılar tasarlanmıştır. İşbirlikli sistemler dağılmış çoklu antenli sistemler olarak kullanılabildiğine göre, kanal durum bilgisinin kullanımının başarımı oldukça arttıracağı açıktır. [8]'da rölelerde tam kanal durum bilgisi olma durumunda röle ön-kodlayıcıları tasarlanmıştır. Fakat röle ön-kodlayıcıları ve alıcıdaki kod çözücü birlikte eniyileştirilmemiştir. Rölelerde kısmi kanal bilgisi olması durumunda iki röle ön-kodlayıcısı tasarlanmış fakat hedefteki kod çözücü dikkate alınmamıştır. [9]'da ise kanal durum bilgisinin hedefte ve rölelerdeki durumuna göre röle ön-kodlayıcıları ve alıcıdaki kod çözücü birlikte eniyileştirilmiştir.

Bu çalışmada röleli kanallar için AF ve DF yöntemleri esas alınmış, sistem çeşitlemesinin arttırılabilmesi için tasarlanan hüzme oluşturma katsayıları (ön-kodlayıcılar) rölelerde kullanılmış ve bu sistem rölelerde röle-hedef kanalının tam veya kısmi bilgisinin olmasına göre incelenmiştir. Kısmi bilgi durumunda, kanal katsayılarının genlik ve faz bilgileri çeşitli sayıda bit ile rölelere geribeslenmiş ve karşılaştırmalar yapılmıştır. Farksal SNR (DSNR), ara kanal SNR'ının hedefteki SNR'dan ne kadar yüksek olduğunun bir ölçüsü olmak üzere, benzetimler 10 ve 20 dB DSNR için çeşitlenmiştir.

### 2. Sistem modeli

Kaynak (S) ve hedef (D) arasında iletimi sağlayan *n* röleli genel sistem modeli Şekil.1'de verilmiştir.  $b_i$  ve  $f_i$  (i=1,2,...,n) sırasıyla S -  $R_i$  (i. röle) ve  $R_i$  - D arasındaki kanal katsayılarını belirtmektedir. Birbirinden bağımsız ve duruğumsu kanal katsayılarının dağılımları 0 ortalamalı boyut başına 1/2 varyanslı kompleks Gauss'tur.  $w_i$ ,  $R_i$ 'de kullanılan huzme oluşturma katsayısıdır.  $V_i$ , i. röle'de, N ise hedefte eklenen 0 ortalamalı, boyut başına

 $N_0/2$  varyanslı kompleks Gauss gürültülerdir.

Bu çalışmada, koyu semboller vektörleri belirtmektedir.  $(.)^*$ ,  $(.)^T$  ve  $(.)^H$  ise sırasıyla kompleks eşlenik, transpoze ve Hermitian alma işlemlerinin ifadesidir. **a** ve **b** vektörlerinin Hadamard çarpımı **a** · **b** ile gösterilmektedir.



Şekil 1. *n* röleli sistem modeli ve kullanılan huzme oluşturma katsayıları.

1. zaman aralığında kaynaktan rölelere, 2. zaman aralığında ise rölelerden aynı anda hedefe iletim yapılmaktadır. Rölelerde harcanan toplam iletim gücü, kaynakta harcanan güce  $(E_s)$  eşittir. Bu güç rölelere huzme oluşturma katsayıları ile dağıtılmaktadır.  $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_n]^T$  huzme oluşturma katsayılarını içeren vektör olmak üzere, rölelerde harcanan toplam güç  $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = E_s$  ile verilir.

### 3. Rölelere Sınırlı Geribesleme

Bu bölümde, hedefte tam kanal durum bilgisinin olduğu, röleler ise ara kanalın  $(b_i)$  tam bilgisine sahipken  $f_i$  rölehedef kanal katsayılarının kuantalanmış versiyonu olan  $f_{q_{km}}$  bilgisinin rölelere geribeslendiği varsayılmıştır. Geribesleme işlemi şu şekilde çalışmaktadır: önceden belirlenmiş N adet kuantalama seviyesinden oluşan  $Q = \{f_{q_{km}}\}, 1 \le k \le N_A, 1 \le m \le N_P$  kümesi röle ve hedef tarafından bilinmektedir  $(N = N_A \times N_P)$ . Burada  $N_A$  kanal katsayısının genlik değerleri için kuantalama seviyelerinin sayısını ve  $N_P$  de faz değerleri için kuantalama seviyelerinin sayısını vermektedir. Kanal katsayılarının genliği Rayleigh dağılımına, fazı da düzgün dağılıma sahiptir.  $K_k$ , k. genlik kuanta seviyesini,  $\theta_m$  ise m. faz kuanta seviyesini belirtmek üzere  $f_{q_{km}} = K_k e^{j\theta_m}$  kuantalama katsayısına ilişkin "kuantalama bölgesi"  $A_{km}$  ile adlandırılmaktadır. s(1) = 0 ve  $s(N_A + 1) = \infty$  olmak üzere, s(k) genlik kuantalama bölgelerinin k. sınırını vermektedir. Bu durumda kuantalama bölgeleri

$$A_{km} \triangleq \left\{ f: s(k) \le \left| f \right| < s(k+1), \left( \frac{2(m-3/2)\pi}{N_P} \right) \le \angle f < \left( \frac{2(m-1/2)\pi}{N_P} \right) \right\}$$
(1)

ile ifade edilmektedir. Anlık kanal katsayısı  $f_i$  için  $f_i \in A_{km}$  sağlanıyorsa, hedef, kanal katsayısının genliği için  $\log_2 N_A$  bit kullanarak k indisini, fazı için de  $\log_2 N_P$  bit kullanarak m indisini rölelere geribeslemektedir.  $\mathbf{R}_i$ ,  $w_i$  huzme oluşturma katsayısını uyarlamak için bu kuantalanmış kanal bilgisinden yararlanır.



Şekil 2(a). Rayleigh dağılımından yararlanarak  $N_A = 2$  için genlik kuantalama. (b).  $N_A = 2$  ve  $N_P = 4$  için kuantalama bölgeleri.

 $N_A = 2$  ve  $N_P = 4$  durumunda oluşan sekiz kuantalama bölgesinden  $A_{11}$  ve  $A_{21}$  olarak adlandırılan ikisi Şekil.2(b)'de verilmiştir. Bu örnekte,  $f_i$  'nin genliği için 1, fazı için 2 bit rölelere geribeslenmiştir. Şekil.2(a)'dan görüleceği üzere,  $|f_i|$  'nin Rayleigh dağılımına sahip olduğu göz önüne alınarak, olasılık yoğunluk fonksiyonu altındaki alan eşit olasılıklı iki parçaya ayrılmış ve bunun için sınır noktası olarak dağılımın medyanı (s(2)) kullanılmıştır. Bu parçaların medyanları olan  $K_1$  ve  $K_2$  de genlik kuanta seviyelerini vermektedir. Ek olarak, fazın da düzgün dağıldığı göz önüne alındığında, kuantalama bölgeleri eşit sayıda eleman içeren bölgeler olmaktadır.

### 4. Benzetim Sonuçları

Benzetimlerde duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanal varsayımı altında, BPSK modülasyonu kullanan üç röleli sistem üzerinde çalışılmıştır. 10 ve 20 dB DSNR'da AF ve DF yöntemleri kuantalanmış bilgi kullanan uygun huzme oluşturma katsayıları ile incelenmiştir. Karşılaştırma amacı ile rölelerin f'i mükemmel bildiği durumda da benzetimler yapılmıştır. Her iki yöntemde de kanal katsayılarının genlik ve fazı için eşit sayıda bit/ler rölelere geribeslenmiş ve bu sistemler 10 ve 20 dB DSNR'da incelenmiştir. Ayrıca genlik ve faz için farklı sayıda bit/ler geribeslendiği durumda da karşılaştırmalar yapılmıştır. Şekillerde yatay eksen SNR, dikey eksen bit hata oranını (BER) göstermektedir. Bu çalışmada, SNR,  $E_s / N_o$  ile verilmektedir. Ek olarak, AxPy kanal katsayısının genliği için x bit, fazı için y bit geribeslendiği durumu belirtmektedir.

Şekil.3'ten görüldüğü üzere, DF yöntemi için 10 dB ve 20 dB DSNR'da A3P3 A2P2 ile benzer sonuç verirken A1P1'den oldukça iyi başarım sağlamaktadır. DSNR arttırıldıkça ve dolayısıyla ara kanal durumu iyileştirildikçe A1P1 durumundan A3P3'e geçerkenki başarım artışı daha belirginleşmektedir. 10<sup>-3</sup> bit hata olasılığında, 10 dB DSNR'da A3P3 A1P1'den 1.5dB, 20 dB DSNR'da ise 4.5 dB daha iyi başarım sağlamaktadır. DF yöntemi öncelikle ara kanal durumuna bağlı olduğundan, Şekil.3'ten de görüleceği gibi, 20 dB DSNR'da 10 dB DSNR durumuna göre A1P1'den A3P3'e çeşitleme derecesi artmaktadır. Fakat rölelerde olabilecek çözme hataları nedeniyle tam çeşitleme derecesi olan 3'e ulaşılamamaktadır. DSNR'ı 10 dB'den 20 dB'ye arttırınca, 10<sup>-3</sup> BER'de başlayan hata yayılımı 10<sup>-4</sup> BER seviyesine düşmektedir. Şekil.4'te, faz geribesleme bit sayısı sabit ve 1 olunca, genlik geribesleme bit sayısın 1'den 3'e çıkarmanın 10<sup>-3</sup> BER'de başarımı 0.5 dB iyileştirdiği görülmektedir. Buna karşın, genlik geribesleme bit sayısı sabit ve 1 olunca, faz geribesleme bit sayısını 1'den 3'e çıkarmak 4 dB iyileşme sağlamaktadır. Böylece faz bilgisinin BER başarımı için daha önemli olduğu ve faz için geribeslenen bit sayısı arttıkça çeşitleme derecesinin arttığı görülmektedir. Ayrıca A3P3 durumu ile f 'in röleler tarafından mükemmel bilindiği duruma da oldukça yaklaşılmaktadır. Bununla birlikte, fazı 3 bit ile kuantalamak çeşitleme derecesini arttırırken, hata yayılımı nedeni ile tam çeşitleme derecesi gözlenememektedir.



Şekil 3. DF, kanal katsayılarının genlik ve fazı için eşit sayıda bit/ler, 10dB ve 20dB DSNR.

Şekil 4. DF, kanal katsayılarının genlik ve fazı için farklı sayıda bit/ler, 20dB DSNR.

AF yönteminde Şekil.5'teki bütün geribesleme durumlarında, 20 dB DSNR 10 dB'ye gore başarım artışı sağlamaktadır. Fakat bu artış DF'deki kadar önemli ölçüde değildir. DSNR 10'dan 20 dB'ye çıkarıldığında, 10<sup>-4</sup> BER'de A1P1 durumundan A3P3'e geçişte başarım 6 dB iyileşmektedir ve çeşitleme derecesi artmaktadır. Şekil.6'dan açıkça görülmektedir ki AF'de de DF ile benzer sonuçlara varılmaktadır. Kanal katsayılarının genlik bilgileri sabit olduğunda faz bilgilerinin daha doğru elde edilmesi tersi duruma göre sistem başarımını oldukça

iyileştirmektedir. Bununla birlikte, DF'dekinin aksine AF'de A3P3 ile rölelerin röle-hedef kanalının tam bilgisine sahip olduğu alt sınır durumuna yaklaşılamamaktadır. Rölelerin **f**'i mükemmel bildiği ve huzme oluşturma uygulanan durumda tam çeşitleme derecesi olan 3'e ulaşılmaktadır.



### 5. Sonuç

Bu bildiride, kanal katsayılarının dağılımına dayalı kuantalama işlemi kullanılarak AF ve DF yöntemleri için çeşitlemeyi eniyileyecek huzme oluşturma yöntemi incelenmiştir. Ayrıca AF ve DF yöntemleri için kanal katsayılarının genlik ve/veya faz bilgileri farklı sayıda bit ile geribeslenmiş ve benzetimler 10 ve 20 dB DSNR için çeşitlenmiştir. AF yönteminde, röleler röle-hedef kanalının mükemmel bilgisine sahip olduklarında uygulanan huzme oluşturma ile tam çeşitleme derecesine ulaşılabilmektedir. Fakat DF öncelikle ara kanala bağlı olduğundan ve rölelerde yapılacak olası çözme hatalarından dolayı tam çeşitleme derecesi görülememektedir. AF ve DF yöntemlerinin her ikisinde de kanal katsayılarının faz bilgilerinin genliğe göre daha iyi bilinmesi çeşitleme derecesi ve BER başarımı açısından daha önemlidir. Röle-hedef kanal katsayılarının genlik ve faz bilgilerinin 3'er bit ile geribeslenmesi mükemmel kanal bilgisi durumuna oldukça yaklaştırmaktadır.

## Kaynaklar

[1]. Toker E. S. ve Çelebi M. E., "Röleli kanallarda çeşitlemenin arttırılması: hüzme oluşturma ve röle seçimi," SIU 2008 IEEE 16. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Konferansı, Nisan 2008, Didim, Türkiye.

[2]. Sendonaris A., Elkip E. ve Aazhang B., "Increasing uplink capacity via user cooperation diversity," Proceedings IEEE ISIT 1998, s. 156.

[3]. Laneman J. N., Wornell G. W. ve Tse D. N. C., "An Efficient Protocol for Realizing Cooperative Diversity in Wireless Networks," Proceedings IEEE ISIT, Haziran 2001, Washington, DC, s. 294.

[4]. Sendonaris A., Erkip E. ve Aazhang B., "User cooperation diversity-Part I: System description," IEEE Trans. Commun., Kasım 2003, cilt-51, s. 1927-1938.

[5]. Sendonaris A., Erkip E. ve Aazhang B., "User cooperation diversity-Part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, Kasım 2003, cilt- 51, s. 1939–1948.

[6]. Narula A., Lopez M., Trott M. D. ve Wornell G. W., "Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., Ekim 1998, cilt-16, s. 1423–1436.

[7]. Simon S. H. ve Moustakas A., "Optimality of beamforming in multiple transmitter multiple receiver communication systems with partial channel knowledge," Proc. DIMACS Workshop Signal Process. Wireless Commun., Ekim 2002, s. 1–11.

[8]. Hammerström I., Kuhn M. ve Wittneben A., "Impact of relay gain allocation on the performance of cooperative diversity networks," Proc. IEEE VTC, Eylül 2004, cilt-3, s. 1815–1819.

[9]. Yi Z. ve Kim I.M., "Joint optimization of relay-precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks," IEEE J. Select. Areas Commun., Şubat 2007, cilt-25, s. 447–458.

# SERİ BAĞLI, REAKTİF SONLANDIRILAN, TEK AŞAMADA DAĞITILMIŞ 2-18 GHZ YÜKSELTEÇ

Oğuzhan EFE, Şimşek DEMİR<sup>1</sup> ASELSAN, Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Grubu, Ankara <u>oefe@aselsan.com.tr</u>

> <sup>1</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara simsek@metu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, 2–18 GHz bandında  $23^{\pm}1,5$  dB kazançlı 3 aşamalı çok geniş bant yükselteç tasarımı, benzetimleri ve üretimi yapılmıştır. Tasarlanan yükselteç, seri bağlı, reaktif sonlandırılan, tek aşamada dağıtılmış devre tasarımı tekniği [1] kullanılarak tasarlanmıştır. Benzetim sonucu elde edilen tasarım gerçeklenmiştir. Gerçeklenen yükselteçte alınan ölçümler benzetim sonuçlarıyla kıyaslanmıştır. Ayrıca, bu çalışmada yüksek frekanslarda yüzeye monte edilen elemanlarla çalışırken elde edilen pratik tecrübeler sunulmuştur.

#### 1. Giriş

Yükselteçler, elektronik harp, haberleşme, radar, uydu haberleşmesi ve radar gibi birçok alanda kullanılan elektronik elemanlardır. Antenlerden alınan düşük genlikli işaretlerin yükseltilerek, almaç içerisinde duyarlılık seviyesine çıkarılarak işlenebilir hale getirilmesinde, radar uygulamalarında göndermeçten yayınlanacak işaretin yükseltilmesinde baş rol oynarlar.

Elektronik harp uygulamalarında çok geniş bantta çalışma, önemli bir gereksinimdir. Bu nedenle, uygulamalarda kullanılan yükselteçler çok geniş bantta tasarlanmaktadır. Çok geniş bant yükselteç tasarımında pek çok yöntem ortaya atılmıştır. Bu çalışmada, bu yöntemlerden, seri bağlı reaktif olarak sonlandırılmış, tek aşamada dağıtılmış yükselteç tasarımı tekniği [1] kullanılarak 2-18 GHz bandında çalışan yükselteç tasarlanıp üretilmiştir.

#### 2. Seri Bağlı, Reaktif Sonlandırılan, Tek Aşamada Dağıtılmış Yükselteç Tasarımı

Geniş bant yükselteç tasarımı için uygulanan tekniklerden birisi dağıtılmış yükselteçlerdir. Dağıtılmış yükselteçlerde, transistörlerin kapılarının sığaç değerlerinin bant genişliğini sınırlaması, bu sığaçların yapay iletim hatlarına emilerek sonlandırılmasıyla engellenir. Yapay iletim hatlarının karakteristik empedansı, sistemin karakteristik empedansına eşitlenerek bant boyunca sabit empedans değeri sağlanır ve genişbant empedans uyumu gerçeklenir. Bu durumda yükseltecin bant genişliği, oluşturulan bu yapay iletim hatlarının kesim (*cut off*) frekansıyla sınırlandırılmıştır.

Virdee tarafından dağıtılmış yükselteç yapısı kullanılarak, çok aşamalı yükselteci oluşturan transistörler birbirine seri olarak bağlanmıştır[1]. Virdee, transistörleri seri bağlayarak elde edilebilinecek kazancı arttırmış, aşamalar arasında faz hızlarını sabitleme gereksinimini ortadan kaldırmıştır. Transistörlerin 6dB/oktavlık kazanç azalması 3 aşamalı ve 3 oktavda çalışan bir yükselteçte toplamda 54 dBlik kazanç azalmasına neden olmaktadır. Virdee bu kazanç azalmasını her aşamada reaktif sonlandırma yaparak kaldırmaya ve kazanç düzgünlüğünü sağlamayı amaçlamıştır. Reaktif sonlandırma ile her transistörün kapı (*gate*) sığacı üzerindeki voltaj çoğaltılarak transistörlerin frekansa bağlı olarak azalan kazancı düzgünleştirilir. Reaktif sonlandırma birbirine seri bağlı bir direnç ve irgiteçle oluşturulur ve transistörün kapı sığacına paralel bağlanır. Böylece oluşturulan reaktif sonlandırmanın empedansı frekansa bağlı olarak artacağından, reaktif sonlandırmaya paralel olan transistör kapısındaki sığaç üzerindeki voltaj da frekansa bağlı olarak artacaktır. Sisteme eklenen reaktif sonlandırmanın empedansı,  $Z_{int}$ , (1)'de verilmiştir[1].

$$Z_{int} = R_{var} + j\omega L_{var}$$
(1)

Şekil 1'de, bir transistörün girişine eklenmiş reaktif sonlandırma (Z<sub>int</sub>) ve transistörün küçük-işaret (small signal) modeli görülmektedir.[2]. Şekil 2'de ise bu devrenin analizi sonucu, transistörün kapı sığacı üzerindeki voltajın frekansa göre grafiği gösterilmektedir.[2]



Şekil 2: Transistörün kapı sığacı üzerindeki voltajın frekansa göre değişimi

Şekil 1'de gösterilen devrede  $C_{gs}$  transistörün kapı sığacını göstermektedir.  $Z_{int}$  empedansıyla temsil edilen direnç ve indirgenç uygulanan reaktif sonlandırmadır. Dağıtılmış yükselteç yapısının getirdiği yapay iletim hatları ise L simgesiyle gösterilen irgiteçtir. Transistör, kapısındaki sığaç  $C_{gs}$  üzerine kuplaj olan voltajı öte-iletim (*transconductance*), g<sub>m</sub>, oranında yükseltecektir.  $C_{gs}$  üzerinde oluşan voltaj frekansa göre uygun bir şekilde ayarlanırsa transistörlerin frekansla azalan kazançları çalışma bandı boyunca düzgünleştirilebilir.

Şekil 2'de görünen voltaj-frekans eğrisi, uygulanan seri bağlı, reaktif sonlandırılan, tek aşamada dağıtılmış yükselteç tasarımı tekniğinde kullanılarak ve gerekli giriş, çıkış ve aşamalar arası empedans uyumluluğu sağlanarak 3 aşamalı, 2-18 GHz frekans bandında çalışan bir yükselteç benzetimleri yapılmıştır. Benzetimleri yapılan bu yükselteç iki ayrı taban malzeme üzerine gerçeklenmiştir. Gerçeklenen iki yükselteç, benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır[2].

#### 3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Yapılan çalışmalarda ilk olarak, benzetim yoluyla 2-18 GHz bandında çalışan bir yükselteç tasarlanmıştır. Tasarlanan bu ilk yükseltecin benzetim sonuçları Şekil 3'te gösterilmiştir[2]. Daha sonraki çalışmalarda, tasarlanan yükselteç 10 mil kalınlığında RO4350 duroid üzerine gerçeklenmiştir. Gerçeklenen yükseltecin ölçüm sonuçları Şekil 4'te gösterilmiştir. Tasarım ve ölçüm arasındaki farklılıkların nedenleri ölçüm sonuçlarının benzetim yazılımları üzerinde değerlendirilmesi ile tespit edilmiştir.



Şekil 3: Çok geniş bant yükselteç devresi birinci benzetim sonucu



Şekil 4: Birinci üretilen çok geniş bant yükselteç devresi ölçüm sonuçları

Bu tespitler ışığında yeni bir tasarım yapılmıştır. İkinci benzetimde alınan sonuçlar Şekil 5'te gösterilmiştir. İkinci benzetimde ortaya çıkan devre, 8 mil kalınlığında RO4003 duroid üzerine gerçekleştirilmiştir. Üretilen ikinci yükseltecin ölçüm sonuçları Şekil 6'da gösterilmiştir[2].



Şekil 5: Çok geniş bant yükselteç devresi ikinci benzetim sonucu



Şekil 6: İkinci üretilen çok geniş bant yükselteç devresi ölçüm sonuçları

Yüzeye monteli elemanlar kullanılarak 2-18 GHz bandında hibrid olarak yapılan uygulamalarda, ortaya çıkacak sonuç, tasarımın başarısı kadar üretim tekniğine de bağlıdır. İlk uygulamada kazanılan tecrübe ikinci

üretimde uygulanmıştır. İkinci üretimde alınan sonuçların birinci üretimde elde edilen bant genişliğini 2-14 GHz frekans aralığından 2-16 GHz frekans aralığına genişletilmesi bu tecrübeye dayalıdır. İkinci üretim sonuçlarını birinci üretim sonuçlarından üstün kılan diğer bir parametre is bant boyunca sağlanan kazanç düzgünlüğüdür. Birinci üretimde kazanç düzgünlüğü ±4 dB değişirken ikinci ölçümde ±2 dB kazanç düzgünlüğü sağlanmıştır. Ayrıca ikinci üretim sonucunda elde edilen düzgün kazanç 17dB iken, birinci üretilen yükseltecin ölçülen düzgün kazancı 12 dB olmuştur.

### 4. Sonuçlar

Seri bağlı reaktif sonlandırılan tek aşamada dağıtılmış yükselteç tasarımıyla, alışılagelmiş TWA (*traveling wave amplifier*) yükselteçlerinden aynı aşamayla daha fazla kazanç elde edilmektedir[1]. TWA'larda kapı ve kanal hatlarında faz hızları eşitleme gereksinimi transistörler seri bağlanarak ortadan kaldırılmıştır.

Gerçeklenen bu devre tekniğinin dayandığı reaktif sonlandırma uygulamasıyla, seri bağlanan transistörlerin 6db/oktavlık kazanç azalmaları ortadan kaldırılarak çok geniş bant boyunca kazanç düzgünlüğü sağlanmıştır. Reaktif sonlandırmayı oluşturan serilenmiş direnç ve irgiteç, frekansa dayalı bir empedans yaratmış, transistörün kapı sığacına paralellenen bu sonlandırmayla kapı sığacı üzerindeki voltaj salınımı manipüle edilmiştir. Rektif solandırmaların bir diğer yararı da dağıtılmış devre tekniğinin getirdiği yapay iletim hatlarıyla beraber çok geniş bant empedans uyumunu sağlamasıdır.

Benzetimle tasarlanan bir yükselteci gerçeklemek, tasarımın başarısı kadar üretim tekniğine de bağlıdır. Yüksek frekansta tasarlanan devreler genellikle MMIC teknolojisiyle gerçeklenirken, bu çalışmada yüzeye monte elemanlar kullanılmıştır. Duroid üzerinde yüzeye monte elemanlarla yapılan gerçeklemede kullanılan taban malzemeleri yüksek frekansta çalışmaya uygun olan Rogers 4350 ve Rogers 4003 malzemeleridir. İlk gerçeklemede 10 mil kalınlığında Roger 4350 kullanılmıştır. Kullanılan duroidin kalınlığı arttıkça kaybı da artacağından ikinci gerçeklemede duroid kalınlığı 8 mile indirilmiş, dielektrik kaybı daha az olan Rogers 4003 taban malzemesi kullanılmıştır. Üretimi yapılan yükselteçler Şekil 7 ve Şekil 8'de gösterilmiştir.

Bu çalışmada hibrid devre üreyim tekniğiyle yüzeye monte elemanlar kullanılarak, 2-18 GHz frekans bandında çalışan seri bağlı, reaktif sonladırılan tek aşamada dağıtılmış 3 aşamalı iki yükselteç tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. Transistörler seri bağlanarak elde edilecek kazanç arttırılmış, reaktif sonlandırma ile kazanç düzgünlüğü sağlanmıştır.



Şekil 7: Üretilen birinci yükselteç

Şekil 8: Üretilen ikinci yükselteç

## 5. Teşekkür

Bu çalışma süresince, üretim ve ölçüm aşamasında kaynaklarını ve tesislerini kullandığımız ASELSAN A.Ş'ne teşekkürlerimizi sunarız.

### Kaynaklar

 A.S.Virdee ve B.S.Virdee, "2-18GHz ultra-broadband amplifier design using a cascaded reactively terminated single stage distributed concept", Electronic Letters, vol.35, no. 24, Kasım 1999, s.2122-2123.
 EFE O., "Seri Bağlı Reaktif Sonlandırılan Tek Aşamada Dağıtılmış 2-18 Ghz Yükselteç", Elektrik-Elektronik Müh. Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Temmuz 2008

# HF ve UHF Uyumlu RFID/RFTT Sistemi

Selçuk Aydın, Çerağ Arıkök\* ve Korkut Yeğin\* Nortel Netaş, COE GSM Uygulamaları Bölümü İstanbul selcuk.aydin@nortelnetas.com.tr

\* T.C. Yeditepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul cerag.arikok@gmail.com; kyegin@yeditepe.edu.tr

Özet: Radyo Frekansı ile tanımlama teknolojisi (RFID/RFTT), radyo frekansları kullanılarak nesnelerin tekil ve otomatik olarak tanımlamasını sağlayan bir sistemdir [1]. RFTT günümüzde süpermarket ürünlerindeki etiketlemelerden, kartlı ve otomatik giriş-çıkış sistemleri gibi birçok sektör ve alanda sıkça karşımıza çıkmaktadır. Günümüzde kullanılan RFTT sistemleri LF, HF ve UHF olarak sınıflandırılmaktadır. Mevcut RFTT sistemlerindeki en büyük eksiklik frekans azaldıkça okuma mesafesinin kısalmasıdır [2]. Okuma/yazdırma mesafesini artırmak için bugüne kadar çeşitli çalışmalar yapılmış ama uygulanabilir sonuçlar alınamamıştır. Ayrıca şimdiki sistemler ya HF ya da UHF RFTT sistemleri olarak tasarlanmıştır. HF ve UHF uyumlu tümleşik bir RFTT sistemleri oldukça yeni bir konudur. Bu çalışmamızda HF ve UHF uyumlu tümleşik bir RFTT sistemi için hem ucuz hem de karmaşık olmayan bir tag (etiket) anten yapısı önerilmiş ve tasarlanmıştır.

#### 1. Giriş

Radyo Frekansı ile tanımlama teknolojisi (RFTT/RFID), radyo frekansları kullanılarak nesnelerin tekil ve otomatik olarak tanımlanmasını sağlayan bir sistemdir [1]-[4]. RFTT sistemleri gün geçtikçe hayatımızın her alanında yer almaya başlamaktadır. RFTT sistemleri basitçe, bir tag (etiket) anten, etiket üzerindeki veriyi okuyan bir tümleşik devre ve alıcı/verici ünitelerinden oluşur. Etiket üzerinde bulunan bilgi etiket anten yardımıyla okuyucuya iletilir. Okuyucunun okuma alanı kaynaktaki anten yapısına ve özelliklerine bağlıdır. Günümüzde en çok tercih edilen RFID sistemleri 125 KHz (DF/LF), 13.56 MHz (YF/HF), 868 veya 900 MHz (PYF/UHF) RFID sistemleridir.

DF RFTT sistemleri düşük frekanslarda çalışan, çok enerji gerektirmeyen ve mesafe-kısıtlı okumaya olanak sağlayan sistemlerdir. PYF sistemleri de DF sistemlere göre okuma mesafesinde biraz daha iyileştirmelerin mümkün olduğu, DF sistemlere göre daha çok enerjiye ihtiyaç duyan sistemlerdir.

Bu çalışmada DF ve PYF RFTT etiketi tek bir sistem olarak tasarlanmış olup, bilgisayar ortamında gerçeklenmiştir. Tasarlanan sistemle PYF üzerinden enerji aktarımı da hedeflenmiş ve YF RFTT sisteminde kısıtlı olan okuma mesafesi bu sistem aracılığıyla artırılmaya çalışılmıştır. Çalışma sonucunda basit bir yapısı olan YF ve PYF etiket anteni gerçeklenmiştir.

#### 2. YF ve PYF RFTT Antenin Tasarlanması

YF veya PYF etiketi, antenden ve etiket entegre devresinden oluşmaktadır. Etiket entegre devresinin giriş empedansı anten ile uyumlu olması gerekir. Bu çalışmadaki PYF RFTT sistemi anteni 50 Ohm'a uyum sağlayacak şekilde tasarlanmıştır.

Birleşik anten tasarımından önce YF anteni tasarlanmıştır. YF RFTT sistemleri yakın alan enerji aktarma üzerine kurulduğu için çeşitli anten tasarımları olsa da hepsi prensipte aynıdır. Önerilen tasarımda 13.56 MHz YF RFTT anten için spiral anten kullanılmıştır. Şekil 1a ve 1b'de bu antenle ilgili tasarım ve simülasyon sonuçları görülmektedir.

YF ve PYF RFTT sistemi spiral içine mikroşerit yama anten konulması ile elde edilen yapı Şekil 2'de gösterilmiştir. Yama anten için kullanılan dielektrik maddenin dielektrik katsayısı 6.15'dir ve onun çevresinde spiral örgü şeklinde 13.56 MHz'lik YF anteni bulunmaktadır.

Yama antenin beslemesi bağlantı iğne (pin feed) ile yapılırken, spiral antenin beslemesi kenardan ve hava köprüsü kullanılarak yapılmıştır. Sistem momentler yöntemi (Method of Moments) ile modellenip çözümlenmiştir.

### 3. Yama Antenin Doğrusallığı ve Giriş Empedansı

Tasarlanan yama antenin doğrusallık hesaplamaları da yapılmıştır. Giriş empedansının frekansa bağlı değişimi Şekil 3'de gösterilmiştir. Antenin doğrusallığı x-z ve 3 boyutta değişik kutuplanmalar için hesaplanmış ve Sekil 4'de verilmiştir. 13.56 MHz'deki endüktans değeri, PYF antenin varlığı ile 2.84 uH'den 1.87 uH'ye düşmüştür. Sarım sayısı artırılarak düşen endüktif değer telafi edilebilinir.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada YF ve PYF antenleri birlikte kullanılarak, karmaşık olmayan birleşik bir anten tasarlanmıştır. Anten tasarımları ve ölçümler üzerine çalışmalar sürdürülmektedir. Daha sonraki süreçte elde edilen anten boyutunun kısaltılması için yapıda değişiklikler düşünülmektedir. Bu tasarım geliştirilerek YF RFTT antenlerdeki okuma mesafesinin mümkün olduğunca artırılması planlanmaktadır.

### Kaynaklar

[1]. C. H. Cheng ve R. D. Murch, "Asymmetric RFID tag antenna," *IEEE* International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S 2006), Albuquerque, USA, 9-15 July, 2006.

[2]. C. Cho ve I. Park, "Design of UHF small passive tag antennas," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, s. 349-352, Temmuz 2005.

[3]. L. Yang, S. Serkan Basat ve M. M. Tentzeris, "Design and development of novel inductively coupled RFID antennas", Teknik Rapor, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA.

[4]. S. S. Basat, K. Lim, J. Lasker ve M. M. Tentzeris, "Design and modelling of embedded 13.56 MHz RFID antennas", Electronic Components and Technology Conference, s. 867-870, 2005.



Şekil 1b. 13.56 MHz anten için endüktansın frekans bağlı değişimi.



Şekil 2a. Yama anten için ölçüler.

Şekil 2b. 13.56 MHz spiral anten içersinde yama anten.



Şekil 3a. Giriş empedansının gerçel kısmının frekansa bağlı değişimi.



Şekil 3b. Giriş empedansının sanal kısmının frekansa bağlı değişimi.



Şekil 4a. Antenin doğrusallığı,  $D_{\phi}$  (x-z düzleminde)

Şekil 4b. Antenin x-z düzleminde doğrusallığı



Şekil 4c. 3 boyutta antenin toplam doğrusallığı  $(D_{\theta} + D_{\phi})$ .

# IEEE 802.15.3a Standard Uyumlu, Ultra Geniş Bantlı- Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici Devresinin Gerçeklenmesi

Sefa Özbek ve Dr. Ibrahim Tekin

Sabancı Üniversitesi , Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Tuzla-İstanbul Tel: 216-483 9534, Fax: 216-483 9550, e-mail: <u>tekin@sabanciuniv.edu</u>

**Özet:** Bu çalışmanın amacı IEEE 802.15.3a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli,geniş bantlı, düşük gürültülü kuvvetlendirici (LNA) tasarlamaktır. Devre, Cadence ve ADS tasarım / simülasyon /modelleme ortamları kullanılarak, 0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi ile tasarlanmıştır. LNA devresi optimize edildikten sonra, üretime gönderilmiştir. 3.1 -5 GHz bandında gürültü değeri 3-4 dB arasında ölçülmüş olup, maksimum güç kazancı 15 dB olarak ölçülmüştür.

# 1. Giriş

Entegrasyon fikrinin doğuşundan bu yana, transistör boyutları 25µm'den (1960) 90nm'ye (2003) kadar düşerek, entegre devrelerin çok büyük ölçüde hızlanmasını sağlamıştır. Boyutların küçülmesi, düşük gürültülü kuvvetlendiricinin tek bir kırmık üzerinde gerçekleştirilmesini mümkün kılmıştır. Aynı zamanda entegrasyon sayesinde yüksek hızlı kablosuz iletişim standartlararası çalışabilen, düşük maliyetli kablosuz yerel ağ bağlantılı (WLAN) çözümler mümkün olmuştur.

Teknolojinin hızla büyümesiyle beraber, interaktif multimedya sistemlerde bulunan yeni nesil kablosuz sistemlerin daha geniş bantlarda çalışma gereksinimleri orataya çıkmıştır. Geniş bantlı sistemler (UWB), daha düşük güç ve daha geniş frekans aralığı ile kısa mesafede daha yüksek veri hızı sağlar. Görüntü sistemlerinde ve birçok haberleşme sistemlerinde UWB kullanılmaktadır, [1]. UWB sistemler 3.1-10.6 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Bu frekans aralığıda çeşitli amaçlara yönelik kendi içinde düşük frekans (3.1-5 GHz) ve yüksek frekans (6-10.1 GHz) bant aralığı olarak 2 ye ayrılır.

Bu çalışmanın amacı IEEE 802.15.3a (3.1-5 GHz) standartı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, geniş bantlı, düşük gürültülü kuvvetlendirici gerçeklemektir. Devreler, Cadence ve ADS tasarım / simülasyon /modelleme ortamları kullanılarak, 0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi ile tasarlanmış / gerçekleştirilmiştir. LNA devresi optimize edildikten sonra, üretime gönderilmiş ve ölçülmüştür. Genis bantlı LNA tasarımlarında izlenilen yol, giriş ve çıkış uyumlama devrelerini bant geçirgen filtreler olarak tasarlanmasıdır, [2-3]. Bu çalışmada devrede kullanılan eleman sayısını en azda tutabilmek amacı ile giriş uyulmama devresi yüksek geçirgen filtre, çıkış uyumlama devresi düşük geçirgen filtre olarak tasarlanmıştır.

# 2. Devre Tasarımı

0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi kullanılarak, IEEE 802.15.3a protokolü için 3.1–5 GHz frekans bandında çalışan LNA geliştirimi anlatılmaktadır. Tasarımda bant geçiren filtre kullanılarak sadece istenilen frekanslar arasındaki işaret yükseltilmiştir. Ayrıca giriş uyumlama devresinde bulunan ve performansı olumsuz etkileyen bant geçiren filtre yerine, yüksek geçiren filtre, çıkışta ise düşük geçiren filtre kullanılmıştır. Bu sayede giriş empedans uyumunda kullanılan ve devrenin performansını etkileyen bobin sayısını indirgenmiştir. LNA devresini şematiği Şekil 1'de verilmiştir. Kaskot yapının kullanıldığı devrede giriş uyumlama devresi seri Cparalel L – seri C elemanlarından oluşan 3.1 GHz'den başlayan yüksek geçirgen filtre olarak tasarlanmıştır. Bunun sayesinde giris direnci düşürülmüş olup, bu sayede devreden elde edilebilecek en düşük gürültü faktörü elde edilmiştir. Devrenin 3.1-5 GHz aralığında çalısabilmesi için çıkış uyumlama devresi paralel C-seri Lparalel C'den oluşan 5 GHz'te sonlanan düşük geçirgen filtre olarak tasarlanmıştır. Devrenin aktif yapısı kaskot olarak sürülen iki grup transistorden oluşmaktadır.



Şekil 1: Düşük gürültülü yükselteç devresi şematiği

Devrenin belirtilen frekans bandındaki ölçülen NF değeri ile kazanç değeri ölçülmüş, ve IEEE 802.15.3a uygulamasına oldukça uygundur.



Şekil 2: Düşük gürültülü yükselticinin a) serimi b) mikrofotoğraf

Şekil 2'de ürettirilen devrenin Cadence Virtuoso serim çizimi ile ürettirilen devrenin optik mikroskop ile çekilen mikrofotoğrafi görülmektedir. Tasarlanan LNA yapısı,  $792 \times 1112 \ \mu\text{m}^2$ 'lik alana serilmiş olup, 3,3 V besleme gerilimi altında ve 16,17mW güç harcamaktadır. Ayrıca, devrenin giriş ve çıkış empedans uyumu yapılmış ve 50- $\Omega$  kaynak empedansına uygun hale getirilmiştir.

# 3. Ölçümler

LNA devresi 0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi kullanılarak ürettirilmis olup, benzetim değerleri Cadence yazılımı kullanılarak elde edilmiş olup, ölçümler Agilent E4407B Spectrum Analyzer ve 8720ES Network Analyzer kullanılarak elde edilmiştir. LNA devresinin 1 dB sıkışma noktası sadece benzetim olarak verilmiştir. Şekil 3'te yükseltecin gürültü faktörünün ölçüm sonuçları, benzetim sonuçları ile beraber verilmiştir. UWB 3.1-5 GHz bandında gürültü faktörü 3-4 dB arasında değişmektedir. Benzetim ve ölçüm sonuçları oldukça yakındır. Şekil 4'te verildiği gibi UWB frekans bandında ölçülen S11 giriş geri dönüm kayıbı band içinde -7, -10 dB değerleri arasında değişmektedir. Giriş empedansı hem gürültü faktörünü hem de giriş geri dönüş kayıbında

oldukça etkili olduğundan tasarımda ağırlık gürültü faktörünün düşük olması üzerine verilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonuçları arasında 1-2 dB farklılık gözlenmektedir. Bunun sebebi elemanların bağlantılarında kullanılan metallerin sadece R-C değerlerinin elde edilerek serim sonrası benzetimde kullanılmaları olabilir.



Şekil 3: Düşük gürültülü yükselticinin gürültü faktörü değerleri

kayıpları değerleri

Şekil 4: Düşük gürültülü yükselticinin giriş geri dönüşüm kayıpları değerleri

- Simulation

Measurem

Şekil 5'te ürettirilen devrenin UWB frekans bandında ölçülen S22 çıkış geri dönüm kayıbı band içinde -7, -20 dB değerleri arasında değişmektedir. Benzetimle kıyaslandığında devrenin S22 değerinin minimum noktasında frekansın700 MHz civarında kaydığı gözlenebilir. Bu da devrenin çıkış uyumlama devresinde benzetimlere katılmayan parazitik elemanların varlığına işaret etmektedir.



Şekil 6: Düşük gürültülü yükselticinin kazanç değerleri

4.5

5

5.5

Şekil 6'da ürettirilen devrenin UWB frekans bandında ölçülen S21 kazanç değerleri gösterilmektedir. Benzetim ile band içinde düz 17 dB olarak hedeflenen kazanç değerleri 7dB- 15 dB arasındaölçülmüştür. Serim sonrası benzetimlerinde hesaba katılmayan parazitik elemanlar yüzünden kazanç 2-3 dB civarında düşebilir. Devrenin ölçülen kazanç grafiğini şeklinin 5 GHz civarında bozulması, devrenin çıkışında hesaba katılamamış elemanların olduğunu göstermektedir. Hatırlanacağı gibi, çıkış uyumlama devresi 5 GHz'te sonlanan bir düşük geçirgen filtreden oluşmaktadır. Kazanç değerleri 3 GHz'te 15dB, 4 GHz'te 14 dB, 5 GHz'te ise 7 dB olarak ölçülmüştür.


Şekil 7'de ürettirilen devrenin UWB frekans bandında ölçülen S12 izolasyon değerleri gösterilmektedir. İzolasyon değerleri -30 dB altında ölçülmüştür. Devrenin 1 dB sıkışma noktası simulasyonlar ile 3 dBm olarak elde edilmiş olup, devre 3.3 V uygulandığında 16 mW güç harcamaktadır.

## 4. Sonuç

Bu çalışmada, IEEE 802.15.3a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, geniş bantlı Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici (LNA) ürettirilmiş ve ölçüm sonuçları verilmiştir. IEEE 802.15.3a standartları altında spesifik uygulamalarda kullanılmaya uygun ürettirilen devrenin kazancı 15~16 dB, gürültü faktörü 3-4 dB olarak ölçülmüştür. Devrenin 1 dB sıkışma noktası simulasyonlar ile 3 dBm olarak elde edilmiş olup, devre 3.3 V uygulandığında 16 mW güç harcamaktadır. Tasarlanan LNA yapısı, padler dahil 792 × 1112  $\mu$ m<sup>2</sup>'lik alan kaplamaktadır.

## Referanslar

- [1] Yang Liuqing, G.B Giannakis, "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come"IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, Issue 6, Nov. 2004 Page(s):26 54
- [2] Andrea Bevilacqua, Ali M. Niknejad 'An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3.1–10.6-GHz Wireless Receivers', IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, Dec. 2004
- [3] Bo-Yang Chang, Christina F. Jou,"Design of a 3.1-10.6GHz Low-Voltage, Low-Power CMOS Low-Noise Amplifier for Ultra-wideband Receivers", APMC2005 Proceedings.

# **Reggia-Spencer Ferit Faz Kaydırıcı**

Hakkı İlhan Altan<sup>1,2</sup>, Özlem Aydın Çivi<sup>2</sup>, Şimşek Demir<sup>2</sup> <sup>1</sup>Radar, Elektronik Harp ve İstihbarat Teknolojileri Grubu, ASELSAN Ankara <u>hialtan@aselsan.com.tr</u>

<sup>2</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>e134439@metu.edu.tr</u>\<u>ozlem@metu.edu.tr</u>\<u>simsek@metu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada X-bant Reggia-Spencer faz kaydırıcısının tasarım, üretim ve ölçüm çalışmaları sunulmuştur. Faz kaydırıcının çalışma prensibi anlatılmış ve literatürde belirtilen, faraday rotasyonundan kaynaklanan araya girme kaybı yükselişleri gözlenmiştir. Tasarlanan prototipin araya girme kaybı 8.2-9.7 GHz bant içinde 1.2dB'den daha düşük ölçülmüştür. Faz kaydırıcının anahtarlama süresi ölçümleri yapılmış ve sıcaklığa göre performans değişimleri ölçülmüştür.

## 1. Giriş

Ferit faz kaydırıcılar yaklaşık 50 yıldır başta faz dizili antenler olmak üzere çeşitli mikrodalga uygulamalarda kullanılmaktadır. İlk ferit faz kaydırıcının çıkmasından bu yana farklı tipte ve özelliklerde birçok ferit faz kaydırıcı tasarlanmıştır. Günümüzde çok küçük boyutlarda ve daha geniş çalışma bandına sahip PIN diyot ve MMIC faz kaydırıcılar olmasına rağmen ferit faz kaydırıcılar düşük araya girme kayıpları ve yüksek güç seviyelerinde çalışabilmelerinden dolayı hala kullanılmaktadırlar.

Reggia-Spencer faz kaydırıcısı tasarlanan ilk elektronik kontrollü faz kaydırıcıdır. Daha önceleri faz dizili antenlerde bir motor tarafından mekanik olarak kontrol edilen dielektrik yüklü Fox tipi faz kaydırıcılar kullanılmaktaydı [1]. Ancak mekanik faz kaydırıcılar hem kısa ömürlü olmaları hem de anahtarlama sürelerinin çok uzun olmalarından dolayı radar uygulamalarına uygun değillerdir. Reggia-Spencer faz kaydırıcı performansının yeterli olduğu, yüksek güç gerektiren uygulamalarda hala kullanılmaktadır.

## 2. Fiziksel Yapı ve Çalışma Prensibi

Reggia-Spencer faz kaydırıcısı Şekil 1'de görüldüğü gibi dikdörtgensel dalga kılavuzu ortasına uzunlamasına yerleştirilmiş silindirik geometrideki ferit yapıdan oluşmaktadır. Ferit yüklü dalga kılavuzunun empedans eşlemesi ferit çubuğun uçlarının sivriltilmesiyle sağlanır. Ferit çubuğu dalga kılavuzu ortasında dengede tutmak amacıyla teflon veya köpük malzeme kullanılır. Dalga kılavuzu etrafına sarılan tellerden geçen akım ferit çubuk içinde çubuk boyunca manyetizasyon sağlamaktadır. Bu akımın değeri ayarlanarak TE<sub>10</sub> modunda uyarılan dalga kılavuzunda elektromanyetik dalganın araya girme fazı değiştirilir.



Şekil 1 - Reggia-Spencer ferit faz kaydırıcısı

Doğrusal polarizasyona sahip dalga ortasına ferit çubuk yerleştirilmiş dairesel bir dalga kılavuzuna girdiğinde dalganın polarizasyon yüzeyi döner. Bu etkiye faraday rotasyonu denmektedir [1]. Reggia-Spencer faz kaydırıcısında kullanılan dikdörtgensel dalga kılavuzu faraday rotasyonu etkisinin bastırılmasına neden olur. Bu yüzden Reggia-Spencer faz kaydırıcısına bastırılmış rotasyon faz kaydırıcısı da denmektedir [2]. Button ve Lax [3] faz kayma mekanizmasını ferit malzemenin efektif permeabilitesinin uygulanan statik manyetik alan değerine göre değişmesi olarak açıkladılar. Bu etkinin ferit malzemenin dielektrik yüklenme özelliğiyle arttırıldığını belirttiler. Permeabilite arttıkça ferit çubuğun dielektrik kılavuz olarak etkisi artar. Bu sayede de kılavuz dalga boyu azalır. Bu

da elektromanyetik dalganın araya girme fazının değişmesine neden olur. Onların bu görüşü J.A.Weiss [4] tarafından desteklendi ve Weiss periyodik rezonansların dikdörtgensel dalga kılavuzunun Faraday rotasyonu etkisinde olmasından kaynaklandığını keşfetti. Rizzi ve Gatlin [5] RF enerjinin büyük kısmının ferit malzeme üzerinde toplandığını, bu nedenle de ferit çubuğun dielektrik dalga kılavuzu görevi yaptığını belirttiler. Faz kaymasının faraday rotasyonu etkisinden kaynaklandığını önerdiler. Hord, Rosenboum ve Boyd[2] faz kayma mekanizmasını geliştirdikleri bastırılmış faraday rotasyonu teorisiyle açıkladılar. Dalga kılavuzunun girişine gelen doğrusal polarize TE10 modu ferit malzeme içinde eliptik polarizasyona sahiptir. Yayılımı sağlayan baskın mod dielektrik tabaka yüklü dalga kılavuzundakine benzeyen bozulmuş TE10'dır. Cross-polarize mod cut-off altında hibrit bir moddur. Hord faz kaymasının baskın TE10 benzeri mod ve evanascent cross-polarize modun etkileşiminden kaynaklandığını ve bu etkileşimin uygulanan manyetik alana göre değiştiğini belirtmiştir. Cross polarize modun cut-off frekansından düşük bölgelerde faraday rotasyonu etkisi bastırılır ve yüksek faz değişimleri elde edilir. Cut-off frekansı üzerinde ise faraday rotasyonu gözlenir ve periyodik rezonanslar gözenir [1].

#### 3. Faz Kaydırıcı Tasarımı

Bu çalışmada, 9.5 GHz merkez frekansına sahip %10 bant genişliğinde çalışan, Reggia-Spencer tipinde ferit faz kaydırıcının tasarımı yer almaktadır. Pratikte Reggia-Spencer faz kaydırıcısının tasarımı bazı yaklaşık teorilere dayanmaktadır [1-5]. Button ve Lax'ın geliştirdiği birinci derece pertürbasyon teorisi [3] faz kaymasını permeabilitenin ufak miktarda değişmesine dayandırmaktadır. Faz kayması yaklaşık olarak aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\Delta \beta = \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda_0} \frac{\omega_m \omega_i}{\left(\omega_i^2 - \omega^2\right)} \tag{1}$$

$$\omega_i = \omega_0 + \frac{\omega_m}{2} \tag{2}$$

$$\omega_0 = \gamma H_0 \tag{3}$$

$$\omega_m = \gamma 4\pi M \tag{4}$$

$$\gamma = 2.8 \text{ MHz/Gauss}$$
 (5)

Bu formüllerde  $\varepsilon_r$  ferit malzemenin dielektrik sabiti,  $\lambda_0$  boş uzayın dalga boyu, H<sub>0</sub> uygulanan DC manyetik alan,  $4\pi M$  feritin manyetizasyon değeridir. En yüksek faz kayması değeri  $4\pi M$  değeri doyma manyetizasyon değerine( $4\pi M_s$ ) ulaştığında olur.

Ferit malzeme seçimi ferit faz kaydırıcı tasarımında önemli bir rol oynamaktadır. Ferit malzemenin doyma manyetizasyon değeri, çalışma frekansına ve faz kaydırıcı geometrisine göre seçilmelidir. Aynı anda hem yüksek miktarda faz kaymasının hem de düşük araya girme kaybını sağlayacak optimal doyma manyetizasyonu seçimi aşağıdaki yaklaşık formül ile belirlenir:

$$\frac{\gamma 4\pi M_s}{\omega} \cong 0.5 \tag{5}$$

Bizim tasarımımızda  $\omega = 9500 MHz$  değerini yerini koyduğumuzda  $4\pi M_s = 1696.4$  değerini elde ederiz.

Faz kaydırıcının kaybının düşük olması için dielektrik ve manyetik kayıp tanjantlarının düşük seçilmesi gerekmektedir. Yttrium-Iron Garnet(YIG) malzeme düşük kayıp tanjantları nedeniyle diğer ferit malzemelerden daha üstündür. Çalışmamızda ferit malzeme olarak 1780 doyma manyetizasyon değerine sahip, dielektrik ve manyetik kayıp tanjantları 0.0002'den daha küçük olan AFT Microwave GmbH firmasının CV18 tip numaralı ürünü kullanılmıştır.

Ferit malzeme parametrelerinin yanı sıra geometrisi de tasarımda önemlidir. Kullanılacak ferit çubuğun optimal çap uzunluğu "d" aşağıdaki gibi olmalıdır[5]:

$$\frac{\lambda_0}{1,706\sqrt{\varepsilon_r}} \le d \le \frac{\lambda_0}{1,308\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{6}$$

Alt limitten düşük değerlerde faz kayması miktarı çok az olurken, üst limitten yüksek çap değerlerinde faraday rotasyonundan kaynaklanan araya girme kaybı artışı gözlenir.  $\varepsilon_r$ =15,  $\lambda_0$ =3.16cm (9.5 GHz için) değerlerini yerine koyduğumuzda aşağıdaki sonucu elde ederiz.

$$0.47 \,\mathrm{cm} \le d \le 0.62 \,\mathrm{cm}$$
 (7)

Yukarıdaki sonuca göre 0.6 mm ve 0.54 mm çaplı uçları sivriltilmiş iki farklı tasarım yapılmıştır. Tasarlanan prototipin ve ölçüm düzeneğinin fotoğrafi Şekil 2'de görülmektedir. Tasarımda X-bant standart dalga kılavuzu (WR90) kullanılmıştır. Dalga kılavuzunun et kalınlığı anahtarlama süresini kısaltmak amacıyla 0.1 mm değerine indirilmiştir. Ferit çubuğun dalga kılavuzu içindeki pozisyonunu ayarlayabilmek için plastik ayar vidaları kullanılmıştır. Ferit çubuğun uzunluğu (1-5) kullanılarak 75mm civarında olması gerektiği hesaplanmıştır. Empedans eşlemeyi sağlayan konik geçiş CST Microwave Studio ile yapılan simülasyonlar sonucu 15 mm olarak belirlenmiştir. Uygun manyetik alanı sağlayabilmek için sarım 1000 dönüşlü yapılmıştır.



Şekil 2 –Üretilen prototip ve ölçüm düzeneği

## 4. Ölçüm Sonuçları

Şekil 5'te gösterilmiştir.

Üretilen prototipin performansları aşağıda verilmiştir. Şekil 3'te araya girme kayıplarının 9.7GHz'den sonra aniden yükseldiği gözlenmektedir. Ferit çubuk içinde yayılan cross polarize modun cut-off frekansının o bölgeye yakın olduğu düşünülmektedir. Araya girme kayıplarının artışı faraday rotasyonu etkisiyle açıklanabilir.



Şekil 3 – 8.2-12.4 GHz bandında 6 mm çaplı tasarım için araya girme kayıpları

Faz kaydırıcının 8.2-9.7 GHz arasındaki performansı Şekil 4'te görülmektedir. Araya girme kayıpları en yüksek seviyesi 1.2 dB olan ani yükselmeler yapmaktadır. Plastik ayar vidalarını ayarlayarak bu değişimlerin değerlerinin azaltılabildiği görülmüştür. S21 faz grafiğinden farklı akım değerleri için değişen fazlar görülmektedir. Ferit malzemelerin doyma manyetizasyon değerleri sıcaklık arttıkça düşmektedir. Bu değerin düşmesi maksimum faz kayması miktarının düşmesine neden olur. Faz kaydırıcının faz kayması karakteristiğinin sıcaklığa göre değişimi

Faz kaydırıcının performansını belirleyen önemli bir faktör de faz kaydırıcının anahtarlama süresidir. Radar sistemlerinde anahtarlama süresi ana huzmenin uzayda bir noktadan diğerine yönelme hızını belirler. Agilent E3631A güç kaynağı kullanılarak yapılan ölçümlerde anahtarlama süresinin 12.5-42 ms arasında değiştiği gözlenmiştir.



Şekil 4 – 8.2-9.7 GHz bandında 6mm çaplı tasarım için araya girme kayıpları ve fazları



Şekil 5 – Farklı sıcaklık değerleri için maksimum faz kayması eğrileri

Ferit faz kaydırıcılar özellikle yüksek güç gerektiren günümüz mikrodalga frekansı uygulamalarında kullanılmaktadır. Doğrusal olmayan malzeme özellikleri nedeniyle benzetim ve tasarım çalışmaları önemlidir. Bu çalışmada, kuramsal temellere dayanan ve bilgisayar benzetimleri ile desteklenmiş bir Reggia-Spencer ferit faz kaydırıcı sunulmuştur. Tasarım başlangıcındaki beklentilerle uyumlu bir performans ölçümü gösterilmiştir. Faz değerleri arasında anahtarlama hızının getirdiği sınırlamaya rağmen Reggia-Spencer faz kaydırıcılar tasarım ve gerçekleştirme kolaylığı açısından tercih edilebilir.

## Kaynaklar

[1]. Koul S. K., Bhat B., "Microwave and Milimeter Wave Phase Shifters – Volume 1: Dielectric and Ferite Phase Shifters" Boston, Londra: Artech House, 1991.

[2]. Hord W. E., Rosenbaum F.J. ve Boyd C.R., "Theory of the Suppressed-Rotation Reciprocal Ferite Phase Shifter," Vol. MTT-16, Kasım 1968, s. 902-910.

[3]. Button K.J. ve Lax B., "Perturbation Theory of the Reciprocal Ferite Phase Shifter," *Proc. IEE*, Vol. 109B, Supplement 21, 1962.

[4]. Weiss J.A., "A phenomenological Theory of the Reggia-Spencer Phase Shifter," *Proc. IRE.* Vol. 47, Haziran 1959, s. 1130-1137.

[5]. Rizzi P.A. ve Gatlin B., "Rectangular Guide Ferite Phase Shifters Employing Longitudinal Magnetic Fields," *Proc. IRE*, Vol. 47, Mart 1959, s. 446-447.

IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ, AKDENIZ UNIVERSITESI, EKIM 2008, ANTALYA

# Tek Katmanlı ve Çok Katmanlı Periyodik Yapıların Radar Soğurucu Malzeme Yapımında Kullanımı

Saim EKİCİ, Erdem YAZGAN\* Mikrodalga Elektronik Sistemler (MİKES) A.Ş., Ankara Tel: (312) 8475100 / 3510 <u>saim.ekici@mikes.com.tr</u>

> \*Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara Tel: (312) 2977050 <u>yazgan@hacettepe.edu.tr</u>

**Özet:** Bilindiği gibi elektronik harp alanında radar kesitinin azaltılması için birçok teknik uygulanmaktadır. Burada temel amaç yansımayı olabildiğince azaltmaktır. Bu tekniklerden birisi de tek veya çok katmanlı periyodik yapılar kullanmaktır. Bu çalışmada herhangibir yüzeyden yansımayı azaltmak için dörtgen iletken yamaların kullanıldığı Frekans Seçici Yüzey (FSY) yapıları incelenmiştir. FSY analizinde, izgesel alan immitans yaklaşımı ile Moment Metodu'nun birlikte kullanıldığı integral yöntemi izlenmiştir. Ayrıca katmanlı yapıların analizini sadeleştirmek için iletim hattı modelinden yararlanılmıştır. Yapı, x ve y yönünden sonsuz periyodikliğe sahip olduğundan elektromanyetik alan, Floquet modlarının birer fonksiyonu şeklinde genişletilebilmektedir. Böylelikle levhalar üzerindeki bilinmeyen akımlara ait katsayılar Moment Metodu ile bulunarak FSY'ye ait yansıma ve iletim katsayıları elde edilmiştir.

## 1. Giriş

Periyodik yapılar temel anlamda iki şekilde uyarılır. Pasif dizide gelen düzlemsel bir dalga ile, aktif dizide ise her elemana bağlanmış birer üreteç ile uyarılma gerçekleştirilir. Kullanım amacına göre belirli bir frekans bandını soğuran veya yansıtan pasif dizilere Frekans Seçici Yüzey (FSY) denir. FSY özellikle haberleşmede, mikrodalga entegre devrelerde ve antenlerde kullanılmaktadır [1]-[5]. Örneğin, radom yapılarında FSY, sinyalin frekans bandınıda tam iletim yaparken diğer frekans bandlarında yansıtıcı özellik göstermektedir. Elektronik harp alanında ise FSY, radar soğurucu malzeme olarak kullanılarak düşman radarlarının çalışma bandında soğurucu özellik göstermektedir.

FSY'nin yansıma ve iletim karakteristiği; kullanılan malzemenin cinsine, katman kalınlığına, düzlemsel dalganın geliş açısına ve polarizasyonuna, katmanlar üzerine yerleştirilen metalik yamaların boyutları, geometrisi ile periyodiklikliğine ve simetri ekseninin konumuna göre değişmektedir. Katman yapısında, örneğin; ferromagnetik malzemeler kullanılarak yapının iletim ve yansıma karakteristiği, kullanım sırasında da değiştirilebilmektedir. Yine aynı amaçla ara katmanlardan herhangibirisinin kalınlığı değiştirilerek görev yapılacak bölgedeki tehditlerin frekans bandında gelen sinyaller soğurulabilir. Ancak dikkat edilmesi gereken nokta kalınlık ile soğurulan band genişliği arasındaki ters ilişkidir. Kalınlığın artması, hem maliyeti arttıracağı hem de fazladan yük getireceği için en optimum değer seçilmelidir. Bu çalışmada, yansıma katsayısını düşürmek için Şekil 1'de verilen tek veya çok katmanlı periyodik yapılar incelenmiş olup yukarıda bahsedilen parametrelerin, yapının iletim ve yansıma karakteristiği üzerindeki etkileri araştırılmıştır.



Şekil 1. (a) Tek katmanlı FSY yapısı, (b) Çok katmanlı FSY yapısı için eşdeğer iletim hattı modeli, (c) Düzlemsel dalganın gelme açısı

### 2. FSY için Temel Formulasyonlar

Bu çalışmada, bilinmeyen yüzey akım yoğunluğu katsayılarının hesaplanmasında Moment Metodu kullanılmıştır. Moment Metodu'nda ihtiyaç duyulan diyadik Green fonksiyonu elemanları, izgesel alan imitans yaklaşımı ile elde edilmiştir. Metalik yamalar üzerinde indüklenen bilinmeyen akım, bilinen tam alan veya alt alan taban fonksiyonlarının seri toplamı şeklinde modellenmektedir. Elektromanyetik saçılma probleminin çözümü için katmanlı yapılar, iletim hattı ile modellenmiştir [5].

FSY analizini oldukça kolaylaştıran Floquet Teoremi'ne göre x-y düzleminde iki yönlü sınırsız periyodikliğe sahip yapılar için herbir elemanın sahip olduğu x ve y yönündeki düzlemsel dalgalar yayılım katsayıları,  $e^{-j\alpha a}$ ,  $e^{-j\beta b}$ , haricinde aynıdır. Yani bir birim hücrenin herhangi bir noktasındaki alan ile başka bir birim hücrenin aynı noktasındaki (önceki birim hücrede alınan noktaya göre x ve y doğrultusunda bir periyodun tam katına karşılık gelen nokta) alan, yayılım katsayısı dışında aynıdır.

Anizotropik dielektrik malzeme için dielektrik geçirgenlik tensörü,

$$\bar{\bar{\varepsilon}} = \varepsilon_o \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{xx} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix}$$
(1)

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada  $\varepsilon_0$ , serbest uzay dielektrik sabitini,  $\varepsilon_{xx}$  ve  $\varepsilon_{zz}$  ise sırasıyla x ve z yönlerindeki bağıl dielektrik sabitlerini göstermektedir. Periyodik dörtgen yamalar x-y düzlemine yerleştirilmiş olup FSY yapısının optik ekseni z yönündedir.  $\varepsilon_{xx}$  ve  $\varepsilon_{zz}$ 'in değiştirilmesiyle elde edilecek farklı dielektrik malzemeler kullanılarak istenilen iletim ve yansıma karakteristikleri elde edilebilmektedir.

FSY analizinde izlenen yola genel hatlarıyla bakacak olursak, kartezyen koordinat sisteminde skaler Helmholtz Denklemi,

$$\left(\nabla^2 + k^2\right)\psi(x, y, z) = 0$$
(2)

şeklinde tanımlanmakta olup +z yönünde ilerleyen homojen dalga denklemi  $\psi(x,y,z) = \Phi(x,y) e^{-jyz}$  ile gösterilmektedir. (1)'deki Helmholtz Denklemi; yapının x yönünde a, y yönünde b periyodikliğine sahip olduğu düşünülerek değişken ayırma yöntemi ile yeniden düzenlenirse Floquet modlarına ait izgesel değişkenleri,

$$\alpha_m = \frac{2m\pi}{a} + k_x^g \, v_e \, \beta_n = \frac{2n\pi}{b} + k_y^g \tag{3}$$

şeklinde bulunur. Burada  $k_x^g = k_o \sin \theta \cos \phi$  ve  $k_y^g = k_o \sin \theta \sin \phi$ , sırasıyla, x ve y yönündeki dalga numaraları göstermektedir.

FSY yapısı için gelen elektrik alan şu şekilde ifade edilmektedir [2]:

$$-\begin{bmatrix} E_{ix}^{g} \\ E_{iy}^{g} \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^{M} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{xx}^{ij} & \tilde{Z}_{xy}^{ij} \\ \tilde{Z}_{yx}^{ij} & \tilde{Z}_{yy}^{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_{jx} \\ \tilde{J}_{jy} \end{bmatrix} e^{j(\alpha_{m}x + \beta_{n}y)}$$
(4)

(4)'te *i* alt indisi *i*. *i*letken levhayı göstermektedir, i = 1, 2, ...M, Fourier dönüşümünü belirtmektedir. Sınır koşullarından gelen ve yansıyan elektrik alanların teğet birleşenlerinin toplamının sıfıra eşit olduğu bilinmektedir,  $\overline{E}_t^s + \overline{E}_t^s = 0$ . Bu durumda eşitliğin sol tarafı, herbir iletken yamanın oluşturduğu saçılan alan ifadelerinin toplamına eşittir. Yamalar üzerinde indüklenen bilinmeyen akımı bulmak için operatör eşitliği, Galerin Metodu kullanılarak çözülmüştür. Bu yöntemde test fonksiyonu ile taban fonksiyonu aynı seçilmekte ve operatör eşitliği, matris eşitliği şeklinde ifade edilebilmektedir. (4)'te Galerkin Metodu, uygun taban fonksiyonları kullanılarak uygulandığında,

$$\begin{bmatrix} \int J_{xi}^* E_x^{inc} \\ \int J_{yi}^* E_y^{inc} \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^M \sum_{m=-\infty}^\infty \sum_{n=-\infty}^\infty \begin{bmatrix} \tilde{J}_{xi}^* & 0 \\ 0 & \tilde{J}_{yi}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{xx}^{ij} & \tilde{Z}_{xy}^{ij} \\ \tilde{Z}_{yx}^{ij} & \tilde{Z}_{yy}^{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_{xj} \left( \alpha_{mn}, \beta_{mn} \right) & 0 \\ 0 & \tilde{J}_{yj} \left( \alpha_{mn}, \beta_{mn} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{xj} \\ C_{yj} \end{bmatrix}$$
(5)

elde edilir. *j*. yamadaki akım ile *i*. yamadaki saçılan alan arasındaki ilişki kullanılarak diyadik Green fonksiyonu elemanları şu şekilde ifade edilir:

$$\tilde{Z}_{xx}^{ij} = \frac{1}{\alpha_m^2 + \beta_n^2} \left( \beta_n^2 \tilde{Z}_{eqij}^h + \alpha_m^2 \tilde{Z}_{eqij}^e \right), \quad \tilde{Z}_{xy}^{ij} = \tilde{Z}_{yx}^{ij} = \frac{\alpha_m \beta_n}{\alpha_m^2 + \beta_n^2} \left( \tilde{Z}_{eqij}^e - \tilde{Z}_{eqij}^h \right) \quad \text{ve } \quad \tilde{Z}_{yy}^{ij} = \frac{1}{\alpha_m^2 + \beta_n^2} \left( \beta_n^2 \tilde{Z}_{eqij}^e + \alpha_m^2 \tilde{Z}_{eqij}^h \right) \quad \text{(6)}$$

(6)'da *e* ve *h* üst indisleri, sırasıyla, TM ve TE polarizasyonları belirtmektedir.  $\tilde{Z}_{eqij}^{e,h}$ , bir dielektrik katmana ait eşdeğer empedans değeri olup *j*. yamadaki akım ile *i*. yamadaki saçılan alan arasındaki ilişkiyi göstermektedir:

$$\tilde{Z}_{eqij}^{e,h} = \frac{1}{Y_{dwni}^{e,h} + Y_{upi}^{e,h}}$$
(7)

Şekil 1(b)'de görüldüğü gibi  $Y_{dwni}^{e,h}$  ve  $Y_{upi}^{e,h}$ , sırasıyla, *i*. dielektrik sınırdan aşağı ve yukarı doğru bakıldığında görülen giriş empedans değerleridir. Buna göre;

$$Y_{dwni}^{e,h} = Y_{oi}^{e,h} \left( \frac{1 - r_{dwni}^{e,h}}{1 + r_{dwni}^{e,h}} \right) \quad ve \quad Y_{upi}^{e,h} = Y_{oi}^{e,h} \left( \frac{1 - r_{upi}^{e,h}}{1 + r_{upi}^{e,h}} \right)$$
(8)

(8)'de verilen  $r_{dwni}^{e,h}$  ve  $r_{upi}^{e,h}$ , Şekil 1(b)'de görüldüğü gibi dielektrik katman nedeniyle, sırasıyla, aşağı ve yukarı yönde oluşan yansıma katsayılarıdır:

$$r_{dwni}^{e,h} = \frac{Y_{oi}^{e,h} - Y_{o,i+1}^{e,h}}{Y_{oi}^{e,h} + Y_{o,i+1}^{e,h}} e^{-j2\gamma_{ei,hi}d_i} \quad ve \quad r_{upi}^{e,h} = \frac{Y_{oi}^{e,h} - Y_{o,i-1}^{e,h}}{Y_{oi}^{e,h} + Y_{o,i-1}^{e,h}} e^{-j2\gamma_{ei,hi}d_i}$$
(9)

Dielektrik katmanlara ait karakteristik admittans değerleri,  $Y_{oi}^{h} = \frac{\gamma_{hi}}{j\omega\mu_{o}}$  ve  $Y_{oi}^{e} = \frac{j\omega\varepsilon_{o}\varepsilon_{xxi}}{\gamma_{ei}}$  olup

$$\gamma_{ei} = \sqrt{\frac{\varepsilon_{xxi}}{\varepsilon_{zzi}}} \left( \alpha_m^2 + \beta_n^2 - \omega^2 \mu_o \varepsilon_o \varepsilon_{zzi} \right) \quad ve \quad \gamma_{hi} = \sqrt{\left( \alpha_m^2 + \beta_n^2 - \omega^2 \mu_o \varepsilon_o \varepsilon_{xxi} \right)} \quad \text{dir. Bilinmeyen akım katsayıları, } C_j,$$

(5)'in çözülmesiyle bulunur ve yamalar üzerinde indüklenen toplam akım,  $\tilde{J} = \sum_{i=1}^{T} C_i \tilde{J}_i$  ile bulunur. Burada  $\tilde{J}_i$ , taban fonksiyonlarını göstermektedir.

[4]'te tek katmanlı yapı için verilen yansıma katsayısı çok katmanlı yapılar için yeniden düzenlendiğinde,

$$R^{e,h} = R^{e,h}_{imn} - \frac{1}{WLY^{e,h}_{eq1}} \tilde{J} \quad ve \quad R^{e,h}_{imn} = \frac{Y^{e,h}_{dwn2} - \left[ \frac{\left(1 - r^{e,h}_{up1}\right)}{\left(1 + r^{e,h}_{up1}\right)} \right] Y^{e,h}_{o1}}{Y^{e,h}_{dwn2} + \left[ \frac{\left(1 - r^{e,h}_{up1}\right)}{\left(1 + r^{e,h}_{up1}\right)} \right] Y^{e,h}_{o1}}$$
(10)

elde edilir. Burada  $Y_{eqi}^{e,h} = Y_{upi-1}^{e,h} + Y_{dwni+1}^{e,h}$ , *i*. dielektrik sınıra ait eşdeğer admittans değeridir. İletim katsayısının hesaplanmasında ise aşağıdaki eşitlikler kullanılmıştır:

$$T^{e,h} = t^{e,h}_{imn} \left( 1 + R^{e,h}_{imn} \right) - \frac{1}{WLY^{e,h}_{eq1}} \tilde{J} \quad ve \quad t^{e,h}_{imn} = \begin{cases} i=1 \ ise \ \left( 1 - r^{e,h}_{dwni} \right) e^{-j2\gamma_{ei,hi}d_i} \\ i>1 \ ise \ \left( t^{e,h}_{i-1,mn} - r^{e,h}_{dwni} t^{e,h}_{i-1,mn} \right) e^{-j2\gamma_{ei,hi}d_i} \end{cases}$$
(11)

Buraya kadar elde edilen eşitlikler, problemin bilgisayar ortamında kodlanmasında kullanılacaktır. Bundan sonraki aşamada, kod kullanılarak değişik FSY yapıları modellenerek bunların karakteristikleri incelenmiştir.

### 3. Çalışma Bulguları ve Sonuçlar

Bu çalışmada dörtgen mükemmel iletken yamalar kullanılmıştır. FSY yapısı, x ve y yönünde sınırsız periyodikliğe sahip, kalınlığı ihmal edilebilir metalik yamalardan oluştuğu için yamalar üzerinde indüklenen akımın sadece x ve y bileşeni analiz sırasında kullanılmaktadır. Aşağıdaki grafiklerde radar soğurucu malzeme olarak kullanılması düşünülen FSY modellerine ait iletim ve yansıma karakteristikleri görülmektedir. Grafikler incelendiğinde istenilen rezonans frekansını ve band genişliğini elde edebilmek için farklı yapı parametrelerinin değiştirebileceği ve bunların

IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ, AKDENIZ UNIVERSITESI, EKIM 2008, ANTALYA

etkileri görülmektedir. Bu özellik kullanılarak hedef radarın çalışma frekansını ve band genişliğini kapsayan radar soğurucu malzeme tasarımında FSY kullanılabilir. Şekil 4, [3]'te verilen grafikle karşılaştırıldığında deneysel sonuçlara oldukça yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 2. Tek katmanlı FSY'de TE gelen dalga için bağıl dielektrik sabitinin yansımaya etkisi



Şekil 4. Tek katmanlı FSY'de TE gelen dalga durumu için katman kalınlığının iletime etkisi



Şekil 5. Çift katmanlı FSY'de TE gelen dalga durumu için gelme açısının yansımaya etkisi



Şekil 3. Çift katmanlı FSY'de TE gelen dalga durumu için üst katman kalınlığını iletime etkisi



Şekil 6. Üç katmanlı FSY'de TM gelen dalga için orta katman kalınlığının yansımaya etkisi



Şekil 7. Tek katmanlı FSY'de TM gelen dalga durumu için gelme açısının yansımaya etkisi

## Kaynaklar

- R. Mittra, C.H. Chan, ve T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces: A review", Proc. IEEE, Aralık 1988, vol. 76, s. 1593-1616.
- [2] T.K. Wu, Frequency Selective Surfaces and Grid Arrays, New York: Wiley, 1995.
- [3] A.L.P.S. Campos, A.G. d'Assunção, ve L.M. de Mendonçao, "Scattering by FSS on Anisotropic Substrate for TE and TM Excitation, IEEE Tran. Microwave Theory Tech.", Ocak 2002, vol. 50, no.1, s. 72-76.
- [4] J.P. Montgomery, "Scattering by an Infinite Periodic Array of Thin Conductors on a Dielectric Sheet", IEEE Trans. Antennas Propagat., Ocak 1975, vol. AP-23, no.1, s. 70-75.
- [5] T. Itoh, "Spectral Domain Immitance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines", IEEE Tran. Microwave Theory Tech., Temmuz 1980, vol. MTT- 28, no. 7, s. 773-736 129.

# **RF-MEMS** Anahtarlama Tekniği İle AHR Tipi Metamalzemelerde Manyetik Rezonans Frekansının Adaptif Biçimde Ayarlanması

Evren Ekmekçi<sup>1,2</sup>, Kağan Topallı<sup>1</sup>, Tayfun Akın<sup>1</sup>, Gönül Turhan-Sayan<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara

eekmekci@metu.edu.tr, kagan@metu.edu.tr, tayfun-akin@metu.edu.tr, gtsayan@metu.edu.tr

<sup>2</sup>Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta

Özet: Bu çalışmada RF-MEMS anahtarlama tekniği kullanılarak AHR tipi yapılarda rezonans frekansının adaptif biçimde ayarlanabilmesi için gerekli ön çalışmalar yapılmıştır. Bu amaçla, alışılagelmiş AHR yapısına RF-MEMS anahtarların yerleştirilebileceği ilave ayrıklar açılmış ve bu ayrıkların rezonans frekansına etkileri hem deneysel ölçümlerle hem de sayısal benzetimlerle incelenmiştir.. Bu sonuçlar göstermektedir ki, AHR tipi metamalzemelere eklenen ilave ayrıklar rezonans frekansını arttırmaktadır. Bir başka deyişle ayrık sayısının RF-MEMS anahtarlarla belirlenmesi yapının rezonans frekansını adaptif biçimde ayarlanmasına olanak verecektir.

### 1. Giriş

Negatif kırılma indeksli metamateryaller hem etkin dielektrik sabitinin ( $\varepsilon_{etkin}$ ) hem de etkin manyetik geçirgenliğin ( $\mu_{etkin}$ ) aynı frekans aralığında negatif değerler aldığı özel yapılardır [1].  $\varepsilon_{etkin}$  değerlerini mikrodalga frekanslarında negatif değerlere çekebilmek, plazma benzeri bir yapı gösteren, periyodik olarak dizilmiş ince iletken teller yardımıyla mümkün olabilmektedir [2]. Negatif  $\mu_{etkin}$  değerleri elde etmek içinse, ayrık halkalı rezonatörler (AHR), spiral rezonatörler ve V-şekilli rezonatörler gibi özel tasarlanmış yapılara gereksinim duyulmaktadır [3-5]. İnce tel ve manyetik rezonatör dizinlerinin birlikte kullanılması ile oluşturulan solak (negatif kırılma indeksli) metamalzemelerin çalışma frekans bandı ise rezonatör tasarımı ile belirlenmektir. Çünkü, bu tip yapılarla elde edilebilen negatif  $\mu_{etkin}$  değerleri, negatif  $\varepsilon_{etkin}$  değerlerinin elde edilebildiği frekans bandı içerisine düşen oldukça dar bir frekans bölgesinde gerçekleştirilebilmektedir. Rezonans frekansının kaydırılması, negatif  $\mu_{etkin}$  değerlerinin gözlendiği frekans bandının kaydırılması anlamına geldiği için, manyetik rezonans frekansı ayarlanabilir metamateryal yapılarının tasarımı önem kazanmaktadır.

AHR yapısının rezonans frekansını kaydırmak için literatürde çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bunlardan ilk akla gelen, rezonatörün birim hücre boyutunun ya da yapıyı oluşturan hatların kalınlığının ve/veya bu hatların birbirlerine olan uzaklığının değiştirilmesidir [6]. Diğer bir yöntem de AHR yapısının üzerinde bulunduğu dielektrik plaketin göreceli dielektrik sabiti ve/veya kalınlığının değiştirilmesidir [7]. Uygulamaların çoğunda, kullanım sırasında rezonatör boyutlarının ve dielektrik plaketin özelliklerinin değiştirilmesi mümkün değildir. Bu nedenle literatürde; AHR yapısı için dielektrik plaket kullanmak yerine dielektrik sabiti elektriksel yolla değiştirilebilen bir dielektrik ortam kullanmak ya da ayrıkların arasına sığa, varaktör gibi toplu (lumped) elemanlar yerleştirmek gibi çeşitli yöntemler önerilmiştir [8, 9].

Bu çalışmada öncelikle, alışılagelmiş AHR birim hücre yapısında (çeşitli sayılarda ve konumlarda) ilave ayrık kullanılmasının rezonans frekansına etkileri incelenecektir. Daha sonra, aynı birim hücre yapılarına sahip 4 elemanlı (2x2) dizinlerin iletim karakteristikleri deneysel yolla elde edilecektir. Son olarak da, AHR yapısında toplu (lumped) elemanlar kullanımak yerine ilave ayrıklarla oluşturulmuş dağıtık (distributed) sığaların RF-MEMS anahtarlarla kontrolü ve böylece manyetik rezonans frekansının adaptif bir şekilde kaydırılmasına yönelik özgün bir yaklaşım önerilecektir. Bu çalışma için tasarlanan yapıların üretimi Orta Doğu Teknik Üniversitesi Mikroelektronik Tesislerinde (ODTÜ-MET) gerçekleştirilmiştir.

### 2. Tasarım

Bu çalışmada önerilen yapıların birim hücre şematik görünümleri Şekil 1'de verilmiştir. Şekil 1(a)'da alışılagelmiş AHR yapısı, Şekil 1(b)'de ilave iki ayrığa sahip bir AHR yapısı ve Şekil 1(c)'de de ilave dört ayrığa sahip AHR yapısının şematik görünümleri verilmiştir. Şekil 1'de verilen bütün yapılar kare şekilli olup her birinin kenar uzunluğu l=2,8 mm ve g, w, s parametreleri de 0,3 mm olarak seçilmiştir. Ayrıca Şekil 1(b)'de gösterilen B yapısı için  $l_1=0,85$  mm,  $l_2=0,35$  mm ve  $l_3=1,25$  mm olarak seçilmiştir. Böylelikle g ile gösterilen ayrığın sağında ve solunda bulunan ilave iki ayrığın her birinin genişliği 0,05 mm olmaktadır. Şekil 1(c)'de gösterilen C yapısı içinse  $l_1=0,45$  mm,  $l_2=0,35$  mm,  $l_3=0,35$  mm ve  $l_4=1,25$  mm seçilmiştir. Yine bu yapı için ilave ayrıkların her birinin genişliği 0,05 mm'dir. Şekil 1'de gösterilen bütün yapılar bir kenar uzunluğu 4 mm, kalınlığı 0,5 mm olan  $\varepsilon_r=4,6$  göreceli dielektrik sabitli ve tan $\delta_c=0,01$  kayıp tanjantlı kare şekilli cam plakalar üzerine basılmıştır.



Şekil 1: (a) Birim A Yapısı: Alışılagelmiş AHR yapısı. (b) Birim B Yapısı: İki ilave ayrıklı AHR. (c) Birim C Yapısı: 4 ilave ayrıklı AHR.

### 3. Ölçümler ve Benzetim

Bu çalışmada verilen deneysel sonuçlar Agilent 8720D network analizör ile TRL kalibrasyonu yapılarak elde edilmiştir. Ölçümü yapılacak numune 12,8 mm uzunluğundaki bir X-bant dalgakılavuzuna (22,86 mm x 10,16 mm) yerleştirilerek karmaşık S-parametreleri elde edilmiştir. Karmaşık S-parametrelerinden  $S_{21}$  parametresi (iki kapılı yapının iletim spektrumu) tasarlanan özel manyetik rezonatörlerin rezonans frekansı hakkında yeterli bilgiyi vermektedir. Dalgakılavuzu uzunluğunun 12,8 mm seçilmesinin özel bir sebebi yoktur.

Bu çalışmada birim yapılar için elde edilen ölçüm sonuçları HFSS benzetimleri ile karşılaştırılmıştır. HFSS benzetimleri için kullanılan kurgu Şekil 2'de verilmiştir. Bu kurgu karşılaştırma açısından deney düzeneğine benzetilmiştir. Şekildeki yapıda benzetimi yapılacak örnek yine deney düzeneğinde olduğu gibi 12,8 mm uzunluğundaki bir X-bant dalgakılavuzu içerisine yerleştirilmiştir. Bu amaçla dalgakılavuzunun z eksenine dik olan üst ve alt duvarları ve x eksenine dik olan ön ve arka duvarları mükemmel elektriksel iletken (PEC) ve y eksenine dik olan sol ve sağ duvarları ise yapının giriş ve çıkış kapıları (input/output ports) olarak modellenmişlerdir. Rezonatör bir düzlemsel elektromanyetik dalgayla uyarılırken yayılma vektörü ( $\vec{k}$ ) y ekseni yönünde, elektrik alan ( $\vec{E}$ ) z ekseni yönünde ve manyetik alan ( $\vec{H}$ ) da x ekseni yönünde olacak şekilde seçilmiştir.

### 4. Sonuçlar

Şekil 1'de şematik çizimleri verilen birim hücre yapıları için elde edilen deneysel ve benzetim sonuçları Şekil 3'te verilmiştir. Şekilden görüleceği gibi AHR yapısının dış halkasına açılan ilave ayrıklar yapının rezonans frekansını arttırmıştır. Bu durum ilave ayrıkların eşdeğer devrede gösterdikleri seri sığa etkisi ile açıklanabilmektedir. Bu gözlemden yola çıkarak, her bir ayrığa RF-MEMS anahtarların yerleştirilmesi ve bu anahtarların konumlarının kontrol edilmesi ile yapının rezonans frekansının değiştirilebileceği öngörülmüştür. Şekilde gösterilen iletim karakteristiklerinin rezonans şiddetlerinin -3 dB ila -5 dB arasında çıkması tamamen ölçüm ve benzetim kurgusundan kaynaklanmaktadır. Şekil 2'den de görüleceği gibi, ölçümü alınan rezonatörün y düzlemindeki kesit alanı, X-bant dalgakılavuzunun kesit alanına göre oldukça küçüktür. Bu da rezonatörün

maruz kaldığı elektromanyetik alanı azaltmakta ve yapının düşük seviyelerde rezonansa gelmesine neden olmaktadır.



Şekil 2: Metamateryal yapıları için benzetim kurgusu.



Şekil 3: Şekil 1'de gösterilen birim yapılar için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar.

Şekil 4'te ise birim A, B ve C yapılarından oluşan ve 2x2 büyüklüğündeki dizilerden elde edilen ölçüm sonuçları verilmiştir. Sözü edilen 2x2 büyüklüğündeki dizinin şematik görünümü yine Şekil 4 içerisinde verilmiştir. Her bir dizi dört adet aynı tür birim elemandan oluşmaktadır. Şekil 4 göstermektedir ki dizi yapılarının rezonans frekansları yine kendisini oluşturan birim hücre rezonans frekanslarına çok yakın değerler almaktadır. Bunun yanında dizi yapıları birim hücre yapılarına göre daha şiddetli rezonans seviyeleri ve daha geniş durdurma bant genişlikleri göstermektedir.

### 5. Tartışma

Bu çalışmada AHR tipi metamalzemelere eklenen ilave ayrıkların yapının rezonans frekansına olan etkisi hem sayısal benzetimlerle hem de bu sayısal benzetimlerle çok uyumlu sonuçlar veren deneysel ölçümlerle incelenmiştir. Bu sonuçlar göstermektedir ki, yapıya eklenen ilave ayrıklar seri sığa etkisi oluşturmakta, böylece yapının eşdeğer sığasını azaltarak rezonans frekansını arttırmaktadır. Benzer çalışmalar dört elemanlı (2x2)

diziler için de tekrarlanmıştır. Burada elde edilen sonuçlar rezonans frekansındaki kayma miktarları açısından birim hücrelerle benzer sonuçlar göstermekle birlikte, dizi yapıları için elde edilen iletim karakteristikleri daha şiddetli rezonans seviyeleri ve daha geniş durdurma bantgenişlikleri sergilemektedir. Ayrıca bu çalışmada elde edilen sonuçlar, her bir ayrığa yerleştirilebilecek RF-MEMS anahtarlarla aktif ayrık sayısı kontrol edilebilen çok ayrıklı AHR yapılarında rezonans frekansının istenilen frekansa adaptif bir biçimde kaydırılmasının mümkün olduğunu öngörmektedir. Gelecekteki araştırmalarımızda, AHR-MEMS yapısına sahip adaptif manyetik rezonatörlerin yapılabilirliği daha detaylı olarak incelenecektir.



Şekil 4: Birim yapılardan elde edilen 2x2 dizilerin deneysel sonuçları.

### Kaynaklar

[1] Veselago V. G., "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\varepsilon$  and  $\mu$ ," Soviet Physics Uspekhi, 10(4), s. 509-514, 1968.

[2] Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J. ve Stewart W. J., "Low frequency plasmons in thin-wire structures," J. Phys.: Condens Matter, 10, s. 4785-4809, 1998.

[3] Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., ve Stewart W. J., "Magnetisim from conductors and enhanced nonlinear phenomena," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 47(11), s. 2075-2084, 1999.

[4] Baena J. D., Marques R., Medina F., Martel J., "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators," Phys. Rev. B, 69, 014402-1 – 014402-5, 2004.

[5] Ekmekçi E., Turhan-Sayan G., "Investigation of Permittivity and Permeability for a Novel V-Shaped Metamaterial Using Simulated S-Parameters," 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 2007, Bursa, Türkiye, s. 251-254.

[6] Aydın K., Bulu İ., Guven K., Kafesaki M., Soukoulis C. M., Özbay E., "Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs," New J. Phys, 7(168), s.1-15, 2005.

[7] Ekmekçi E., ve Turhan-Sayan G., "Sensitivity of the resonance characteristics of SRR and DSRR (doublesided SRR) type metamaterials to the changes in substrate parameters and the usefulness of DSRR structure for reduced electrical size," PIERS Proceedings, Temmuz 2008, Cambridge, ABD, s. 598-602.

[8] Zhao Q., Kang L., Du B., Li B., Zhou J., Tang H., Liang X. Ve Zhang B., "Electrically tunable negative permeability metamaterials based on nematic liquid crystals," Appl. Phys. Lett., 90, s. 011112-1–011112-3, 2007.

[9] Chen H., Wu B., Ran L., Grzegorczyk T. M., Kong J. A., "Controllable left-handed metamaterial and its application to streerable antenna," Appl. Phys. Lett., 89, s. 053509-1–053509-3, 2006.

## **RF MEMS Yapıların Glass Frit ile 0-Seviye Paketlenmesi**

Kağan Topallı, İlker Comart, Şimşek Demir ve Tayfun Akın Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara Tel: 0312 210 23 40 Fax: 0312 210 23 04 <u>kagan@metu.edu.tr, e129178@metu.edu.tr</u>

Özet: Bu bildiride, RF MEMS teknolojisi ile üretilmiş yapıların 0-seviye paketlenmesi için, bağlayıcı madde olarak glass frit (cam hamuru) kullanımı üzerine yapılmış çalışma sunulmaktadır. Önerilen paket yapısında kapak pulu olarak silisyum pul kullanılmıştır. Silisyum kapak pulunun içerisine MEMS yapıların üzerini örtecek şekilde oyuklar ve RF MEMS yapılara bağlantıların alınabilmesi için dış dünya bağlantı pencereleri anizotropik aşındırma ile açılmıştır. Paket yapısının RF başarımının değerlendirilmesinde eşdüzlemsel dalga kılavuzu (EDK) hatlar kullanılmış ve hatların cam hamuru altından geçen yerlerinde, EDK üzerinde yansımayı en aza indirecek şekilde, gerekli değişiklikler yapılmıştır. Paket yapısı düşük dirençli silisyum pul ile başarıyla gerçekleştirilmiş ve RF ölçümler tamamlanmıştır.

### 1. Giriş

Paketleme, Mikroelektromekanik Sistemler (MEMS) teknolojisi kullanılarak üretilen dönüölçerler, kızılötesi dedektörler ve Radyo-Frekans (RF) devre elemanları için en önemli gereksinimlerden biridir [1]-[4]. RF MEMS ürünlerin kullanıcıya sunulabilir son ürün haline getirilmesi için, ürünün gereksinimlerine ve yapısına uygun paketleme teknolojilerinin geliştirilmesi zorunludur. MEMS ürünlerinin maliyetlerinin önemli bir bölümünü paketleme ve paketlenmiş ürünü test etme masrafları oluşturmaktadır. Paketleme maliyetlerinin düşürülmesi için yapıların henüz ayrık yongalar haline gelmeden önce, pul seviyesinde paketlenmesi gerekmektedir. Bu seviyede yapılan paketleme, aynı zamanda MEMS yapıların pul kesimi sırasında oluşabilecek kimyasal ve mekanik zararlardan korunması açısından önemlidir. 0-seviye paketleme [5]-[7] olarak adlandırılan bu süreçte MEMS ürünlerin bulunduğu pulun üzeri bir başka pul ile gerekirse bir ara malzeme kullanılarak yapıştırılmakta (*waferbonding*) [2] veya MEMS ürünlerin üzerine başka katmanlar büyütülmekte ve yapıların üzeri ince bir kabuk (*thinfilm encapsulation*) [3] ile örtülmektedir. Bu bildiride sunulan çalışmada, RF MEMS devre elemanlarının üzerine bir başka silisyum kapak pulunun yapıştırılmasıyla oluşturulan paket yapısı üzerinde durulmuştur. RF MEMS yapıların paketlenmesinde çevresel ve mekanik etkilerden koruma gibi gereksinimlere ek olarak, paketin RF performansı da önemli bir kriterdir. Yapılan bu çalışmada, dış dünya ile RF yapı arasındaki bağlantının sağlanabilmesi için tasarlanan geçiş hattının başarımı da değerlendirilmiştir.

#### 2. Önerilen Paket Yapısı

RF MEMS yapıları için önerilen paket yapısında, RF MEMS yapılar başka bir silisyum pul ile kapatılmıştır. Şekil 1 (a)'da önerilen paket yapısının şematik görünümü verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi silisyum pulun içerisine anizotroprik aşındırma tekniği ile MEMS yapıları kapatacak oyuklar ve dış dünya bağlantı pencereleri açılmıştır. Silisyum kapak pul ile MEMS yapıların bulunduğu pulu birbirine yapıştırmak için MEMS yapıların etrafını çevreleyecek şekilde cam hamuru denilen bir malzeme kullanılmıştır. RF MEMS yapılara elektriksel bağlantıları sağlayan hatlar, cam hamuru malzemesinin altından geçirilmiştir. Paketleme sürecinde test yapısı olarak, Şekil 1 (b)'de gösterilen, yapı kullanılmıştır. Bu yapıda, cam hamuru geçişlerinden 4 adet bulunduğu için geçişteki etkilerin daha kolay gözlenebilmesi mümkün olmuştur. Paketlenmiş pulun fotoğrafi Şekil 2'de verilmiştir. Şekil 3 (a)'da dış dünya bağlantı penceresinin daha detaylı bir fotoğrafı, Şekil 3 (b)'de ise paketlenmiş eşdüzlemsel dalga klavuzu (EDK) hattın cam pulun altından görünümü sunulmuştur. Şekil 3 (b)'de cam hamuru geçişlerinin etkilerinin azaltılması için genişletilen EDK hat görülmektedir. 50  $\Omega$  hattın EDK boyutları RF uç kısımlarında ve hücre içinde 20 µm/180 µm/20 µm iken, cam hamuru geçişlerinde 100 µm/180 µm/100 µm olarak tasarlanmıştır.



Şekil 1. (a) RF MEMS yapılar için önerilen 0-seviye paket yapısının genel görünümü ve (b) Paket yapısının RF başarımının değerlendirilmesi için kullanılan test yapısı.



**Şekil 2.** Kapak pulunun yapıştırılmasının ardından 0-seviye paketlenmiş RF hatlar. RF uçların konumlandırılabilmesi için kapak pula açılan pencereler sağdaki resimde detaylı şekilde görülmektedir.



Şekil 3. (a) Silisyum kapak puldaki dış dünya bağlantı pencerelerinden görülen EDK besleme hatları ve (b) Paketlenmiş EDK hattın cam pulun alt yüzeyinden görünümü.

### 2. Ölçüm Sonuçları

Önerilen paket yapısı ODTÜ MEMS tesislerinde geliştirilen RF MEMS üretim süreci kullanılarak üretilmiştir. Üretim sürecinde öncelikle cam pulların üzerine 300 Å/5000 Å kalınlığında Cr/Au kaplanmış ve metal şekillendirme işlemi gerçekleştirilmiştir. Ardından iletim hatlarının oluşturulduğu cam taban üzerine kapak pulun yapıştırılması (bonding) işlemine geçilmiştir. Bu işlem 425 °C sıcaklığa çıkılarak EVG 501 Wafer Bonder cihazıyla başarıyla tamamlanmıştır. Üretim çalışmalarının ardından ölçümü gerçekleştirilen ilk yapılar paketlenmemiş puldaki yapılardır. Şekil 4'te 20 µm/180 µm/20 µm genişliklerinde ve 9244 µm uzunluğunda olan bu hattın Sparametrelerinin ölçüm ve modelleme sonuçları sunulmuştur. Cam hamuru etkilerini azaltmak için yapılan geçiş hatlarını da içeren devre modelinin genel şeması Şekil 5'te sunulmuştur. Şekil 6 (a)'da paketlenmemiş puldaki geçişli EDK yapısı, Şekil 6 (b)'de ise paketlenmiş puldaki geçişli EDK yapısı için ölçüm ve modelleme sonuçları verilmiştir. Tablo 1'de paketlenmemiş geçişli EDK yapısı için model parametreleri sunulmuştur. Tablo 2'de ise paketlenmiş geçişli EDK yapısı için çıkarılan model parametreleri verilmiştir. Bu sonuçlardan görüleceği gibi cam hamuru geçişlerinde araya girme kaybı çok yüksektir. Bunun sebebi kapak pulların dirençlerinin düşük olmasıdır. Kapak pullarının öz direncini farklı değerlerde alarak HFSS programı ile yapılan elektromanyetik benzetimlerinde kapak pulların öz direncinin 3  $\Omega$ .cm'ye yakın bir değerde olduğu anlaşılmıştır. Kapak pullarının direncinin yüksek olması durumunda geçişlerin kayıpları çok daha az olacaktır. Kapak pullarının yüksek dirençli pul olacak şekilde seçilebilmesi mümkündür. Gelecek dönem içerisinde, paketleme çalışmaları yüksek dirençli (>10000  $\Omega$ .cm) silisyum kapak pul kullanılarak tekrarlanacaktır.



**Şekil 4.** Paketlenmemiş puldaki 20 μm/180 μm/20 μm genişliklerinde ve 9244 μm uzunluğunda EDK hattın ölçüm ve modelleme sonuçları.



Şekil 5. Cam hamuru etkilerini azaltmak için geçiş tasarımlı hatlar için kullanılan devre modeli.



**Şekil 6. (a)** Paketlenmemiş puldaki geçişli EDK hattın ölçüm ve modelleme sonuçları ve (b) Paketlenmiş puldaki geçişli EDK hattın ölçüm ve modelleme sonuçları.

|                         | Hat 1/Hat 2         | Geçiş 1/Geçiş 2      |
|-------------------------|---------------------|----------------------|
| G/W/G                   | 20 μm/180 μm/ 20 μm | 100 μm/180 μm/100 μm |
| Zo                      | 52.5 Ω              | 75 Ω                 |
| € <sub>etkin</sub>      | 2.8                 | 2.8                  |
| α <sub>o</sub> @ 10 GHz | 115 dB/m            | 50 dB/m              |

**Tablo 1.** Paketlenmemiş geçişli hatların ölçüm sonuçlarından çıkarılan parametreleri.

**Tablo 2.** Paketlenmiş geçişli hatların ölçüm sonuçlarından çıkarılan parametreleri.

|                         | Hat 1/Hat2          | Geçiş 1/Geçiş 2      |
|-------------------------|---------------------|----------------------|
| G/W/G                   | 20 μm/180 μm/ 20 μm | 100 μm/180 μm/100 μm |
| Zo                      | 52.5 Ω              | 73 Ω                 |
| $\epsilon_{etkin}$      | 2.8                 | 9                    |
| α <sub>o</sub> @ 10 GHz | 115 dB/m            | 4000 dB/m            |

#### 4. Sonuç

Bu bildiride RF MEMS yapıların 0-seviye (pul seviyesinde) paketlenmesi çalışmaları kapsamında cam hamuru yapıştırma katmanı kullanılarak gerçekleştirilen faaliyetler anlatılmıştır. Paket yapısında kapak pul olarak RF MEMS yapıların üzerine silisyum pul yapıştırılmıştır. Silisyum kapak pulun içerisine anizotropik aşındırma tekniği ile, MEMS yapıların üzerini kapatacak oyuklar ve RF MEMS yapılara erişimin sağlanabilmesi amacıyla dış dünya bağlantı penceleri açılmıştır. Paketleme çalışmalarında ilk denemeler tamamlanmıştır. Bu denemelerde düşük dirençli silisyum pullar kullanıldığından, paket yapısının RF kayıplarının fazla olduğu gözlenmiştir. Gelecek çalışmalarda yüksek dirençli silisyum pullar kullanılarak ölçümler tekrarlanacaktır.

### Kaynaklar

- D. Sparks, N. Najafi, and S. Ansari, "Chip-level vacuum packaging of micromachines using nanogetters," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 26, no. 3, s. 277–282, Ağustos 2003.
- [2] J. Chae, J. M. Giachino, K Najafi, "Fabrication and Characterization of a Wafer-Level MEMS Vacuum Package with Vertical Feedthroughs," *J. Microelectromech. Systems*, vol. 17, no.1, s. 193-2000, Subat 2008.
- [3] K. D. Leedy, R. E. Strawser, R. Cortez, ve J. L. Ebel, "Thin-Film Encapsulated RF MEMS Switches," J. Microelectromech. Systems, vol. 17, no.2, s. 304-309, Nisan 2007.
- [4] A. Jourdain, P. De Moor, K. Baert, I. De Wolf ve H. Tilmans, "Mechanical and electrical characterization of BCB as a bond and seal material for cavities housing (RF-) MEMS devices," *J. Micromechan. Microeng.*, vol. 15, s. 89–96, 2005.
- [5] G. Carchon, A. Jourdain, O. Vendier, J. Schoebel, and H. A. C. Tilmans, "Integration of 0/1-level packaged RF-MEMS devices on MCM-D at millimeter-wave frequencies," in *Electronic Components and Technology*, 2005, ECTC'05, Proceedings, s. 1664-1669.
- [6] A. Jourdain, X. Rottenberg, G. Carchon, and H. A. C. Tilmans, "Optimization of 0-level packaging for RF-MEMS devices," *TRANSDUCERS*, 12<sup>th</sup> International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, vol. 2, 2003.
- [7] J. Oberhammer and G. Stemme, "BCB contact printing for patterned adhesive full-wafer bonded 0-level packages," J. Microelectromech. Systems, vol. 14, pp. 419-425, 2005.

# X BANT AKTİF FREKANS ÜÇE ÇARPICI TASARIMI

İsmail BOZKURT<sup>1</sup>, Şimşek DEMİR<sup>2</sup> <sup>1</sup> ASELSAN, Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Grubu, Ankara <sup>2</sup> Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Böl., Ankara <u>ibozkurt@aselsan.com.tr</u>, <u>simsek@metu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, X bant aktif frekans üçe çarpıcı tasarımı ve performansı sunulmaktadır. Frekans çarpıcı, 3100-3233 MHz frekans bandını X-bant radar uygulamalarında sıklıkla kullanılan 9300-9700 MHz frekans bandına taşımak amacı ile mikrodalga tümleşik devre (MIC) tasarım tekniği kullanılarak tasarlanmıştır. Üretilen frekans çarpıcının üçüncü derece harmoniğin dönüşüm kazancı (conversion gain, CG) bant içerisinde -1.3 dB ile -3 dB arasında değişmektedir.

### 1. Giriş

Aktif frekans çarpıcılar, pek çok elektronik sistemde yüksek frekanslı sinyal sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Bu yapılar, aktif elamanların (örneğin; HBT, MESFET, HEMT transistörler) doğrusal olmama özelliğinden yararlanarak düşük frekanslı sinyallerin yüksek katlı harmoniklerini üretmektedir. Üretilen bu harmoniklerden istenilen biri süzülerek girişteki düşük frekanslı sinyalden daha yüksek frekanslı sinyal elde edilmektedir. Bu yapıların temelde iki büyük avantajı vardır:

- Yüksek frekansta çalışacak elemanların tasarımındaki zorluk ve maliyetindeki yükseklik göz önünde bulundurulduğunda, direkt olarak yüksek frekansta tasarım yapmak yerine düşük frekansta giriş sinyali ile çalışan aktif frekans çarpıcıları kullanarak istenilen frekansı elde etmek çoğunlukla daha az iş gücü harcamak ve dolayısı ile düşük maliyet anlamına gelmektedir.
- Aktif frekans çarpıcılar kullanılarak yüksek sayılabilecek güçlerde sinyaller elde edilebilmektedir. Pasif frekans çarpıcılar ve yükselteçler kullanılarak elde edilebilecek sinyaller, aktif frekans çarpıcılar ile daha az zorlukla ve daha küçük boyutlarda elde edilebilmektedir.

### 2. Frekans Çarpıcı Tasarımı

Bu çalışmada, çıkış frekans bandı 9300-9700 MHz olan X bant aktif frekans üçe çarpıcı tasarımı yer almaktadır. Tasarımda, HEMT transistör ile toplu ve dağınık elemanlardan faydalanılmıştır.

Frekans çarpıcı tasarımında ilk yapılması gereken çalışma; istenilen harmoniği (tek veya çift derece) üretecek uygun transistor önbesleme noktalarını bulmaktır. Bu çalışmada, üçüncü derece harmonik üretecek önbesleme noktalarını inceleyebilmek için öncelikli olarak Şekil 1'de gösterilen ideal transistör modeli kullanılmıştır. Bu model her ne kadar gerçek transistör parametrelerini tam anlamıyla yansıtmasa da, önbesleme noktalarındaki değişimin harmonik üretimine olan etkisinin incelenmesinde ve anlaşılmasında büyük kolaylık sağlamaktadır. Buradan elde edilen ön bilgi daha sonra, gerçeklenen tasarımda kullanılan Fujitsu firmasının ürettiği FHX35LG model numaralı transistörün ADS modeli ile uygun önbesleme noktalarının tespitini kolaylaştırmak amacıyla da kullanılmaktadır.



Uygun önbesleme noktası tespit edildikten sonraki adım; çıkıştaki istenilen harmoniğin kazancını arttırmak amacı ile giriş ve çıkış devrelerinin tasarımıdır. Giriş devresinin öncelikli görevi, temel frekanstaki sinyalin geçmesine izin verirken yüksek dereceli harmonikleri bastırmaktır. Benzer bir şekilde, çıkış devresinin öncelikli görevi ise istenilen harmoniğin geçmesine izin verirken diğer frekans bileşenlerini bastırmaktır. Bu çalışmada, giriş ve çıkış devreleri yansıtıcı devre (reflector network) kuramından [1] faydalanılarak tasarlanmıştır. Bu kuram, transistörün doğrusal olmama özelliğinden yararlanarak giriş ve çıkıştaki bastırılmak istenilen sinyallerin transistöre geri yansıtılarak çıkıştaki istenilen harmoniğin kazancını arttırmaya dayanmaktadır. Yansıtılan sinyallerin fazları uygun bir şekilde ayarlanabilirse; giriş ve çıkış devreleri yukarıda bahsedilen öncelikli görevleri yerine getirirken aynı zamanda istenilen harmoniğin kazancının artmasını da sağlayabilirler. Bu amaç ile Şekil 2'de gösterilen yansıtıcı devreler frekans çarpıcının giriş ve çıkış devrelerinin tasarımında kullanılmıştır. Yansıtılan sinyalin fazını, istenilen harmoniğin kazancını arttıracak şekilde değiştirebilmek için yansıtıcılardan sonra geciktirme hatları (delay line) yerleştirilmiştir.



Şekil 2: (a) Giriş yansıtıcı ve (b) Çıkış yansıtıcı devreleri

Üretilen devrede, ikinci ve üçüncü derece harmoniklerin yansıtılması amacı ile çeyrek dalgaboyu açık devre mikroşerit iletim hattı saplamalar (stub) kullanılmıştır. Bu yapılar, iletim hatlarının tekrar etme özelliği yüzünden, temel frekanstaki sinyali bastırmak için kullanılamamaktadır. Temel frekanstaki sinyali yansıtmak için Şekil 3'te gösterilen seri LC devre kullanılmıştır.



**Şekil 3:** Temel frekans yansıtıcısı

### 3. Frekans Çarpıcının Gerçeklenmesi

Benzetim yazılımı kullanılarak yapılan eniyileme çalışmalarının sonucunda elde edilen frekans çarpıcı devresinin son hali Şekil 4'te verilmiştir. Girişte ikinci ve üçüncü derece harmonikleri çıkışta ise temel frekanstaki sinyali ve ikinci derece harmoniği yansıtmak için yansıtıcılar devreye yerleştirilmiştir. Giriş ve çıkış

önbesleme hatlarında RF sinyalin DC kaynağa sızmasını önlemek amacı ile RF durdurma bobinleri (choke) ile girişteki ve çıkıştaki DC voltajı engellemek amacı ile DC blok sığaçları devreye yerleştirilmiştir. Devrenin benzetimleri, çarpıcının 203µm kalınlığında RO4003 altlık üzerine ( $\varepsilon_r$ =3.38, tan $\delta$ =0.0027, t=35 µm) mikroşerit hat tekniği ile gerçekleneceği göz önünde bulundurularak, Agilent-Advaced Design System (ADS2006A) programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devrede, daha önce belirtildiği gibi ikinci ve üçüncü derece harmoniklerin yansıtılması amacı ile ile çeyrek dalgaboyu açık devre mikroşerit iletim hattı saplamalar tasarlanmıştır. Temel frekans yansıtıcısı ise Coilcraft firmasının yüzeye monteli, 201 paket bobinleri ve Vishay firmasının yüzeye monteli, ince film sığaçları kullanılarak tasarlanmıştır. Devredeki RF durdurma bobinleri ve DC blok sığaçları olarak, yine yukarıda bahsedilen yüzeye monteli elemanlar kullanılmıştır.



Şekil 4: Frekans çarpıcı devresinin eniyileme sonrası şematik gösterimi

Benzetim sonucunda elde edilen eleman değerleri ve mikroşerit hat uzunlukları ile Şekil 5a'da gösterilen X bant aktif frekans üçe çarpıcı serimi ASELSAN A.Ş. baskı devre laboratuarında gerçeklenmiştir. Şekil 5b'de, frekans çarpıcının üzerine elemanlar monte edildikten ve konektörleri takıldıktan sonraki görünümü verilmiştir.



Şekil 5: (a)Frekans çarpıcı serimi (b) Frekans çarpıcının devre elemanları ile beraber son hali

### 4. Gerçeklenmiş Frekans Çarpıcının Ölçüm Sonuçları

Üretilen frekans çarpıcı performansı, Agilent Technologies E4440A PSA serisi spektrum analizör, Agilent Technologies E8267D PSG vektör sinyal üreteci ve Agilent Technologies E3631A DC güç kaynakları kullanılarak ölçülmüştür. Sinyal kaynağının çıkışı 3100–3233 MHz frekans aralığında değiştirilmiş ve spektrum analizör ile 10–18000 MHz frekans aralığına bakılmıştır. Ölçüm sonucu Şekil 6' da verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, çıkışta temel frekanstaki sinyal seviyesi dışında, simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları birbirleriyle örtüşmektedir.



Şekil 6: Ölçüm ve benzetim sonuçları; karşılaştırma amaçlı olarak aynı ölçekte verilmiştir.

Temel frekanstaki sinyalin seviyesinin farklı olmasının nedeni çıkışta kullanılan temel frekans yansıtıcısının bandında meydana gelen kaymadır. Üretilen frekans çarpıcının üçüncü derece dönüşüm kazancı bant içerisinde - 1.3dB ile -3 dB arasında değişmektedir. İkinci ve dördüncü derece harmonik seviyeleri üçüncü derece harmonik seviyesinden yaklaşık 23 dB aşağıdadır, beşinci derece harmonik seviyesi ise yaklaşık 15 dB aşağıdadır.

### 5. Sonuç

Bu çalışmada aktif frekans üçe çarpıcı devre tasarım, üretim ve ölçüm sonuçları sunulmuştur. Temel kuramsal modelden başlayarak, benzetim yazılımları ile tasarım çalışması yapılmış ve ölçüm sonuçları ile tasarım yöntemi doğrulanmıştır. Elde edilen frekans üçe çarpıcıda istenilmeyen sinyallerin frekansı üçüncü derece harmonik frekansından oldukça uzakta olduğu için, üretilen aktif frekans üçe çarpıcı, çıkışında bir bant geçiren filtre ile, pek çok X bant uygulamalarında kullanılabilir.

### <u>Kaynaklar</u>

[1]: Thomas, D., Jr., "Active and passive RF and microwave frequency multipliers", Ph.D., University of California, 1998.

[2] Johnson, J., "Theory and design of active microwave frequency multipliers", Ph.D. dissertation, University of California, Davis, 2004.

[3]: Kevin So(Carleton University), "A Novel 19 to 38GHz MMIC CPW Balanced Frequency Multiplier", 2004 [4]: Mima, J.P. and Branner, G.R., "Microwave frequency tripling utilizing active devices," 42<sup>nd</sup>. Midwest

Symposium on Circuits.and Systems.(Cat.No.99CH36356.), vol. 2 pp. 1048-1051, 1999

[5] Maas, S. A., Nonlinear microwave circuits / Norwood: Artech House, 2003.

# X-Bandında Dairesel Oyuklu Dalga Kılavuzu Osilatörü Kullanılarak Mesafe Ölçümü

Sevinç Aydınlık Bechteler, Thomas F. Bechteler\*, Saygın Bildik

İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Urla, İzmir sevincaydinlik@iyte.edu.tr, sayginbildik@iyte.edu.tr

> \*İzmir Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü Konak, İzmir thomas.bechteler@izmir.edu.tr

Özet: 8 – 12 GHz frekans bandında, FDTD metodu kullanılarak yapılan oyuklu rezonatör simülasyonlarına dayanılarak, önce oyuklu rezonatör gerçekleştirilmiştir. Bu rezonatörün içerisine Gunn eleman yerleştirilerek, oyuklu osilatör elde edilmiştir. Bu osilatör ve satın alınan mikser, lokal osilatör ve gerçekleştirilen filtre kullanılarak, mesafe ölçümünde kullanılacak heterodin sistem elde edilmiştir. Çalışmalar, rezonans frekans değerlerinin bilgisayar ortamına gönderilmesi ve mesafe olarak değerlendirilmesi doğrultusunda devam etmektedir.

## 1 Giriş

Oyuklu rezonatör, kendisini oluşturan paralel plakaların tamamen açık olması ve dolayısıyla içerisine düzlemsel malzemeler konulmasına olanak sağlaması nedeniyle X-bandında mesafe ve dielektrik ölçümleri yapmak üzere tercih edilmiştir. Bu rezonatör içerisinde yayılabilen modlar, frekans spektrumları, uyarma şekilleri X- ve Kabandlarında incelenerek makalelerde yayınlanmıştır [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9].

Bu çalışmada rezonatörün önce sayısal simülasyonları FDTD metodu kullanılarak yapılmıştır. Burada amaç, mesafe ölçümüne olanak veren rezonans spektrumunu destekleyecek en uygun rezonatör boyutlarını bulmaktır. Bu da rezonatör içerisinde arzu edilen X-bandında temiz ve net spektumu elde etmek ile mümkün olmuştur. Simülasyonlarda hücre boyutları 0.25 mm, zaman adımı ise 0.433 ps olarak alınmıştır. Frekans domeninde 35 MHz'lik çözünürlük gözlem süresini 28.5 ns yaparak elde edilmiştir [8]. Simülasyon sonuçlarına göre oyuklu rezonatör aşağıdaki boyutlarda gerçekleştirilmiştir. Mekanik olarak gerçeklemede hata  $\pm 0.05$  mm olarak belirlenmiştir.

Tablo 1: Gerçekleştirilen Oyuklu Osilatöre ait Mesafeler ve Boyutları

| Ortalama oyuk çapı: | D = 60  mm                | Oyuk derinliği:        | d = 5  mm                 |
|---------------------|---------------------------|------------------------|---------------------------|
| Oyuk genişliği:     | $w=15~\mathrm{mm}$        | Plakalar arası mesafe: | h = 13, 14 ve $15  mm$    |
| Plaka 1 boyutu:     | $200\times 200~\rm{mm^2}$ | Plaka 2 boyutu:        | $200\times 200~\rm{mm^2}$ |

## 2 Dairesel Oyuklu Dalga Kılavuzu Osilatörü

Gerçekleştirilen oyuklu rezonatör içerisine Şekil 1'de gösterildiği gibi Gunn eleman yerleştirilerek oyuklu osilatör elde edilmiştir. Uyarımlar dairesel olarak gümüş bir tel vasıtası ile yapılmıştır. Dairesel uyarımın çapı 10 mm ve telin kalınlığı 0.5 mm'dir [9]. Uyarma telinin bir ucu Gunn ile kontak halindedir. Diğer ucu ise SMA konnektör vasıtası ile, gerçekleştirilen T-bias devresine gitmektedir. T-bias devresi, Gunn elemana gerekli olan DC besleme ile osilatörde elde edilen AC işareti ayırmaktadır.



Şekil 1: Gerçekleştirilen oyuklu rezonatör ve osilatörün fotoğrafi

Pasif rezonatörün ve aktif osilatörün rezonans spektrumları üç değişik plakalar arası mesafe için Network Analizatör ve Spektrum Analizatör kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 2'de bu spektrumlar verilmiştir. Gunn elemanın sadece negatif iletkenlik özelliği olmayıp, ayrıca kapasitif veya endüktif özellik göstermesi neticesinde, rezonans spektrumlarına etkisi 25 MHz ile yaklaşık 80 MHz'lik kaymalar şeklinde olmuştur. Aktif osilatörün h = 15 mm lik plakalar arası mesafe için Spektrum Analizatörde gözlemlenen frekans spektrumu Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 2: Pasif rezonatör ile aktif osilatörün rezonans spektrumları



Şekil 3: Gerçekleştirilen oyuklu rezonatörün h = 15 mm'lik plakalar arası mesafe için elde edilen frekans spektrumu

## 3 Heterodin Sistem

Gerçekleştirilen Gunn oyuklu osilatör, T-bias devresi, alçak geçiren filtre ve satın alınan karıştırıcı, lokal osilatör, frekans sayıcı kullanılarak oluşturulan heterodin sistem Şekil 4'de gösterilmiştir. Gunn osilatörün plakaları arasındaki mesafeye bağlı olarak elde edilen rezonans spektrumu ve dolayısıyla rezonanstaki kaymalar karıştırıcı ve lokal osilatör aracılığı ile 2.5 GHz'in altına düşürülür. Olası yüksek frekans gürültü etkilerini yok etmek üzere, mikroşerit bir alçak geçiren filtre gerçekleştirilerek, karıştırıcı çıkışına yerleştirilmiştir. Plakalar arasındaki mesafeye bağlı olarak elde edilen rezonans frekansları, frekans sayıcı ile okunmaktadır. Frekans sayıcıda okunan bilgilerin değerlendirilmesi ve mesafe bilgisine çevrilmesi için bilgisayar bağlantısı yapılmıştır.



Şekil 4: Mesafe ölçümünde kullanılmak üzere gerçekleştirilen heterodin sistem

Tablo 1'de boyutları verilen rezonatörün ve dolayısıyla osilatörün mesafe ölçümünde kullanılıp kullanılamayacağını belirlemek üzere, simülasyonlarda plakalar arası *h* mesafesi belirli adımlarda değiştirilerek rezonans frekanslarındaki kaymalar kaydedilmiştir. Mesafeye bağlı olarak elde edilen rezonans frekansları Şekil 5'teki mesafe-frekans grafiğine aktarılmıştır. Bu noktalardan yararlanıp, toplam hata en az olacak şekilde interpolasyon yapılarak mesafe bulmada kullanılacak doğru elde edilmiştir. Gerçekleştirilen ve ölçüm yolu ile elde edilen pasif rezonatöre ve aktif osilatöre ait olan mesafe-frekans noktaları ve interpolasyon eğrileri de aynı şekilde karşılaştırmalı olarak çizilmiştir. Pasif rezonatör ve aktif osilatör eğrileri arasındaki eğim ve dolayısıyla frekans farklılaşmaların, daha önceden de belirtildiği üzere Gunn elemanının sadece negatif iletkenlik değil kapasitif ya da endüktif bir etki göstermesinden kaynaklandığı düşünülmektedir.



Şekil 5: Simülasyonu yaplan, gerçekleştirilen ve ölçüm yolu ile elde edilen pasif rezonatöre ve aktif osilatöre ait olan mesafe-frekans noktaları ve interpolasyon eğrileri

## 4 Sonuç

Oyuklu dalgakılavuzu rezonatörü ve Gunn eleman kullanılarak yeni bir osilatör elde edilmiştir. Bu osilatörün rezonatör plakalarının birbirinden ayrık olmasından faydalanılarak mesafe ölçümünde kullanılabileceği düşünülmüştür. Bu amaçla X-bandında heterodin bir sistem kurulmuştur. Sistemden elde edilen frekans değerleri bilgisayar aracılığı ile mesafe bilgisine dönüştürülmüştür. Bu adımdaki çalışmalar halen devam etmektedir.

## Teşekkür

Bu çalışmalar TÜBİTAK tarafından 106E100 nolu proje kapsamında desteklenmektedir.

## Referanslar

- [1] F. J. Tischer: "The Groove Guide, a Low Loss Waveguide for Millimeter Waves", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techn.*, vol.11, no.9, Sep. 1963, pp. 291–296.
- [2] J. W. E. Griemsmann: "The Groove Guide", *The Symposium on Quasi Optics*, Polytechnic Institute of Brooklyn, Jun. 1964, pp. 565–578.
- [3] A. A. Oliner, P. Lampariello: "The Dominant Mode Properties of Open Groove Guide: An Improved Solution", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.33, no.9, Sep. 1985, pp. 755–763.
- [4] M. Fernyhough, D. V. Evans: "Full Multimodal Analysis of an Open Rectangular Groove Waveguide", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.46, no.1, Jan. 1998, pp. 97–107.
- [5] A. A. Vertiy, S. P. Gavrilov, A. S. Aydınlık, S. R. Samedov: "Circular Groove Shaped Resonator for Millimeter Waves", *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 17, no. 10, October 1996, pp.1613– 1637.
- [6] A. Sevinç Aydınlık Bechteler: "Design, Simulation and Experimentation of a Semi-Symmetrical Groove Guide Resonator in Millimeter Wave Band", Ph.D. Thesis, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, July 2003.
- [7] A. S. Aydınlık Bechteler, L. Sevgi: "Millimeter Waveband SemiSymmetrical Groove Guide Resonators", *IEEE Microwave Magazine*, no.9, pp.51–60, 2004.
- [8] Thomas F. Bechteler: "Analysis of Excitations for a Groove Guide Resonator at 10 GHz by means of the FDTD Method", *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol.26, no.6, pp. 819–830, 2005.
- [9] Thomas F. Bechteler, Alp Kuştepeli, Sevinç Aydınlık Bechteler: "Design of coupling structures for groove guide resonators", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.50, no.5. pp. 1406–1410, 2008.

# Minyatür Bağlaç ve Güç Bölücü Yapıları

Hakan Korkmaz<sup>1</sup>, Şimşek Demir<sup>2</sup>, Bülent Şen<sup>1</sup>

 <sup>1</sup> Aselsan A.Ş.
 <u>hkorkmaz@aselsan.com.tr</u>, <u>bsen@aselsan.cm.tr</u>
 <sup>2</sup> ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü simsek@metu.edu.tr

Özet: RF ve mikrodalga devre tasarımında çeşitli bağlanma oranlarında bağlaçlar ve güç bölücülerine gereksinim duyulmaktadır. Özellikle de güç yükselteçlerde paralelleme yapmak için, dengeli yapılarda 90°, 3 dB güç bölmek için kullanılmaktadır. Güç bölücü ve bağlaçların ise boyutlarının tasarım aşamasında küçük olması önem kazanmaktadır. Bu çalışmada bu amaçlara yönelik çeşitli minyatür bağlaç ve güç bölücü yapıları benzetim ve ölçüm sonuçları ile birlikte sunulmaktadır.

### 1. Giriş

RF ve mikrodalga frekanslarında kullanılan mikroşerit bağlaç ve güç bölücüleri bağlı (coupled) hatlar, dallanan hatlı (branchline) bağlaç, çift yüzlü dağıtımsal hatlarla yarıklı bağlaçlar gibi çeşitli şekillerde gerçeklenmekte ve kullanılmaktadır.

Bu çalışmada ilk olarak düşük frekanslarda büyük alan kaplayan dallanan hatlı bağlaç yapısının minyatürize edilmesi ile 1 GHz'te gerçeklenen yapılar sunulmaktadır. Bunun için iki yöntem kullanıldı. İlk yöntemde dallanan hatlı bağlaçta kullanılan  $\lambda/4$  hat yerine daha kısa hat ve uç noktalarında şant sığaçlar kullanıldı. İkinci yöntemde ise  $\lambda/4$  hat yerine birisi  $\lambda/4$ 'ten uzun, diğeri  $\lambda/4$ 'ten kısa iki paralel hat kullanılarak ve uzun hat iç kısımda kıvrımlar oluşturarak gerçeklendi [1]. İkinci olarak çift yüzlü yarıklı bağlaç yapısı [2] gerçeklendi. Üçüncü olarak 100-500 MHz geniş bandında bağlanma oranı bant boyunca -40±0.5 dB olan bağlaç, bağlı hatlar ve toplu devre elemanları ile gerçeklendi. Son olarak da çift yüzlü yarıklı bağlaç yapısı kullanılarak eşit olmayan oranlarda güç bölümü sağlayan güç bölücü yapısı gerçeklendi ve sonuçları ile birlikte sunuldu.

## 2. Bağlaç ve Güç Bölücü Yapıları Benzetim ve Ölçüm Sonuçları 2.1. Minyatür Dallanan Hatlı Bağlaç

Dallanan hatlı bağlaçta kullanılan  $\lambda/4$  hat yerine Şekil-1'deki gibi iki farklı yöntem ile eşlenik devreler oluşturuldu. Tek  $\lambda/4$  hattın ABCD parametreleri yeni oluşturulan daha kısa hat ve uçlarında şant sığaç devresi ABCD parametrelerine ve birisi  $\lambda/4$ 'ten kısa, diğeri uzun olan paralel hatlı devre ABCD parametrelerine eşitlenerek bilinmeyen C,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  değerleri hesaplandı. Hesaplanan bu değerler Agilent ADS'te doğrusal ve EM benzetimlerde kullanıldı ve optimize edildi. Taban malzemesi olarak RO4003 (h=0.5mm) kart kullanıldı. Boyut olarak  $\lambda/4$  hatlar kullanılarak gerçeklenen dallanan hatlı bağlaç 1 GHz frekansında 50x50 mm yer kaplamaktadır. Bu minyatür bağlaç çalışması ile boyular 30x30 mm olarak gerçeklendi. Yaklaşık olarak %60 küçülme sağlandı.

Şekil-2 ve Şekil-3'te iki yöntemin benzetim ve ölçüm sonuçları sırasıyla verilmiştir.





### Şekil-1: Dallanan hatlı bağlaçta kullanılan iki yöntemin eşlenik gösterimi

Şekil-2: Birinci yöntemin ölçüm sonuçları ve araya girme kaybı



Şekil-3: İkinci yöntemin ölçüm sonuçları ve araya girme kaybı

## 2.2. Çift Yüzlü Yarıklı Bağlaç

Mikroşerit hat üzerine çift yüzlü 3 dB yarıklı bağlaç gerçeklendi. Bu bağlaç ile gücün yarısı kartın diğer yüzüne aktarılmış oldu. Şekil-4'te gösterildiği gibi üst kat ile alt kat arasındaki bağlanma aradaki açıklık aracılığıyla sağlanmaktadır. Yarık kısmın büyüklüğü benzetim esnasında geriye dönme kaybı, bağlanma oranı, yalıtım gibi parametrelerin istenen değerlerde olması için optimize edildi. Şekil-5'te gerçeklenen yapının ölçüm sonuçları ve araya girme kaybı sunulmaktadır.





Eqn loss1=10\*log(pow(10,(db(S(2,1))/10))+pow(10,(db(S(4,3))/10))+pow(10,(db(S(1,1))/10))+pow(10,(db(S(6,5))/10))) Şekil-5: Çift yüzlü yarıklı bağlaç ölçüm sonuçları ve araya girme kaybı

## 2.3. 100-500 MHz Geniş Bantlı Bağlaç

Mikroşerit hatlar kullanılarak bağlı hatlarla tasarlanan ve gerçeklenen bağlaç yapısı 100-500 MHz geniş bandında 40 dB bağlanma oranı sağlamaktadır. Sadece bağlı hatlar kullanıldığında frekansa bağlı olarak frekans arttıkça artan bağlanma oranı elde edilmektedir. Bu çalışmada bağlı hatlara ilave olarak toplu devre elemanları kullanılarak bağlanma oranının frekansa bağlı değişimi düzleştirildi. Şekil-6'da bağlacın şematik ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır.



Şekil-6: 100-500 MHz geniş bantlı bağlaç şematik ve ölçüm sonuçları

### 2.4. Çift Yüzlü Yarıklı Güç Bölücü

Çift yüzlü yarıklı bağlaç bölümünde anlatılan yapının üzerinde yarık alanını değiştirilerek ve optimizasyon ile farklı oranlarda güç bölümü sağlandı. Geliştirilen 4 portlu yapının bütün portlarında istenen geriye dönme kaybı elde edildi. Şekil-7'de geliştirilen yapının geriye dönme kaybı ve güç bölüm oranları sunulmaktadır.



Şekil-7: Çift yüzlü yarıklı güç bölücü ölçüm sonuçları

### 3. Sonuç

Bu çalışmada ilk sunulan minyatür dallanan hatlı bağlaç yapılarında her iki yöntemde de istenen alansal küçülme sağlandı. Her iki yöntemde de 1GHz frekansında araya girme kaybı kabul edilebilir seviyede kalmaktadır. İkinci olarak sunulan çift yüzlü yarıklı bağlaç yapısı ölçüm sonuçlarına bakıldığında 3-6 GHz bandında istenen performans elde edildi. 6 GHz'ten sonra araya girme kaybı ciddi oranda artmaktadır. Yine bu çalşmanın devamı olan eşit olmayan oranlarda güç bölücü 2 GHz temel frekansında istenen geriye dönme kaybı ve güç bölümü elde edildi. Bu güç bölücü çalışması eşit olmayan güç bölümü gerektiren sistemlerde kullanılabilir. Üçüncü çalışmada ise 100-500 MHz geniş bandında oldukça düz bağlanma oranı olan bağlaç gerçekleştirildi. Bu çalışma ise güç yükselteçler de güç kontrolü amacıyla kullanılabilir.

## 4. Kaynaklar

 Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen, and Chih-Hung Tsai "Miniaturization of Microstrip Branch-Line Coupler With Dual Transmission Lines" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No.3, March 2008.
 Amin M. Abbosh and Marek E. Bialkowski "Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.55, No. 2, February 2007.

## Chebyshev Sayısal IIR Filtrelerin Genetik Algoritma Yardımıyla Tasarlanması

Turgay KAYA, Melih Cevdet İNCE Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Elazığ tkaya@firat.edu.tr, mcince@firat.edu.tr,

Özet: Chebyshev filtre tasarımında, istenen özellikleri sağlayacak filtre transfer fonksiyonunun pay ve payda katsayıları, artan filtre derecesine bağlı olarak hesaplanması zorlaşmaktadır. İstenen özellikleri sağlayacak filtre katsayılarının hatasız bir şekilde hesaplanması arzu edilen bir durumdur. Bu çalışmada, işlem karmaşasını ortadan kaldıran,her yeni isteğe göre değişen katsayı değerlerine sahip Chebyshev

Bu çalışmada, işlem karmaşasını ortadan kaldıran,her yeni isteğe göre değişen katsayı değerlerine sahip Chebyshev yaklaşımı ile tasarlanan IIR filtrelerde, Genetik Algoritma (GA) kullanımı önerilmiştir.

### 1. Giriş

IIR sayısal filtre tasarımında temel amaç, istenen özellikleri sağlayacak filtre transfer fonksiyonun pay ve payda katsayılarının hesaplanmasıdır [1],[2]. İstenen özellikleri sağlayacak filtre katsayılarının en az hata ile hesaplanması istenen bir durumdur. Chebyshev filtre yaklaşım yöntemiyle sayısal filtre tasarımında, öncelikle filtre karakteristiğini sağlayacak bir analaog filtre tasarlanmakta, daha sonra uygun bir dönüşüm yardımıyla (bilineer dönüşüm) analog filtreden sayısal filtre tasarımı yapılmaktadır [1],[3]. Tasarımda karşılaşılan işlem yükünden kurtulmak için farklı yöntemler önerilmiştir. Alternatif hesaplama yöntemi olarak, sezgisel hesaplama yöntemlerinden biri olan GA, hesaplamalardaki işlem yükünden kurtulmamızı sağlamıştır [4]. Yapılan uygulama yardımıyla istenen filtre katsayılarına ulaşmada başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

#### 2. Chebyshev IIR Filtreler

Chebyshev yaklaşımı kullanılarak tasarlanan filtreler, filtre genlik cevabının geçirme bandında dalgalanmaya veya değişime izin veren bir karakteristiğe sahiptirler [1]. Geçirme bandında ki bu dalgalanma Butterworth filtre yaklaşımı ile karşılaştırıldığında, aynı özellikleri sağlayacak filtre karakteristiğine göre daha düşük filtre derecesi, dolayısıyla daha düşük işlem yükü oluşturmaktadır. Bu özellik faz cevabında lineer olmayan bir davranış göstermektedir. Bu tür filtre tasarımında öncelikle, filtrenin geçirme ve durdurma bandı kesim frekans değerleri ile geçirme bandında izin verilen zayıflama değerleri istenmektedir. Bu değerlere göre filtrenin geçirme bandında izin verilen zayıflama değerleri istenmektedir. Bu değerlere göre filtrenin geçirme bandı içerisindeki kazanç değeri aşağıdaki formüle göre hesaplanmaktadır.

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-0.1a_g} - 1} \tag{1}$$

Filtrenin istenilen özellikleri sağlaması için gerekli filtre derecesi,

$$n_{c} = \frac{\cosh^{-1} \left[ \sqrt{(10^{-0.1a_{d}} - 1)/(10^{-0.1a_{g}} - 1)} \right]}{\cosh^{-1} (\omega_{d} / \omega_{g})}$$
(2)

ile hesaplanır. Hesaplanan filtre derecesinden sonra, filtre transfer fonksiyonunun kutup değerleri ile bu kutupların yerleri aşağıdaki denklemler yardımıyla hesaplanmaktadır [1].

$$D = \frac{\sinh^{-1}(\varepsilon^{-1})}{n_c}$$
(3)

$$\phi_m = \frac{\pi (2m+1)}{2n_c} \tag{4}$$

126

$$\sigma_{m} = -\sinh(D)\sin(\phi_{m})$$

$$\omega_{m} = \cosh(D)\cos(\phi_{m})$$
(5)

$$B_{1m} = -2\sigma_m$$

$$B_{2m} = \sigma_m^2 + \omega_m^2$$
(6)

Hesaplanan bu değerlere göre filtrenin transfer fonksiyonu, filtre derecesinin tek veya çift olmasına göre ilgili denklemde yerine yazılarak hesaplanmaktadır [1].

$$H_{C,n}(S) = \frac{(10^{0.05\alpha_g}) \cdot \prod_m (B_{2m})}{\prod_m (S^2 + B_{1m} \cdot S + B_{2m})}$$
m=0, 1, K, (n/2)-1 (n çift) (7)

$$H_{C,n}(S) = \frac{\sinh(D).\prod_{m}(B_{2m})}{(S + \sinh(D)).\prod_{m}(S^2 + B_{1m}.S + B_{2m})} \qquad \text{m=0, 1, K, } [(n-1)/2]-1 \quad (n \text{ tek})$$
(8)

Filtre genlik cevabı normalize edilmiş genlik cevabı olup, analog filtreden sayısal filtreye geçiş bilineer dönüşüm yardımıyla yapılmaktadır. Bilineer dönüşüm, analog filtre transfer fonksiyonunda s'li terimler yerine aşağıdaki ifade yazılarak yapılmaktadır [1], [3].

$$s=2/T[z-1/z+1]$$
 (9)

Sonuçta, elde edilen fonksiyon sayısal filtrenin giriş-çıkış ifadesini oluşturacak transfer fonksiyonunu (fark denklemi) vermektedir. Tasarımda karşılaşılan hesaplama güçlüğünü ortadan kaldırmak için geliştirilen yöntemlerden birisi GA'dır.

#### **3.** Genetik Algoritmalar

Sonuca farklı arama noktalarından yaklaşarak ulaşan GA, en iyinin korunması ilkesine dayanmaktadır. Sahip olduğu operatörler yardımıyla, başlangıçta rastgele değerlerden oluşan kromozomlar üzerinde işlemler yaparak sonuca ulaşmaktadır [5]-[8].

GA'lar ilk olarak başlangıç popülasyonu oluşturmakta, daha sonra bu kromozomların her biri GA'da özel çalışan tek birim olan uygunluk fonksiyonunda yerine yazılarak her bir kromozomun uygunluk değeri hesaplanmaktadır. Hesaplanan bu değerlere göre kromozom kendisini bir sonraki nesillerde bulundurabilecek veya ortadan kaybolacaktır. Uygunluk değeri iyi olan kromozomlar yeni nesilleri oluşturabilmek için kendi aralarında çaprazlama işlemine girmektedirler. Çaprazlama işleminde kromozomlar, sahip oldukları kodlama yöntemlerine göre farklı farklı çaprazlama işlemine uğramaktadırlar.

GA'nın diğer bir operatörü olan mutasyon işleminde ise, aramanın tek bir bölgede olmaması için seçilen kromozomun genleri kodlama yöntemine göre farklı bir mutasyon işlemine uğramaktadır. Basit bir GA çemberi aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 1. GA çemberi

Program içerisinde benzer işlemler, istenen genlik cevaplarını sağlayacak filtre transfer fonksiyonu katsayılarına yakınsayıncaya kadar devam etmektedir.

### 4. Geliştirilen Model Uygulamaları

Yapılan çalışmada, Chebyshev filtre tasarımı için istenilen özellikleri sağlayacak transfer fonksiyonunu oluşturacak kutup değerleri, GA için başlangıç popülasyonu olarak 0 ila 1 arasında rastgele değerlerden oluşturulmuştur [6]. Değer kodlanmış kromozomlar için bu durum aşağıda gösterilmiştir.

#### Kromozom 1: 0. 4321098765

#### Kromozom 2: 0. 5654321098

İstenen özellikleri sağlayacak filtrenin kutup değerlerine göre transfer fonksiyonu elde edilerek sağlaması gereken genlik cevapları çizdirilmiş ve bu değerler program için olması gereken değerleri oluşturmaktadır. Başlangıç popülasyonunda yer alan kromozom değerleri ise, uygunluk fonksiyonunda yerine yazılarak GA'nın bulmuş olduğu filtre genlik cevabı elde edilmiş, bu iki genlik cevabı karşılaştırılmıştır. Programda amaç, bu iki değer arasındaki farkı en aza indirebilmektir. Bu amaçla, değer kodlanmış kromozomlar kendi aralarında çaprazlama işlemine uğramaktadırlar. Çaprazlama işlemi, değer kodlanmış kromozomlar için rastgele seçilen iki kromozomun yine rastgele seçilen iki nokta üzerinden karşılıklı yer değiştirmesi şeklinde yapılmaktadır.

| 1. Kromozom | 0.4321098765          |
|-------------|-----------------------|
| 2. Kromozom | 0.5 6 5 4 3 2 1 0 9 8 |
| 1 Kromozom  | 0 1221008665          |

yapılan çaprazlama işlemi neticesinde ise,

| 1. Kromozom | 0.1321098665                   |
|-------------|--------------------------------|
| 2. Kromozom | 0.5 <b>7</b> 5432 <b>4</b> 098 |

şeklinde olmaktadır.

Çaprazlama işlemi sonrasında ortaya çıkan kromozom değerleri ile çaprazlama öncesindeki kromozom değerleri arasında uygunluk değerleri en iyi olan kromozomlar bir sonraki nesil için, yeni bir başlangıç popülasyonu oluşturmaktadır. GA içerisinde yer alan kromozomlar mutasyon işlemine girerken, herhangi bir kromozomun herhangi bir geni değişerek bu işleme uğramaktadırlar. GA için mutasyon işlemi aşağıdaki gibidir. Mutasyon öncesi:

|                   | 1. Kromozom | ↓<br>0.43 <b>2</b> 1098765 |
|-------------------|-------------|----------------------------|
| Mutasyon sonrası; | 1. Kromozom | 0. 43 <b>4</b> 1098765     |

Benzer işlemler istenen filtre karakteristiğini sağlayacak genlik cevabını oluşturacak transfer fonksiyonu katsayılarına yakınsayıncaya kadar devam ettirilmektedir. Program sonlandığında sonuç popülasyonu içerisindeki en iyi kromozom değeri istenilen özellikleri sağlayacak filtre transfer fonksiyonu kutup değerlerini temsil edecektir. Bu değerlere göre filtre transfer fonksiyonu ve dolayısıyla filtre genlik cevabı elde edilecektir. Program, Tablo 1'deki başlangıç değerleri ile alçak geçiren filtre türü için çalıştırılmıştır.

Tablo 1. Alçak geçiren filtre uygulaması için başlangıç şartları.

| Geçirme bandı dalgalanması    | -1 (dB)  |
|-------------------------------|----------|
| Durdurma bandı zayıflaması    | -60 (dB) |
| Popülasyon sayısı             | 12       |
| Generasyon sayısı             | 300      |
| Mutasyon oranı                | 1/1000   |
| Filtre türü                   | AG       |
| Geçirme bandı kesim frekansı  | 1000 Hz  |
| Durdurma bandı kesim frekansı | 5000 Hz  |
| Örnekleme frekansı            | 50000Hz  |

Programdan elde edilen sonuçlara göre filtre genlik cevabı Şekil 2'deki gibidir.



Şekil 2. Alçak Geçiren filtre genlik cevabı

## 5. Sonuçlar ve Öneriler

MATLAB'da yapılan bu çalışmada Chebyshev IIR sayısal filtreler GA kullanılarak tasarlanmışlardır. Tasarımda karşılaşılan hesaplama zorlukları, geliştirlen program yardımıyla ortadan kaldırılmıştır. Kullanılan GA ile farklı noktalardan değerler üretilerek sonuca ulaşılmış ve bulunan sonuçlar, programın her çalıştırılmasında farklı olmasına rağmen istenen genlik cevabına yaklaşmada başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Bu sonuç yardımıyla filtre tasarımında tek bir eleman değerine bağımlılık ortadan kaldırılmış, farklı eleman değerleri ile istenen özelikleri sağlayacak filtre transfer fonksiyonuna ulaşma imkânı sağlanmıştır.

#### 6. Kaynaklar

[1]. Thede L., Analog and Digital Filter Design, Prentice Hall., New Jersey, 1996.

[2]. Yavuz O., Yıldırım T., "Chebyshev Filtre Parametrelerinin Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Hesaplanması," 12. Elektrik-Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal Mühendisliği 12. Ulusal Kongre ve Sergisi, 2007, Eskişehir, Türkiye, s.347-350.

[3]. Schlichthatle, D., Digital Filters Basics and Design, Springer, Germany, 2000.

[4]. Lee A., Ahmedi, M., Jullien, G.A., Miller, W.C., Lashkar, R.S., "Digital Filtre Design Using Genetic Algorithm" IEEE, 1998, s.34-38.

[5]. Mitchell T.M., Machine Learning, MIT Pres and The McGraw-Hill Comparies, Singapore, 1997.

[6]. Nabiyev, V.V., Yapay Zeka, Seçkin Yayıncılık, Ankara, 2005.

[7]. Karaboğa, N. ve Çetinkaya, B. "Genetik Algoritma Tabanlı Adaptif Sistem Modelleme", 2007, IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, s.1-4.

[8]. Suckley, D., "Genetic Algorithm in the Design of FIR Filters", 1991, IEE Proceedings, s.234-238.

## Silindirik Eş-düzlemli Dalga Kılavuzlarının Analizi ve Gerçeklenmesi

Volkan AKAN<sup>1</sup>, Mehmet DUYAR<sup>2</sup>, Erdem YAZGAN<sup>3</sup>, Mehmet BAYRAK<sup>4</sup> <sup>1</sup>TUBITAK UZAY, Uydu Teknolojileri Grubu, ODTU, Ankara, volkan.akan@uzay.tubitak.gov.tr <sup>2</sup>T.C. Sanayi Bakanlığı, Sanayi Genel Müdürlüğü, Ankara, <sup>2</sup>mduyar@gmail.com <sup>3</sup>Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü, Beytepe, Ankara, yazgan@hacettepe.edu.tr <sup>4</sup>Selçuk Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü, Konya, mbayrak@selcuk.edu.tr

Özet: Bu çalışmada Silindirik Eş-düzlemli dalgakılavuzlarının (SEDK) analitik, nümerik analizleri ve bu yapıların gerçeklenmesi ile elde edilen deneysel sonuçlar sunulmaktadır. Çalışılan bu iletim hatlarının TEM modundaki karakteristik parametreleri tatmin edici hassasiyet sağlayan ve Bilgisayar Destekli Tasarım (BDT) programları için kapalı formda çözümler sunan Konformal Dönüşüm Teknikleri (KDT) kullanılarak elde edilmiştir. Analitik sonuçlar ticari bir benzetim aracı yardımıyla simüle edilmiş ve elde edilen sonuçlar analitik olarak elde edilenlerle karşılaştırılmıştır. Daha sonra bu iletim hatlarının prototipleri üretilmiş ve deneysel olarak karakteristik empedansları ölçülmüştür. Elde edilen analitik, nümerik ve deneysel sonuçların birbirleri ile uyum içerisinde olduğu gözlenmiştir.

#### 1. Giriş

Son yıllardaki çalışmalarda farklı düzlemlere adapte edilmiş iletim hatlarına ilginin arttığı görülmektedir. Bu tipteki iletim hatları hava araçlarında, füzelerde, mobil haberleşme araçlarındaki uygulamalarda bilinen düzlemsel gerçeklemelerin uygun olmadığı eliptik ve silindirik hacimleri çepeçevre saran anten besleme ve uyumlandırma devrelerinde rahatlıkla kullanılmaktadırlar [1,2]. Bugüne kadar farklı düzlemler üzerinde oluşturulan iletim hatlarının karakteristik parametrelerini hesaplamak amacıyla çeşitli çalışmalar yapılmıştır [1-5]. Bu bildiride ise karakteristik parametreleri KDT ile elde edilmiş SEDK'ların ticari bir simülatörün benzetim sonuçları ile karşılaştırıldıktan sonra prototipi üretilerek karakteristik empedans ölçümü ile deneysel olarak doğrulanmaya çalışılmıştır.

### 2. SEDK'nın Karakteristik Empedans ve Etkin Dielektrik Sabitinin Hesaplanması

SEDK'nın kesiti ve fiziksel değişkenleri Şekil-1'de görülmektedir. Hattın karakteristik empedans ve etkin dielektrik değerleri şu şekilde hesaplanabilir:

$$C_T = C_{01} + C_{03} + C_d \tag{1}$$

burada  $C_0$  ve  $C_d$  kapasiteleri sırasıyla birim uzunluktaki serbest uzay ve dielektrik katmandan kaynaklanan kapasiteleri ifade etmektedir. Serbest uzay kapasite ilişkisi şöyle yazılabilir:

$$C_{01} = C_{03} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k_0)}$$
(2)

Benzer olarak dielektrik katmandan kaynaklanan kapasite

$$C_d = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1)\frac{K(k_d)}{K(k_d)}$$
(3)

şeklinde ifade edilebilir. Son olarak ise etkin dielektrik ve karakteristik empedans ifadeleri yazılabilir.

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{C_T}{C_0} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \tag{4}$$

Burada q dolum faktörünü göstermek üzere

$$q = \frac{1}{2} \frac{K(k_d) K(k_0)}{K(k_d) K(k_0)}$$
(5)

şeklinde ifade edilmektedir ve karakteristik empedans ilişkisi

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_0)}{K(k_0)} \tag{6}$$

şeklinde yazılabilir. Buradaki mod k0 ve mod kd [6]'daki gibi hesaplanabilir. Buna göre elde edilen karakteristik empedans değerlerinin karşılaştırılması Şekil 2'de verilmiştir.

IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ, AKDENIZ UNIVERSITESI, EKIM 2008, ANTALYA



Şekil 1 SEDK'nın kesiti.

### 3. 100Ω'luk SEDK Hattının Deneysel Ölçüm Sonuçları

Üretimi gerçekleştirilen SEDK'nın karakteristik empedansını deneysel olarak belirlemek için TDR (Time Domain Reflectometry) yöntemi kullanılmıştır. Elde edilecek sonuçları daha belirgin hale getirmek için iletim hatlarının sonu açık devre olarak bırakılmıştır. Ayrıca giriş sinyali olarak verilen adım vurunun (step-pulse) yükseliş zamanı (rise-time) çözünürlüğü yükseltmek için 44.856ps (pico second) seçilmiştir. VNA (Vector Network Analyzer) üzerinde ayarlanan zaman düzlemindeki sinyal, frekans düzleminde 12MHz-10GHz'lik arası bandı içermektedir. Buna göre Şekil 1'deki yapı (teflon içi boş) için elde edilen zaman düzlemindeki sinyal Şekil 3'de görülmektedir. Elde edilen karakteristik empedans değerleri ise Şekil 4'de Smith Chart üzerinde gösterilmektedir. 1 ve 2 numaralı işaretçiler hattın başlangıç ve bitiş noktasını ifade ederken 2 numaralı işaretçi den sonra açık devreye geçiş başlamakta ve daha sonra yansıma katsayısı bire ulaşmaktadır. Birden hemen önceki yükseliş ise SMA konektörden iletim hattına olan geçişi ifade etmektedir. Burada bu konektörün karakteristik empedansının 50 ohm olduğu ve dolayısıyla yanışımanın yaklaşık sıfır olduğu kolaylıkla görülmektedir. İletim hattı boyunca yansıma katsayısı yaklaşık olarak 0.337'dir. Buna göre iletim hattının karakteristik empedans değerlerle uyum içerisindedir.



Şekil 3 SEDK için deneysel olarak elde edilen zaman düzlemindeki sinyal.



Şekil 4 SEDK için deneysel olarak elde edilen karakteristik empedans değerleri.

### 4. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırmalar Kurumu (**TUBITAK**) tarafından **EEEAG-105E022** nolu proje kapsamında desteklenmiştir.

### Kaynaklar

[1] N. Dib and A. Omar, "Dispersion analysis of multilayer cylindrical tranmission lines containing magnetized ferrite substrates," IEEE Trans. Microwave Tech., vol. 50, No.7, pp.1730-1736, July 2002.

[2] M. Duyar, V. Akan, E. Yazgan and M. Bayrak, "Analyses of Elliptical Coplanar Coupled Waveguides and Coplanar Coupled Waveguides with Finite Ground Width," IEEE Trans. Microwave Tech., vol. 54, No.4, pp.1388-1395, April 2006.

[3] V. Akan and E. Yazgan, "Quasistatic TEM Characteristics of Multilayer Elliptical and Cylindrical Coplanar Waveguides", Microwave Opt. Tech. Lett., Vol. 42, No.4 pp.317-322., Aug. 2004.

[4] E. Yazgan and V. Akan, "Conformal Mapping Techniques", Encyclopedia of Rf and Microwave Engineering, Vol. 1, John Wiley & Sons, 2005.

[5] C. Karpuz, M. Duyar and A. Görür, "Analysis of Cylindrical Conductor-Backed Coplanar Waveguides", Microwave Opt. Tech. Lett., vol.27, No:2, pp.: 144-146, Oct. 2000.

[6] H-C. Su, and K-L. Wong, "Quasistatic solutions of cylindrical coplanar waveguides," Microwave and Optical Technology Lett., vol.14, no.6, pp.347-351, 1997.
# Güç Yükselticilerde Davranışsal Modelleme ile Arakipleme Bozulumunun Modellenmesi

A. Hayrettin YÜZER<sup>(1),(2)</sup>, Şimşek DEMİR<sup>(1)</sup>
(1)Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Müh.
(2) Zonguldak Karaelmas Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Müh.
yuzer@metu.edu.tr, simsek@metu.edu.tr
Tel:(312) 2102340-2102354, Faks:(312)2102304

Özet: Bu çalışmada arakipleme bozulumunun bakışımsızlığının modellenmesi amaçlanmıştır. Bakışımsızlığın modellenebilmesi için genel üssel seri açılım modelinde bazı düzenlemeler/eklemeler (zaman gecikmesi eklemesi) yapılmış ve bilgisayar ortamında tasarlanan bir devre, benzetim sonuçlarına göre her iki yöntemle de modellenmiştir. Yeni modelin üssel seri açılım modelinden daha az hata verdiği gösterilmiştir.

### 1. Giriş

Davranışsal modelleme, devrenin iç yapısı ile ilgilenmeksizin sadece giriş ve çıkış işaretleri arasındaki matematiksel etkileşimin ifadesinin verilmesi ile yapılmaktadır. Bir güç yükselticinin matematiksel modellenmesinde kullanılabilecek yöntemlerden bir tanesi üssel seri açılımıdır. Üssel seri açılımı (1)'de verildiği gibi tanımlanmaktadır.

$$V_{0}(t) = a \times V_{i}(t) + c \times V_{i}^{3}(t) + e \times V_{i}^{5}(t), \qquad (1)$$

yukarıdaki denklemde  $V_i(t)$  zamana bağımlı giriş işaretini,  $V_o(t)$  ise zamana bağımlı çıkış işaretini göstermektedir. İki tonlu bir giriş işareti ve bu işarete karşılık (1)' de verilen matematiksel modelden elde edilecek sistem cevabı (2)'de verilmiştir. f<sub>3</sub> frekansında oluşan arakiplemede bozulum  $V_{IMDL}$  ve f<sub>4</sub> frekansında oluşan arakiplemede bozulum  $V_{IMDU}$  olarak (3) ve (4) te verilmiştir. Giriş ve çıkış işaretlerinin frekans uzayı gösterimi ise Şekil **1**'de verilmiştir.

$$V_{i}(t) = V_{1} \cos \omega_{1} t + V_{2} \cos \omega_{2} t$$
  

$$V_{o}(t) = a(V_{1} \cos \omega_{1} t + V_{2} \cos \omega_{2} t) + b(V_{1} \cos \omega_{1} t + V_{2} \cos \omega_{2} t)^{2} +$$
(2)

$$V_{\rm IMDL} = \frac{3}{4} c V_1^2 V_2 + e \frac{5}{4} \left[ V_1^4 V_2 + \frac{3}{2} V_1^2 V_2^3 \right]$$
(3)

$$V_{\rm IMDU} = \frac{3}{4} c V_2^2 V_1 + e \frac{5}{4} \left[ V_2^4 V_1 + \frac{3}{2} V_2^2 {V_1}^3 \right]$$
(4)



(a)

(b)

Şekil 1 (a) İki tonlu giriş (b) İki tonlu girişe karşı sistem cevabının frekans domeyni gösterimi

Güç yükseltici devresinde çıkış işaretinin daha önceki bir zamanda uygulanan giriş işaretinden etkilenmesi durumu "Hafiza Etkisi" olarak tanımlanmaktadır. Hafiza etkisi doğrusal olmayan güç yükselticilerinin çıkış işaretlerinde gözardı edilemeyecek kadar büyük etkiye sahip olabilmektedir. Frekans uzayı analizinde ise hafiza etkisi iki tonlu uyarmalı sistemlerde arakipleme bozulumunda bakışımsızlık (asimetri) olarak gözlemlenmektedir. Arakipleme bozulumundaki bakışımsızlık ise ön-bozulum (predistortion) devrelerinde hesaplanması gereken önemli bir parametredir. Bu nedenle arakiplemede bozulumun diğer bir deyişle hafiza etkisinin matematiksel modelinin çıkarılması gereklidir. (1)' de verilen GÜSA (Genel Üssel Seri Açılım) modeline göre Şekil 1' de gösterildiği gibi  $f_3$  ve  $f_4$  frekanslarında oluşan arakipleme bozulum vektörleri arasında bakışımsızlık vardır. Literatürde arakipleme bozulumunda bakışımsızlığın hesaplanabilmesi için farklı yöntemler geliştirilmiştir.

### 2. Arakiplemede Bozulum Bakışımsızlığı Hesaplama Yöntemleri

Literatürde geçen arakiplemede bozulum bakışımsızlığı hesaplama yöntemlerinden biri "Volterra Metodu" dur. 1936'da Vito Volterra tarafından ortaya atılan volterra metodu "Wiener" tarafından 1960 larda doğrusal olmayan devrelere uygulanabileceği belirtilmiştir[1]. Voltera metoduna göre giriş ve çıkış işaretleri arasındaki ilişkiyi gösteren matematiksel ifade (5)' te verilmiştir.

$$y_{o}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{1}(t-\tau_{1})x_{i}(\tau_{1})d\tau_{1} + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{2}(t-\tau_{1},t-\tau_{2})x_{i}(\tau_{1})x_{i}(\tau_{2})d\tau_{1}d\tau_{2}$$
(5)  
+
$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{3}(t-\tau_{1},t-\tau_{2},t-\tau_{3})x_{i}(\tau_{1})x_{i}(\tau_{2})x_{i}(\tau_{3})d\tau_{1}d\tau_{2}d\tau_{3}$$
(5)

yukarıdaki denklemde  $h_n$  ( $\tau_1$ , ...,  $\tau_n$ ) ifadesi n. dereceden Volterra Kernel'i veya n. dereceden dürtü yanıtı (impulse response) dır. Volterra Metodu yüksek doğrulukta sonuçlar vermesine rağmen hesaplama işlemlerinde kullanılan Volterra Kernel'lerin bulunması karmaşık işlemler içermektedir.

Wiener-Hammerstein süzgeçlerin frekans bağımlılığından faydalanarak Şekil 2' deki (3 kutu) modelini [2] geliştirmiştir. Modelde gösterilen F(•) doğrusal olmayan üssel seri açılım fonksiyonudur. "Wiener-Hammerstein modeli basit ve sade olmasına rağmen sadece kısa zamanlı hafıza etkisini modelleyebilmektedir"[3].

$$x(t) \longrightarrow H_1(f) \xrightarrow{v(t)} F(\bullet) \xrightarrow{w(t)} H_2(f) \longrightarrow y(t)$$

Şekil 2. Wiener-Hammerstein modeli

Ku [4] modeli Wiener-Hammerstein modelinin blok halinde paralel olarak birleşiminden oluşmaktadır. Daha geniş frekans bandında daha doğru sonuçlar elde edilmesine rağmen hesaplama adımları artmıştır.

### 3. Zaman Geciktirmeli Üssel Seri Açılım Modeli (ZÜSA)

Bu çalışmada üssel seri açılımı fonksiyonunda düzenlemeler/eklemeler yapılarak karmaşık olmayan bir model ile hafiza etkisi modellenmeye çalışılmıştır. Üssel seri açılımı fonksiyonundaki giriş işaretlerini ifade eden parametrelere eklenecek "zaman geciktirme" parametrelerinin frekans uzayı analizinde her frekansta farklı faz oluşturmasından faydalanılarak arakipleme bozulumunda bakışımsızlığın modellenebileceği öngürülerek zaman uzayı temelli yapılan üssel seri açılımı formülüne "zaman geciktirme" parametreleri eklenmiştir. Zaman geciktirme parametreleri eklendikten sonra oluşan matematiksel model (6)' da verilmiştir. ZÜSA' ya göre frekans uzayı analizinde oluşacak  $V_{IMDL}$  ve  $V_{IMDU}$  ise (7) ve (8)' de verilmiştir.

$$V_0(t) = aV_i(t - \tau_1) + cV_i^3(t - \tau_3) + eV_i^5(t - \tau_5)$$
(6)

$$V_{\rm IMDL} = \frac{3}{4} c V_1^2 V_2 \angle (-(2\omega_1 - \omega_2)\tau_3) + e \frac{3}{4} \left[ V_1^4 V_2 + \frac{3}{2} V_1^2 V_2^3 \right] \angle (-(2\omega_1 - \omega_2)\tau_5)$$
(7)

$$V_{\rm IMDU} = \frac{3}{4} c V_2^2 V_1 \angle (-(2\omega_2 - \omega_1)\tau_3) + e \frac{5}{4} \left[ V_2^4 V_1 + \frac{3}{2} V_2^2 V_1^3 \right] \angle (-(2\omega_2 - \omega_1)\tau_5)$$
(8)

Bu değişikliğin etkisinin benzetim yoluyla incelenebilmesi amacıyla ilk önce tek tabanlı mikrodalga tümleşik devre (MMIC) teknolojisi ile örnek bir güç yükselticisi bilgisayar ortamında tasarlanmıştır. Tasarım ADS2006 programı ile "ommic foundary" kullanılarak yapılmıştır. Daha sonra bu güç yükselticisinin davranışsal modeli olarak hem genel üssel seri açılımı modeli hem de zaman geciktirme parametresi içeren değiştirilmiş modeli çıkarılmış ve karşılaştırması yapılmıştır.

Güç yükseltici performansı 9-10 GHz arasında optimize edildikten sonra giriş-çıkış empedans uyumluluğu 10 dB den daha iyi, kazanç ise 9.8 dB  $\pm 0.3$  dB, P<sub>sat</sub> değeri 11.5 dBm ve çıkış P<sub>1dB</sub> değeri 6.5 dBm olmuştur. Güç yükselticinin kazancı ve giriş-çıkış empedans uyumluluk grafiği Şekil 3' te, arakipleme bozulumunda bakışımsızlığı ise Şekil 4'te gösterilmektedir.

#### 4. Katsayıların hesaplanması

(3) ve (4) numaralı denklemlerin çözülmesi ile GÜSA' ya ait "c" ve "e"katsayıları, (7) ve (8) numaralı denklemlerinin ölçüm sonuçlarıyla eşitlenerek çözülmesiyle de ZÜSA' ya ait "c", "e", " $\tau_3$ " ve " $\tau_5$ " katsayıları belirlenebilir. Bakışımsızlığın en belirgin olduğu durum olan V1=V2 durumu için (7) ve (8) denklemlerinin



Şekil 3. Güç yükselticisi a)kazanç ve b)giriş-çıkış empedans uyumluluğu grafikleri

vektörel olarak ifade edilmiş ve çözümü kolaylaştırmak için sade bir forma çevrilmiş ifadesi (9) ve (10)' da görülmektedir.



Şekil 4. Güç yükselticisinin arakipleme bozulumunda bakışımsızlığını gösteren çıkış sinyali spectral bileşenleri a) 50 mV giriş işaretinde temel frekans ve arakipleme bozulum bakışımsızlığı b) arakipleme bozulumunun giriş işaret büyüklüğüne bağlı değişimi

$$V_{\text{IMDL}} = x \angle (y_1) + z \angle (t_1)$$

$$V_{\text{IMDL}} = x \angle (y_2) + z \angle (t_2)$$
(10)

$$V_{IMDU} = x \angle (y_2) + z \angle (t_2)$$

$$V_{3} = -(2\omega_1 - \omega_2) T_{2} + v_2 = -(2\omega_2 - \omega_3) T_{3}$$

burada x = 
$$\frac{3}{4}$$
 cV<sub>1</sub><sup>3</sup>, z=e $\frac{25}{8}$ V<sub>1</sub><sup>5</sup>, y<sub>1</sub> = -(2 $\omega_1 - \omega_2$ ) $\tau_3$ , y<sub>2</sub> = -(2 $\omega_2 - \omega_1$ ) $\tau_3$ ,  
t<sub>1</sub> = -(2 $\omega_1 - \omega_2$ ) $\tau_5$ , t<sub>2</sub> = -(2 $\omega_2 - \omega_1$ ) $\tau_5$ .

Herbir ton için en yüksek değeri 10 mV, 30 mV, 50 mV ve 70 mV olacak şekilde 4 farklı voltaj seviyesi sisteme giriş işareti olarak uygulanmış ve genel üssel seri modeli ile zaman geciktirmeli üssel seri açılım modelleri elde edilmiştir. GÜSA ya ve ZÜSA' ya ait katsayılar Tablo 1'de verilmiştir. Her iki model için oluşan hatalar Şekil-1' de gösterilmiştir.

| GÜSA' ya ait katsayılar |                     |                    |         |                    | ZÜSA' ya ait katsayılar |                 |       |                |
|-------------------------|---------------------|--------------------|---------|--------------------|-------------------------|-----------------|-------|----------------|
| V                       | c <sub>gerçek</sub> | c <sub>sanal</sub> | egerçek | e <sub>sanal</sub> | с                       | $\tau_3$ (n sn) | e     | $\tau_5(p sn)$ |
| 0.01                    | -1.11               | 6.00               | -41.03  | -61.67             | -6.11                   | 0.155           | 24852 | -67.2          |
| 0.03                    | -1.09               | 5.95               | -44.79  | -49.10             | -5.93                   | 0.156           | 2652  | -66.4          |
| 0.05                    | -0.88               | 5.89               | -68.85  | -43.69             | 7.53                    | 0.105           | 1106  | -63            |
| 0.07                    | 0.03                | 5.57               | -125.58 | -24.21             | 8.19                    | 0.112           | 523   | -57.4          |

Tablo 1 Modelleme için bulunan katsayılar



verilen denkleme gere bulunmaktadır.

% büyüklük hatası = 
$$\frac{\text{Benzetim sonucu ölçülen değer - Hesapla bulunan değer}}{\text{Benzetim sonucu ölçülen değer}} \times 100$$
(11)

### 5. Sonuç

Bilgisayar ortamında benzetim yoluyla tasarlanan örnek bir güç yükseltici için genel üssel seri açılım modeli ile zaman geciktirmeli üssel seri açılım modelleri elde edilmiştir. Şekil 5' ten görüleceği gibi belirlenen giriş işaret seviyesi için zaman geciktirmeli modelin genel modele göre çok daha doğru sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Zaman geciktirmeli modelin katsayıları karmaşık matematiksel ifadeler kullanmaksızın eniyileme yöntemi ile bulunmuştur. Bu yüzden katsayılar için verilen başlangıç değerleri eniyileme sürecinde hızlı sonuç bulma açısından önemlidir. Her iki model için ayrı ayrı 4 giriş işaret seviyesi için her katsayıya ait 4 farklı değer bulunmuştur. Bu araştırmanın sonucunda ede edilen model belirli bir doğruluk seviyesinde yükseltici davranışını modellemektedir. Özellikle AM/PM bozulum yada diğer faktörleri de derlitoplu olarak ifade edecek formülasyon üzerine çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Böyle bir modelin geliştirilmesi doğrusallaştırma devrelerinin gerçekci tasarım ve benzetiminin yapılmasına olanak sağlamaktadır.

### Kaynaklar

- [1] John Wood, David E. Root, "Fundamentals of Nonlinear behavioral modeling for RF and Microwave Design", Artech House, 2005.
- [2] M. C. Jeruchim, P. Balaban ve K. S. Shanmugan, Simulation of Comnication systems, Kluwer, 2nd Edition 2000.
- [3] Wonhoon Jang, "Modelling asymmetric distortion in multichannel radio frequency comnication system", 2006.
- [4] H. Ku, M. Mckinley ve J. Kenney, "Extraction of accurate behavioral models for power amplifiers with memory effects using two-tone measurements," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 2002, s. 139-142.

# RF MEMS TEKNOLOJİSİ İLE S-BANDI TÜMLEŞİK BANT-GEÇİREN FİLTRE YAPISI

Çağrı Çetintepe, Şimşek Demir, Tayfun Akın 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, simsek@metu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, bant-geçiren özelliğine sahip ve geçiş bandı S-frekans bandı (2-4 GHz) olarak belirlenmiş bir filtre yapısının RF MEMS teknolojisiyle oluşturulmuş toplu devre elemanları kullanılarak tasarlanması, üretimi ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Elektromanyetik (EM) benzetim ve devre çözümleme araçlarıyla tasarımları yapılan mikroşerit yapıdaki sarmal irgiteç, paralel-plaka sığaç, parmaklı sığaç toplu bileşenlerini içeren ve eşdüzlemsel dalgakılavuzu (EDK) giriş-çıkışlarına uyarlanan filtre, ODTÜ MEMS Merkezi Tesisleri'nde üretilmiş ve yapılan ölçümlerde tasarım hedeflerinin yakalandığı gösterilmiştir. Tek metal katmanına sahip olması nedeniyle üretim kolaylığı sağlayan ve toplu devre bileşenlerini tümleşik olarak bir araya getiren filtre yapısı, bahsedilen özellikleri açısından özgünlük taşımaktadır.

## 1. Giriş

RF ve mikrodalga uygulamalarında tümleşik toplu bileşenlerin kullanımı, tarihsel süreç içerisinde, dağıtılmış devre çözümlerinin düşük frekanslarda çok yer kaplaması nedeniyle ortaya çıkmış ve daha sonra bu bileşenlerin ucuz maliyet, derlitoplu serim, geniş çalışma bandı sunma özellikleri sayesinde günümüzde yaygınlaşmıştır [1]. Ayrık bileşenlerin aksine, paket parazit etkileri ve bileşen rezonansları sorunlarını en aza indirgeyen tümleşik toplu bileşenler yüksek frekanslarda da olurlu çözümler sunabilmekte ve böylece filtre kuramı gibi yerleşmiş toplu eleman yöntemlerinin uygulama sınırını öteleyebilmektedir. Standart yüzey işleme yöntemleriyle üretilebilen bu bileşenler, RF MEMS teknolojisi ile uyum içerisinde olup ilgili sistemlere rahatlıkla tümleştirilebilmektedir [2]. Bu çalışmada, toplu devre yaklaşımıyla ön tasarımı yapılmış ve geçişi S-bandına ayarlanmış bir bant-geçiren filtre; parmaklı sığaç, sarmal irgiteç ve paralel plaka sığaç toplu bileşenleri kullanılarak tümleşik olarak tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. RF MEMS üretim sürecinin yalnızca temel metal katmanının kullanıldığı filtre yapısı, bu özelliğiyle kolay üretilebilirlik özelliği taşımaktadır.

### 2. Filtreyi Oluşturan Toplu Bileşenler ve Tasarımları

S-bandı tümleşik filtre yapısını gerçeklemek için, serimleri ve devre modelleri *Şekil 1*'de gösterilen mikroşerit yapıdaki parmaklı sığaç, sarmal irgiteç ve paralel plaka sığaç toplu bileşenlerinden faydalanılmıştır. Ansoft HFSS v9.2 EM benzetim ve devre çözümleme araçlarının beraber kullanımıyla, istenilen toplu devre bileşen değerleri ve bu bileşen değerlerini sağlayan fiziksel aygıt boyutları her bileşen için döngülü bir süreç sonrası elde edilmiştir. İlgili süreçte uygulanan eğitilmiş aygıt boyutu tahminleriyle bileşenlerin tasarımı hızlandırılmıştır: Parmaklı sığaç için seri sığanın (C<sub>s</sub>) parmak uzunluğu (U<sub>p</sub>) ve parmak sayısıyla (N) orantılı olduğu [1] varsayılıp, paralel sığanın (C<sub>sh</sub>) ise toplam aygıt alanına ve etkin saçak alan uzunluğuna bağlılığı düşünülmüş; sarmal irgiteçte seri irgiteç (L<sub>s</sub>) değerinin toplam aygıt uzunluğuyla doğru orantısı gözlemlenmiş; paralel-plaka sığaçta da paralel sığanın (C<sub>sh</sub>) yine toplam aygıt alanının ve çevresinin doğrusal bir işlevi olduğu kabul edilmiştir.

Tasarlanan bileşenlerin devre modeli parametreleri, EM benzetim S-parametre sonuçlarına yapılan eniyileme sonucu elde edilmiştir. Gerçekleştirilen modelleme çalışmalarında, devre modellerine  $Z_0=50\Omega$  ideal gecikme hatlarının eklenmesinin faz S-parametrelerindeki uyumu artırdığı gözlenmiştir. Parmaklı sığaç, sarmal irgiteç ve paralel plaka sığaç bileşenlerinin EM benzetim ve devre modeli S-parametreleri sırasıyla *Şekil 2, Şekil 3* ve *Şekil 4*'te sunulmaktadır. Bileşen aygıt boyutları ve çıkarılan devre modeli parametreleri *Çizelge 1*'de özetlenmektedir.

Paralel plaka sığaç, sarmal irgiteç (1), parmaklı sığaç, sarmal irgiteç (2), parmaklı sığaç, sarmal irgiteç (1), paralel plaka sığaç dizilimiyle oluşturulan filtrenin EM benzetim ve devre modeli frekans yanıtı *Şekil 5*'te verilmektedir.



Şekil 1. Parmaklı sığaç (a-b), sarmal irgiteç (c-c) ve paralel-plaka sığaç (d-e) bileşenlerinin üstten görünümü ve kullanılan devre modelleri.



Şekil 2. Parmaklı sığaç bileşeninin EM benzetim ve devre modeli S-parametre sonuçları: (a)  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$ . (b)  $\angle S_{11}$  ve  $\angle S_{21}$ .



Şekil 3. Sarmal irgiteç (1) bileşeninin EM benzetim ve devre modeli S-parametre sonuçları: (a)  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$ . (b)  $\angle S_{11}$  ve  $\angle S_{21}$ .



Şekil 4. Paralel plaka sığaç bileşeninin EM benzetim ve devre modeli S-parametre sonuçları: (a)  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$ . (b)  $\angle S_{11}$  ve  $\angle S_{21}$ .



Şekil 5. Geliştirilen devre elemanlarının art arda dizilmesiyle oluşturulan filtre yapısının EM benzetim ve devre modeli S-parametre sonuçları: (a)  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$ . (b)  $\angle S_{11}$  ve  $\angle S_{21}$ .

| Çizelge 1. Filtre yapısında kullanılan bileşenlerin aygıt boyutları ve çıkarılan devre model                               | parametreleri |
|--|---------------|
| (250 μm alumina taban: $\epsilon_r$ =9.6, tan $\delta$ =0.001; 1.0 μm altın metal katman: $\sigma_{Au}$ =3x10 <sup>7</sup> | S/m).         |

| BİLEŞEN ADI FİZİKSEL AYGIT BOYUTLARI |   | DEVRE MODELİ PARAMETRELERİ   |  |
|--------------------------------------|---|--|--|
| DADMARLISIČAC                        | N=21, $U_p$ =630 µm, $G_p$ = $G_g$ =50 µm,              | $R_s=0.81 \Omega$ , $L_s=0.13 nH$ , $C_{sh}=0.30 pF$ ,                   |  |
| PARMAKLI SIGAÇ                       | $B_p=5 \ \mu m, U_k=315 \ \mu m, U_g=100 \ \mu m$       | $C_s=2.06 \text{ pF}, \theta=3.51^{\circ}(3 \text{ GHz})$                |  |
| CADMAL IDCITEC (1)                   | N=2.75, $U_y$ =560 µm, $U_d$ =560 µm,                   | $R_s=1.40 \Omega$ , $L_s=2.60 nH$ , $C_{sh}=7.40 x 10^{-4}$              |  |
| SARMAL IRGITEÇ (1)                   | $G_i=G_g=50 \ \mu m, B_i=25 \ \mu m, U_g=100 \ \mu m$   | fF, $C_p=15.92$ fF, $\theta=6.03^{\circ}(3 \text{ GHz})$                 |  |
| CADMAL iDCITEC(2)                    | N=2.75, U <sub>y</sub> =675 μm, U <sub>d</sub> =675 μm, | $R_s=1.61 \Omega$ , $L_s=3.81 nH$ , $C_{sh}=3.18 \times 10^{-3}$         |  |
| SARMAL IRGITEÇ (2)                   | $G_i=G_g=50 \ \mu m, B_i=25 \ \mu m, U_g=100 \ \mu m$   | fF, $C_p=26.64$ fF, $\theta=8.20^{\circ}$ (3 GHz)                        |  |
| PARALEL PLAKA                        | G <sub>s</sub> =900 μm, U <sub>s</sub> =820 μm,         | $R_s=1.45 \times 10^{-5} \Omega$ , $L_s=0.41 \text{ pH}$ , $C_{sh}=0.26$ |  |
| SIĞAÇ                                | $G_g=50 \ \mu m, U_g=100 \ \mu m$                       | pF, $\theta$ =4.09 <sup>0</sup> (3 GHz)                                  |  |

## 3. Filtre Yapılarının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

*Çizelge 1*'de verilen bileşen fiziksel boyutlarının kullanılması ve elde edilen art arda yapının giriş ile çıkışlarına 50µm/120µm/50µm eş-düzlemsel dalgakılavuzu (EDK,  $\approx$ 50 $\Omega$ ) hatlar eklenmesiyle serimi oluşturulan S-bandı tümleşik filtre yapısı; ODTÜ MEMS Merkezi Tesisleri'nde, 250µm kalınlığındaki alumina taban ( $\epsilon_r$ =9.6, tan $\delta$ =0.001) üzerine iletkenliği eniyileştirilmiş 1.2 µm altın katmanın ( $\sigma$ =3x10<sup>7</sup> S/m) şekillendirilmesi ve tabanın arka yüzeyinin 1.2 µm altınla kaplanması adımlarıyla üretilmiştir. Üretimi tamamlanmış bir filtre yapısının görüntüsü *Şekil* 6'da sunulmaktadır.



Şekil 6. Üretilen filtre yapısının görünümü ve ilgili aygıt boyutları.

Üretilen S-bandı tümleşik filtre yapılarının ölçümlerinden önce, sarmal irgiteçlerin iç ve dış sarımları 25 µm çaplı alüminyum tel bağlamalarla bağlanmış, EDK yan toprak hatlarıyla mikroşerit hatların toprakları iletken epoksi aracılığıyla yüzeyi temizlenmiş bir bakır zemin üzerinde birleştirilmiştir. Yapılan ölçümlerde beklenmedik rezonans davranışlarının gözlemlenmesi üzerine iletken epoksinin frekansa bağlı davranışından ötürü iyi seviyede topraklama sağlayamadığı düşünülmüş ve toprak bağlantılarının şerit bağlamalarla yapılması uygun görülmüştür. *Şekil 7*'den görülebileceği gibi şerit bağlamalı durumda elde edilen ölçüm sonuçları devre modeli yanıtına oldukça yakın sonuçlar vermektedir. Ölçülen filtre yapısı 1.2 dB bant-içi araya girme kaybına; 2.03-4.22 GHz (-10 dB yansımaya göre), 2.27-4.07 GHz (-15 dB yansımaya göre), 2.50-3.07 GHz (-20 dB yansımaya göre) geçiş bandına sahip olup bant-dışı bastırma 5.63 GHz'te 20 dB'ye ulaşmaktadır.



Şekil 7. Üretilen filtre yapısının ölçüm sonuçları ve devre modeli sonuçları ile karşılaştırması : (a)  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$ . (b)  $\angle S_{11}$  ve  $\angle S_{21}$ . Yan EDK ve mikroşerit toprak bağlantıları şerit bağlamalar ile sağlanmıştır.

### 4. Sonuç

Bu bildiride geçiş bandı S-frekans bandı olarak tanımlanmış bir filtre yapısının, geliştirilen parmaklı sığaç, sarmal irgiteç ve paralel plaka sığaç toplu bileşenleri kullanılarak tasarlanması, RF MEMS teknolojisi ile tek metal katman kullanılarak tümleşik olarak üretilmesi ve ölçüm sonuçları sunulmuştur. Ölçüm sonuçlarının devre modeli sonuçlarıyla uyumluluğu gösterilmiştir.

### 5. Kaynaklar

- [1] I. Bahl, "Lumped Elements for RF and Microwave Circuits", Artech House, 2003
- [2] G.M. Rebeiz, "RF MEMS Theory, Design and Technology", John Wiley&Sons, 2003, Böl. 11-12

# Yüksek Kalite-Faktörü için Tamamıyla Çip Üzerinde Tümleşik Rezonatörlerin Tasarımı, Mikrofabrikasyonu ve Karakterizasyonu

Rohat Melik, Hilmi Volkan Demir\* Bilkent Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara <u>rohat@ee.bilkent.edu.tr</u>,

\*Bilkent Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve Fizik Bölümü Ankara <u>volkan@bilkent.edu.tr</u>

**Özet:** Yüksek kalite-faktörü elde etmek için, klasik tasarım yaklaşımlarının tersine, rezonans frekansını ayarlamak üzere çip-dışı ek kapasitör kullanmak yerine, rezonatörlermizin LC tank devresinde film kapasitansını dağıtılmış olarak kullanarak küçük boyutlarda yüksek kalite-faktörlü tümleşik rezonatörler tasarladık, analitik ve sayısal modelledik ve mikrofabrikasyon ile ürettik; deneysel karakterizasyonlarında simülasyonlarımız ile çok uyumlu sonuçlar elde ettik. Yenilikçi yaklaşımımızla, örneğin, sadecqu**ti 40**,000 galanı kullanarak 6.70GHz'te 47.10 kalite-faktörünü ve sadece 1950 mx1950 kullanarak 15GHz'te 93.81 kalite -faktörünü elde ettik. Bu örneklerde, klasik yaklaşımların tersine, yüksek rezonans frekansında yüksek kalite-faktörünü koruyabildiğimizi gösterdik ve önceki literatürde rapor edilmiş kendi rezonans frekanslarında benzer boyutlu rezonatörler arasında, en yüksek kalite-faktörünü elde ettik.

## 1. Giriş

Yüksek kalite faktörlü (K-faktörlü) rezonatörler, mikrodalga aygıtlarındaki rezonatör uygulamalarında iyi performans elde etmek için gereklidir. Ancak yüksek frekansta küçük boyutta yüksek K-faktörlü rezonatörlerin yapımı oldukça zordur. Genelde, yüksek kalite faktörlü rezonatörler için microfabrikasyon oyuklu rezonatörler kullanılmaktadır [1],[2]. Fakat bunların boyutu büyük (örneğin, bir tarafı yaklaşık 10x10<sup>3</sup> µm uzunluğunda) olmaktadır [1]. Bu yüzden alternatif olarak spiral sarımlı indüktörler geliştirilmiştir [3],[4]. Fakat bunların maksimum K-faktörü de yaklaşık 40 civarında sınırlı kalmaktadır. Bu çalışmamızda, bu düşük K-faktörü sınırını aşmak üzere yenilikçi yaklaşımımızı kullanarak [5],[6], 6.97 GHz'te sadece 540 µm x 540 çipm alanı kullanarak 47.10 K-faktörünü hem kuramsal hem deneysel gösterdik; benzer bir şekilde, bu yaklaşımımızı 15 GHz'te uygulayarak, daha küçük alan kullanımı ile sadece 195 µm x 195 µmçip alanı nda 93.81 K-faktörünü kuramsal ve deneysel olarak elde ettik.

Klasik tasarım yaklaşımında spiral sarımlı yapı, indüktör olarak düşünülmektedir. Bundan rezonatör yapmak için çip dışı ek kapasitör kullanılmakta ve bu sayede rezonans frekansı ayarlanmaktadır. Bu durumda rezonatör hem tamamıyla çip üstünde tümleşik olmamakta hem de rezonatör için kullanılan alan büyümektedir. Bu çalışmamızda, klasik yaklaşımdan farklı olarak, spiral sarımlı yapıyı doğrudan rezonatör olarak düşünüp, çip dışı kapasitör bağlamak yerine, yapımızdaki film kapasitansını LC tank devresinin kapasitansı olarak kullandık. Bu şekilde, çok küçük boyutlarda, tamamıyla çip üzerinde tümleşik, yüksek frekanslarda çalışan, yüksek K-faktörlü rezonatörler elde ettik. Bu tür rezonatörlerimiz dağıtılmış LC devresi mimarilerinde yüksek akımların indüklenmesine izin vermemesine rağmen, çok derin (>30 dB) rezonans davranışı göstermektedirler. Bu, özellikle telemetrik algılama uygulamaları için özellikle hassas algılamaya olanak vermektedir [7]. Ayrıca, klasik yaklaşımın tersine frekans arttıkça boyut küçülüp K-faktörü düşerken, bu yenilikçi tasarım metodumuzla klasik yaklaşımın tersine frekans arttıkça boyut küçülüp K-faktörü artırabilmektedir [6]. Bu çalışmamızda sunduğumuz rezonatörlerimiz, bilgimiz dahilinde dünya literatüründe şimdiye kadar rapor edilmiş kendi rezonans frekansları için benzer boyutlu rezonatörler arasında, en yüksek K-faktörüne sahip rezonatörlerdir.

## 2. Teori

Bu çalışmamızda, spiral sarımlı mimariler için, Şekil 1(a)'daki gibi çip üstüne tümleşik indüktör modelleri başlandı. Burada  $C_{si}$  ve  $R_{si}$  alttaş kapasitansını ve direncini,  $C_{film}$  alttaş ile metal arasında kalan kapasitansı,  $L_s$  ve  $R_s$  metalin indüktansını ve direncini ve  $C_s$  ise sarım parçaları arasında kalan kapasitansı göstermektedir. Şekil 1(a)'nın 1. portu topraklanıp sadeleştirilerek Şekil 1(b) elde edildi. Daha sonra Şekil 1(b)'deki modeli, yeniden 2-portlu devre modelimize dönüştürülüp, Şekil 1(c)'deki model elde edildi. Bu K-faktörü hesaplarımız için kullandığımız devre modelidir. Bu devre modellerini kullanarak aygıtı tasarlamak için ise kullandığımız tasarım parametreleri ise şu şekilde sıralanmaktadır:  $L_c$  ve  $W_c$  aygıtın toplam en ve boyu, N sarım sayısı, w metal sarım

genişlik, l metal sarım toplam boy, s metal sarımlar arası aralık, t<sub>film</sub> dielektrik film kalınlığı ve t ise metal kalınlığıdır. Şekil 1(b)'deki C<sub>film</sub> (1)'deki gibi hesaplanır;  $R_p$  ve  $C_p$  ise,  $C_{film}$ ,  $C_{si}$  ve  $R_{si}$ 'nin birleşimidir ve sırasıyla (2) ve (3)'teki gibi hesaplanır.



Şekil 1. (a) Devre modeli, (b) 1-portlu ve sadeleştirilmiş devre modeli ve (c) K-faktörü hesaplamak için kullandığımız 2-portlu devre modelimiz.

Bu yapılarda, indüktör K-faktörünün yükseltilmesi, rezonatör K-faktörün de yükselmesinin sağlamaktadır. Ancak klasik rezonatör K-faktörü tanımı, devre elemanlarının kalite faktörüne etkisi ile ilgili bilgi vermemektedir. Bunun yerine bu çalışmamızda kullandığımız indüktör K-faktörü tanımı ise, bu bağlantıyı sağlamakta ve aygıt parametrelerine bağlı olarak tasarım ve optimizasyon yapmamıza olanak vermektedir. Tasarım mertebesinde, tüm ilgili aygıt parametreleri ve devre elamanları kullanarak indüktör kalite faktörü, (4)'teki gibi hesaplanır. Rezonatör Q-faktörünü ise, karşılaştırma amaçlı teorik ve deneysel olarak  $Q=f_0/\Delta f$ formülünden hesaplanır. Burada  $f_0$  rezonans frekansını (S<sub>21</sub> parametresinin minimum gösterdiği yeri), $\Delta f$  ise bu minimum noktadan 3 dB yukarıdaki tüm genişliği göstermektedir.

$$C_{film} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \ell w}{t_{film}} \tag{1}$$

$$R_{P} = \frac{1}{\omega^{2} C_{film}^{2} R_{Si}} + \frac{R_{Si} \left( C_{film} + C_{Si} \right)^{2}}{C_{film}^{2}}$$
(2)

$$C_{p} = C_{film} \frac{1 + \omega^{2} \left( C_{film} + C_{Si} \right) C_{Si} R_{Si}^{2}}{1 + \omega^{2} \left( C_{film} + C_{Si} \right)^{2} R_{Si}^{2}}$$
(3)

$$Q_{ind} = \frac{\omega L_s}{R_s} \times \frac{2R_p}{2R_p + \left[\left(\frac{\omega L_s}{R_s}\right)^2 + 1\right]R_s} \times \left[1 - \frac{R_s^2 \left(\frac{C_p}{2} + C_s\right)}{L_s} - \omega^2 L_s \left(\frac{C_p}{2} + C_s\right)\right]$$
(4)

İstediğimiz rezonans frekanslarında minimum boyutta maksimum K-faktörünü elde etmek için alttaş etkisi, ince dilektrik film etkisi, dielektrik film kalınlığı, metal sarınım kalınlık, genişlik ve sanırım aralığının etkisi, sarım sayısının etkisi, çip alanın etkisi, iç çapın etkisi, devre elemanları  $R_p$ 'nin ve  $C_p$ 'nin etkileri göz önüne alınmıştır [6]. Bunun sonucu burada farklı birçok aygıt tasarım setleri yapılmıştır. Burada bunlardan 2 tanesi Tablo 1'de sunulmuştur. Bu iki tasarımın  $Q_{ind}$  (indüktör K-faktör) analitik hesap sonuçları ise Şekil 2'de görülmektedir.

| Tasarım | $L_C(\mu m)$ | $W_C(\mu m)$ | N | w (µm) | <i>s</i> (µm) | $t_{film}(\mu m)$ | $t (\mu m)$ |
|---------|--------------|--------------|---|--------|---------------|-------------------|-------------|
| 1       | 540          | 540          | 2 | 100    | 10            | 0.1               | 0.1         |
| 2       | 195          | 195          | 2 | 35     | 5             | 0.1               | 0.1         |

Tablo 1. Örnek iki aygıtımızın tasarım parametreleri



Şekil 2. Tasarım 1 ve 2'nin Q<sub>ind</sub> faktörleri (indüktör K-faktörleri) analitik hesapları.

### 3. Mikrofabrikasyon ve Deneysel Karakterizasyon

Aygıtlarımızın mikrofabrikasyonu için izlediğimiz aşamalar özetle şu şekilde sıralanır. İlk olarak, alttaşın üstüne metalizasyon ile 0.1  $\mu$ m kalınlığında altın kaplayarak ve şekillendirerek yatay bağlantıyı yaparız. Bunun üstüne PECVD (plasma enhanced chemical vapor deposition) ile Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> dielektrik filmi kaplarız. Sonra HF aşındırması ile dielektrik filminde delikler açar ve buralara metalizasyon ile 0.1  $\mu$ m kalınlığında altın dikey bağlantıları yaparız. En sonunda, tüm bunların üstüne son metalizasyon aşaması ile 0.1  $\mu$ m kalınlığında altın spiral sarım yapısını yaparız. Bu şekilde mikroabrikasyonu gerçekleştirilen Tasarım 1 ve Tasarım 2'nin üstten mikrofotoğrafları Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3. Mikrofabrikasyonu yaptığımız aygıtlarımızın üstten mikrofotoğrafları: (a) Tasarım 1 ve (b) Tasarım 2.

(a)

(b)

Bu rezanötörler üzerinde, network analizör ve GSG mikrodalga probları kullanarak, 10-18 GHz arasında 801 nokta alarak S<sub>21</sub> ölçümlerini gerçekleştirdik. CST MicrowaveStudio kullanarak, bunların ayrıca sayısal simülasyonlarını yaptık. Tasarım 1'in frekansın fonksiyonu olarak deneysel olarak ölçülen ve sayısal olarak hesaplanan S<sub>21</sub> parametreleri Şekil 4(a)'da sunulmuştur. Tasarım 2'in deneysel ve sayısal S<sub>21</sub> parametreleri ise Şekil 4 (b)'de verilmiştir. Bu karakterizasyonlarda, deneysel olarak Tasarım 1 için 6.97 GHz rezonans frekansı ve 47.10 K-faktörü; Tasarım 2 için ise 15.01 GHz rezonans frekansı ve 93.81 K-faktörü elde edilmiştir. Sayısal ve deneysel sonuçlar birbirleriyle son derece uyumlu olup Tablo 2'de gösterilmektedir.

Tablo 2. Sayısal ve Deneysel Rezonans frekansları ve K-faktörleri.

|         | f <sub>0</sub> (G | Hz)      | K-Faktörü |          |  |
|---------|-------------------|----------|-----------|----------|--|
| Tasarım | Sayısal           | Deneysel | Sayısal   | Deneysel |  |
| 1       | 6.70              | 6.97     | 52.40     | 47.10    |  |
| 2       | 14.88             | 15.01    | 98.77     | 93.81    |  |



Şekil 4. (a) Tasarım 1'in ve (a) Tasarım 2'in deneysel olarak ölçülen ve sayısal (nümerik) olarak hesaplanan frekansa göre S<sub>21</sub> parametreleri.

## 5. Sonuç

Sonuç olarak yeni tasarım yaklaşımımızı kullanarak yüksek frekansta çalışan yüksek K-faktörlü tamamıyla çip üstünde tümleşik rezonatörlerimizi tasarladık, ilgili analitik ve sayısal simülasyonlarını yaptık, fabrikasyonlarını gerçekleştirdik ve deneysel olarak karakterize ettik. Bu tasarım yaklaşımımız ile klasik metodunun tersine yüksek frekansta operasyon için boyutu küçültürken K-faktörünü korumayı başardık. Deneysel ve teorik sonuçlar arasında son derece iyi bir uyum elde ettik. Bu çalışmamızda, kendi frekansı için dünya literatüründe benzer boyutlu rezonatörler arasında kaydedilmiş en yüksek K-faktörlü rezonatörleri elde ettik.

### 6. Teşekkür

Bu çalışma (ESF), (EURYI), (TÜBA), (GEBİP), ve TÜBİTAK EEEAG 105E066, 105E065, 104E114, 106E020, 107E088 ve 107E297 ve EU IRG MOON 021391 tarafından desteklenmiştir.

### 7. Kaynaklar

- C. A. Tavernier, R. M. Henderson ve J. Papapolymerou, "A Reduced-Size Silicon Micromachined High-Q Resonator at 5.7 GHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, cilt 50, sayı 10, sayfa 2305-2314, Ekim 2002.
- [2] P. Wu ve Z. Yu, "A Micromechanical High-Q Resonator Based on Hybrid Cavity," *Microwave Conference Proceedings 2005, APMC 2005*, cilt 2, sayfa 3-6, Aralık 2005.
- [3] C. C. Tang, C.H. Wu ve S.I. Liu, "Miniature 3-D inductors in standard CMOS process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, cilt 37, say1 4, sayfa 471-480, Nisan 2002.
- [4] W. Y. Yin, S. J. Pan ve L. W. Li, "Double-level spiral inductors with multiple-via interconnects on GaAs substrates," *IEEE Trans. Magnetics*, cilt 40, say1 3, sayfa 1756-1758, May1s 2004.
- [5] R. Melik, N.K. Perkgoz, E. Unal, Z. Dilli ve H.V. Demir, "Design and Realization of a Fully On-Chip High-Q Resonator at 15 GHz on Silicon," *IEEE Transactions on Electron Devices*, yayım için kabul edildi; basımda.
- [6] R. Melik ve H.V. Demir, "Implementation of High Quality-Factor On-Chip Tuned Microwave Resonators at 7 GHz," *Microwave and Optical Technology Letters,* yayım için kabul edildi; basımda.
- [7] R. Melik, N.K. Perkgoz, E. Unal, C. Puttlitz ve H.V. Demir, "Bio-implantable passive on-chip strain sensors for the assessment of bone fractures," *J. of Micromechanics and Microengineering*, yayım için kabul edildi; basımda.

## Tekerlek Basınç Ölçme Sensörleri İçin Çoklu Anten Sistemi

Mustafa Murat Bilgiç ve Korkut Yeğin, T.C. Yeditepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul mbilgic@yeditepe.edu.tr, kyegin@yeditepe.edu.tr

Özet: Tekerlek basınç ölçme sistemleri (TBOS) otomotiv endüstrisinde sürüş güvenliğini ve yakıt ekonomisini artırdığı için yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır[1]. Bu sistemler tekerlek basıncının yanı sıra tekerlek içi sıcaklığı, pil ömrünü ve hatta daha gelişmiş sistemlerde tekerleğin dinamik yapısı ile ilgili bilgileri de aktarabilmektedir. Her tekerleğin içine konulan vericiler 433 MHz'de aracın içerisindeki alıcı devresine bilgi göndermektedir. Ancak binek arabalarından daha büyük araçlarda bilgi iletişimi alıcı antenin bulunduğu noktaya göre çok zor olabilmektedir. Bugüne kadarki çalışmalar genelde RF alanının araç etrafındaki dağılımından çok alıcının hassasiyeti ve konumu üzerine yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada gerçek bir araç boyutları alınıp sensörden yayılan sinyal dağılımının dikey ve yatay kutuplanmaları bilgisayar ortamında simulasyon yardımıyla hesaplanmıştır.

### 1. Giriş

Dünyanın pek çok bölgesinde sürüş güvenliğini ve yakıt ekonomisini arttırdığı için tekerlek basınç ölçme sistemleri (TBOS) yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır [1]. Her tekerleğin içine konulan vericiler 433 MHz'de aracın içerisindeki alıcı devresine tekerlek basıncı, tekerlek içi sıcaklığı, pil ömrü ve hatta gelişmiş sistemlerde tekerleğin dinamik yapısı ile ilgili bilgileri göndermektedir. Alıcı devre tarafından alınan bilgi, işlenir ve göstergeler aracılığıyla sürücüye aktarılır.

Bilgi iletişimi alıcı antenin bulunduğu noktaya göre çok zor olabilmektedir. Binek araçlarında dahi alıcı antenin konumundan ve alıcının hassasiyetinden kaynaklanan sorunlar düşünüldüğünde, minibüs,otobüs ve kamyon gibi büyük araçlarda vericiden gelen sinyalin alınmasında daha büyük sorunlarla karşılaşılaçağı anlaşılmaktadır. Bu durum binek araçları için sinyal dağılımının önemini ortaya koymaktadır.

Bugüne kadarki çalışmalar genelde vericiden gelen sinyalin araç çevresindeki dağılımından çok alıcının konumu ve hassasiyeti üzerine yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada bir araç (gerçek boyutlarına uygun olarak) ve tekerlek içersine yerleştirilen sensör bilgisayar ortamında modellenerek, sensörden yayılan sinyal dağılımı, alan şiddetinin yüzeye dikey ve yatay kutuplanmaları simülasyon yardımıyla hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar alıcı antenin konumu, kutuplanması, alıcının sahip olması gereken hassasiyetin ve ön-uç devrelerinin tasarlanmasında önemli bir rol oynamaktadır. Gelen sinyalin seviyesi ve dinamik dağılımına bağlı olarak da bir çoklu alıcı sistemi öne sürülmüştür. Çalisma sonucunda alıcı anten konumlarının yanı sıra, gelen sinyalin kutuplanmasına bağlı olarak aracın ön ve arka camlarında alıcı anten şeklileri tasarlanmıştır.

### 2. Sensör Anteni, Tekerlek ve Arabanın Modellenmesi

TBOS sensörü, temel olarak basınç ve sıcaklık sensörü, RF verici kademesi ve anteninden oluşmaktadır. Bu çalışmada sensor 433 MHz'de (AB ve Türkiye serbest ışıma frekans bandı) çalışması için tasarlanmıştır.

Bir çok TBOS sistemi verici anten olarak küçük halkasal antenler barındırır. Alıcı ve verici arasındaki haberleşme ışıma yapmayan yakın alanlar ile olur. Bu tip yakın alan haberleşme sistemlerinde, çevre etkilerini azaltmak için genel olarak küçük halkasal antenler tercih edilir. Modellenen sensör anteni şekil 1'de gösterilmektedir. Bu antenin boyutları ve şekli TBOS geliştirme kitlerinde bulunan gerçek halkasal antenler dayanarak yapılmıştır.

Aracın tekerlekleri 195/65R-15 tekerlerin boyutlarına göre modellenmiştir. Tekerlerin içinde bulunan metal ağ, çalışılan dalga boyunun ağın karelerine göre çok büyük olmasından dolayı düzlemsel olarak modellenmiştir. Tekerleğin diyalektrik katsayısı 10.91 ve kayıp tanjantı 0.14 olarak kullanılmıştır [1]. Şekil 2'de tekerlek ve

sensör ikilisi birlikte gösterilmektedir. Çözümlemede kullanılan üçgen segmanların boyutları tekerlek metal aksamı ve dielektrik kısmı için  $\lambda/14$ , sensör anteni için  $\lambda/10$  olarak ayarlanmıştır.

Aracın boyutları gerçek boyuttaki bir sedan arabaya göre ve asfalt zeminin etkisini de katmak için sonsuz iletken bir yüzey üzerinde modellenmiştir. Bütün aracın modeli şekil 3'te gösterilmektedir. Aracın metal yüzeyleri, havada duran ve en büyük segman boyutları  $\lambda/5$  olan metal üçgenler olarak modellenmiştir. Camların alan dağılımdaki etkisini gözlemlemek ve camları modellemek için [2]'de verilen araba camlarının elektrisel parametreleri ve kalınlıklarından faydalanılmıştır. Dielektrik yüzeyleri azaltmak ve simülatörün bilinmeyen sayısını azalmak için ön camlar tek kat olarak yeniden modellenmiştir. Arka ve yan camlar [2]'de verilen değerlerle aynıdır. Camların modellemesinde kullanılan dielektrik üçgen yüzeylerin segman uzunlukları  $\lambda/5$ olarak ayarlanmıştır. Aynı şekilde arka camda bulunan buz çözücü metal çubukların etkisini de hesaba katmak için 0.3125 mm kalınlığında ve segman uzunlukları  $\lambda/15$  olan 18 adet metal tel arka camın içersine yerleştirilmiştir [3].

### 3. Elektrik Alan Dağılımları

Alıcı anten için en uygun konumun ve kutuplanmanın belirlenebilmesi için aracın ön ve arka camları üzerinde seçilen 80 noktadaki alan dağılımları bir simülator aracılığı ile hesaplanmıştır. Sensör önce yolcu tarafı ön teker sonra yolcu tarafı arka tekerleğe yerleştirerek, her bir tekerlek için 16 farklı dönüş açısında toplam 32 adet simülasyon koşturulmuştur. Camlarda belirlen 80 noktadaki elektrik alan şiddeti, sensör ön tekerlekte ve sensör arka tekerlekte olmak üzere iki grupta incelenmiştir. Herbir konumda elde edilen 16 x 80 sonuçun ortalamaları alınarak ön ve arka camlardaki ortalama elektrik alan dağılımları ve bu noktalardaki yatay ve dikey kutuplanmaları hesaplanmıştır. Şekil 4 (a) ve (b) bu alan dağılımlarını kutuplanmalarına, sensörün ön ve arka tekerlektedeki durumlarına göre göstermektedir. Arabanın simetrik yapısı gereği sürücü tarafına yerleştirilecek olan sensörlerin oluşturduğu alan dağılımları yolcu tarafında elde edilen sonuçların v-eksenine göre simetriği olacaktır.

### 4. Çoklu Anten Sistemi için Kullanılabilecek Anten Tasarımları

Elde edilen alan dağılım sonuçlarına göre arka camda oluşan alan dağılımı ön cama göre daha kuvvetli olmaktadır. İki camında ortak özelliği her ikisinde de camların yanlarında ve üstlerinde, camın metal ile birleştiği noktalarda, alan dağılımlarının diğer bölgelere nazaran daha güçlü oluğudur. Bu kısımlarda her iki kutuplamada da nerdeyse yakın değerlerde alan şiddeti görülmektedir. Sonuç olarak iki kutuplamanın da güçlü oluğu bi bögelerde halksal alıcı antenler ve çoklu bir alıcı sistemiyle çok verimli sonuçlar elde edilebilir. Şekil 5'te ve şekil 6'da gösterilen iki halkasal anten çeşitli boyutlarda ve konumlarda yapılan simülasyon sonuçlarında en iyi sonuçları vermiştir.

### 5. Sonuçlar

Bu çalışmada tekerlek basınç ölçme sisteminde sensörden yayılan sinyal dağılımının yatay ve dikey kutuplanmaları bilgisayar ortamında simülasyonla hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar sonucunda çoklu alıcı sistemi için anten şekilleri önerilmiştir. Alan dağılıma göre farklı şekillerde ve yapılarda alıcı anten tasarımları gerçekleştirilebilir. Bu antenler alan dağılımlarının yatay ve dikey kutuplanmalarının kuvvetli olduğu bölgelere göre yatay ve dikey çubukların birleşimi, E veya F şekilinde yapılar olabilirler. Anten tasarımları ve ölçümler üzerine çalışmalar sürdürülmektedir. Çoklu alıcı sistemi için ise işaret-gürültü oranı bazlı bir anahtarlama algoritması düşünülmektedir [4]. Bu algoritmanın geliştirilerek minibüs, otobüs ve kamyonlar gibi büyük araçlardaki haberleşme problemlerinin çözülmesi planlanmaktadır.

### Kaynaklar

[1]. K. Tanoshita, K. Nakatani and Y. Yamada, "Electric Field Simulations around a Car of the Tire Pressure Monitoring System," IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B No: 9, Eylül 2007.

[2]. L. Economou, R.J. Langley, "Circular microstrip patch antennas on glass for vehicle applications," IEEE Proc.-Microwave Antennas and Propagation, Vol.145, No: 5, Ekim 1998.

[3]. C.M. Butler, "Equivalent Radius of a Narrow Conducting Strip," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. AP-30, No: 4, Temmuz 1982.

[4]. K.Yegin, N. Bally, R.J. Snoeyink, W.R. Livengood, J. P. Gleeson, R. J. Robson, , "Tire pressure monitor with diversity antenna system and method," US Patent, 20060222120.









Şekil 3. Tüm Araç Sensör Sisteminin Modeli









Şekil 5. Ön Cam için Önerilen Alıcı Anten (Tüm Dielektrik Malzemeler Kapatılmıştır)



Şekil 6. Arka Cam için Önerilen Alıcı Anten (Tüm Dielektrik Malzemeler Kapatılmıştır)

# 200-400MHz I-Q VEKTÖR MODÜLATÖR TASARIMI VE ÜRETİMİ

Ayşe ÜNLÜ<sup>1,2</sup> , Şimşek DEMİR<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ASELSAN A. Ş., Haberleşme Cihazları Grubu, Teknokent, ODTÜ, Ankara
<sup>2</sup> Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara e157930@metu.edu.tr, simsek@metu.edu.tr

**Özet**: Güç yükselteç devrelerinin çıkışlarındaki işaretlerin doğrusallaştırılması önemli bir gereksinimdir. Bu amaçla kullanılan ileri besleme yönteminde, işaretin yalnız genliği ya da fazı modüle edebilen geleneksek modülasyon tekniklerinin aksine, genlik ve faz modülasyonuna eş zamanlı olarak ihtiyaç duyulur. Bu çalışmada amaç eş zamanlı genlik ve faz modülasyonu yapabilen vektör modülatör yapılarının araştırılması, çalışma frekanslarımız olan 200-400 MHz bandında çalışacak bir vektör modülatör devresinin tasarlanması ve gerçeklenmesidir. Bir sonraki aşama ise vektör modülatörün temel taşını oluşturduğu bir doğrusallaştırma yöntemi olan ileri besle yönteminin devresinin gerçeklenmesi olacaktır.

## I. GİRİŞ

Geleneksel modülasyon yöntemlerinde işaretin yalnız genliği ya da yalnız frekansı modüle edilir. Vektör modülatör ise işaretin genliğinin ve fazının eş zamanlı olarak modüle edilmesini sağlar. Bu işlemi farklı devre yapılarıyla gerçeklemek mümkün olmakla birlikte, donanım alt yapısının daha uygun olması ve gerçeklenebilirliğinin daha kolay olması nedeni ile I-Q vektör modülatör yapısı tercih edildi[1].

I-Q vektör modülatör herhangi bir sinyalin genlik ve faz bilgisi ile tam olarak tanımlanabilmesinden yola çıkar. Pisagor Teoremi kullanarak işaret genlik ve faz bileşenlerini ifade eden iki vektörün toplamı olarak gösterilebilir. Genlik ve fazı ifade eden bu vektörler arasında 90° faz farkı bulunur. Bu durum Şekil 1'de açıkça gösterilmektedir. Bu vektörlerden sinyal ile eş fazlı olana I(in phase), 90° faz farklı olana Q (quadrature) bileşeni adı verilir, bu gösterimin yapıldığı diyagrama da I-Q diagram denir.



Şekil 1: İşaretin eş fazlı (I) ve 90° faz farklı (Q) bileşenleri

## II. I-Q VEKTÖR MODÜLATÖR DEVRESİ VE ÇALIŞMA MANTIĞI

I-Q vektör modülatör devresi girişine gelen bir işareti öncelikle bir 90° bölücüden geçirir. Burada amaç işaretin genlikçe eşit fakat 90° faz farklı iki parçaya, I ve Q bileşenlerine, ayrılmasıdır. Bu bileşenlerden her birine kontrollü zayıflatma uygulanır ve toplamı modüle edilmiş işareti verir. Bu amaçla kullanılan devre Şekil 2'de verilmiştir. Modülasyon işleminin can alıcı noktası ayarlı zayıflamanın nasıl uygulandığıdır. Bu amaçla 0° ve 90° bacakları PIN diyotlarla sonlandırılmış 90° bölücüler kullanılır. PIN diyotlar üzerinden akıtılan akıma göre eşdeğer direnci değişen elemanlardır. İdealde üzerinden hiç akım akmıyorken sonsuz bir empedansa karşılık gelir[3].

Birinci 90° bölücünün faz bacaklarındaki işaretler 2. ve 3. 90° bölücülerin giriş bacaklarına gelir. İkinci 90° bölücüyü ele alalım. Bu elemanın girişine 1. 90° bölücünün eş fazlı olarak böldüğü işaret geliyor olsun. İkinci 90° bölücünün girişine gelen bu işaret yine genlikçe eşit ama 90° faz farklı iki işarete ayrılır. Bu işaretlerden ilki bölücünün 0° faz bacağına iletilirken ikincisi 90° faz bacağına iletilir. Faz bacaklarına ulaşan bu işaretlerin bir kısmı geri yansır. Geri yansıyan işaretlerin genlik ve fazını bu bacaklarda gördükleri eşdeğer direnç, yani PIN diyotların besleme akımları belirler. Şekil 2'de de görüldüğü gibi her bir 90° bölücüde kullanılan PIN diyotlar ortak bir kaynaktan beslendikleri için her bir faz bacağında görülen eşdeğer direnç eşittir[2].

Faz bacaklarındaki yansıma katsayısı( $\Gamma$ )90° bölücülerin karakteristik empedansına (Z<sub>o</sub>) ve PIN diyotların gösterdiği eşdeğer dirence (Z<sub>L</sub>) aşağıdaki denklem ile bağlıdır.



Şekil 2: I-Q Vektör modülatör devresi

Burada eşdeğer direncin sonsuza gitmesi durumunda yansıma katsayısının 1'e, sıfıra gitmesi durumunda -1'e yaklaştığı açıkça görülmektedir. -1'e gitmesi durumu 180° faz dönmesi anlamına gelir.

PIN diyotların oldukça düşük bir akımla beslenmesi eşdeğer direncin oldukça yüksek bir değere ulaşmasına, yansıma katsayısının 1'e yaklaşmasına, yani gelen işaretin neredeyse tamamının yansıması anlamına gelir. 0° faz bacağından yansıyan işaretin yarısı eş fazlı olarak giriş bacağına iletilirken, yarısı 90° faz farkı ile çıkış bacağına iletilir. 90° faz bacağına gelen işaretin yarısı bu bacağa gelen işaretle eş fazlı olarak çıkış bacağına yansıtılırken yarısı 2. bir 90° faz farkı verilerek giriş bacağına iletilir. Sonuç olarak giriş bacağına 180° faz farklı eşit genlikli iki işaret ulaşmış olur ve bu işaretler birbirini yok eder. Çıkış bacağında ise 2. 90° bölücüye gelen işaretle 90° faz farklı iki işaret toplanmış ve çıkış işaretini oluşturmuş olur.

PIN diyotların eşdeğer direnci sıfıra yaklaştıracak oldukça yüksek bir akımla beslenmesi durumunda ise yansıma katsayısı -1'e yaklaşır, bu da faz bacaklarına ulaşan işaretin tamamına yakınının 180° faz dönmesi ile yansıtıldığı anlamına gelir. 0° faz bağına ulaşan işaretin yarısı 180° faz dönmüş olarak 2. 90° bölücünün giriş bacağına iletilirken, yarısı 90° daha faz farkı eklenerek 2. 90° bölücünün çıkış bacağına iletilir. 90° faz bacağına gelen işareti ile 180° faz dönmüş olarak 2. 90° bölücünün çıkış bacağına iletilir. 90° faz bacağına iletilirken diğer yarısı 90° daha faz farkı eklenerek 2. 90° bölücünün giriş bacağına iletilir. Bu durum için de 2. 90° bölücünün giriş bacağına zıt fazlı işaretler ulaşır ve birbirini yok eder, çıkış bacağında ise 2. 90° bölücüye gelen işaretle -90° faz farklı olan iki işaret toplanmış ve çıkış işaretini oluşturmuş olur.

Üçüncü 90° bölücünün girişine gelen işaret de aynı durumla karşılaşır, burada unutulmaması gereken nokta 3. 90° bölücünün girişine gelen işaretin 1. 90° bölücünün 90° faz bacağından çıkmış olması, yani 2. 90° bölücünün girişine gelen işaretle 90° faz farklı olmasıdır. Bu durum I-Q diyagramında bütün eksenlerde vektörler oluşturulabilmiş olmasına karşılık gelir. Bu vektörlerin genlikleri ise PIN diyotların besleme akımlarının eşdeğer direncini 90° bölücülerin karakteristik empedanslarından (50  $\Omega$ ) ne kadar uzaklaştırdığı, 0 ile 1 yada 0 ile -1 arasında hangi değere taşıdığı ile ilgilidir[2].

## III. I-Q VEKTÖR MODÜLATORÜN GERÇEKLENMESİ

Şekil 2'de verilen vektör modülatör devresinin gerçeklenebilmesi için baskı devre kartı hazırlandı. 90° bölücü olarak M/ACOM firmasının JHS-142 kodlu bölücüleri, eş fazlı toplayıcı olarak yine aynı firmanın DSS-113 kodlu toplayıcıları seçildi. PIN diyot seçiminde dikkate alınan özellikler PIN diyotun eşdeğer direncinin 0 $\Omega$ 'a yaklaşabilmesi için çok yüksek besleme akımları gerektirmemesi, eşdeğer direncin besleme akımı ile mümkün olduğunca doğrusal değişmesi ve modelinde yer alan reaktif elemanların değerlerinin mümkün olduğunca küçük olması oldu. Araştırmalar sonrasında bu özellikleri karşılayan CHELTON firmasının DH40144 kodlu PIN diyotları seçildi.



Şekil 3: 200, 300 ve 400MHz'lerde 50uA-50mA arası değişen akımlarla birim çember üzerinde taranabilen alan

İdealde beklenen ( Vektör modülatör yapısında kullanılan bütün elemanların kayıpsız olduğunu kabul edersek) vektör modülatörün girişine gelen işaretin genliği 1 birim kabul edilirse, vektör modülatör çıkışındaki işaretin bu birim çember içindeki herhangi bir noktaya taşınabilir olmasıdır. Ancak PIN diyot eşdeğer direncinin sıfır sonsuz arası değiştirilememesi ve kullanılan elemanların araya girme kayıplarının olması çıkış işaretinin taşınabildiği noktaları birim çember içinde daha küçük bir çembere daraltır. Burada önemli olan modüle edilmiş işaretin taşınabildiği noktaların orijine göre simetrik bir dağılım göstermesidir.

Kurduğumuz I-Q vektör modülatör devresinde besleme akımını 50uA-50mA arası değiştirerek çalışma bandımızda 3 farklı frekansta çıkış işareti ölçülmüş ve modüle edilmiş işaret ile taranabilen alanlar Şekil 3'teki gibi elde edilmiştir. Grafikler üzerindeki noktaların sıklığı kontrol akımlarının değiştirilme miktarına bağlıdır. Gösterim amaçlı olarak sadece 8x8 noktada ölçüm alınmıştır. Gerçek kullanımda tüm alan daha sık noktalarla örneklenebilir. Frekansa bağlı olarak faz kaymasının sabit gecikme ile modellendiği gözlenmiştir. 200-400MHz bandında gecikme telafisi yapıldığında polar düzlemde sabit nokta elde edilebilmektedir.

Bu ölçümler Şekil4'de fotoğrafı verilen devre üzerinde yapılmıştır. Daire içine alınmış elemanlar tek pakette iki PIN diyot bulundurmaktadır. PIN diyotların besleme akımları Vin2 Vq2 olarak adlandırılmış olan noktalardan verilmektedir. Yapılan denemelerde PIN diyot besleme akımlarının 50uA ile 50mA arasında değişmesinin, yansıma katsayısının sıfırdan yaklaşık simetrik uzaklaşmayı sağladığı için uygun olduğu gözlemlendi.



Şekil 4: Ölçülen I-Q Vektör modülatör kartının fotoğrafı

### Kaynaklar

[1] N. Pothecary, Feedforward Linear Power Amplifiers, Artech House, August 1999

[2] Application Note for Vector Modulator, VM-MCM-1.9G

[3] PIN Diode Fundamentals, Bill Doherty, Micronotes

[4] M. Altuntaş, MMIC Vector Modulator Design, Yüksek Lisans Tezi, Elektrik ve Elektronik Müh. Böl. Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Aralık 2004.

# HF BANDINDA COOPERATIVE DİVERSİTY VE SOFTWARE DEFİNED RADİO YÖNTEMLERİNİ KULLANARAK KESİNTİSİZ MUHABERE SAĞLAMA TEKNİKLERİ VE DONANIM GELİŞTİRİLMESİ

## Ünal Aktaş, Arif Ergin Gebze İleri teknoloji Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü uaktas@armerk.dzkk.tsk.mil.tr, aergin@gyte.edu.tr

**Özet :** Kablosuz (HF) veri ağlarında kesintisiz olarak bilgi aktarımında sorunlarla karşılaşılmaktadır. HF medyasını taşıyıcı olarak kullanan ağlarda, ağ kontrolü Çevrim Kontrol İstasyonu (ÇKİ) tarafından yapılmaktadır. HF medyasını taşıyıcı olarak kullanan veri aktarım sistemlerinde, bir adet ÇKİ'na ihtiyaç duyulması, ÇKİ'nun çevrimdeki tüm istasyonlar ile pozitif irtibatta olmasına ihtiyaç duyulması, HF medyası meterolojik ve atmosferik şartlardan azami seviyede etkilenmesi ve ÇKİ ile irtibatta olmayan istasyonlarının verilerini aktaramaması gibi sorunlarla karşılaşılmaktadır. Bu sorunların üstesinden gelebilmek için Waterson yöntemiyle HF kanalı modellenmiş, model içerisinde parametrelerin hesaplanması için algoritmalar geliştirilmiş ve geliştirilen algoritmalar, denizlerimiz üzerinde toplanan veriler üzeinde uygulanmıştır.

Anahtar Sözcükler : HF, Watterson Kanal Modeli, CLEAN algoritması, veri aktarım sistemeleri

1. Giriş : 3-30 MHz arasındaki radyo frekansı (RF) "High Frequency (HF)" olarak adlandırılır. HF muhaberesi radyo yayınlarının ana unsurlarından bir tanesidir. HF muhaberesi uzun mesafeler arasında düşük data hızında bir muhabere imkanı sağlar. HF genellikle gemi-sahil-gemi muhaberesinde kullanılır. HF askeri maksatlarla taktik ve stratejik veri aktarımında, ses muhaberesinde kullanılmaktadır. HF muhaberesinin; düşük data hızı, kısıtlı link tahsis süresi, zaman ve frekans domeninde meydana gelen yayılmalar gibi dezavantajları mevcuttur. HF kanalında; yer dalgası, gök dalgası ve yakın dikey dalgalar olmak üzere 3 tip yayılımı mevcuttur. HF yayılımları, dünya üzerinde bulunan enleme, mevsimsel değişimlere, gün içerisindeki zaman değişimlerine, güneş sun-spot numaralarına, normal olmayan yayılım koşullarına ve en önemlisi de iyonosfer etkilerine bağlıdır. Şekil-1'de HF kanalında kullanılan bir veri aktarım sistemi görülmektedir. Bu veri aktarım sisteminde kullanıcılardan en az bir tanesi ÇKİ olarak görev yapmak zorundadır. ÇKİ olarak görev yapacak kulanıcının seçimi, veri aktarım güvenliğinde önemli bir rol almaktadır. Veri aktarım sisteminde kullanılan modemlerin otomatik olarak, HF kanalını dinleyip, HF parameterelerini hesaplayıp, en optimum kullanıcının ÇKİ olarak seçilmesi en önemli konulardan birisidir.



Şekil-1 : Veri Aktarım Sistemi

2. Watterson kanal modeli vasıtasıyla HF kanalın matematiksel olarak modellenmesi : HF iyonosfer kanalı hem frekans domeninde hem de zaman domeninde non-stationary bir kanaldır. Fakat modellenecek olan kanalı 10 kHz ile limitlenir ve zaman olarak da 10 dadika ile kısıtlanır ise HF iyonosfer kanalı zaman ve frekans domeninde stationary olarak kabul edilir. Denizlerimizde HF propagasyonunu modellemek için band genişliği 10

kHz ile, zaman aralığı da 10 dakika ile sınırlı olan Watterson Kanal modeli kullanılmış ve kullanılan kanal modeli (1)'de verilmiştir [1].

$$y_i = \sum_{j=0}^{L-1} h_j x_{i-j} + n_i$$
(1)

HF propagasyon kanalını modellenmesi için; iyonosferden saçılarak alıcıya ulaşan HF sinyallerinin sayısı, alıcıya ulaşan sinyaller arasındaki zaman gecikmesi, alıcıya ulaşan sinyaller arasındaki frekans değişiklerinden dolayı meydana gelen dopler yayılması ve alıcıda eklenen toplam beyaz gauss gürültüsünün tahmin edilmesine ihtiyaç duyulmaktadır.

**3. Modeli Belirlenen HF Kanalın Tahmin Edilebilmesi için CLEAN metodu vasıtasıyla Uygun algoritmaların Tesis Edilmesi :** Bu bölümde HF ortamında yapılan muhaberelerde ortaya çıkan multipathler arasında meydana gelen zaman gecikmelerinin hesaplanması için cross correlation ve CLEAN algoritmalarının kullanılarak yeni bir yöntemin geliştirilmesi anlatılacaktır. Bu yeni yöntemle multipathler arasında meydana gelen zaman gecikmelerinin hesaplanması için cross correlation ve CLEAN algoritmalarının kullanılarak yeni bir yöntemin geliştirilmesi anlatılacaktır. Bu yeni yöntemle multipathler arasında meydana gelen zaman gecikmelerinin yanısıra her pathde meydan gelen zayıflatma faktörleri de hesaplanabilecektir. Hesaplamalarımız sırasında genel cross correlation yöntemi ile zaman gecikmesini ve her bir yol üzerinde meydana gelen zayıflatma faktörü hesaplanacaktır. Hesaplanan bu zaman gecikmesi ve zayıflatma faktörü kullanılarak orjinal sinyal üzerinden zayıflatılmış ve geciktirilmiş bir sinyal üretilecektir. Bu yeni üretilen sinyal ve orjinal sinyal arasında tekrar cross correlation yapılarak diğer path hakkındaki zaman gecikmesi ve zayıflatma faktörü bulunacaktır. Bu yöntem CLEAN algoritmalarından esinlenerek gerçekleştirilecektir. CLEAN algoritmasında uygulanacak denklemler (2), (3), (4), (5), ve (6)'da verilmiştir.

$$x1_{i} = [x_{i}(k), zeros(1, length(y_{i}) - length(x_{i}))]$$
<sup>(2)</sup>

$$R_{xy} = \frac{1}{N} * \sum_{l=-L}^{L} \sum_{k=0}^{N-1} x \mathbf{1}_{i}(k) y_{i}(k+l)$$
(3)

$$R_{xy} = \frac{1}{N} * \sum_{l=-Lk=0}^{L} \left[ x_i(k), zeros(1, length(y_i) - length(x_i)) \right] \left[ x_i(k+l) + \sum_{j=1}^{M-1} (\rho_j * x_i(k+l-d_j)) + n_i(k+l) \right]$$
(4)

$$\left[\rho_{j}, a_{j}\right] = \max\left(R_{xy_{j}}\right) \tag{5}$$

$$d_j = L - 1 - a_j \tag{6}$$

(6)'da bulunan yerel tepelerin mevkileri bulunrak hesaplanan zaman gecikmeleri CLEAN algortitması uygulanarak tekrar edilmektedir. Böylece alıcıda oluşan diğer yolların da zaman gecikmeleri ve zayıflatma faktörleri bulunmaktadır. CLEAN algoritmasınında uygulanması ile yapılan simülasyon sonucu zaman gecikmesi hesaplamasında İGO'na göre elde edilen hata oranları Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2 İGO'a göre hesaplanan zaman gecikmeleri

4. Ölçüm Düzeneği : HF Kanalında oluşan parametrelerin ölçülmesi için birbirlerinden 300-400 km uzaklıklarda bulunan istasyonlar kullanılmıştır. İstasyonlar arasında fiziksel engeller bulunması nedeniyle HF kanalındaki gök dalgaları verinin taşınmasında etken olmştur. Ölçümlerde verinin anında toplanabilmesi için bütün istasyonlar birbirleriyle fiber-optic kablo ile bağlanmıştır. Fiber-optik kablo ile bağlanan bütün istasyonlar merkezde bulunan bir kontrol istasyonu vasıtasıyla bilgisayar kontrollü olarak kontrol edilmiştir. Ölçüm düzeneğinde 4 adet HF alıcı/ verici istasyonu kullanılmıştır. HF alıcı/verici istasyonlar arasındaki mesafe en az 500 km'dir. Kontrol itasyonunda hazırlanan bir bilgisayar aracılığıyla HF kanala gönderilen ve alınan sinyaller kontrol edilmiştir. Bilgisayarda 2 MHz hızında bir adet DAC (Digital Analog Converter) ve bir adet ADC (Analog Digital Converter) kartları kullanılmıştır. Bilgisayarda sayısal formatta üretilen sinyal 2 MHz'lik DAC kartıyla analog formata dönüştürülerek vericiye gönderilmiştir. Aynı anda ADC kartı vasıtasıyla alıcıdan gelen sinyaller kaydedilmiştir. Gönderilen sinyal ve alınan sinyal sayısal formatta bilgisayar belleğine daha sonradan analiz etmek için depolanmıştır. Ölçüm düzeneğinde alıcı ve vericiler doğrudan bağlanarak sistemin sabit zaman gecikmesi hesaplanmıştır. Hesaplanan sabit zaman gecikmesi HF kanal parametrelerinin doğru hesaplanmasında kullanılmıştır. Sinyallerin gönderme ve alma zamanlarında, istasyonlarda bulunan mini meteroloji istasyonları vasıtasıyla anlık sıcaklık, nem ve basınc değerleri kayıt edilmiştir. Aynı zamanda bulut yükseklikleri de not edilmiştir. Kayıt edilen bu veriler CLEAN algoritması ile hesaplanan HF parametreleri her bir istasyon çifti için ayrı ayrı tutulmuştur. Elde edilen verilere göre hesaplanan HF kanal parametrelerinin, veri aktarımıdaki bit hata oranlarına etkileri Şekil-3'de gösterilmiştir.





Şekil-3 : HF Kanal Parametrelerinin Veri Aktarım Sisteminde Bit Hata Oranlırana Etkisi

**5. Cooperative Diversity** [2]: Günümüzde muhabere sistemlerinin efektifliğini artırmak için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Biz bu yöntemlerden özellikle "partner cooperative diversity" yöntemi üzerinde çalışacağız. Bu sistemde birbirine yakın olan iki birim sadece kendine ait olan bilgileri değil aynı zamanda kendisine partner olan birimin de bilgilerini göndermekten sorumludur. Bu sistemde partner olan birim her iki biriminde verisini göndermek için daha fazla güç harcamakta fakat diğer birim ise verisini göndermek için gücüne artırma zorunluluğu bulunmamaktadır. Bu nedenle sistem güç bakımdan efektif bir sistemdir. Taktik veri aktarım sisteminde birbirleri ile irtibatta olmayan birimler arasında veri aktarımını sağlamak için partner cooperative diversity yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemle ÇKİ bütün birimler ile irtibat kurarak çevrimi tesis edecektir. Aynı zamanda multipath sinyallerin taşıdığı bilgiler de incelenerek en uygun path ana path olarak seçilecektir.

6. Gelecek Çalışmalar: Elde edilen verileri otomotik olarak işleyecek, bu verilere göre ÇKİ'nu ve ilişkili istasyon çiftlerini seçecek, FPGA tabanlı bir modem tasarımı yapılacaktır. Geliştirilecek olan bu modemle kullanılan band genişliğinden bir miktar kayıp olmasına rağmen, güçten kazanç sağlanacak ve kesintisiz veri aktarım imkanı doğacaktır.

### 7. Kaynaklar :

[1] C,C.Watterson, J.R.Juroshek ve W.D. Bensema " Experimental Confirmation Of An HF Channel Model" 1970 IEEE

[2] Aria Nostratinia, ve Ahmadreza Hedayat "Cooperative Communication in Wireless Network" IEEE Communication Magazine, Ekim 2004

# Lineer Dizi Anten Geometrisinin Yapay Bağışıklık Sistemi İle Tasarımı

Hatice Tokat<sup>1</sup> Yavuz Cengiz<sup>1</sup> Fırat Yücel<sup>2</sup> İ.Burcu Toprak<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Süleyman Demirel Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <sup>2</sup>Ege Üniversitesi Uluslararası Bilgisayar Enstitüsü Bornova, İzmir <sup>3</sup>Akdeniz Üniversitesi Teknik Bilimler MYO, Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Programı Antalya

Özet: Lineer anten dizi sentezinin amacı, dizinin fiziksel boyutlarını belirleyerek istenilen ışıma paternini elde etmektir. İstenilen ışımanın şekli çok farklı uygulama alanlarına bağlı olarak belirlenir. Çoğu sentez metodu, ana bandın kazanç seviyesini korurken yan bandları bastırma üzerine odaklanmıştır. Bu çalışmada Yapay Bağışıklık Sistemi Algoritması (YBS), dizi anten yerleşiminin tasarımında, düşük yan band seviyesi ve istenen bölgelerde sıfır derinliği elde etmek için kullanılmıştır. Yapay Bağışıklık Sistemi, omurgalıların bağışıklık sisteminden esinlenilerek geliştirilmiş bir optimizasyon algoritmasıdır. Dizi geometri sentezi, ilk olarak istenilen yan band seviyesi ve sıfır derinliği için formülüze edilmesi; ardından yapay bağışıklık sistemi algoritması ile optimize edilerek en uygun çözümlerin üretilmesinden oluşmaktadır.

## 1. Giriş

Anten sistemlerinde bazı uygulamalarda tek bir anten arzu edilen beklentileri karşılayamayabilir. Bu dezavantajları ortadan kaldırmak amacıyla ya anten boyutlarında değişikliğe gidilir ya da çeşitli yapılarda dizi antenler kullanılabilir. Lineer dizi antenler, özellikle radar uygulamalarında oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Dizi antenlerin radar sistemlerinde sağladığı temel avantajlar, dizideki birçok anten elemanının gücünün birbirine eklenmesi ve durağan olmayan ve hızlı hareket edebilen bir ana huzmenin gerçekleştirilebilmesi olarak sıralanabilir. Dizilerin ilgi çeken diğer bir özelliği de çeşitli hava ve kara araçları yüzeyine, bu araçların aerodinamik yapılarını bozmadan yerleştirilebilmeleridir [1,2].

Lineer anten dizi sentezinin amacı, dizinin fiziksel boyutlarını belirleyerek istenilen ışıma paternini elde etmektir. İstenilen ışımanın şekli çok farklı uygulama alanlarına bağlı olarak belirlenir. Çoğu sentez metodu, ana bandın kazanç seviyesini korurken yan bandları bastırma üzerine odaklanmıştır. Diğer metodlar ise efektif girişimi ve karışımı düşürmek için sıfır kontrol ile ilgilenirler. Bu tasarımlar, lineer dizi geometrisi için yapılabilir bütün dizi geometrisi üzerinde uniform bir uyartım durumundayken elemanlar arasındaki boşluk tasarlanarak yapılabilir. Dizi ışımasını kontrol eden diğer metodlar, faz dizileri veya nonuniform uyartımlarla gerçekleştirilebilinir [3].

Çok karmaşık problemler, optimal çözümün bulunması için çok sayıda çözümün değerlendirilmesini gerektirir. Karmaşık optimizasyon problemleri için tam çözüm yöntemleri bilinse dahi, aşırı hesaplama zorunluluğu birer engel olarak ortaya çıkmaktadır. Kullanışlı bir tam algoritma geliştirmek ve mevcut kaynaklarla bu engellemeleri ortadan kaldırmak için, sezgisel metotların katkısı gerekmektedir. Sezgisel metotları kullanmanın sağladığı bazı avantajlar şöyledir.

- Karar verici mekanizma için sadeleştirici olabilir.
- Herhangi bir yöntemin parçası olarak öğrenme amacıyla kullanılabilir.

• Her zaman matematiksel formülasyon kurmak çok kolay olmayabilir. Bu basitleştirme sonucu oluşan hata, bir sezgisel metodun sağladığı optimale yakın çözümün sahip olduğu hatadan daha büyük olabilir.

Türevsel optimizasyon algoritmaları çok modlu ve doğrusal olmayan problemlerin çözümünde veya türevi alınamayan fonksiyonların optimizasyonunda arzu edilen başarıyı gösterememektedirler. Bu tür algoritmalar karmaşık bir sistemin sadece bir parçasını diğer bir deyişle bir bölümü optimize etmek için uygundur. Böyle durumlarda rastgele araştırmalı (random-search) optimizasyon algoritmalarına ihtiyaç duyulur[4].

Işıma paterninin elde edilmesinde kullanılan dizi faktörü (DF) fonksiyonu x uzaklığa bağlı bir fonksiyondur. Elemanlar arası mesafenin birbirinden farklı olmasını istediğimiz durumlarda DF fonksiyonu çözümü zor bir problem haline gelir. Farklı alanlarda, farklı optimizasyon yöntemleri değişik verimlikte sonuç vermektedirler [5]. Çalışmamızda son zamanlarda göze çarpan algoritmalardan olan Yapay Bağışıklık Sistemi algoritması (YBS) ile dizi anten tasarımları yapılmış ve performansları karşılaştırılmıştır.

## 2. Problemin Tanımı



Şekil 1: Simetrik olarak yerleştirilmiş 2N elemanlı dizi anten gösterimi

Simetrik olarak x eksenine yerleştirilmiş dizi antenlerde uzak alan dizi faktörü formülü aşağıda gösterildiği gibi yazılabilir.

$$DF(\phi) = 2\sum_{n=1}^{N} a_n \cos\left[\frac{2\pi}{\lambda} x_n \cos(\phi) + \varphi_n\right]$$
(1)

Formülde  $a_n$  genlik uyarım katsayısı,  $x_{n, n}$ . sırada bulunan antenin orijine uzaklığı,  $\phi_n$  fazı  $\phi$  ise dizi yüzeyi ile yapılan açıyı ifade etmektedir. Eğer genlikle ve fazla değişmeyen uyarım olduğunu farz edersek;  $a_n=1$ ,  $\phi_n=0$  kabulleri yapılarak dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$DF(\phi) = 2\sum_{n=1}^{N} \cos\left[\frac{2\pi}{\lambda}x_n\cos(\phi)\right]$$
(2)

Dizi geometrisini oluştururken, yalnızca yan bant bastırımı yapılacaksa kullanılması gereken formül (3) te verilmiştir.

$$Uyum = \sum_{i} \frac{1}{\Delta \phi_{i}} \int_{\phi_{i}}^{\phi_{ui}} DF(\phi)^{2} | d\phi$$
(3)

İstenilen bölgede sıfır derinliği elde etmek istiyorsak kullanacağımız fonksiyon aşağıda görüldüğü gibidir.

$$Uyum = \sum_{k} \left| DF(\phi_{k}) \right|^{2} d\phi$$
(4)

ihtiyaca göre anten tasarlamak için bazı antenler hem belirli açılarda sıfır derinliği istenirken aynı zamanda yan bant seviyelerinde bastırım istenebilir, bu gibi durumlarda (3) ve (4) fonksiyonlarının toplamının optimize edilmesi gerekir. (3)'te  $\Delta \phi_i$  bastırılacak olan bant genişliğini ifade eder,  $\phi_{ui} - \phi_{li}$ 'ye eşittir. (4)'te  $\phi_k$ , sıfır derinliği olması gereken açıları ifade eder. Problem x<sub>n</sub> anten yerleşimlerini fonksiyonlara göre ayarlanması ile çözülür[1,6].

### 3. Yapay Bağışıklık Algoritması

Yapay Bağışıklık Sistemi (YBS) optimizasyon algoritması, omurgalıların bağışıklık sisteminden esinlenilerek ortaya çıkmıştır. Omurgalıların bağışıklık sistemi, zengin bir kuramsal birikime sahiptir ve bilgisayar tabanlı çözümleme için ilham kaynağı olmuştur [7]. YBS, değişik mühendislik uygulamalarına yönelik görevleri

gerçekleştirebilecek sistemler geliştirmek amacıyla organizmaların göstermiş olduğu bağışık özelliğinden fikir almıştır [8]. YBS, 1990'larda Yapay Sinir Ağları (Artificial Neural Networks) ve Yapay Hayat (Artificial Life) gibi biyolojik tabanlı birçok hesaplama yöntemini birleştiren yeni bir sistem olarak ortaya çıkmıştır [9,10].

Yapay bağışıklık sistemi, insan vücudundaki doğal bağışıklık sisteminin çalışma prensiplerine göre oluşturulmuştur. Vücuttaki doğal bağışıklık sistemi ile ilgili doku ve organlar; timüs bezi, kemik iliği, lenf düğümleri, dalak ve bademciklerdir. Bağışıklık sisteminde ilgili doku, organ, molekül ve hücrelerin çalışmalarını koordine edecek bir merkezi organ yoktur. Bağışıklık sistemi kendi özel hücreleri ile vücuda giren yabancı hücreleri tanır ve onları etkisiz hale getirir. Temel bağışıklık hücresi lenfosittir [11]. Lenfositler "T" ve "B" hücreleri olmak üzere iki sınıfa ayrılırlar. "B" hücreleri antijenleri çözelti içinde serbest olarak tanıyabilirken, "T" hücreleri antijenlerin diğer yardımcı hücreler tarafından tanıtılmasına ihtiyaç duyarlar [12]. Doğal bir bağışıklık tepkisi basitçe şu şekilde verilir: Vücuda yabancı bir molekül girdiği zaman, özel moleküller (macrophages) bu yabancı molekülün etrafını sararak diğer bağışıklık hücrelerinin onu görmesini sağlar. Yardımcı "T" hücreleri özel molekülleri gördüğünde beyaz kan hücrelerini uyarır ve bu hücreler çoğalırlar. "B" hücreleri antikor denilen kimyasal maddeler üretmeye başlarlar, antikorlar antijenle birleşerek antijenin vok edilmesini daha kolay hale getirir. Yardımcı "T" hücreleri tarafından uyarılan yok edici "T" hücreleri antijenin vok edilmesini sağlar. Doğal bağısıklık sistemi hücrelerinin vukarıda tanımlanan faaliyetleri verine getirmesi icin vücudun kendi hücreleri ile yabancı hücre ve molekülleri (antijen) birbirinden ayırt edebilmesi gerekir. Vücudun kendisine ait hücreler "self" ve yabancı hücreler ise "nonself" olarak adlandırılır. "Nonself" hücreler yok edilirken "self" hücrelerin zarar görmemesi sağlanır.

Doğal bağışıklık sistemi temellerine göre çalışan yapay bağışıklık sistemlerinde farklı tip problemlerde çözüme ulaşmak için iki farklı seçim yöntemi kullanılmaktadır.

Desen tanıma (pattern recognition), anormallik belirleme (anomaly detection) problemleri, bilgisayar ve ağ güvenliği, zaman serileri analizi gibi problemler için negatif seçim mekanizması kullanılmaktadır. İkinci yöntem olan klonal seçim mekanizması ise özellikle çok amaçlı ve kombinatoriyel optimizasyon, bilgisayar ve ağ güvenliği ve hata denetimi problemleri için kullanılmaktadır.

Yapay bağışıklık sistemlerinde kullanılan bu problem çözme yöntemleri, insan vücudunun sahip olduğu doğal bağışıklık sistemindeki mekanizmaları aynen taklit etmektedir. Bu çalışmada, optimizasyon probleminin çözümü amacıyla bir Klonal Seçim algoritması (CLONALG) kullanılmıştır.

## 4. Tasarım Örnekleri

Uygulamalarda, anten dizi elemanları simetrik olarak yerleştirilerek, hesaplama süresinin yarıya düşürülmesi amaçlanmıştır. Uyum fonksiyonları TAA ve MA ile optimize edilmiştir.

İlk örnekte 10 elemanlı dizi anten geometrisi [39°, 141°] açı değerlerinde sıfır derinliğine, [21° 75°; 105° 159°] band aralığında band bastırımına sahip dizi anten tasarımı sonuçları Tablo 1'de ve kazanç grafiği de Şekil 2a'da verilmiştir.



Şekil 2a. 10 Elemanlı  $[30^{\circ} 70^{\circ}]$  ve  $[110^{\circ} 150^{\circ}]$  band bastırım sonuçları Şekil 2b. 16 Elemanlı  $[41^{\circ} 76^{\circ}]$  ve  $[106^{\circ} 141^{\circ}]$  band bastırım sonuçları

**Tablo 1.** 10 Elemanlı [30° 70°] ve [110° 150°] bant bastırımı için x ekseninde  $\lambda/2$  ye göre yerleştirilmiş anten

|     | $\mathbf{X}_1$ | X <sub>2</sub> | X <sub>3</sub> | $X_4$       | $X_5$       |
|-----|----------------|----------------|----------------|-------------|-------------|
| YBS | ±0.656         | ±1.004         | $\pm 2.205$    | $\pm 3.012$ | $\pm 4.376$ |

İkinci örnekte ise 16 elemanlı dizi anten geometrisi [41° 76°] ve [106° 141°] yan bantlarını bastırmak ve 71° 111° açılarında sıfır derinliği elde etmek için tasarlanmış ve bulunan en uygun değerlere göre x yerleşimleri Tablo 2'de verilmiştir. Kazanç grafiği Şekil 2b' de gösterilmiştir.

**Tablo 2.** 10 Elemanlı [41° 76°; 106° 141°] bant bastırımı için x ekseninde  $\lambda/2$  ye göre yerleştirilmiş anten geometrisi

|     |             |             |             | geometri    | 51          |             |             |             |
|-----|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
|     | $X_1$       | $X_2$       | $X_3$       | $X_4$       | $X_5$       | $X_6$       | $X_7$       | $X_8$       |
| YBS | $\pm 0.294$ | $\pm 1.876$ | $\pm 2.140$ | $\pm 3.884$ | $\pm 4.002$ | $\pm 5.597$ | $\pm 6.319$ | $\pm 7.968$ |

## 5. Sonuç

İhtiyaç duyulan performans kriterlerine uygun anten sistemlerinin tasarımı, yaygın olarak üzerinde çalışılmakta olan bir konudur. Bu amaçla farklı gereksinimlere cevap verebilecek çok değişik konfigürasyonlarda anten dizileri tasarlanabilmektedir. Bu çalışmada bahsi geçen tasarım problemi yapay bağışıklık algoritması ile çözülerek hedeflenen değerleri sağlayan anten dizileri gerçekleştirilmiştir. Farklı sezgisel optimizasyon algoritmaları ile karşılaştırıldığında olabildiğince az sayıda iterasyon ile hedeflere ulaşılmış olması, yapay bağışıklık algoritmasının daha karmaşık dizi anten tasarımlarında da başarı ile kullanılabileceğini göstermiştir.

### 6. Kaynaklar

[1]. E. Atay, "Lineer Anten Dizilerinde Genetik Algoritma Kullanarak Işıma Paterni Sentezi", Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 63, 2007.

[2]. Özkaya, U., güneş, F., "Parçacık Sürü Optimizasyonu Tabanlı Lineer Dizi Anten Tasarımı", SDÜ 15. Yıl Mühendislik Mimarlık Sempozyumu Bildiriler Kitabı Cilt II, 62-69, 2007

[3]. M. Khodier, C.G. Christodoulou," Linear Array Geometry Synthesis With Minimum Side lobe Level and Null Control Using Particle Swarm Optimization", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. Vol. 53, No.8, 2005

[4]. A. Akdağlı, "Lineer Anten Dizisinin Genlik Uyarım Katsayılarının Genetik ve Tabu Araştırma Algoritmaları Kullanılarak Optimize Edilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi,1997.

[5]. Cengiz, Y., Güneş, F., Tokat, H., 2008, Lineer Anten Geometrisinin tabu Arama Algoritması ve Memetik Algoritma ile Sentezi, ASYU 2008 Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu, 19-21 Haziran 2008 Isparta, 237-240.

[6]. K. Güney, M. Onay," Amplitude Only Pattern Nulling of Linear Antenna Arrays with the Use of Bees Algorithm", Progress In Electromagnetics Research, PIER70,21–36,2007.

[7]. L., Zhang, Y., Zhong, P., Li, "Applications of Artificial Immune Systems In Remote Sensing Image Classification",

[8]. L. N. De Castro, F. J. Von Zuben., "Learning and optimization using the Clonal Selection Principle", IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Special Issue on Artificial Immune Systems,6(3), pp. 239-251.

[9]. O., Engin, A., Döyen, "Artificial Immune Systems and Applications In Industrial Problems", G.U. Journal of Science 17(1): 71-84, 2004

[10]. Nasaroui, O., Dasgupta, D., Gonzales, F., "The Promise and Challenges of Artificial Immune System Based Web Usage Mining: Preliminary Results" Workshop on Web Analytics at Second SIAM International Conference on Data mining(SDM), Arlington, VA, April 11-13, 2002.

[11]. Trojanowski, K., Wierzchon, S.T., "Searching for Memory in Artificial Immune System", The Elevent International Symposium on Intelligent Information Systems, June 3-6, 2002.

[12]. De Castro, L.N. and Timmis J., "A Novel approach to pattern recognition", Artificial Neural Networks in pattern Recognition, University of Paisley: 67-84, 2002.

# DÜŞÜK GÜRÜLTÜ YÜKSELTECİ (LNA) TASARIMI

Suna Beyza Ardıç, Özlem Coşkun, Adnan Kaya Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <u>beyzaardic@hotmail.com</u>, <u>oulukut@mmf.sdu.edu.tr</u>, <u>adnan@mmf.sdu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmanın amacı IEEE 802.11b standardı ile uyumlu 2.4 GHz frekans bandında çalışan, yüksek performanslı, düşük maliyetli, alıcı verici sisteminin alt elemanlarından biri olan, özgün düşük gürültü yükselticinin (LNA) tasarım ve simülasyonlarının gerçeklenmesidir. Çalışmada LNA devrelerinin tasarlanıp optimum seviyeye ulaşıldıktan sonra üretim aşamasına geçilmesi hedeflenmektedir.

Anahtar Kelimeler- 2.4 GHz, LNA, IEEE 802.11b

### 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], entegre 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. "Çok Geniş bantlı" (UWB - WiMAX) haberleşme sistemleri [2], ihtiyaçlara cevap olabilecek düzeyde kapasiteye sahiptir ve geleceğin önemli haberleşme sistemleri olmaya aday protokollerdir. UWB haberleşme sistemleri, 3.1-10 GHz gibi çok geniş bir frekans bandını kullanabilmektedir [3]. RF alıcı-verici sistemde; sinyalleri yeterli bir frekansa dönüştürmek için karıştırıcı/sentezleyici, istenmeyen sinyal bileşenlerini kaldırmak için süzgeç ve sinyalleri yeterli bir seviyeye dönüştürmek için yükselteç elemanları kullanılır. Özellikle sistemin performansında yükselteç (LNA) seçimi önemli bir yere sahiptir.



Şekil 1. RF alıcı-verici blok diyagramı

Şekil-1 de görüldüğü gibi, 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. Kazançları genellikle orta derecelidir (10-20 dB) ve gürültü şekilleri imkan dahilinde olabildiğince düşük olmalıdır (<3 dB). Düşük gürültü yükselteçlerinde doğrusallık ise önemli bir sorundur.

RF alanda genel olarak iki yükselteç türü vardır. Bunlar küçük sinyal yükselteçleri ve büyük sinyal yükselteçleri olarak ikiye ayrılırlar. Küçük sinyal yükselteçleri genelde alıcılarda giriş yükselticisi olarak kullanılmaktadır. Bu yükselticilerin yükseltiği sinyaller gerçekten düşüktür. Bu tür yükselteçler LNA (Low Noise Amplifier) olarak bilinirler. Büyük sinyal yükselteçleri adı üzerinde olduğu gibi sadece genliği büyük olan sinyalleri yükseltmek için kullanılırlar. Bu yükselteçler bildiğimiz çıkış katlarıdır, yani güç yükselticisi olarak bildiğimiz katlardır. Bu iki tür yükselteçler arasındaki önemli bir fark vardır. 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 [4,5].

### 2. Devre Tasarım Parametreleri

RF devre tasarım ve simülasyonu için endüstride çeşitli yazılım paketleri bulunmaktadır. Bu çalışmada, Moment Metodu kullanan Applied Wave Research's Microwave Office programı, tasarım prosesinde daha fazla esneklik sağladığı için seçilmiştir. 2.4-2.47 GHz (WLAN) frekanslarında çalışan, düşük gürültülü yükselteç analizi ve tasarımı yapılmıştır. FR4 cam elyaf, alt taban malzeme olarak kullanılmış ve özellikleri Tablo 1'de gösterilmiştir.

Tablo 1. Alt taban malzeme özellikleri

| Alt Tabaka    | Dielektrik | Kayıp Tanjant | Dielektrik | Bakır     |
|---------------|------------|---------------|------------|-----------|
| Malzemesi     | Sabiti     | (tanδ)        | Kalınlığı  | Kalınlığı |
| FR4 Cam Elyaf | 4.6        | 0.001         | 1.6mm      | 1µm       |

Düşük gürültü yükseltecinin, her iki katında AT 41486 (Avago) düşük gürültü silikon çift kutuplu transistör kullanılmıştır. Ayrıca, giriş ve çıkış empedans uyumlandırmaları, uygun kapasitör, direnç değerleri ve mikro şerit hatlar kullanılarak yapılmıştır. Tüm devre elemanları FR4 malzeme üzerine yerleştirilmiştir Şekil 3'de tasarlanan devre şeması görülmektedir. Tasarlanan LNA yapısı 5 V besleme gerilimi altında çalışmaktadır. DC besleme hattı; devreden akan mikrodalga sinyallerin bu hat üzerinde kaybolmaması koşulu olan, yüksek empedans elde etmek için dar seçilmiştir. Besleme hattı, w hattın eni, h alt taban malzemenin yüksekliği olmak üzere, w/h<1 (0.25/1.6<1) oranı sağlayacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 3. Düşük gürültülü yükselteç tasarımı

### 3. Simülasyon Sonuçları ve Analizi

Şekil 4'de, yükselteç S-parametreleri eğrileri gösterilmiştir. 2.4 GHz frekans bandında  $|S_{21}|$  24 dB ,  $|S_{22}|$  -18 dB elde edilmiştir.



Şekil 4. LNA S-parametreleri

Düşük gürültü yükseltecinin kazanç ve gürültü şekli simülasyon sonuçları sırasıyla, Şekil 5-a) ve b)'de gösterilmiştir.



Şekil 5. a) LNA kazancı, b) LNA gürültü şekli

| Performans Karakteristikleri              | Başlangıç Spesifikasyonu | Simülasyon Performansı |  |
|---|--------------------------|------------------------|--|
| S <sub>21</sub> (Kazanç)                  | ~20 dB @ 2.4 GHz         | 24 dB @ 2.4 GHz        |  |
| S <sub>11</sub> (Giriş yansıma katsayısı) | <-15 dB @ 2.4 GHz        | -16 dB @ 2.4 GHz       |  |
| S <sub>22</sub> (Çıkış yansıma katsayısı) | <-15 dB @ 2.4 GHz        | -18 dB @ 2.4 GHz       |  |
| S <sub>12</sub> (İzolasyon)               | <-40 dB @ 2.4 GHz        | -43 dB @ 2.4 GHz       |  |
| NF (Gürültü şekli)                        | <3.5 dB @ 2.4 GHz        | 3.3 dB @ 2.4 GHz       |  |
| V <sub>DD</sub> (Güç kaynağı voltajı)     | 5 V                      | 5 V                    |  |

#### Tablo 2. Düşük gürültü yükselteci performansı

Düşük gürültülü yükseltecinin performans simülasyon sonuçları Tablo 2'de özetlenmiştir. 5 V besleme ile, 24 dB kazanç, 3.3 dB gürültü şekli, -16 dB giriş yansıma katsayısı ve -18 dB çıkış yansıma katsayısı elde edilmiştir. Kazanç, gürültü şekli ve S parametreleri değerlerinde başlangıçtaki hedeflere ulaşılmıştır.

### 4.Sonuçlar

Bu çalışmada, 2.4 GHz frekans bandında çalışan, alıcı verici sisteminin alt bloklarından biri olan, düşük gürültü yükselticinin (LNA) tasarımı ve simülasyonu yapılmıştır. Tasarlanan yükseltecin performans parametreleri Microwave Office Simülasyon programı kullanılarak değerlendirilmiştir. 2.4 GHz frekans bandında 24 dB kazanç ve 3.3 dB gürültü şekli elde edilmiştir. Simülasyon sonuçları, tasarlanan düşük gürültü yükseltecinin 802.11b standardı ile uyumlu alıcı-verici sistemlerinde etkili olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

### Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 107E200 nolu KARİYER PROJESİ kapsamında desteklenmektedir.

### Kaynaklar

[1] Mona M. Hella and Mohammed Ismail, RF Power Amplifiers: Theory, Design and Implementation, Springer, 2001.

[2] Frank Ohrtman, WiMAX Handbook, McGraw-Hill, 2005.

[3] E. YunSeong and L. Kwang Du, A 2.4 GHz/5.2 GHz Power Amplifier For Dual-Band Applications, 2004, IEEE MTT-S International, Microwave Symposium Digest, Volume 3, 6-11 June 2004, Page(s):1539–1542.

[4] IEEE Std. 802.11 Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed physical layer in the 5 GHz band, Sept 1999.

[5] R. L. Bunch and S. Raman, "Large-Signal Analysis of MOS Varactors in CMOS Gm LC VCOs", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no.8, pp. 1325–1332, Aug 2003.

# Optik Kuplörde Karşılıklı Kuplaj Yapısı

N. Özlem Ünverdi, N. Aydın Ünverdi\* Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü İstanbul <u>unverdi@yildiz.edu.tr</u>

> \*İstanbul Teknik Üniversitesi Makina Mühendisliği Bölümü İstanbul unverdi@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, optik kuplörün çalışma prensibi ışığında, optik fiberler arasındaki modal kuplaj incelenmiştir. TE modları arasındaki kuplaj nedeniyle meydana gelen kaybın, TM modları arasındaki kuplaj nedeniyle meydana gelen kayıptan daha etkin olduğu görülmüştür. TE çift modları arasındaki kuplajın, diğer modlar arasındaki kuplajdan daha fazla olduğu sonucuna varılmıştır.

## 1. Giriş

İletişim teknolojileri içinde tartışmasız bir üstünlüğe sahip olan optik haberleşme sistemleri, her geçen gün hızla yaygınlaşmaktadır. Hızlı veri iletiminin sağlandığı optik ağlarda veri, bir noktadan birçok noktaya iletilmekte ve bu iletişim sırasında dedektör, kuplör, sensör, modülatör, filtre ve kuvvetlendirici gibi elemanlar kullanılmaktadır. Bu çalışmada, optik ağ elemanlarından optik kuplör yapısı incelenmiştir. Kuplörün çalışma prensibi dikkate alınarak kuplörde iletilen modlar karakterize edilmiştir.

Çalışmanın 2. Bölümü'nde, özdeş, kayıpsız, zayıfça kılavuzlayan, basamak indisli ve paralel iki optik fiber arasındaki karşılıklı kuplaj, Kuple Mod Teorisi ışığında analiz edilmiştir. Kayıp mekanizması, uzaydaki kuplaj modelinde irdelenerek güç kaybı profili yorumlanmıştır. Optik fiberlerin kılıf bölgesinin kuplajdaki rolü açıklanmıştır. 3. Bölüm'de, elde edilen sonuçlar yorumlanarak değerlendirilmiştir.

## 2. Optik Fiberlerde Karşılıklı Kuplaj Mekanizması

Optik doğrultu kuplörünün çalışma prensibini oluşturan karşılıklı kuplaj mekanizmasında temel nokta, çalışma dalgaboyudur. Optik eksenler arasındaki uzaklığın, çalışma dalgaboyundan çok küçük olması durumunda, optik fiberlerdeki kılavuzlanmış modların evanescent alanlarının ve sızıntılı modların etkileşimi söz konusu olur ve dolayısıyla, optik fiberlerin alan ifadelerinde, diğer optik fiberin etkisi yer alır.



Şekil 1. Kuple özdeş, kılıfsız ve düzlemsel yapıdaki katmanlı (slab) optik fiberler.

Bu bölümde, Şekil 1'deki kuple özdeş, düzlemsel yapıdaki katmanlı (slab), paralel, zayıfça kılavuzlayan, kayıpsız ve kılıfsız optik fiberler incelenerek uzaydaki kuplaj mekanizması kapsamında kayıp analizi yapılmıştır. Optik kuplörün genel yapısını gösteren kuplaj mekanizması, Kuple Mod Teorisi ile açıklanmıştır [1-7].

Şekil 1'deki kılavuzlarda TE çift ve TE tek modlarındaki elektrik alan,

$$E_{y} = \begin{cases} A \begin{cases} \cos(\kappa x) \\ \sin(\kappa x) \end{cases} & 0 \le x \le d \\ B e^{-\gamma \left( |x| - d \right)} & d \le x < \infty \end{cases}$$
(1)

dur. Burada, *d*, optik fiberin çekirdek bölgesinin yarıçapı,  $n_1$ , çekirdek bölgesinin kırılma indisi,  $n_2$ , fiberleri saran ortamın kırılma indisi,  $k_0$ , serbest uzaydaki dalga sayısı ve  $\beta$ , incelenen modun faz sabiti olmak üzere, çekirdek bölgesi ve dış ortama ilişkin özdeğerler,

$$\kappa = \sqrt{n_1^2 k_0^2 - \beta^2} \tag{2}$$

ve

$$\gamma = \sqrt{\beta^2 - n_2^2 k_0^2}$$
(3)

dir. Sınır koşullarına göre, katsayılar,

$$A = \sqrt{\frac{2\omega\mu_0 P}{\beta(1+\gamma d)}} \tag{4}$$

ve

$$B = A \begin{cases} \cos(\kappa d) \\ \sin(\kappa d) \end{cases}$$
(5)

olarak bulunur [2,3]. Bu koşullarda, Poynting Teoremi'nden yararlanılarak güç kaybı,

$$2 \alpha = \frac{2 \operatorname{Im}(\gamma)}{\beta (1+\gamma d)} \begin{cases} \cos^2(\kappa d) \\ \sin^2(\kappa d) \end{cases} e^{-2 \gamma (|x|-d)}$$
(6)

formunda bulunur.

Bu çalışmada, v, azimutal mod sayısı ve  $V_c$ , normalize frekans olmak üzere,

$$(\kappa d)_c \cong V_c = v \frac{\pi}{2}$$
,  $v = 0, 1, 2, 3, ...$  (7)

ifadesine göre v=1'e karşı gelen modlar incelenmiştir [4]. Kılavuzlanmış modlar için geçerli olan  $n_2k_0 < \beta \le n_1k_0$  bölgesinde modların evanescent alanları irdelenmiştir [2-10]. Çalışma frekansı 200 THz'de,  $n_1=1.5$ ,  $n_2=1$  ve v=1 için yapılan analizin sonucu olarak bulunan güç kaybı 2  $\alpha$  'nın optik fiberin yarıçapı d'ye göre değişimi Şekil 2'de görülmektedir.



Şekil 2. Optik doğrultu kuplöründeki TE modlarının kuplajında, güç kaybının optik fiberin yarıçapına göre değişimi.

TM çift ve TM tek modlarında magnetik alan,

$$H_{y} = \begin{cases} A_{1} \begin{cases} \cos(\kappa x) \\ \sin(\kappa x) \end{cases} & 0 \le x \le d \\ B_{1} e^{-\gamma \left( |x| - d \right)} & d \le x \le \infty \end{cases}$$
(8)

dur ve katsayılar arasındaki bağıntı,

$$B_1 = A_1 \begin{cases} \cos(\kappa d) \\ \sin(\kappa d) \end{cases}$$
(9)

formundadır. TM modlarındaki güç kaybı, Poynting Teoremi ışığında,

$$2 \alpha = 2 Im(\gamma) \frac{1}{\beta \left[ d + \frac{n_1^2 n_2^2}{\gamma} \frac{\kappa^2 + \gamma^2}{n_2^4 \kappa^2 + n_1^4 \gamma^2} \right]} \left\{ \frac{\cos^2(\kappa d)}{\sin^2(\kappa d)} \right\} e^{-2\gamma(|x|-d)}$$
(10)

olarak bulunur.



Şekil 3. Optik doğrultu kuplöründeki TM modlarının kuplajında, güç kaybının optik fiberin yarıçapına göre değişimi.
Çalışma frekansı 200 THz'de,  $n_1 = 1.5$ ,  $n_2 = 1$  ve v=1 için analiz yapılmıştır. Güç kaybı  $2\alpha$ 'nın optik fiberin yarıçapı d'ye göre değişimi Şekil 3'de yer almaktadır.

Optik fiberlerin kılıflı olmaları durumunda, fiberler arasındaki karşılıklı etkileşimin azalacağı açıkça görülmektedir [2, 3].

#### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, optik kuplörde yer alan özdeş, düzlemsel yapıdaki katmanlı (slab), zayıfça kılavuzlayan, kayıpsız ve kılıfsız optik fiberlerin birbirine paralel olmaları durumunda karşılıklı etkileşim mekanizması, modal analiz problemi olarak düşünülerek Kuple Mod Teorisi ışığında incelenmiştir. Uzaydaki kuplaj modeli irdelenmiş ve güç kaybı profili yorumlanmıştır.

Analizde, TE modları arasındaki kuplajın, TM modları arasındaki kuplajdan daha büyük olduğu görülmüş ve TE çift modları arasındaki kuplajın, diğer modlar arasındaki kuplajdan daha etkin olduğu gözlenmiştir. Optik fiberlerin kılıflı olmaları durumunda, fiziksel yapının bir sonucu olarak karşılıklı kuplajın azalacağı belirlenmiştir.

#### Kaynaklar

[1]. Louisell W. H., Coupled Mode Parametric Electronics, John Wiley&Sons, New York, A.B.D., 1960.

[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, Türkiye, 1998.

[3]. Snyder A. W. ve Love J. D., Optical Waveguide Theory, J.W. Arrowsmith Ltd., Bristol, İngiltere, 1983.

[4]. Marcuse D., "Investigation of Coupling Between a Fiber and an Infinite Slab", J. Lightwave Technol., 7(1), s.122-130, 1989.

[5]. Sadiku M. N. O., Optical and Wireless Communications, CRC Press, New York, A.B.D., 2002.

[6]. Huang W. P., "Coupled-Mode Theory for Optical Waveguides : An Overview", J. Opt. Soc. Amer., 11(3), s.963-983, 1994.

[7]. Felsen L. B., "Evanescent Waves", J. Opt. Soc. Amer., 66(8), s.751-760, 1976.

[8]. Balanis C. A., Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, New York, A.B.D., 1989.

[9]. Collin R. E., Field Theory of Guided Waves, Second Edition, IEEE Press, New York, A.B.D., 1991.

[10]. Zhou K., Zhang L., Chen X. ve Bennion I., "Low Thermal Sensitivity Grating Devices Based on Ex-45 Tilting Structure Capable of Forward-Propagating Cladding Modes Coupling", J. Lightwave Technol., 24(12), s.5087-5094, 2006.

## AÇIKLIĞA SAHİP YÜKLÜ REZONATÖRLERDE EKRANLAMA ETKİNLİĞİNİN HİBRİT M₀M/FEM METODU İLE MODELLENMESİ

Sibel YENİKAYA, Ali OKTAY Uludağ Universitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Bursa sguler@uludag.edu.tr, aoktay@uludag.edu.tr

Özet: Açıklığa sahip bir rezonatörün ekranlama etkinliğini(SE) bulmak için moment metodu(MoM) ile vector 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 yük ve açıklık konfigürasyonları için ekranlama etkinliği incelendi.

## 1. GİRİŞ

Elektronik sistemler tasarlanırken elektromanyetik uyumluluk(EMC) sınırlarının hesaba katılması gereklidir. Birçok EMC durumunda, zararın önlenmesi yada elektromanyetik korumanın sağlanması için elektronik sistemler iletken bir koruyucu içerisine yerleştirilirler. Bu koruyucu kutu üzerinde, içerisindeki elemanlar ile dış ortamda varolan alanlar arasında kublaja neden olan açıklıklar bulunmaktadır. Açıklıklardan içeriye giren alanlarla iletken kutu içerisindeki bir PCB, devre vb. ile etkileşim gerçeklenir. Bu etkileşimin bulunması için yapıdaki elektromanyetik alanların hesaplanması gerekir.

Ekranlama etkinliği(SE), 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]. EMC uygulamalarında, ekranlama etkinliğinin tahmini, cihaz tasarımında oldukça önemlidir. Boş bir rezanatörün ekranlama etkinliğini hesaplayan analitik formülasyon Robinson ve ark.[2] tarafından sunulmustur. Ancak bu formülasyon sadece dikdörtgen kutulara uygulanabilirdir ve kutunun temel moduyla sınırlıdır. Bir EMC probleminin analizinde EM alanların hesaplanması yapının karmaşık olması sebebiyle analitik olarak zordur. Son zamanlarda çeşitli metotlar, duvarlarında açıklıklar bulunan metalik kutuların ekranlama etkinliğini tahmin etmek için kullanılmıştır. Li ve ark. [3] tarafından ekranlama kutularındaki açıklık ve yarıklardan elektromanyetik ışıma hem deneysel olarak hemde FDTD tekniğini kullanılarak bulunmuştur. Basitliği sebebiyle FDTD(sonlu farklar zaman uzanımı) EM alanların hesaplanmasında yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat kompleks geometrilere uygulanmasındaki güçlükler ve zamanda bir kararlılık kısıtlaması bu yöntemin frenlenmesine sebep olmuştur. [4]' te kutuların ekranlama etkinliği deneysel olarak ve moment metoduna dayanan elektromanyetik bir simulator vasıtasıyla numerik olarak elde edilmiştir. Kompleks geometrilere uygulama kolaylığı ve hem zaman hem de frekansta çalışabilmesi FEM'in de EMC problemlerinde alan çözümünde kullanılmasına yol açmıştır. Zaman domeni sonlu eleman tekniği kullanarak acıklıklı yüksüz bir kutu calısması 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.

Bu çalışmada, bir açıklık vasıtasıyla dielektrik tabakayla yüklü rezonatörün içine sızan alanları bulmak için frekans domeninde MoM/FEM formülasyonu uygulanmıştır. Sunulan formülasyon boş ve dielektrik bir tabaka ile yüklü rezonatörün ekranlama etkinliğini hesaplamak için kullanılmıştır. Rezonatörün boş olduğu durum Robinson ve ark. [2] tarafından sunulan analitik formülasyonuyla karşılaştırılmıştır.

#### 2. PROBLEMİN 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:

$$\{[S] + j\omega\mu_0[T_1] - \omega^2\mu_0[T_2]\}e = b$$
<sup>(2)</sup>

Burada [S],  $[T_1]$  ve $[T_2]$  sonlu eleman matrisleridir. **b** vektörü ise şu şekilde ifade edilir.

$$\mathbf{b}_{i} = \mathbf{j} \omega \mu_{0} \int_{S} \vec{w}_{i} \cdot \left[ \hat{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{H}} \right] dS \tag{3}$$

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. Açıklıkta teğetsel manyetik alan sürekli olmalıdır. Buna göre açıklık üzerindeki sınır koşulu

$$\hat{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{H}}^{\text{inc}} + \hat{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{H}}^{\text{ext}} = \hat{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{H}}^{\text{int}}$$
<sup>(4)</sup>

şeklinde ifade edilir. Açıklık yüzeyi üzerindeki bilinmeyen teğetsel manyetik alan  $\vec{n} \times \vec{H}$ ,

$$\hat{\mathbf{n}} \times \vec{\mathbf{H}} = \sum_{n=1}^{N_{s}} \mathbf{J}_{n} \vec{\mathbf{f}}_{n}$$
(5)

şeklinde ifade edilerek (3) 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

$$\vec{v}_n = \vec{n} \times \vec{f}_n \tag{6}$$

ilişkisi vardır. (4)'deki eşitlik Galerkin yöntemine göre seçilecek test fonksiyonu ile iç çarpıma tabi tutularak elde edilen integral denklem aşağıdaki matris forma dönüşür:

$$\left[h^{\text{inc}}\right] + \left[Y^{\text{ext}}\right] \{e\} = \left[Y^{\text{int}}\right] \{J_s\}$$
(7)

burada  $\{e\}$  açıklıktaki bilinmeyen elektrik alan genliği vektörüdür.  $[h^g]$ ,  $[Y^{ext}]$  ve  $[Y^{int}]$  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

$$\mathbf{b} = \mathbf{j}\omega\mu\sum_{j=1}^{NS} \mathbf{J}_{j}\int_{S_{a}} \vec{\mathbf{w}}_{i} \cdot \mathbf{f}_{j} \mathbf{dS}$$
(8)

elde edilir. b vektörü b = [B]{J} olarak yeniden yazılırsa (2) eşitliğindeki frekans domeni sonlu elemanlar matrisi

$$([S] + j\omega\mu_0[T_1] - \omega^2\mu_0[T_2]) \{e\} = [B] \{J\}$$
<sup>(9)</sup>

halini alır. (9) eşitliğinin sağ tarafındaki matrisleri toplayıp (A) matrisi olacak şekilde yeniden düzenlenirse

$$[A] \{e\} = [B] \{J\}$$
<sup>(10)</sup>

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

$$\begin{bmatrix} A_{ii} & A_{is} \\ A_{si} & A_{ss} \end{bmatrix} \begin{cases} e_i \\ e_s \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{ss} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ J_s \end{cases}$$
(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

$$\begin{cases} 0\\J_s \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 0\\0 & [Y^{\text{int}}]^{-1}[Y^{ext}] \end{bmatrix} \begin{cases} 0\\e_s \end{cases} + \begin{cases} 0\\[Y^{\text{int}}]^{-1}[h^g] \end{cases}$$
(12)

elde edilir. Bu eşitlik (11) eşitliğinde yerine konulursa;

$$\begin{bmatrix} A_{ii} & A_{is} \\ A_{si} & A'_{ss} \end{bmatrix} \begin{cases} e_i \\ e_s \end{cases} = \begin{cases} 0 \\ B'_{ss} \end{cases}$$
(13)

elde edilir.

## **3. NÜMERİK SONUÇLAR**

Önerilen hibrit metot, dikdörtgen açıklıklı dikdörtgen bir rezönatöre uygulanmıştır. Rezonatörün duvarlarının ince ve mükemmel iletken olduğu farz edilmiştir. Rezanatörün açıklık bulunan yüzeyine açıklığa dik y polarizasyonlu bir düzlemsel dalga düşürülmüştür. Açıklığa sahip yüklü rezonatörün geometrisi, Şekil 1'de gösterilmiştir. Rezonatör içerisine kayıplı dielektrik tabaka üç boyutun ikisini tamamen dolduracak şekilde yerleştirilmiştir. Metodun etkinliğini göstermek için, önce 30x12x30 cm boyutlarına sahip boş bir rezonatör ele alınmıştır. Açıklık boyutu 10x0.5 cm' dir.



Şekil 1. Açıklıklı rezonatörün merkezindeki ekranlama etkinliği için simülasyon sonuçları (10x0.5cm)

Rezonatörün merkezindeki Ekranlama etkinliği MoM/FEM hibrit metoduyla hesaplanmış ve literatürdeki Robinson ve ark. [2] (Fig. 1) sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Şekil 1'de görüldüğü gibi sonuçlar arasında uyum vardır. Yüklü rezonatör durumunda, Ekranlama etkinliği hibrit MoM/FEM tekniğiyle hesaplanmıştır. Dielektrik tabaka rezonatörün xy, yz ve xz düzlemini kaplayacak şekilde ayrı ayrı yerleştirilmiştir. Tabakanın kalınlığı 1 cm ve tabakanın dielektrik özellikleri  $\varepsilon_r = 2.65$  ve  $\sigma = 0.22$  S/m olacak şekilde seçilmiştir. Açıklık boyutunun ekranlama etkinliği üzerine etkisini göstermek için, farklı simülasyonlar elde edilmiştir. Şekil 2'de farklı açıklık boyutları için rezonatörün merkezindeki ekranlama etkinliği hesaplanmıştır. Şekil 2'de, beklendiği gibi, açıklık alanı arttıkça ekranlama etkinliğinin azaldığı görülmektedir. Şekil 2'den ekranlama etkinliğinin dielektrik tabakanın yerleştirilme düzlemiyle doğrudan etkilendiği görülmektedir. Dielektrik tabaka rezonatörün yz düzlemine yerleştirildiği zaman etkinliğinin en iyi durumu elde edilmiştir.



Şekil 3. Farklı açıklıklar için dielektrik tabaka içeren (xy düzlemi) rezonatörün ekranlama etkinliği a) xy düzlemi b)yz düzlemi c) xz düzlemi

## 4. SONUÇ

Açıklığa sahip yüklü rezonatörün ekranlama etkinliği hibrit MoM/FEM tekniği kullanılarak incelenmiştir. Literatürdeki boş rezonatörün sonuçlarıyla MoM/FEM ile elde edilen sonuçlar karşılaştırıldı ve aralarında uyum olduğu gösterilmiştir. Yüklü rezonatörün ekranlama etkinliği incelendi. Farklı açıklık boyutları ve farklı rezonatör ekranlama etkinliği etkisi araştırılmıştır. Ekranlama etkinliği eğirisinin açıklık boyutunun değişmesiyle değiştiğini gözlemlenmiştir. Ekranlama etkinliği için en iyi durum, dielektrik tabakanın rezonatörün yz kesitine yerleştirilmesiyle elde edilmiştir. Açıklık boyutu ayarlanarak düşük frekans SE karakteristiği etkin olarak kontrol edilebilir. Bu hibrit metotla çözümde gereken bilinmeyen sayısında bir azalma elde edilmiştir. Böylece kullanılan hafıza ve işlem zamanı azaltılmıştır.

#### REFERANSLAR

- Thomas, D.W.P. ve ark. 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. ve ark. 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. ve ark. 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. ve ark. 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.

# MİLGEM (Milli Gemi) Elektromanyetik Uyumluluk ve Girişimin Azaltılması Çalışmaları

Fatih ÜSTÜNER, Coşkun COŞAR

TÜBİTAK UEKAE, Gebze, Kocaeli Tel: 0-262-6481202 Faks : 0-262-6481100 e - posta :fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr

**Özet:** MİLGEM Projesi milli imkanlarla yapılan bir proje olması sebebiyle bir çok ilkleri de bünyesinde barındırmaktadır. Bu proje kapsamında yapılan elektromanyetik uyumluluk çalışmaları da ülkemizde bir çok ilkin gerçekleşmesine yol açmıştır. Bu çalışmalarda ilk kez bir elektromanyetik girişim ve uyumluluk kontrol planı geliştirilmiş, detaylı anten analizleri gerçekleştirilmiş ve ölçekli modeller üzerinde analiz sonuçları doğrulanmıştır.

### 1. Giriş

Bu bildiride, tamamen milli imkanlarla yapılan MİLGEM savaş gemisi için uygulanan entegre elektromanyetik uyumluluk programı ve bu programın elemanları hakkında bilgi verilecektir. Bünyesinde bir çok elektrik, elektronik, elektro-mekanik teçhizat ve alt-sistemi barındıracak olan MILGEM gemisinde bu teçhizat ve alt-sistemi hem kendi aralarında hem de bulunacakları elektromanyetik ortamla uyumlu çalışmaları gemi entegrasyon çalışmalarında gözetilen önemli hedeflerden biridir. Gemi üst yapısında radar ve muhabere sistemlerine ait antenlerin optimum yerleşiminin sağlanması, teçhizat/alt-sistem ve ara bağlantılarının (kablo, konektör topraklama gibi) tesisi sırasında gerekli elektromanyetik girişim (EMI) önlemlerinin alınması, alınan EMI önlemlerinin denetimleri ve muhtelif aşamalarda testlerinin gerçekleştirilmesi, platform seviyesinde sistem içi EMI etkileşim testlerinin EMI kaynak-hedef matrisi çerçevesinde gerçekleştirilmesi, tespit edilen girişimler ve ilgili standartlara uymayan tesisat için gerekli iyileştirme çalışmalarının yapılması ve uygulanması, personel ve mühimmata karşı olabilecek ışıma zararları testlerinin (RADHAZ ve HERO) gerçekleştirilmesi ve gerekli önlemlerin alınması gerekmektedir. Tüm bu faaliyetler bir program çerçevesinde gerçekleştirilmelidir.

### 2. EMI/EMC Kontrol Planı

EMI/EMC faaliyetlerinin belirli bir disiplin altında gerçekleştirilmesine yönelik olarak, içeriğinde gemiye ilişkin tüm elektromanyetik girişim ve uyumluluk öğelerinin yer aldığı bir elektromanyetik uyumluluk kontrol planı hazırlanmıştır [1]. Bu kontrol planı tüm proje boyunca güncellenmektedir. Hazırlanan EMI/EMC kontrol planının içeriğini aşağıdaki öğeler oluşturmuştur:

- Cihaz/alt-sistem seviyesinde EMI/EMC isterlerinin saptanması
- Gemi topraklama, bağlama, ekranlaması hakkında isterlerin belirtilmesi
- Gemi kablolaması ile ilgili EMI isterlerinin belirtilmesi
- Anten yerleşiminin belirlenmesi
- Gemi donatımı sonrasında yapılacak EMI/EMC testleri

Cihaz/alt-sistem seviyesinde EMI/EMC isterleri açısından güverte üstü cihazlar ve güverte altı ancak görev kritik cihazlar için MIL-STD-461E uyumluluğu aranmıştır [2]. Güverte altı diğer teçhizat için IEC 60533 uyumluluğunun yeterli olacağı değerlendirilmiştir [3]. Gemi topraklama, bağlama, ekranlaması konusunda MIL-STD-1310G'ye uygun isterler EMI/EMC kontrol planına ithal edilmiştir [3]. Gemi kablolaması ile ilgili çalışmalar yapılmış ve bu konuda lisans altında gerçekleştirilen firkateyn projelerinde elde edilen tecrübenin kullanılmasına karar verilmiştir.

## 3. Üst Yapı Anten Yerleşimi

Planın en önemli unsurunu platform içi uyumluluk konusunda en fazla problemin yaşanacağı antenlerin yerleşimi konusu oluşturmaktadır. Antenlerin yerleşimi konusunda aşağıdaki unsurlar dikkate alınarak sayısal analizler gerçekleştirilmiştir:

• Antenler arası kuplaj

- Anten ışıma örüntüleri ve iletişim kalitesi
- Işıma zararı etkileri

Antenlerin üstyapı üzerinde optimum yerleşim yerlerinin saptanmasında sayısal elektromanyetik hesaplama yöntemlerinden yararlanılmıştır. Sayısal analizler moment yöntemi (MoM) ve geometrik/düzgün kırınım teorisi (UTD/GTD) kullanan ticari kodlar kullanılarak yapılmıştır [5,6]. Hesaplamalarda gözetilen hususlar şunlardır:

- Anten kaplama alanının üstyapıda mevcut gemi direği (ana direk) gibi yapıların blokaj etkilerinden mümkün olduğu kadar korunması,
- Haberleşme, seyrüsefer ve radar antenleri için maksimum çalışma menzilinin sağlanması,
- Antenlerin birbirlerinin elektromanyetik girişimlerinden asgari seviyede etkilenmesi,
- Personel ve silah sistemleri üzerinde olabilecek elektromanyetik alan seviyesinin asgari seviyelere düşürülmesi.

MİLGEM'de antenler üç kısımda ele alınmıştır:

- HF antenleri
- VHF/UHF antenleri
- 1 GHz üstü yönlü antenler

VHF/UHF antenleri ilgili yapılan değerlendirme sonucu bu antenlerin ana direğin çevresine yerleştirilmesine karar verilmiştir. Bu kapsamda yapılan analiz ve ölçüm çalışmaları yine bu konferansta sunulan başka bir bildiride ele alınmıştır [7].

HF antenleri, sayılarının fazlalığı ve diğer alt sistemleri etkilemesi açısından tasarımında ve yerleşiminde özellikle dikkat edilmesi gereken unsurlardır. Bu sistemlerin gemi üzerindeki yerleşimleri elektromanyetik hesaplama yoluyla analiz edildiği gibi, 1:50 ölçeğinde gemi modeli üzerinde yapılan ölçümlerle de bu analizin doğrulanması sağlanmıştır. MİLGEM elektromanyetik uyumluluk çalışmaları kapsamında bu ölçümlerin gerceklestirilmesine vönelik bir acık saha anten ölcüm düzeneği gelistirilmistir. Ölcümün yapıldığı saha TÜBİTAK Gebze Yerleşkesinde mevcut açık saha test alanı (ASTA) dır. ASTA 18 x 20 m'lik boyutlara sahip bir çelik toprak düzleminden ibarettir. Sahanın çevresinde yansıtıcı herhangi bir yükselti mevcut değildir. Çelik toprak düzleminin üstünde 3 m çapında bir döner tabla mevcuttur. Döner tabla ile çelik toprak düzlemi arasında elektriksel iletkenlik iletken firçalar yoluyla sağlanmaktadır. Çelik toprak düzleminin üstünde 0-90 arasında yükselme kabiliyeti olan anten direği yer almaktadır. Anten direği ters U şeklinde olup her kola bağlı motor redüktör çifti mevcuttur. Test anteni ters U yapısının tabanının tam ortasında yer almaktadır. İki koldaki motorların senkronizasyonu test otomasyonunun gerçekleştirildiği kontrol bilgisayarı tarafından gerçekleştirilmektedir. Anten direğinin kollarının uzunluğu 12 m olup kollar arası mesafe 7 m'dir. Anten direği elektromanyetik acıdan gecirgen nitelikte olması icin epoksi cam kompozit malzemeden yapılmıştır. Kacınılmaz olarak metal kullanımı gereken motor-redüktör bölgesi ise test esnasında RF soğurucu malzeme ile kaplanmıştır. Sekil 1 (a)'da açık saha anten ölçüm düzeneği görülmektedir. Sekil 1 (b) de gemi üzerinde bulunan HF1 antenine ait 15 Mhz frekansında gemi roll ekseninde elde edilen anten ısıma diyagramı görülmektedir. Sekilde kırmızı eğri ile analiz sonucu verilmiş olup mavi ve siyah eğrilerle ölçüm sonuçları verilmiştir. Şekil 1 (c) de ise aynı antenin vine 15 MHz frekansında gemi pitch ekseninde elde edilen anten ışıma diyagramı ver almaktadır [8].

Anten yerleşiminde analiz sadece anten kuplaj analizi ile sınırlı tutulmamıştır. Şekil 2 (a)'da belirtildiği gibi gemiye yerleştirilmesi düşünülen HF telsiz sistemlerine ait parametreler kullanılarak girişim yapan sistemin girişinden girişime uğrayan sistemin çıkışına kadar uçtan uca ko-site analizi gerçekleştirilmiştir. Ko-site analizinde iki farklı girişim tipi, AYKİ (alıcı yan kanal işareti) ve VYİK (verici yan kanal işareti) göz önüne alınmıştır. AYKİ girişimi analizi için alıcı belirli bir kanala ayarlanmıştır (örneğin 3 MHz). Verici ise alıcıdan negatif veya pozitif yönde belirli bir frekans uzaklıkta başka bir kanala ayarlanmıştır (örneğin pozitif yönde %10 frekans ayrımıyla 3.3 MHz'e). Bu konumda vericiden yayılan işaretin birer filtre işlevi gören anten kuplörleri, RF ön seçici filtreden geçtikten sonra alıcıya ulaşan seviyesi hesaplanmıştır. Elde edilen seviye alıcı duyarlılık seviyesini geçtiği takdirde girişim vardır. Aksi durumda bir başka deyişle girişim işareti alıcı duyarlılık seviyesinin altında kalırsa girişim yoktur. Durumu özetleyen denklem aşağıda verilmiştir:

$$EMI Marjin = P_{girisim} - S_{alici} \tag{1}$$

Burada  $P_{girişim}$  verici işaretinin alıcıda hissedilen seviyesini,  $S_{alıcı}$  ise alıcı duyarlılık seviyesini göstermektedir. Bu girişim etkisi alıcının farklı dört kanal frekansı (3, 6, 12 ve 24 MHz) için ve her bir farklı verici için hesaplanmıştır. Analizlerde verici frekansı alıcı frekansından sırasıyla ±%20, ±%10, ±%5 uzakta tutulmuştur.



Şekil 1 Ölçekli Model Üzerinde Anten Ölçüm Düzeneği (a) HF1 anteni roll ekseni ışıma Diyagramı (b) HF1 anteni pitch ekseni ışıma diyagramı (c) (Kırmızı analiz , mavi ölçüm sonucunu göstermektedir)



Şekil 1 Kosite Analizi (a) HF1 HF7 – HF1 Verici Yan Kanal İşaret Girişim Analizi Sonucu (b)

Benzer bir girişim analizi VYİK için yapılmıştır. Bu kez yine önceki girişim etkisindeki gibi alıcı belirli bir frekansa ayarlanmıştır (örneğin 3 MHz). Verici ise alıcıdan negatif veya pozitif yönde belirli bir frekans uzaklıkta başka bir kanala ayarlanmıştır (örneğin pozitif yönde %10 frekans ayrımıyla 3.3 MHz'e).

Vericinin alıcı frekansındaki genişbantlı çıkış gürültüsünün alıcı IF bandgenişliğinden geçen kısmı hesaplanmıştır. Alıcıya ulaşan güç seviyesi alıcı duyarlılık seviyesini geçtiği takdirde girişim etkisinin var

olduğu kabul edilmiştir. Hesaplama yine AYKİ girişiminde olduğu gibi alıcının farklı dört kanal frekansı (3, 6, 12 ve 24 MHz) için ve her bir farklı verici için hesaplanmıştır. AYKİ analizinde olduğu gibi aynı alıcı frekansı için verici altı farklı kanala ayarlanmıştır. Şekil 2 (b)'de bu analize ilişkin örnek bir çıktı verilmiştir [9].

1 GHz üstünde gemi üzerinde genelde radar sistemleri yer almaktadır. Ayrıca uydu haberleşme ve elektronik destek sistemleri de yine 1 GHz'in üstünde yer alan diğer sistemlerdir. Radarların gemi üzerindeki yerleşiminde gemi üst yapısının blokaj etkileri göz önüne alınmıştır. 1 GHz üstünde en önemli girişim mekanizması radar ve uydu haberleşme sistemlerinin elektronik destek alıcısı üzerinde oluşturdukları girişim etkisidir. Bu problem sadece mevcut savaş gemilerimizde hissedilen bir problem olmayıp diğer yabancı ülkelere ait savaş gemilerinde de bir problem olarak kendisini göstermiştir. Bu konuyla ilgili detaylı analizler yapılmıştır [10, 11, 12]. Bu analizlerde girişime yol açan ve girişime uğrayan antenlerin benzetimi yapılmış ve UTD/GTD yöntemini kullanan sayısal analiz kodlarıyla etkileşim seviyeleri tespit edilmiştir.

## 4. Gemi Testleri

MİLGEM projesinin ilk gemisi Heybeliada 27 Eylül 2008'de denize indirilmiştir. Geminin donatımı yapıldıktan sonra temel olarak aşağıda belirtilen testlerin yapılması planlanmıştır:

- Tekne kaynaklı intermodülasyonla girişimin (IMI) testi: Bu testte gemide bulunan HF vericileri tarafından üretilen 19 ve daha üst derecelerde intermodülasyon ürünlerinin gemi HF alıcıları tarafından algılanma seviyesi araştırılacaktır.
- Sistem-içi (platform seviyesinde) EMI testi :Gemi yapımı bittikten sonra gemi seviyesinde sistem-içi elektromanyetik girişim testi gemi üzerindeki tüm elektrik-elektronik teçhizatın etkileyen –etkilenen matrisi çerçevesinde etkileşim testi yapılacaktır.
- Personel ve Mühimmata Yönelik Işıma Zararları Testleri (RADHAZ ve HERO testleri) :Platform üzerinde kritik noktalarda (personel ve silah sistemlerinin bulunduğu noktalar) elektromanyetik alan seviyesi ölçülecektir.

## 5. Sonuç

MİLGEM projesinde EMI/EMC Kontrol planı hazırlanmış ve bu plan dahilinde entegre bir EMI/EMC faaliyeti yürütülmektedir. Üst yapı anten analizleri yapılmıştır. HF bandında gerçekleştirilen analizler ölçekli model üzerinde yapılan ölçümlerle doğrulanmıştır. Ölçekli model üzerinde ölçümlerin yapılmasına yönelik test altyapısı geliştirilmiştir. Girişim analizlerinde sadece anten kuplaj analizleri ile yetinilmemiş girişim seviyesi hakkında daha doyurucu sonuçları veren ko-site analizi de gerçekleştirilmiştir.

### Kaynaklar

[1]. 197-TMLG-4070-001-000-B, MİLGEM EMI/EMC Kontrol Planı, TÜBİTAK UEKAE, Gebze Kocaeli, 2007

[2]. MIL-STD-461E, Requirements For The Control Of Electromagnetic Interference Characteristics Of Subsystems And Equipment, ABD Savunma Bakanlığı, 1999

[3]. IEC 60533:1999, Electrical and Electronic installations in Ships – Electromagnetic Compatibility, IEC, 1999
 [4]. MIL-STD-1310G, Shipboard Bonding, Grounding and Other Techniques for Electromagnetic Compatibility, ABD Savunma Bakanlığı, 1996

[5]. NEC, Numerical Electromagnetics Code Version 2, Lawrence Livermore Ulusal Laboratuvari, ABD, 1981

[6]. NEC-BSC, Basic Scattering Code Version 4.2, Ohio State University, ABD, 2002

[7]. Doğan M., Üstüner F., "VHF/UHF Antenlerinin Gemi Direği Üzerindeki Yerleşiminin Anten İzolasyonu ve Performansı Açısından İncelenmesi", IV. URSI Türkiye Bilimsel Kongresi, 2008, Antalya

[8]. 897-TMLG-0714-008-000-0, HF Antenlerinin Ölçekli Gemi Modeli Üzerinde İşıma Diyagramı Ölçüm Raporu, TÜBİTAK UEKAE, Gebze Kocaeli, 2007

[9]. 897-TMLG-0714-006-000-0, HF Muhabere Sistemi Girişim Analizi Raporu, TÜBİTAK UEKAE, Gebze Kocaeli, 2007

[10]. 897-TMLG-0714-011-000-0, Uydu Haberleşme (X-Band) ve Elektronik Destek (ED) Sistemleri Girişim Analizi Raporu, TÜBİTAK UEKAE, Gebze Kocaeli, 2008

[11]. 897-TMLG-0714-012-000-0, LPI Radar ve Elektronik Destek (ED) Sistemleri Girişim Analizi Raporu, TÜBİTAK UEKAE, Gebze Kocaeli, 2008

[12]. 897-TMLG-0714-013-000-0, Darbe Seyrüsefer Radarları ve Elektronik Destek (ED) Sistemleri Girişim Analizi Raporu, TÜBİTAK UEKAE, Gebze Kocaeli, 2008

# UHF RFID SİSTEMLERİ İÇİN DOĞRUDAN VE KUPLAJ BAĞLANTILI SİMETRİK MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI

Yasin Avseren, Aziz Süleymanov, M. Fatih Çağlar, Adnan Kaya Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Isparta <u>avseren yasin@hotmail.com, mfcaglar@mmf.sdu.edu.tr</u>

Özet: Radyo Frekanslı Tanımlama (RFID) canlıları veya nesneleri radyo dalgaları kullanarak tanımlayan teknolojilere verilen genel isimdir. RFID sistemleri için, hayvan, insan ve araç tanımlanması, depolama ve döküm sayımı, lojistik, endüstriyel üretim kontrolü, kütüphane yönetim sistemi, sağlık, fabrika otomasyonu, bagaj takip, akıllı raf sistemleri, oteller ve tatil köyleri kullanım alanlarındandır. Çalışma bandında ETSI'nin UHF RFID sistemler için standartlaştırdığı frekans aralığı göz önüne alınmıştır. Uygulama olarak, 865MHz'te çalışan çift yamalı anten tasarımı AWR Microwave Office® programı yardımıyla yapılmış ve sonuçlar kazanç, dönüş kaybı gibi performans parametreleri açısından karşılaştırılmış, iyi sonuçlar elde edilmiştir. Sonuçta, tasarlanan mikroşerit anten UHF RFID sistemlerde verimli bir şekilde kullanılabilir.

### 1. Giriş

Günümüzde, RF dalgalarını kullanarak objeleri otomatik tanımlayan RFID sistemleri çok hızlı ilerleyen bir teknolojidir[1]. RFID etiket ve okuyucu tasarımına yönelik pek çok çalışma ve yaratılan kullanım alanları sistemin daha da yaygınlaşacağını göstermetedir[2]. Birçok tanımlama biçimi vardır ama en yaygın olanı bir canlıyı ya da nesneyi tanımlayan bir antene bağlanmış mikroçip (RFID Etiketleri) içine kayıt edilmiş kimlik numarasının antenlere aktarılması, mikroçipin tanım bilgisini okuyan antenin elde ettiği sinyalleri bir okuyucuya iletilebilmesi ve okuyucunun da RFID etiketinden aldığı radyo dalgalarını sayısal anlamlı bilgiye dönüştürerek bilgisayar sistemine aktarması ile süreci tamamlayan yapının tamamıdır [3]-[4].

RFID sistemleri pek çok alanda önemli roller için kullanılır hale gelmiştir. Özellikle büyük alışveriş marketleri zincirinde, servis endüstrisinde, lojistik dağıtımında ve imalat şirketlerinde ürün tanımı için kullanılır. Ayrıca hayvan takiplerinde de kullanılmaktadır. Bu teknoloji ile şirketlerin avantajları arasında, azalan insan gücü maliyeti, otomatik olarak stok kontrolü, ürünlerin takibi ve hemen ulaşılabilecek detaylı ürün bilgisidir. Ayrıca RFID sistemi sayesinde, şirketlerin işlem süreçleri hızlanarak raporlar süratli ve doğruluğu yüksek bir şekilde oluşturulabilecektir.

Bu çalışmada, UHF 865MHz frekans bandında çalışan RFID etiketi alıcı anten tasarımı yapılmıştır. Çalışmayı yaparken ETSI'nin Avrupa için standartlaştırdığı UHF RFID sistemlerinin çalışma aralığı olan 865–868MHz frekans bandı özellikle seçilmiştir. Tasarım aşamasında kullanılan substrat malzeme özellikleri, anten boyutları, antenin geometrik şekli ve ışıma örüntüsü dikkate alınmıştır. Tasarımda kullanılan substrat malzeme bulunması

kolay ve dielektrik olarak çok iyi bir malzeme olmayan FR4 tipi substrat olup bu malzemenin karakteristik özellikleri  $\epsilon_r$ =4,6, tand=0,002 olacak şekilde seçilmiştir.

## 2. Anten Tasarımı

Bu çalışma yapılırken Madhuri Bharadwaj Eunni'nin 2004 yılında yayınladığı yüksek lisans bitirme tezinde tasarlamış olduğu "915MHz UHF Çift Yamalı Doğrudan Beslemeli Anten" tasarımı baz alınmıştır. Bu tezde tasarlanmış anten Şekil 1a'da ve bu antenin empedans-frekans değişimi Şekil 1b'de gösterilmiştir [5].



Şekil 1b. Kuplaj beslemeli antenin empedansı [5].

Bu çalışmada ise referans alınan antenin şekli ve boyutları üzerinde değişiklikler yapılarak UHF RFID Avrupa standardı olan ETSI 865-868MHz frekans bandı için tasarım baştan yapılmıştır. Bu antenin tasarımında giriş ve çıkış yansıma katsayıları, giriş empedansı ve ışıma örüntüsü ayrı ayrı incelenmiştir. Anten simülasyonları MoM Metodunu kullanan AWR Microwave Office® paket programında gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan kuplaj beslemeli çift yamalı mikro şerit anten Şekil 2'de gösterilmiştir ve antenin uzunluğu 10,2cm ve antenin genişliği 4,32cm'dir.



Şekil 2. Kuplaj beslemeli çift yamalı anten.

Bu antenin yansıma katsayısı Şekil 3a'da ve ışıma örüntüsü de Şekil 3b'de ve giriş empedansı Şekil 3c'de gösterilmiştir. Ayrıca yansıma katsayısı -42.2dB olarak elde edilmiştir. Bu yansıma katsayısı bir RFID anten için yeterice verimlidir. Yani başka bir ifadeyle referans seviyeye göre yaklaşık %0.01'lik güç yansıması vardır. Rezonans frekansı olan 870 MHz frekansı civarında, antenin giriş empedansı ise 49.54-j0.6 $\Omega$  olarak elde edilmiştir. Bu empedans değeri de sistem tasarımı açısından yeteri kadar iyidir. Çünkü empedansta sanal kısım yok denilecek kadar azdır. Antenin empedans uyumluluğu açısından da 50 $\Omega$ 'luk standart değere %5 hatayla yaklaşılmıştır. Antenin ışıma örüntüsü incelendiğinde  $\theta$ =+90° yönünde maksimum ışıma yaptığı görülmektedir (Şekil 3b). Anten kazancı 6.335dB olarak elde edilmiştir. 3dB demet genişliği ise (90°-28.7°)=61.3° olmaktadır.





## 3. Sonuç

Kullanılan substrat malzemenin çok fazla iyi olmamasına rağmen, elde edilen simülasyon sonuçlarında referans alınan çalışmanın sonuçlardan daha iyi sonuçlar bulunmuştur. Yapılan anten tasarımı (10,2cm×4,32cm) empedans uyumluluğu açısından da istenilen seviyeye çok yakındır. Yani antenin sisteme uyumluluğu açısından 50Ω'luk standart değere neredeyse elde edilmiştir. Simülasyon sonuçlarında, anten 865MHz rezonans frekansında yüksek performansa ulaşmakta ve standart frekans bandında çalışmaktadır. Ayrıca antenin ışıma örüntüsüne bakıldığında, elde edilen açısal okuma yönünün tek yönlü olması farklı yönlerdeki etiketlerin okuyucuyu etkileme şansını neredeyse yok etmektedir. Bu sonuçlar göz önüne alındığında yapılan tasarımın kapı veya depoların giriş-çıkışlarında ürün kontrolü veya tanınması maksatlı kullanılabilecektir.

## 4. Kaynaklar

- [1]. Rao K.V.S., Nikitin P.V., Lam S.F., Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 12, 2005.
- [2]. Alien Technology RFID tags, http://www.alientechnology.com/products/rfid\_tags.php
- [3]. Dobkin, D. M., The RF in RFID : Passive UHF RFID in Practice, Newnes, 2008
- [4]. Sanghera, P., RFID+ Study Guide and Practice Exam, Syngress Publishing, Inc, 2007
- [5]. Eunni, M. B.: 'A Novel Planar Microstrip Antenna Design for UHF RFID' Yüksek Lisans Tezi, 2004

## MIMO Kanalında Anten Dizilerinin Analiz ve Tasarımı için Doğru ve Verimli bir Teknik

Celal Alp Tunç, Vakur B. Ertürk, Defne Aktaş, Ayhan Altıntaş Bilkent Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara celal [at] ee bilkent edu tr,

Özet: Mikroşerit baskı anten dizilerinin MIMO kanal kapasiteleri incelenmiştir. Antenler arasındaki etkileşimler ve ışıma alanları gibi elektromanyetik etkiler, kablosuz kanala doğru bir şekilde eklenmiştir. Geliştirilen kanal modeli tekniği literatürdeki simülasyon ve ölçümlerle karşılaştırılmıştır. Avrıca, baskı dizilerin – dielektrik matervalin kalınlığı ve geçirgenliği – elektriksel ve geometrik özelliklerinin MIMO kanaldaki başarıma etkileri incelenmiştir.

### 1. Giriş

Cok girisli cok cıkıslı (multiple input multiple output - MIMO) haberlesme sistemlerinde kullanılacak cok elemanlı anten dizisinin seçimi kablosuz kanal davranışını önemli ölçüde etkileyebilir. Bu yüzden, daha iyi bir sistem tasarımı için alıcı ve vericideki antenlerin elektromanyetik etkilerinin kablosuz kanal modeline katılması gereklidir.

İnce dipol anten dizilerdeki antenlerin bağlaşım (coupling) etkilerinin kanala eklenmesi literatürde sıkça incelenmiştir [1-5]. Fakat, mikroşerit başkı antenlerin MIMO uygulamalardaki başarımları (bu antenler düşük maliyet ve ağırlık, montaj yüzeyine uyumluluk gibi açılardan diğer anten çeşitlerinden avantajlı olmalarına rağmen) boş uzayda asılı (freestanding - FS) ince dipol anten dizileri kadar incelenmemiştir.

Bu çalışmada, mikroşerit baskı dipol dizilerinin MIMO kanal kapasiteleri araştırılmıştır. Uzay ve yüzey dalgalarından kaynaklanan dipoller arasındaki etkileşimler ve ışıma alanları gibi elektromanyetik etkiler, elektrik alan integral denkleminin (electric field integral equation - EFIE) momentler metodu (method of moments - MoM) ile çözümü kullanılarak ve ışıma integralleri hesaplanarak, kablosuz kanala doğru bir şekilde eklenmiştir. Bu model tarafımızdan kısaca channel model with electric fields (MEF) şeklinde adlandırılmıştır.

Geliştirdiğimiz kanal modeli [6]'da uyarlamalı (adaptive) FS dipoller için verilen simülasyon ve ölçümlerle karşılaştırılmıştır. Kanal modelinin doğruluğu böylece sağlandıktan sonra, baskı dipollerin MIMO kapasiteleri araştırılmış ve FS dipollerle karşılaştırmalar verilmiştir. Ayrıca, baskı dizilerin - dielektrik materyalin kalınlığı ve gecirgenliği ile yüzey dalgaları gibi – elektriksel ve geometrik özelliklerinin MIMO kanaldaki basarıma etkileri incelenmiştir. Yüksek kapasiteli baskı dipol dizileri tasarımı için uygun dielektrik tabaka konfigürasyonları sunulmustur.  $\omega$  acısal frekansı göstermek kaydıyla, zamana bağlılık  $e^{j\omega t}$  olarak alınmıştır.

### 2. Tam-dalga MIMO Kanal Modeli (MEF)

$$\overline{V}^{rx} = \mathbf{H} \overline{V}^{tx} + \overline{n}. \tag{1} \qquad V^0_{p,\theta} = \alpha^{\theta\theta}_p E_{p,\theta} + \alpha^{\theta\phi}_p E_{p,\phi} \tag{7}$$

$$C = E\left[\log_2\left(\left|\mathbf{I} + \frac{P_T}{T}\mathbf{H}\mathbf{H}^h\right|\right)\right]$$
(2)  $V_{p,\phi}^0 = \alpha_p^{\phi\theta}E_{p,\theta} + \alpha_p^{\phi\phi}E_{p,\phi}$ (8)

$$\overline{I}^{tx} = \left(\mathbf{Z}^{tx} + \mathbf{Z}_{M}^{tx} + \mathbf{Z}_{S}\right)^{-1} \overline{V}^{tx}$$
(3)

$$\overline{E}_{pm} = \left(\hat{\theta}_{2}^{p} V_{p,\theta}^{0} + \hat{\phi}_{2}^{p} V_{p,\phi}^{0}\right) \frac{e^{-jkr_{mp}}}{r_{mp}}$$
(9)

 $E_m = \sum_{m=1}^{S} \hat{u}_m \cdot \overline{E}_{mm}$ 

$$\overline{E}_{np} = \frac{-j\omega\mu_0}{4\pi} \int_{S_n} \overline{J}_n(\overline{r}_n') G(\overline{r}_p, \overline{r}_n') dr'_n.$$
(4)

$$\overline{E}_{p} = \sum_{n=1}^{T} \overline{E}_{np} = \hat{\theta}_{1}^{p} E_{p,\theta} + \hat{\phi}_{1}^{p} E_{p,\phi}$$
(5)

$$\mathbf{A}_{p} = \begin{bmatrix} \alpha_{p}^{\theta\theta} & \alpha_{p}^{\theta\phi} \\ \alpha_{p}^{\phi\theta} & \alpha_{p}^{\phi\phi} \end{bmatrix}.$$
(6)

$$\overline{V}^{rx} = \mathbf{Z}_{t} \left( \mathbf{Z}^{rx} + \mathbf{Z}_{t}^{rx} + \mathbf{Z}_{t} \right)^{-1} \overline{V}$$
(11)

$$-L\left(-\frac{1}{2}-\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\right) + L\left(-\frac{1}{2}\right)$$

$$V_{m} = \int_{S_{m}} E_{m}(r_{m}') w_{m}(r_{m}') dr_{m}'$$
(12)

(10)

(11)

Saçıcı senaryosu olarak üç boyutlu, tek saçınımlı bir geometrik model kullanılmıştır [Şekil 1 (a)]. Senaryo alıcı ve verici anten dizileri ile S adet birörnek dağılmış saçıcılar içermektedir. Çok saçınımlılar da dahil olmak üzere, herhangi başka bir geometrik saçıcı senaryosunun MEF ile kullanımı da mümkündür. Sönümün frekansa bağımlılığı düz kabul edilerek (flat fading), alıcıdaki işaret vektörü,  $\overline{V}^{rx}$ , vericideki işaret,  $\overline{V}^{tx}$ , ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü vektörü,  $\overline{n}$ , cinsinden (1)'deki gibi yazılabilir. R ve T alıcı ve verici dizilerdeki anten sayılarını göstermek üzere, **H** boyutu  $R \times T$  olan kanal matrisidir. Kanal bilgisinin sadece verici tarafında olduğu kabul edilerek, ulaşılabilecek veri-hızı (kapasite) denklem (2)'de verilmiştir. (2)'de I birim matrisi, |.| matris determinantını,  $P_{\tau} = E[(\overline{V}^{tx})^h \overline{V}^{tx}]$  toplam iletilen işaret gürültü oranını (SNR), (.)<sup>h</sup> ve E[.] ise sırasıyla eşlenik devrik ve beklenen değer işlemlerini göstermektedir. Şekil 1 (b)'de verici (TX) dizinin n. elemanı için devre modeli görülmektedir. TX dizisine ait MoM empedans matrisi,  $\mathbf{Z}^{\alpha}$ , dizi elemanları üzerindeki akımları,  $\overline{I}^{\alpha}$ , kaynak gerilimlerine,  $\overline{V}^{\alpha}$ , (3) ile ilişkilendirmektedir. (3)'te  $\mathbf{Z}_S$  ve  $\mathbf{Z}_M^{\alpha}$  sıfır olmayan elemanları her bir verici antenin kaynak ve uyum empedansları olan köşegen matrislerdir. TX dizisinin uzak alanında bulunan p. saçıcıya n. verici antenden gelen elektrik alan (4)'te verilmiştir. Burada,  $\mu_0$  boşluğun manyetik geçirgenliğini;  $\overline{J}_n$  *n*. TX anten üzerindeki  $I_n^{tx}$ 'e bağlı akım yoğunluğunu ve  $\int_{S_{-}}(.)dr'_{n}$  anten üzerinde alınan yüzey integralini göstermektedir. Ek olarak,  $\overline{r}_{p}$  and  $\overline{r'_{n}}$  p. saçıcı ve *n*. TX antenin yer vektörleri olmak üzere,  $G(\overline{r_p}, \overline{r_n})$  ortamın Green fonksiyonudur. *p*. saçıcıya vericiden gelen toplam alan (5)'te verilmiştir.  $\hat{\theta}_1^p$  ve  $\hat{\phi}_1^p$ , p. saçıcının orijini TX dizinin merkeziyle çakışan küresel koordinatlardaki yükselme ve azimut açılarının birim normal vektörleridir [Şekil 1 (a)]. Her saçıcının 2×2 boyutunda bir saçınım katsayısı matrisine sahip olduğu varsayılmış,  $A_p$ , ve elemanları genelleme yitirilmeden bağımsız özdeşçe dağılmış Gauss rasgele değişkenleri olarak alınmıştır. Her saçıcı yönbağımsız bir ışıyıcı gibi düşünülerek, p. saçıcıdan ışıyarak ve *m*. alıcıya gelen çapraz polarizasyonlu alan,  $\overline{E}_{nm}$ , (6)-(9)'da verilmiştir. *k* serbest uzaydaki yayılma hızı ve  $r_{mp} m$ . alıcı elemanla p. saçıcı arasındaki mesafedir. (9)'daki birim normal vektörler  $(\hat{\theta}_2^p, \hat{\phi}_2^p)$ , orijini alıcı dizinin

merkeziyle kesişen başka bir küresel koordinat sistemi için seçilmişlerdir [Şekil 1 (a)]. *m*. alıcı anten tarafından alınan alan (10)'da verilmiştir.  $\hat{u}_m$  antenin polarizasyon yönünü gösteren birim normal vektördür [7]. Şekil 1 (c)'de gösterilen, *m*. antenin devre modeli kullanılarak alınan işaret vektörü,  $\overline{V}^{rx}$ , (11) ile verilen doğrusal denklem sisteminden elde edilir.  $\mathbf{Z}^{rx}$  MoM ile bulunan verici dizinin ortak etkileşimler matrisi,  $\mathbf{Z}_L$  ve  $\mathbf{Z}_M^{rx}$  köşegen yük ve uyum empedans matrisleri,  $\overline{V}$  ise MoM matris denkleminin bilinen vektörüdür.  $\overline{V}$  'nin elemanları alıcı antenlerin aldıkları toplam alanlardan (12) ile hesaplanır.  $w_m$  *m*. antenin ağırlıklandırma fonksiyonudur ve bir Galerkin MoM çözümü elde etmek için antenin üzerindeki akım dağılımıyla eş alınmıştır.

Elektromanyetik etkileri içeren kanal matrisini elde etmek için aşağıdaki prosedür kullanılır:

- i.  $\mathbf{Z}^{tx}$  and  $\mathbf{Z}^{rx}$  hesaplanır.
- ii. n = 1 ile başlanarak,
- iii. *n*. verici eleman etkinleştirilir  $(V_n^{tx} = 1V, V_{k\neq n}^{tx} = 0)$ .
- iv. Akım vektörü (3)'ten elde edilir.
- v. (4)-(12) hesaplanır; sonra MIMO kanal matrisi elemanları (13) ile bulunur:

$$h_{mn} = \frac{V_m^{rx}}{V_n^{tx}}, \ V_{k\neq n}^{tx} = 0.$$
(13)

vi. *n* artırılır ve (iii)'e gidilir.

Bu çalışmada, uzayda asılı (FS) ince dipol antenler sözkonusu iken, EFIE'yi çözmek ve empedans matrisi elemanlarını Galerkin MoM uygulayarak üretmek için, serbest uzay Green fonksiyonu ve dipoller üzerinde parçalı sinus biçimli akımlar kullanılmıştır. FS bir dipolün ışıma alanı (4)'teki integral kolayca alınarak hesaplanabilmektedir. Baskı diziler söz konusu olduğunda, dizi elemanlarının aralarındaki uzaklıklara bağlı olarak, değişik Green fonksiyon gösterimleri hesaplamasal olarak optimize bir şekilde kullanılmıştır [8-12]. Topraklanmış dielektrik tabakanın Green fonksiyonu ve tek bir baskı devre dipol antenin ışıma alanı [8-10]'da bulunabilir.

#### 3. Bulgular

Bu bölümde, baskı devre dipollerin MIMO kapasiteleri ile ilgili ulaşılan sonuçlar verilmiştir. Üç boyutlu saçıcı ortamının 8 metre uzunluğunda, 3 metre genişliğinde ve yüksekliğinde bir oda içinde birörnek dağıtılmış 20 saçıcıdan oluştuğu varsayılmıştır [6]. Kapasite sonuçları 1000 farklı kanal gerçeklemesi üzerinden ortalama alınarak hesaplanmıştır. Bu bölümdeki FS dipollerin  $\lambda/2$  uzunlukta ve  $\lambda/100$  çapta ince-tel elemanlardan; baskı devre dipollerin ise elektrik geçirgenliği  $\varepsilon_r$  ve kalınlığı *d* olan topraklanmış bir dielektrik substratın üzerinde konumlanmış

 $\lambda_{e'}/2$  uzunluğunda ve  $\lambda/100$  genişliğinde metallerden oluştuğu düşünülmüştür.  $\lambda$  serbest uzay dalgaboyunu,  $\lambda_{e'} = \lambda/[0.5(\varepsilon_r + 1)]^{1/2}$  ise dielektrik malzemeye bağlı efektif dalgaboyunu göstermektedir. Kullanılan kanal modelinin doğruluğunu göstermek üzere, [6]'da verilen gerçek hayat koşullarındaki ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırmalar yapılmıştır. [13]'de detayları verilen bu karşılaştırmalardaki uyum, MEF'in doğruluğunu ve geçerliliğini göstermektedir (detaylar için bkz. [13]). Bu bölümde verilen tüm sayısal sonuçlar için, şu alıcı dizi konfigürasyonu kullanılmıştır:  $R = 2 \times 2 = 4$  adet FS dipol, verici anten dizisinin bulunduğu düzleme paralel bir düzlem içinde konumlanmıştır (broadside). Burada,  $2 \times 2$  kare matris gösterimi gibi bir konfigürasyonu temsil etmektedir. Yani, 2 adet yanyana antenden oluşan 2 çift aynı doğrultuda sıralanarak R = 4 antenli alıcı diziyi oluşturmuşlardır (Şekil 1). Elemanların faz merkezleri arasındaki uzaklıklar hem yatay hem de dikey doğrultuda 0.75 $\lambda$  olarak alınmıştır. Paralel alıcı ve verici anten düzlemleri arasındaki uzaklıklar hem yatay hem varsayılmıştır ( $Z_{nn}^{\kappa} + Z_{M,n}^{\kappa} = Z_{s,n}^{*} = 50 \ \Omega$  ve  $Z_{nm}^{rx} + Z_{M,m}^{rx} = Z_{L,m}^{*} = 50 \ \Omega$ ), alınmış ve eşlenik uyum varsayılmıştır ( $Z_{nn}^{\kappa} + Z_{M,n}^{\kappa} = Z_{s,n}^{*} = 50 \ \Omega$  ve  $Z_{mm}^{rx} + Z_{M,m}^{rx} = Z_{s,m}^{*} = 50 \ \Omega$ ), alınmış ve eşlenik uyum varsayılmıştır hesaplanacak tek girişli çok çıkışlı (SIMO) kapasite 4 b/s/Hz olacak şekilde verici SNR değeri sabitlenmiştir.



Şekil 1. (a) Saçıcı senaryosu, verici ve alıcı diziler.
(b) Verici dizinin devre modeli. (c) Alıcı dizinin devre modeli.



Şekil 3. Kapasite, dielektrik sabiti ve kalınlığı.



Şekil 2. Dielektrik kalınlığının kapasiteye etkisi.



Şekil 4. Maksimum kapasite için *e<sub>r</sub>* ve *d*.

Substrat kalınlığının (*d*) kapasiteye etkisi Şekil 2'de görülebilmektedir. Dört değişik antenler arası uzaklık ( $\Delta = 0.45\lambda$ , 0.5 $\lambda$ , 0.55 $\lambda$ , 0.6 $\lambda$ ) için kapasite değişen *d*'ye karşın çizilmiştir. Geçirgenlik  $\varepsilon_r = 3$  değerinde sabit tutulmuştur. Belli *d* değerlerinin aşılmasıyla kapasite eğrilerinin büküldüğü gözlenmiştir. Küçük *d* değerleri için, iletken topraklama yüzeyine bağlı imgeleri, dipollerin etkilerini yok etme eğilimi göstermekte, bu yüzden de kapasite düşük olmaktadır. Belli kalınlık değerlerine kadar kapasite hızlı bir şekilde yükselmekte (hem yükselme hem de azimut düzlemlerinde artan ışınım şiddeti nedeniyle), daha sonra ise yüzey dalgası modlarının artmasıyla düşmeye başlamaktadır [14].

Şekil 3'te, kapasite değişen  $\varepsilon_r$  ve d'ye göre çizilmiştir. Antenler arası uzaklık  $\Delta = 0.5\lambda$  alınmıştır. Artan  $\varepsilon_r$  baskı dipollerin azimut ışıma örgülerinde küçük artışlara sebep olmakta, bu nedenle kapasite az da olsa artmaktadır [8, 15]. Kapasite eğrilerinin büküldüğü maksimum noktalar açıkça görülebilmektedir. Şekil 4, bu maksimum kapasite

değerlerini veren ( $\varepsilon_r$ , d) konfigürasyonlarını göstermektedir.  $d\varepsilon_r^{1/2} = c$  denklemiyle verilen eğri,  $c \approx 0.26$ alındığında konfigürasyon sonuçlarına uydurulabilmektedir.  $c \approx 0.26$ , başka  $\Delta$  değerleri için de geçerlidir.

## 4. Sonuçlar

Baskı devre dipole dizilerinin MIMO başarımları, EFIE'nin MoM çözümüne dayanan tam-dalga bir kanal modeliyle incelenmiştir. Kanal modelinin doğruluğu hem ölçümlerle hem de benzetimlerle gösterilmiştir [13]. Uzayda asılı ince-dipol (FS) dizilerle kapasite karşılaştımaları verilmiştir. Baskı devre dipollerin kanal kapasitesi açısından ortak bağlaşımdan, FS'lere göre, daha az etkilendikleri gözlenmiştir. Ayrıca, yüzey dalgalarına dayanan bağlaşımın MIMO kapasitesi üzerinde çok önemli bir etkisi olmadığı gösterilmiştir.

Baskı dipollerin dielektrik sabiti ve kalınlığı gibi elektriksel özelliklerinin MIMO kapasitesi üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Yüksek kapasiteli baskı dipol dizileri tasarımı için uygun dielektrik tabaka konfigürasyonları sunulmuştur.

## 5. Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından EEEAG-106E081, EEEAG-104E044 and EEEAG-105E065 kodlu projelerle ve Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA)-GEBİP tarafından desteklenmiştir. This work has been supported in part by the European Commission in the framework of the FP7 Network of Excellence in Wireless COMmunications NEWCOM++ (contract n. 216715).

## 6. Kaynaklar

- [1] J. Wallace and M. A. Jensen, "Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: Network theory analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52, 1, 2004, pp. 98-105.
- [2] J. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3, 4, 2004, pp. 1317-1325.
- [3] T. Svantesson and A. Ranheim, "Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'01)*, Salt Lake City, UT, May 2001, pp. 2485-2488.
- [4] R. Janaswamy, "Effect of element mutual coupling on the capacity of fixed length linear arrays," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, **1**, no. 1, pp. 157-160, 2002.
- [5] M. E. Bialkowski, P. Uthansakul, K. Bialkowski, and S. Durrani, "Investigating the performance of MIMO systems from an electromagnetic perspective," *Microwave and Optical Technology Letters*, **48**, no. 7, pp. 1233-1238, July 2006.
- [6] M. D. Migliore, D. Pinchera and F. Schettino, "Improving channel capacity using adaptive MIMO," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **54**, Nov. 2006, pp. 3481-3489.
- [7] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2005.
- [8] D. M. Pozar, "Analysis of finite phased arrays of printed dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **33**, 1985, pp. 1045-1053.
- [9] O. Bakir, "Investigation of finite phased arrays of printed antennas on planar and cylindrical grounded dielectric slabs," Master's thesis, Bilkent University, Ankara, Turkey, 2006 [available online: http://www.thesis.bilkent.edu.tr/0003095.pdf].
- [10] M. Marin, S. Barkeshli, and P. H. Pathak, "Efficient analysis of planar microstrip geometries using a closedform asymptotic representation of the grounded dielectric slab Green's function," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 37, pp. 669-679, Apr. 1989.
- [11] D. M. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 30, pp. 1191-1196, Nov. 1982.
- [12] O. Bakir, O. A. Civi, V. B. Ertürk, and H.-T. Chou, "Efficient analysis of phased arrays of microstrip patches using a hybrid generalized forward backward method/Green's function technique with a DFT based acceleration algorithm", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 56, 6, June 2008, pp.1669-1678.
- [13] C. A. Tunc, Aktas D., Ertürk V. B., Altintas A., "Capacity of Printed Dipole Arrays in MIMO Channel", to appear in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*.
- [14] P. Katehi, N. Alexopoulos, "On the effect of substrate thickness and permittivity on printed circuit dipole properties," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, **20**, May 1982, pp. 70-73.
- [15] H. Nakano, K. Hirose, T. Suzuki, S. R. Kerner, and N. G. Alexopoulos, "Numerical analyses of printed line antennas," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, **136**, 2, 1989, pp. 98-104.

## Bant-Durduran Yarık-Halka Filtre Tasarımı

Emir K. Ulusoy, Adnan Sondaş, Mustafa H.B. Uçar ve Yunus E. Erdemli Kocaeli Üniversitesi Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü emirkulusoy@gmail.com, asondas@kocaeli.edu.tr, mhbucar@kocaeli.edu.tr, yunusee@kocaeli.edu.tr

**Özet:** Bildiride, yeni bir frekans-ayarlamalı bant-durduran mikroşerit filtre tasarımı ve ilgili sayısal analiz sonuçları yer almaktadır. Önerilen filtre, yarık-halka elemanı,  $\Omega$  şekilli mikroşerit hat ve bu iki yapı arasına yerleştirilen metalik yüklemelerden meydana gelmektedir. Yükleme konumlarına bağlı olarak, filtrenin bant durdurma karakteristiği 1.5–4.5 GHz aralığında, –30 dB bastırma seviyelerinde farklı frekans bantlarına (300 MHz veya 1500 MHz'lik) ayarlanabilmektedir. Ayrıca, çok aşamalı filtre tasarımları ile daha geniş-bantlı performans sağlanabilmektedir.

## 1. Giriş

Elektronik sistemlerin boyutlarının giderek küçülmesi ile birlikte bu sistemlerde, mikroşerit yapıların kullanılması zorunlu hale gelmiştir. Mikroşerit hatlar uygun bir kombinasyonda bir araya getirildiğinde, manyetik (endüktif) ve/veya elektriksel (kapasitif) kuplaj etkisi göstermekte ve bu özellikleriyle de filtre uygulamalarında tercih edilmektedirler. Filtrenin performansı, ilgili mikroşerit hatların boyutları ayarlanarak, aralarındaki mesafeler değiştirilerek [1] veya hatlar arasına yüklemeler yerleştirilerek [2–3] ayarlanabilmektedir.

Bu çalışmada, yeni bir frekans-ayarlamalı bant-durduran mikroşerit filtre tasarımı önerilmektedir. Önerilen filtre yapısı, yarık-halka elemanı,  $\Omega$  şekilli mikroşerit hat ve bu iki yapı arasına yerleştirilmiş metalik yüklemelerden meydana gelmektedir. Yüklemeler sayesinde, yapının endüktif/kapasitif karakteristiği değiştirilmekte, dolayısıyla filtrenin rezonans frekansı ayarlanabilmektedir [3–5]. Ayrıca, önerilen filtre prototipini temel alan iki aşamalı daha geniş-bantlı filtre performansı da elde edilebilmektedir. Önerilen filtrenin tasarımı, Ansoft HFSS simülatörü ile gerçekleştirilmiş olup, makalede sayısal analiz sonuçları sunulmaktadır.

### 2. Filtre Tasarımı

Önerilen mikroşerit filtre tasarımı Şekil 1'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, filtre yapısı, bir adet yarık-halka elemanı, onu çevreleyen  $\Omega$  şekilli mikroşerit hat ve bu iki yapı arasına yerleştirilmiş metalik yüklemelerden ( $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$ ,  $Y_4$ ,  $Y_5$ ) meydana gelmektedir. Mikroşerit hatlar simülatörde modellenirken bakır malzemesi ( $\sigma$ =5.8e7 S/m) kullanılmış ve şeritler toprak altyapılı Rogers RO3210 ( $\varepsilon_r$ =10.2) dielektrik malzemesi üzerine yerleştirilmiştir.



**Şekil 1.** Önerilen filtre geometrisi:  $L_1$ =11,  $L_2$ =9, a= 1, b=0.4, c=1.5, d=1.9, e=3 (mm)  $\varepsilon_r$ =10.2.

Önerilen frekans-ayarlamalı bant-durduran filtrenin iletim (S<sub>21</sub>) karakteristikleri Şekil 2'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, 2 GHz frekansında tasarlanan  $0.06\lambda_0 \times 0.07\lambda_0$  boyutlarındaki (yüklemesiz) filtre, yaklaşık olarak %15'lik (300 MHz) –10dB bant genişliğine sahiptir. Yarık-halka elemanı ve  $\Omega$  hattı arasına yerleştirilen yüklemeler ile de bant-durdurma karakteristiği 2 GHz ötesine kaydırılabilmektedir. Her seferinde tek bir yüklemenin yer aldığı filtre yapısının frekans karakteristiği Şekil 2'de görülmektedir.

Sırasıyla,  $Y_1$  yüklemesi 2.37 GHz,  $Y_2$  yüklemesi 2.71 GHz,  $Y_3$  yüklemesi 2.96 GHz,  $Y_4$  yüklemesi 3.25 GHz ve  $Y_5$  yüklemesi 3.56 GHz merkezli bant-durdurma karakteristiği sergilemektedir. Filtre yapısı,  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$  yüklemeleri için yaklaşık 300 MHz'lik,  $Y_4$  ve  $Y_5$  yükleme durumlarında ise yaklaşık 1500 MHz'lik –10dB bant genişliğine sahiptir. Farklı yükleme durumları için, filtrenin yüzdelik bant-genişliğinde meydana gelen değişim, Tablo 1'de ayrıntılı olarak verilmektedir.



Şekil 2. Mikroşerit filtrenin frekans-ayarlama performansı.

| Tablo 1. | Frekans-ayarlamalı | filtrenin rezonans | frekansı | ve yüzdelik | bant g | genişliği | performansı. |
|----------|--------------------|--------------------|----------|-------------|--------|-----------|--------------|
|----------|--------------------|--------------------|----------|-------------|--------|-----------|--------------|

|                   | Yüklemesiz | $Y_I$    | $Y_2$    | $Y_3$    | $Y_4$    | $Y_5$    |
|-------------------|------------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Rezonans frekansı | 2 GHz      | 2.37 GHz | 2.71 GHz | 2.96 GHz | 3.25 GHz | 3.56 GHz |
| Bant genişliği    | %15        | %13      | %11      | %8.1     | %41.5    | %45      |

Yukarıda incelenen prototip bant-durduran filtre yapısı temel alınarak çok katlı filtre konfigürasyonları elde edilebilir. Bu amaçla, iki katlı örnek bir tasarım ve ilgili frekans karakteristiği Şekil 3'te verilmiştir. Görüldüğü üzere, iki-katlı filtre tasarımı, tek-katlı tasarımı ile karşılaştırıldığında, bastırma bant-genişliği yaklaşık olarak iki katına (~ 600 MHz) çıkarılmıştır. Ayrıca iki-katlı filtrede ilgili yüklemelerin kullanılması sonucunda, benzer frekans-ayarlama performansı sağlanabilmektedir.

#### 3. Sonuçlar

Bildiride, yeni bir bant-durduran mikroşerit filtre tasarımı tanıtılmış ve ilgili simülasyon sonuçları verilmiştir. Filtre yapısını oluşturan yarık-halka elemanı ve  $\Omega$  hattı arasına yerleştirilen metalik yüklemeler ile 1.5–4.5 GHz bandında –30 dB bastırma seviyelerinde frekans-ayarlamalı filtre performansı elde edilmiştir. Önerilen filtre prototipi temel alınarak elde edilen iki-katlı filtre tasarımı ile bant-genişliğinde iki kat kadar artış sağlanmıştır. Ayrıca yüklemeli iki-katlı filtre konfigürasyonu ile benzer frekans-ayarlama performansı gözlenmiştir.

Pratik uygulamada, önerilen yüklemelerin seçimine göre istenilen frekans bandında bant-durduran filtre karakteristiği elde edilebilir. Özel olarak, ilgili yükleme konumlarına aç/kapa anahtar elemanlarının yerleştirilmesi ile frekans-ayarlamalı filtre performansı sağlanabilir. Gerçekleme aşamasında, yüzey-uyumlu, az kayıplı anahtarların kullanılması ile dinamik bir frekans kontrolü gerçekleştirilebilir.



Şekil 3. Önerilen iki-katlı filtrenin frekans-ayarlama performansı.

#### Kaynaklar

[1]. Çakır G., Gündüz S. ve Sevgi L., "Geniş bantlı mikroşerit filtre tasarımı", Eksen Yayıncılık, 2006.

[2]. Gil I., Garcia J., Bonache J., Martin F., Sorolla M. ve Marques R., "Varactor-loaded split ring resonators for tunable notch filters at microwave frequencies", Electron. Lett., 40(21), s. 809-811, 2004.

[3]. Cenk C., Sondas A., ve Erdemli Y. E., "Tunable split ring resonator microstrip filter design," Proc. Mediterranean Microwave Symposium, Eylül 2006, Genova, Italya, s. 20-23.

[4]. Erdemli Y. E. ve Sondas A., "Dual-polarized frequency-tunable composite left-handed slab,"

J. Electromagnetic Waves and App., 19(14), s. 1907-1918, 2005.

[5]. Ucar M. H. B., Sondas A., ve Erdemli Y. E., "Switchable split-ring frequency selective surfaces," PIERB, 6, s. 65-79, 2008.

## Mikroşerit Yama Dizi Anten ile RFID Sistemlerinde Mesafe Artırımı

Mehmet ABBAK, İbrahim TEKİN Sabanci Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Sabanci Üniversitesi 34956, İstanbul, Türkiye, Tel: 216 - 4839534, Fax: 216 - 4839550 tekin@sabanciuniv.edu, metak@su.sabanciuniv.edu,

**Özet:** Bu çalışmada, UHF RFID sistemlerinin mesafe ve kapsama alanının artırımına yönelik, çalışma frekansı 867 MHz (Gen 2 Protokol) olan, 2x2 mikroşerit faz kaydırıcılı dizi anten üretilmiştir. Faz dizilimli anten, dört adet mikroşerit yama anten öğesi, üç adet Wilkinson güç bölücüsü ve iletim hattı faz kaydırıcısının dielektrik sabiti 4.50 olan aynı Nelco NH9450 susbtratının üzerine boyutları 34x45 cm olarak basılmıştır. Faz dizilimli mikroşerit dizi antenin yönlülüğü 12,1dB olarak ölçülmüştür ve ana ışıma yönünün  $\pm$  30 derece ile anahtarlanabileceği ve 3dB ışıma genişliğinin 93° derece olduğu görülmüştür.

## 1. Giriş

Gün geçtikçe RFID sistemler günlük yaşam içerisinde daha fazla yer almaktadır, yaşam koşullarını kolaylaştırarak ve hayatı hızlandırarak. Bugün birçok farklı alanda kullanımı sayesinde, bunların arasında üretim süreçleri ve depo takibi, güvenlik kartları ve giriş-çıkış sistemleri, perakende sektörü güvenlik ve satış sistemleri vs. gibi, birçok farklı RFID sistemi geliştirilmiştir. Bütün RFID sistemleri de operasyon frekansı ve güç kaynağı açısından birbirinden ayrılmaktadır. Bu projede de ETSI tarafından 1. bölge için 865.7MHz ile 867.7MHz arasında tanımlanan pasif UHF RFID sistemleri kullanılmıştır. Pasif sistemlerin en büyük avantajı RFID etiketlerinin ucuz maliyeti ve kolay üretilebilir olması. Ayrıca, etiketlerin küçük, ince ve kâğıt yapısında olmasından dolayı takip edilmek istenen öğeye çok rahat takılabilinir olması. Ama en büyük dezavantajı da, aktif sistemlere göre çok daha düşük operasyon mesafesi ve böylece düşük kapsama alanı. Bu da, pasif sistemlerin birçok avantajının yanında kullanımlarını kısıtlamaktadır. Pasif sistemlerin operasyon mesafesini ve kapsama alanını arttırmak kolay değildir ve ayrıca ETSI' in pasif RFID sistemleri kullanımını belirleyen 302-208 düzenlemesi, bu frekans bandında efektif ışınan gücün 2W ile sınırlandırılmış olması bunu daha da zorlayıcı kılmaktadır. Kapsama mesafesinin arttırılmasının bir yolu mono-statik sistemler verine multi-statik sistem kullanımı olabilir. Eğer öncelikle okuma mesafesinin bağlı olduğu parametreleri incelersek daha kolay anlaşılabilinir. Pasif RFID etiketinin operasyon mesafesi kısıtlaması, etiket anteninde elde edebildiği etiketteki tümleşik devreye yeterli voltaj ve güç sağlaması ile belirlenir. En basit mantıkla, pasif bir sistemin operasyon mesafesini arttırmak için tümleşik devreyi çalıştıran elde edilen güç arttırılmalıdır. Friis denkleminde de belirtildiği üzere elde edilen güç, dalga boyu, yol ve alıcı-verici anten kazancına bağlıdır.

$$P_{R} = P_{T} \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^{2} G_{0t} G_{0t}$$

 $(\lambda/4\pi R)^2$  boş hacim kayıp faktörü olarak değerlendirilir ve sabit olarak düşünülürse, elde edilen gücün yollanan güç ve alıcı-verici anten kazançlarına bağlı olduğu görülmektedir.

### 2. Faz Kaydırıcılı Dizi Anten Sistemi

Dizi antenin şematik görüntüsü Şekil.1' de verilmiştir. Faz kaydırıcılı dizi antende dört (2x2) adet mikroşerit yama anten, Wilkinson güç bölücü, SPDT anahtarların kullanıldığı faz kaydırıcı bulunmaktadır. İletişim hatlı faz kaydırıcı kullanarak, esas ışıma hüzmesi üzere iki farklı noktaya kaydırılabilir. Ayrıca mikroşerit yama antenlerin genel yarım düzleme ışıyan örüntüsü Şekil.3' de verilmiştir. Geniş hüzme açıklığı olan mikroşerit yama antenlerin hüzmesi daraltılarak ve farklı 2 noktaya yönlendirilerek operasyon mesafesi ve kapsama alanı arttırılmıştır. Dizi anten besleme devresinden ışıma örüntüsünü H-düzleminde  $\pm 30$  derece arasında yönlendirmek üzere, Şekil.1'de görülen anten setleri (1,2) ve (3,4) arasında, maksimum kazanç ve minimum bağlaşım kısıtlamaları altında EM simülasyonlar sonucunda belirlenen anten elemanları arasında x-ekseninde  $0.3\lambda_0$  ve y-ekseninde  $0.4\lambda_0$  aralık için, 120° derece faz farkı yaratması beklenmektedir. H-düzleminde ışıma hüzmesi yönlendirilmek istendiği için 1 ve 2 numaralı antenler ile 3 ve 4 numaralı antenler arasında faz farkı yoktur.

### 3. Test ve Ölçüm Sonuçları

Dizi anten içerisindeki her bir eleman, mikroşerit yama anten, güç bölücü ve faz kaydırıcı, öncelikle ADS Momentum 'da tasarımı yapılıp, ayrıca üretilip sonrasında Agilent devre çözümleyicisinde s-parametreleri ölçülmüştür. Mikroşerit antenin tasarımı için birçok geometrik ve materyal parametresinin tanımlanması gerekmektedir. Literatürde [1][2], mikroşerit yama antenler için bilinen tasarım formülleri kullanılarak ilk değerler elde edildi. İlk değerler elde edildikten sonra EM simülatörde ince ayar yapılarak mikroşerit anten son haline getirilip üretildi. Mikroşerit anten dielektrik sabiti 4.5 olan ve yüksekliği 1.575mm olan Nelco NH9450 substratın üzerine basılmıştır. Antenin ölçülen geri dönüş kaybı Şekil.2' de verilmiştir ve antenin 867MHz de -22dB geri dönüş kaybı ile ışıdığı ayrıca 10dB geri

dönüş kaybı bant genişliği de 15MHz (%1.7) olarak ölçülmüştür. Antenin 867MHz de ışıdığı görüldükten sonra yansımasız odada ışıma hüzmesi ölçümleri yapılmıştır ve Şekil.3' de E-düzlemi ve H-düzlemi ölçüm sonuçları verilmiştir. E ve H düzleminde yayındırıcı yönde ters polarizasyon değerlerinden 15dB den daha iyi değerler elde edilmiştir. Ayrıca 3dB bant genişliği E düzleminde 80° derece ve H düzleminde de 70° derece olarak elde edilmiştir, ek olarak ışıma örüntüsünden ölçülen antenin yönlülüğü 7.5dB olarak bulunmuştur.

Bir sonraki adım olarak, referans kol ile gecikme hattı arasında 120° derece faz farkı sağlaması istenen iletim hattı faz kaydırıcı gerçekleştirildi, dielektrik sabiti 4.5 olan substratın üzerine basıldı (Şekil.5). Bu faz farkı, anten kolları arasında  $\pm 120^{\circ}$  derece farkı sağlamak için faz farkı 240° derece olan besleme devresinde gereklidir. Ölçülen faz kaydırıcının s-parametre sonuçları Şekil.6' da verilmiştir. 867 MHz de referans ve gecikme hattının çok düşük geri dönüş kaybının olduğu (S<sub>11</sub> $\approx$ -50dB), ve port 1 ve 2 arasındaki kaybın da S<sub>12</sub> $\approx$ -1.1 dB olduğu ölçülmüştür. Dizi anten besleme devresinin son parçası olarak da Wilkinson güç bölücüsü tasarlanıp, gerçeklenmiştir (Şekil.5). S-parametreleri ölçüm sonucunda gücün eşit bir şekilde 0.1dB kayıpla bölündüğü ve portlar arası yalıtım da 867MHz de -40dB olarak ölçülmüştür (Şekil 7).

Simülasyonları yapılan dizi anten düşük kayıplı Nelco NH9450 PTFE cam ve seramik örülü birleşiğinin üzerine basıldı (Şekil.8). Materyalin dielektrik sabiti 4.5 olup, yüksekliği 1.575 mm ve dielektrik kaybı 0.003' dür. Simülasyonlara göre karşılaştırdığımızda, operasyon bandı dışında beklenenden çok daha fazla kayıp olduğu ölçüm sonuçlarında görülmüştür. Bunu ADS Momentum da uzun mikro şerit hatlar üzerindeki iletken kayıpları ve yüzey dalgalarından oluşan kayıpların yeterince ele alıp hesaplamamasından kaynaklanabilineceği düşünülmektedir. Her iki durum için de geri dönüş kaybı Şekil.9 da verilmiştir. 867MHz de dizi antenin her iki durumu için de -35dB geri dönüş kaybı ölçülmüştür. Antenin 867MHz de ışıma yaptığı görüldükten sonra ışıma hüzmesi TUBITAK UEKAE yansımasız odada ölçülmüştür. İlk olarak H düzleminde ölçümler yapıldıktan sonra (Şekil.10 ve 11), son olarak da her iki durum için de aynı olan E düzlemi ölçümü (Şekil 12) verilmiştir. Şekil.10 da verilen 1. durum için yapılan H düzlemi radyasyon örüntüsü ölçüldüğünde 12,1 dB yönlülük ve 48° derece 3dB ışın genişliği hesaplanmıştır. Ayrıca 20dB den daha fazla co–cross polarizasyon farkı elde edilmiştir. Şekil.11 de verilen 2. durum için de yapılan ölçümler sonucu 12.2dB yönlülük ve 46° derece 3dB ışın genişliği ve 20 dB den daha co-cross polarizasyon farkı ölçülmüştür.

Işıma hüzmesi ölçümlerini tamamladıktan sonra, faz kaydırıcılı dizi anten gerçek RFID sistemi içerisinde test edildi. Verici anten olarak RFID sistemlerinde kullanılan standart yama anten kullanılırken, alıcı anten olarak da üretilen dizi anten kullanıldı. 5m x 5m oda ölçüleri olan alanda yapılan test sırasında okuma alanının kısıtlığı ve okuma değerlerindeki tutarlılığını arttırmak için iletilen güç seviyesi 0.5watt a kadar düşürüldü. Ölçümler sırasında bi-statik ALR - 8800 okuyucu ve pasif UHF ALN - 9554 etiket Şekil.13' de faz kaydırıcılı dizi antenin her iki durumu için de alınan okuma değerleri ve ayrıca karşılaştırmak açısından RFID sisteminin standart yama anteni kullanıldı. Ölçüm iki farklı kurulum kurularak yapıldı, ilkinde alıcı ve verici antenler odanın karşı taraflarında konumlandırılırken, 2. durumda odanın yakın olan taraflarında yerleştirildiler. Her iki ölçüm sonucunda da RFID sistemin standart yama antene okuma mesafesinin ve toplam kapsama alanının arttığı görülmüştür.

### 4. Sonuç

Faz kaydırıcı, güç bölücüsü ve mikroşerit yama antenden oluşan pasif UHF RFID uygulamaları için 2x2 UHF Mikroşerit yama anten dizisi tasarlanıp, üretilip ölçümleri tamamlanmıştır. Ölçümler sonucunda ışıma huzmesinin  $\pm 30^{\circ}$  derece kaydırılabilindiği ve bu şekilde pasif UHF RFID sistemlerin kapsama alanının ve operasyon eriminin ETSI' in bu bantta belirlediği efektif ışınan güç limitini aşmadan arttırılabilindiği görülmüştür.

## Kaynaklar

[1]. Balanis C. A., Antenna Theory Analysis And Design, John Wiley & Sons Inc., 2nd ed., 1997 [2]. J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip antennas", Artech House Inc., Dehdam, Massachusetts, 1980

Bu çalışma (104E123) Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu TUBITAK tarafından desteklenmiştir.













Şekil.5: Faz Kaydırıcı ve Güç Bölücü



Şekil.6: Faz Kaydırıcı S-Parameter Ölçümü



Şekil.8: Dizi Anten

Şekil.4: E-düzlemi co-pol cross-pol ölçümü



Şekil.7: Güç Bölücü S-Parameter Ölçümü







Şekil.13: Okunabilir etiketlerin konum bilgisi (alıcı antenin iki farklı durumu için)

## Mikroşerit Anten Uygulamaları İçin Frekans-Ayarlamalı SRR Altyapısı

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

Özet: Bildiride, yarık-halka rezonatör (SRR) elemanlarını temel alan alttaş üzerine yerleştirilmiş mikroşerit yama anten tasarımı incelenmektedir. Önerilen SRR alttaş yapısı, anten elemanının minyatürleştirmesine katkıda bulunmakla birlikte, ilgili halka elemanları arasına yerleştirilen yüklemeler ile de frekans-ayarlamalı performans sergilemektedir. Bildiride, SRR altyapılı mikroşerit anten tasarımının sayısal analiz sonuçları sunulmaktadır.

#### 1. Giriş

Elektronik olarak anahtarlanabilen anten yapıları, kapladıkları küçük alanlar ve sahip olabilecekleri çok-fonksiyonluluk özelliğinden dolayı, son yıllarda haberleşme uygulamalarında tercih edilmeye başlanmışlardır [1, 2]. Bu uygulamalarda çoğunlukla anten elemanının kendisi anahtarlanırken [3], alternatif olarak antenin alttaşı da anahtarlanabilir. Bu çalışmada, pratik uygulamada anahtarlamaya olanak sağlayacak, yarık-halka rezonatör (split-ring resonator; SRR) elemanlarını temel alan, mikroşerit anten elemanları için yeni bir SRR alttaş yapısı önerilmektedir.

SRR dizileri, altyapı olarak mikroşerit anten uygulamalarında, minyatürleştirme [4–6] sağlamak amacıyla kullanılmışlardır. Ayrıca SRR yapıları, farklı filtre uygulamalarında [7–9] kullanılmış ve bu tasarımlarda SRR halkaları arasına yerleştirilen yüklemeler ile frekans-ayarlamalı performans elde edilmiştir. Bu çalışmada, mikroşerit anten dizileri için yüklemeli bir SRR altyapısı önerilmektedir. Önerilen SRR altyapısı, minyatürleştirme, bant-genişliğini artırma ve çoklu-frekans anten uygulamasına olanak sağlamaktadır. Bildiride, zamanda sonlu farklar yöntemini temel alan CST Microwave Studio simülatörü aracılığıyla gerçekleştirilmiş tasarımların analiz sonuçlarına yer verilmektedir.

#### 2. Mikroşerit Yama Anten/SRR Alttaş Tasarımı

Şekil 1'de görülen SRR altyapılı mikroşerit yama anten (MYA) tasarımı, yama anten elemanı ile toprak düzlemi arasına dikine yerleştirilmiş sekiz adet SRR plakasından ve her bir SRR plakası da ince bir dielektrik tabaka üzerine yerleştirilmiş beş adet SRR elemanından meydana gelmektedir. Her bir SRR elemanı ise iç-içe geçmiş iki adet karesel yarık halka ve halkalar arasına uygun konumlara yerleştirilen metalik yüklemelerden  $(y_1, y_2, y_3)$  oluşmaktadır (Şekil 2).



Şekil 1. Onerilen MYA/SRR konfigürasyonu:  $L_1=21, L_2=5, h_1=0.5, h_2=4.5, s=3, d=1$ (hepsi mm),  $\varepsilon_r=2.2$ .

Şekil 2. Önerilen yüklemeli SRR yapısı:  $S_1=3.5, S_2=2.5, w=g=0.25$  (hepsi mm).

Analizlerde, mikroşerit anten ve SRR elemanları 0.05 mm kalınlığında bakır malzemesi ( $\sigma = 5.8 \times 10^7$  S/m) olarak modellenmiş ve dielektrik malzeme olarak Rogers RT/duroid 5880 ( $\varepsilon_r = 2.2$ ) kullanılmıştır.

 $S_{\gamma}$ 

Önerilen MYA/SRR tasarımına ait geri-dönüş kaybı (S<sub>11</sub>) karakteristikleri Şekil 3'te verilmiştir. Görüldüğü üzere, SRR altyapısı eklenmesiyle, rezonans frekansı 5.95 GHz'ten 4.4 GHz'e kaymakta, böylece 1.35 miktarınca minyatürleşme sağlanmaktadır. 4.4 GHz bandındaki S<sub>11</sub> bant-genişliği (50 $\Omega$  sistem empedansı ve |S<sub>11</sub>| <-10dB kriterine göre) ise yaklaşık %5'tir. Ayrıca, halkalar arasına yerleştirilen yüklemeler ile rezonans frekansında yukarı yönde 0.2 GHz'lik ince-ayar gerçekleştirilebilmektedir. Daha önemlisi, yüklemeler, empedansı uyumlamasına katkıda bulunarak S<sub>11</sub> bant-genişliğini artırmakta, özel olarak, y<sub>3</sub> yüklemesi durumunda %13'lük bant genişliğine ulaşılmaktadır.



Şekil 3. MYA/SRR tasarımının frekans-ayarlama performansı.

Şekil 4'te MYA/SRR tasarımına ait rezonans frekansında (4.4 GHz) broadside ışıma diyagramı görülmektedir. Önerilen tasarım SRR'sız MYA ile karşılaştırıldığında, ışıma karakteristiğinde herhangi bir bozulma gözlenmemiştir. Ayrıca, Tablo 1'de görüldüğü üzere, SRR altyapılı MYA tasarımları ortalama 8 dBi'lik yönlendirme kazancına sahip olup ilgili ışıma verimlilikleri %95'in üzerindedir.



Şekil 4. MYA/SRR tasarımının rezonans frekansındaki ışıma örüntüsü.

Şekil 2'de görüldüğü üzere, anten elemanı, toprak düzleminden anten düzlemine dikey olarak yerleştirilmiş koaksiyel yapıda bir kaynakla beslenmektedir. Bu çalışma kapsamında ayrıca, mikroşerit beslemeli MYA/SRR tasarımı da incelenmiş olup, bu besleme durumunda, SRR altyapısının daha az minyatürleştirme etkisi oluşturduğu ve ilgili bant genişliğinin daha az olduğu gözlenmiştir.

|                             | MYA/SRR Tasarımları |                   |                      |                      |                        |  |  |
|-----------------------------|---------------------|-------------------|----------------------|----------------------|------------------------|--|--|
| Kazanç                      | SRR'sız<br>5.95 GHz | SRR'lı<br>4.4 GHz | $SRR + y_1$ 4.65 GHz | $SRR + y_2$ 4.85 GHz | $SRR + y_3$<br>5.0 GHz |  |  |
| <i>D</i> <sub>0</sub> (dBi) | 8.99                | 7.88              | 8.03                 | 8.09                 | 8.14                   |  |  |

Tablo I. Önerilen MYA/SRR tasarımının kazanç performansı.

### 3. MYA/SRR Dizisi

Tek bir MYA elemanı altına yerleştirilmiş SRR altyapısının performansı göz önüne alınarak, benzer bir altyapının sonlu MYA dizilerinin performansına etkileri incelenmiştir. Bu kapsamda, ilk aşamada  $2\times2'$ lik bir anten dizisi tasarlanmıştır. Çift-frekans ve çift-polarizasyon özelliğine sahip bu tasarının konfigürasyonu Şekil 5'de ve ilgili S<sub>11</sub> karakteristiği Şekil 6'da verilmiştir. Görüldüğü üzere,  $2\times2'$ lik dizi, sırasıyla 5.5 GHz ve 3.3 GHz bantlarında performans gösteren, daha küçük boyutlu  $1\times2$  MYA alt-dizisi (3 ve 4 nolu yamalar) ve SRR altyapılı (dörder adet SRR plakası)  $2\times1$  MYA alt-dizisinden (1 ve 2 nolu yamalar) oluşmaktadır. İlgili frekanslardaki ışıma diyagramları Şekil 7'de verilmiş olup, kazanç değerleri 11 dBi seviyelerindedir. İlgili çalışma frekanslarında, besleme konumlarına bağlı olarak,  $1\times2$  MYA alt-dizisi *y*-doğrultusunda,  $2\times1$  MYA/SRR alt-dizisi ise *x*-doğrultusunda lineer polarizasyon sergilemekte, böylece çift-frekanslı ve çift-polarizasyonlu performans elde edilebilmektedir. Bu alt-diziler asenkron beslenmekte olup, eşzamanlı beslenmeleri durumunda ise mevcut performanslarında olumsuz bir değişim gözlenmemiştir.



Şekil 5. 2×2 MYA/SRR dizi konfigürasyonu; perspektif görünüş (sol), üstten görünüş (sağ). L=111, W=62, L1=21, L2=32, W2=30, d=10, r=15 (hepsi mm). Diğer fiziksel boyutları Şekil 1 ve Şekil 2'dekiler ile aynıdır.



 $\begin{array}{c} -5.4 \\ -21.8 \\ -28.5 \end{array}$ 

Şekil 6. Çift-frekanslı MYA/SRR dizisinin geri-dönüş kaybı karakteristiği.



Şekil 7. Çift-polarizasyonlu MYA/SRR dizisinin çalışma frekanslarındaki ışıma örüntüleri.

### 4. Sonuçlar

Bildiride, mikroşerit yama anten uygulamaları için yeni bir SRR altyapısı tanıtılmıştır. Önerilen yüklemeli SRR altyapısının, minyatürleştirme, bant-genişliğini artırma ve çoklu-frekans anten uygulamasına olanak sağladığı gözlenmiştir. Bildiride, önerilen MYA/SRR tasarımlarının, CST Microwave Studio benzetim programı kullanılarak elde edilen sayısal analiz sonuçları sunulmuştur. Pratik uygulamada, önerilen metalik yüklemeler yerine, düşük kayıplı ve yüzey-uyumlu aç/kapa anahtarların kullanımıyla dinamik olarak frekans ayarlaması yapılabileceği düşünülmektedir.

### Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu tarafından desteklenmektedir (Proje No: 107E198).

### Kaynaklar

[1]. Fan Y. ve Rahmat-Samii Y., "A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," Microwave Wireless Comp. Lett., 12, s. 96-98, 2002.

[2]. Erdemli Y. E., Gilbert R. A., ve Volakis J. L., "A reconfigurable slot aperture design over a broad-band substrate/feed structure," IEEE Trans. Antennas Propag., 52, s. 2860-2870, 2004.

[3]. Erdemli Y. E., Sertel K., Gilbert R. A., Wright D. E., ve Volakis J. L., "Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., 50, s. 1716-1724, 2002.

[4]. Karkkainen M. K., Ermutlu M., Maslovski S., Ikonen P., ve Tretyakov S., "Numerical simulations of patch antennas with stacked split-ring resonators as artificial magnetic substrates," IEEE Int. Workshop on Antenna Tech., s. 395-398, 2005.

[5]. Ermutlu M., Simovski C. R., Karkkainen M. K., Ikonen P., Tretyakov S. A., ve Sochava A. A., "Miniaturization of patch antennas with new artificial magnetic layers," IEEE Int. Workshop on Antenna Tech., s. 87-90, 2005.

[6]. Wu M. F., Meng F. Y., Wu Q., Wu J., ve Li L. W., "Miniaturization of a patch antenna with dispersive double negative medium substrates," Proc. APMC, 1(4), pp., 4-7 Dec. 2005

[7]. Erdemli Y. E. ve Sondas A., "Dual-polarized frequency-tunable composite left-handed slab,"

J. Electromagnetic Waves and App., 19(14), s. 1907-1918, 2005.

[8]. Cenk C., Sondas A., ve Erdemli Y. E., "Tunable split ring resonator microstrip filter design," Proc.

Mediterranean Microwave Symposium, Eylül 2006, Genova, Italya, s. 20-23.

[9]. Ucar M. H. B., Sondas A., ve Erdemli Y. E., "Switchable split-ring frequency selective surfaces," PIERB, 6, s. 65-79, 2008.

## Üçgen Antenlerin Analizi

Sevda BALK, Prof Dr. Adnan KÖKSAL Hacettepe Üniversitesi, Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 06800, Beytepe, Ankara, Türkiye <u>sevda@ee.hacettepe.edu.tr</u>, <u>koksal@hacettepe.edu.tr</u>

Özet: Bu bildiride, üçgen antenler için yapılan analizden bahsedilecektir. Analizde, değişik dalga boyu uzunluğuna ve açıklık açısına sahip üçgen antenlerin, giriş empedansının ve uzak alan örüntüsünün değişimine bakılmıştır. Elektrik Alan İntegral Denklemi (EAİD), Momentler Yöntemi (MY) kullanılarak çözülmüştür. Açılım fonksiyonu olarak üçgen açılım fonksiyonu (RWG açılım fonksiyonu) ve besleme yöntemi olarak küçük yarık modeli seçilmiştir. EAİD'nin çözümüyle giriş empedansı ve uzak alan örüntüsü hesaplanarak, Makarov'un çalışmasıyla karşılaştırılmıştır. Ayrıca anten boyu ve açıklık açısı değiştirilerek parametrik çalışma yapılmıştır.

#### 1. Giriş:

Üçgen antenler sıklıkla kullanılan geniş bantlı antenlerdir [1]. Bu antenlerin uygulama ve modellemeleriyle ilgili ilk çalışma, 1952 yılında Brown ve Woodard [2] tarafından yapılmıştır. Çalışmalarında, iki konili ve üçgen antenler değişik açıklık açıları ve monopol elektriksel uzunluğa sahip olduklarında, giriş empedansları ve alan örüntülerinin değişimine bakmışlardır. [1], [3] no'lu çalışmalarda, [4] no'lu makaledeki yöntemlerle üçgen anten modellenmiş ve EAİD'nin çözümü kullanılarak üçgen antenin giriş empedansı ve uzak alan örüntüleri hesaplanmıştır.

#### 2.Teori:

Problem, sınır koşulları kullanılarak elde edilen EAİD ile formüle edilir. Saçılan elektrik alanı, yüzey akımı J ile ifade edilirse,

$$\overline{E}_{tan}^{i} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_{s} \overline{J} \frac{e^{-jkR}}{R} ds' + \frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \int_{s} \nabla (\nabla \cdot \overline{J}) \frac{e^{-jkR}}{R} ds'$$
<sup>(1)</sup>

EAİD elde edilmiş olur. Bilinmeyen yüzey akımı, Momentler Yöntemi (MY) [5] kullanılarak, Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonları [4] ile seri olarak açılırsa,

$$\overline{J}(\overline{r}) = \sum_{n=1}^{N} a_{n} f_{n}(\overline{r})$$
<sup>(2)</sup>

elde edilir. Burada,  $a_n$  bilinmeyen katsayılar ve N, bilinmeyen sayısıdır. Eş.1'e açılım fonksiyonları yerleştirilirse,

$$\sum_{n=1}^{N} Z_{mn} a_{n} = \vartheta_{m}$$
(3)

matris eşitliği elde edilir.  $Z_{mn}$  empedans matrisi ve  $v_m$  voltaj vektörüdür.

$$Z_{mn} = \int_{S_{m}} f_{m}(\overline{r}) \cdot \int_{S_{n}} \left[\overline{I} + \frac{\nabla \nabla}{k^{2}}\right] \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot f_{n}(\overline{r}') ds' ds$$
<sup>(4)</sup>

$$\vartheta_{m} = \int_{S_{m}} \overline{E}^{i}(\overline{r}) \cdot \overline{f}_{m}(\overline{r}) ds$$
<sup>(5)</sup>

Antenin uzak alan örüntüsü şu şekilde hesaplanır:

$$f(\theta,\phi) = \frac{k^2 \eta^2}{4\pi} \left| \hat{\theta} \hat{\theta} \cdot \overline{F}(\theta,\phi) + \hat{\phi} \hat{\phi} \cdot \overline{F}(\theta,\phi) \right|^2$$
(6)

Burada, F vektör akım momentidir.

$$F(\theta,\phi) = \int_{s} \overline{J}(\overline{r}) e^{j\overline{k}\cdot\overline{r}} ds = \sum_{n=1}^{N} a_{n} \int_{S_{n}} f_{n}(\overline{r}) e^{j\overline{k}\cdot\overline{r}} ds$$
(7)

$$\overline{\mathbf{k}} = \mathbf{k} (\mathbf{\hat{a}}_{x} \sin \theta \cos \phi + \mathbf{\hat{a}}_{y} \sin \theta \sin \phi + \mathbf{\hat{a}}_{z} \cos \theta)$$
<sup>(8)</sup>

Anten uyarımı, küçük yarık modeli ile yapılmıştır [3].

#### 3. Sonuçlar

Giriş empedansı değişik frekanslarda hesaplandıktan sonra Makarov'un {3] çalışmasıyla karşılaştırılmıştır ve sonuçlar Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu karşılaştırma, yapılan çalışmanın doğruluğunun kanıtlanması için yardımcı olmaktadır. Yapılan parametrik çalışmanın sonuçları Tablo 1'de gösterilmiştir. Tabloda kullanılan kısaltmalar şu şekildedir: EHG, E-düzlemi'nde, ışınım örüntüsünün 3dB'lik hüzme genişliği, EYKS, E-düzlemi'nde, ışınım örüntüsünün ilk yan kulakçık seviyesi, HHG, H-düzlemi'nde, ışınım örüntüsünün 3dB'lik hüzme genişliği, EYKS, H-düzlemi'nde, ışınım örüntüsünün ilk yan kulakçık seviyesidir.

Yapılan çalışmalarla, üçgen antenlerin geniş bantlı antenler oldukları gözlenmiştir. Empedans ve uzak alan örüntülerine bakarak antenin giriş empedansının yüksek olduğu ve anten örüntüsünün yönsüz olduğu, 0.5-2GHz aralığı bant genişliği olarak tanımlanabilir. Antenin uzunluğu arttıkça, x-z düzleminde antenin uzak alan değerlerinin -3dB'nin altına düştüğü görülmüştür. Anten uzunluğu arttıkça antenin yönlülüğü artmıştır. Anten uzunluğu  $\lambda$ 'dan küçük olduğunda y-z düzleminde uzak alan hüzme genişliğinin sabit olduğu ve yan kulakçık seviyesinin düştüğü gözlenmiştir [6].



Şekil 1 : Üçgen antenin giriş empedansınının, gerçel ve sanal kısmı

| $L(\lambda)$ | α (°) | EHG (°) | EYKS (dB) | HHG (°) | HYKS (dB) |
|--------------|-------|---------|-----------|---------|-----------|
| 0.25         | 30    | yok     | -0.027    | 87      | -53.23    |
|              | 45    | yok     | -0.062    | 86      | -33.71    |
|              | 60    | yok     | -0.111    | 86      | -31.89    |
|              | 90    | vok     | -0.301    | 86      | -29.39    |
|              | 120   | yok     | -0.863    | 86      | -51.39    |
| 0.5          | 30    | vok     | -0.126    | 76      | -55.02    |
|              | 45    | yok     | -0.281    | 75      | -36.07    |
|              | 60    | yok     | -0.515    | 75      | -33.59    |
|              | 90    | yok     | -1.485    | 74      | -31.52    |
|              | 120   | 84      | -6.548    | 71      | -59.19    |
| 0.75         | 30    | yok     | -0.336    | 60      | -51.64    |
|              | 45    | yok     | -0.732    | 60      | -45.85    |
|              | 60    | yok     | -1.318    | 60      | -40.77    |
|              | 90    | 121     | -3.937    | 59      | -34.65    |
|              | 120   | yok     | -1.254    | 77.5    | -52.44    |
| 1.0          | 30    | yok     | -0.727    | 44      | -56.78    |
|              | 45    | yok     | -1.547    | 46      | -37.51    |
|              | 60    | yok     | -2.698    | 46.5    | -39.32    |
|              | 90    | yok     | -1.422    | 72      | -28.39    |
|              | 120   | 169     | -3.145    | 97      | -41.3     |
| 2.0          | 30    | 68      | -13.88    | 27      | -26.68    |
|              | 45    | 73.5    | -14.21    | 27.5    | -15.61    |
|              | 60    | 91      | -18.51    | 32      | -12.96    |
|              | 90    | 61      | - 19.06   | 137     | -19.44    |
|              | 120   | 75      | - 19.32   | 39      | -3.71     |
| 2.5          | 30    | 77      | -7.51     | 27      | -6.23     |
|              | 45    | 46.5    | - 16.19   | 27.5    | -13.22    |
|              | 60    | 36.5    | -16.98    | 27.5    | -13.44    |
|              | 90    | 53.5    | -12.39    | 26.5    | -7.14     |
|              | 120   | 59      | -16.79    | 25.5    | -5.90     |
| 3.0          | 30    | 70      | -8.721    | 21.5    | -26.63    |
|              | 45    | 50      | -7.825    | 24      | -16.83    |
|              | 60    | 66.5    | -5.308    | 30      | -8.21     |
|              | 90    | 46      | -8.341    | 178.5   | -15.46    |
|              | 120   | 43      | -21.97    | 130.5   | -19.62    |

Tablo 1. Üçgen antenlerle ilgili parametrik çalışmanın sonuçları

#### Kaynaklar

[1]. Leat C.J., Shuley N.V., Stickley G.F., "Triangular-patch model of bowtie antennas:validation against Brown and Woodward", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., 145(6), 1998

[2]. Brown, G.H., and Woodward, D.H., 1952, "Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas", RCA Reviews 13(4), 425–452.

[3]. Makarov, S. N., 2002, Antenna and EM Modeling with Matlab, Wiley-Interscience.

[4]. Rao, S. M., Wilton, D. R., and Glisson, A. W., 1982, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape", IEEE Transactions on Antennas and Propagation ,30(3), 409–418.

[5]. Harrington, R. F., 1993, Field Computation by Moment Methods, IEEE Press.

[6]. Balk S., Üçgen Antenlerin Analizi, Yüksek lisans tezi, Hacettepe Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye, 2008

## WLAN Uygulamaları İçin Çift-Bant Yarık-Halka Anten Tasarımı

S. Cumhur Başaran<sup>1</sup>

Fatih Üstüner<sup>2</sup>

Yunus E. Erdemli<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Akdeniz Üniversitesi, Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Kampus, 07058 Antalya <sup>2</sup>TUBİTAK/UEKAE Gebze, 41470 Kocaeli <sup>3</sup>Kocaeli Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü Umuttepe, 41380 Kocaeli E-mail: cbasaran@akdeniz.edu.tr, fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr, yunusee@kocaeli.edu.tr

Özet: Bu bildiride, WLAN (2.4/5.2 GHz) uygulamaları için yarık-halka elemanlarını temel alan yeni bir çift-bant mikroşerit anten önerilmektedir. Oldukça küçük boyutlu olan anten, ilave bir empedans uygunlaştırıcı yapıya ihtiyaç duymaksızın doğrudan beslenmekte ve ilgili bantlarda sırasıyla %2 ve %3.4 empedans bant-genişliği performansı göstermektedir. Ayrıca, her bir frekans bandında oldukça düzgün ışıma performansı sergilemektedir. Fabrikasyonu gerçekleştirilmiş olan prototip antenin ölçüm sonuçları, Ansoft HFSS simülatörü ile elde edilmiş benzetim sonuçlarıyla olabildiğince uyumludur.

## 1. Giriş

Yüksek hız ve kolay erişim sağlamaları nedeniyle kablosuz yerel alan ağlarının (Wireless Local Area Network: WLAN) önemi her geçen gün daha fazla artmaktadır. IEEE standartları uyarınca tahsis edilmiş olan 2.4 GHz ve 5.2 GHz frekans bantları bu uygulamalarda yoğun olarak kullanılmaktadır. Söz konusu uygulamaların tek bir anten elemanıyla sağlanabilmesi ancak ilgili antenin çift-bant performans göstermesi ile mümkün olabilmektedir. Ayrıca, bu uygulamalarda kullanılan dizüstü bilgisayar ve kablosuz ve modem gibi taşınabilir cihazların gelişen teknolojiye paralel olarak her geçen gün daha küçük boyutlarda üretilebilir olması bu cihazlara adapte edilebilecek özelliklerdeki antenlerin tasarımını zorunlu hale getirmiştir. Küçük hacimli olmaları, üretimlerinin kolay olması ve düşük maliyetleri sebebiyle, mikroşerit antenler, WLAN uygulamalarında özellikle tercih edilmektedirler [1–4].

Bu bildiride, yarık-halka (YH) elemanlarını temel alan yeni bir WLAN anten tasarımı tanıtılmaktadır. Metametaryal yapıların temel yapı taşı özelliğine sahip YH elemanları, farklı elektromanyetik filtre uygulamalarında kullanılmışlardır [5–7]. YH elemanlarını temel alan çift-bant bir WLAN anten tasarımı ise yakın geçmişte literatürde yerini almıştır [8]. Bu çalışmada önerilen yeni çift-bant anten tasarımı, [8]'deki tasarıma benzemekte, fakat daha küçük boyutlu olup, daha geniş-bantlı performans göstermektedir.

Önerilen yarık-halka anten (YHA), Şekil 1'de görüldüğü üzere, içi-içe yerleştirilmiş iki YH elemanı ve bu elemanlar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilmiş dört adet ( $s_1$ – $s_4$ ) ve en içte C şeklindeki bir adet metalik yüklemeden oluşmaktadır. Boyutları oldukça küçük olan YHA, 2.43/5.28 GHz merkez frekanslarında, oldukça düzgün ışıma karakteristiğine sahip çift-bant performans sergilemektedir. YHA'nın sayısal tasarımı sonlueleman metodunu temel alan Ansoft HFSS benzetim yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Prototipi de gerçeklenmiş olan antenin ölçüm sonuçları benzetim sonuçlarıyla olabildiğince uyum içindedir. Bildiride, YHA'nın tasarım aşamaları, benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır.

### 2. Anten Tasarımı

Şekil 1'de önerilen WLAN-YHA'nın optimum anten parametrelerini içeren tasarım konfigürasyonu, Şekil 2'de ise gerçeklenen prototipinin fotoğrafi yer almaktadır. Görüldüğü üzere YHA, kalınlığı 1.6 mm ve dielektrik sabiti 4.7 olan FR4 taban malzemesi üzerinde  $12 \times 16 \text{ mm}^2$  alan kaplayan iki metalik yarık-halka elemanı ve bu elemanlar arasına yerleştirilen dört adet ( $s_1$ - $s_4$ ) metalik yüklemelerden oluşmaktadır. Ayrıca en iç kısımda C

şekilli bir başka metalik yükleme daha bulunmaktadır. Anten, dış halka elemanı üzerinden, ayrıca bir empedans uygunlaştırıcı yapıya gerek duymaksızın beslenmektedir.





**Şekil 1.** WLAN-YHA tasarımı:  $s_1-s_4$  (metalik yüklemeler: 0.5×0.5),  $L_1=12$ ,  $L_2=16$ ,  $w_1=w_2=3$ ,  $w_3=1$ , g=1, h=1.6 (hepsi mm),  $\varepsilon_r=4.7$ .

Şekil 2. Koaksiyel beslemeli WLAN-YHA prototipi.

Sayısal tasarımı HFSS ile elde edilen WLAN-YHA'nın bir adet prototipi de gerçeklenmiş ve ilgili S-parametre ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Prototip anten, Şekil 2'de görüldüğü gibi dış halka elemanının kısa devre edilmiş olan bir yarığından koaksiyel hattın canlı ucu ile düşey olarak beslenmektedir. Koaksiyel hattın canlı ucu kısa devre edilen yarık kenarlardan birine taban malzemesinde delik oluşturularak lehimlenirken, hattın şasi kısmı antenin toprak düzlemiyle temas halindedir. Şekil 3'de YHA'nın giriş empedansı (simülasyon) ve Şekil 4'de ise geri-dönüş kaybı (simülasyon ve ölçüm) karakteristikleri verilmektedir. Görüldüğü üzere, birinci bantta ölçüm ve benzetim sonuçları oldukça uyumlu olmakla birlikte, ikinci bantta yüksek frekanstaki ölçüm hassasiyetinden kaynaklığı düşünülen bir miktar frekans kayması oluşmuştur. Simülasyon sonuçları incelendiğinde YHA, 2.43 GHz ve 5.28 GHz merkezli, sırasıyla %2 ve %3.4 bant genişliğine sahip çift-bant performans sergilemektedir. Bu özelliğiyle önerilen anten, IEEE 802.11a/b standartları uyarınca WLAN uygulamaları için tahsis edilmiş olan 2.4 GHz ve 5.2 GHz merkezli frekans bantlarını olabildiğince kapsamaktadır.



Şekil 3. YHA'nın giriş empedansı (Z<sub>gir</sub>) karakteristiği.



Şekil 4. YHA'nın geri dönüş kaybı (S<sub>11</sub>) karakteristiği.

Önerilen antenin ilgili rezonans frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 5'de verilmektedir. Görüldüğü gibi YHA'nın her iki uygulama frekansındaki E-düzlem örüntüsü her yöne karakteristik sergilerken, H-düzlem örüntüsü yönlü karakteristik göstermektedir. YHA'nın frekansa bağlı olarak hesaplanan yönlendirme kazanç karakteristiği Şekil 6'da verilmektedir. Görüldüğü gibi, 2.43 ve 5.23 GHz merkez frekanslarında sırasıyla –6 dBi ve 2 dBi civarında yönlendirme kazanç değerleri elde edilmiştir. Daha düşük kayıplı (tan $\delta < 0.01$ ) anten taban malzemesi kullanılarak yönlendirme anten kazançının daha yüksek seviyelere çekilebileceği düşünülmektedir.







Şekil 6. YHA'nın yönlendirme kazanç karakteristiği.

Yukarıda performans analizi sunulan WLAN-YHA'nın tasarımı, uygulama frekanslarının ve giriş empedans seviyelerinin istenilen değerlere optimizasyonu sonucu elde edilmiştir. Bu süreçte, anten taban malzemesinin kalınlığı ve dielektrik sabiti (h,  $\varepsilon_r$ ), halka boyutları ( $L_1$ ,  $L_2$ ,  $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$ ), halka yarıkları ve metalik yüklemelerin konumları ( $s_1$ – $s_4$  ve C-şekilli yükleme) optimize edilen başlıca parametrelerdir.

Tasarımın ilk adımı olarak yalnızca en dıştaki halka elemanı ele alındığında, 3.7 GHz civarında ve yaklaşık 1800  $\Omega$  empedans seviyelerinde tek-bant performans elde edilmiştir. Bazı yarık halka filtre uygulamalarında [5–7], halka elemanlar arasına metalik yüklemelerin ilave edilmesiyle hem frekans ayarının yapılabileceği hem de çift-bant performans elde edilebildiği görülmüştür. Bu çalışmada da, (2.4/5.2 GHz) WLAN uygulama frekans bantlarının elde edilebilmesi için, ikinci bir halka elemanı ve bu elemanlar arasındaki uygun yerlere  $s_1$ ,  $s_2$  metalik yüklemeleri ilave edilmiştir. Bu durumda, 2 GHz ve 4.3 GHz merkez frekanslarında yaklaşık olarak 600  $\Omega$  ve 1200  $\Omega$  empedans seviyelerine sahip çift-bant performans elde edilebilmiştir. Besleme civarına  $s_3$  ve  $s_4$  metalik yüklemelerinin ilave edilmesi ile empedans seviyeleri 120  $\Omega$  civarına düşürülmüş, rezonans frekansları ise 2.3 GHz ve 5.2 GHz merkez frekanslarına kaydırılmıştır. Son olarak, ikinci halka elemanının iç kısmına yerleştirilen C-şekilli metalik yükleme hassas frekans-ayarı sağlayarak Şekil 3'de görülen empedans karakteristiği elde edilmiştir. Sonuçta, önerilen WLAN–YHA konfigürasyonu 2.4/5.2 GHz frekanslarında çift-bant bir performans sergilemektedir.

#### 3. Sonuçlar

Bildiride, yarık-halka elemanlarını temel alan yeni bir çift-bant WLAN mikroşerit anten tanıtılmıştır. Önerilen anten iç-içe geçmiş iki yarık halka elemanı ve bu elemanlar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilen metalik yüklemelerden oluşmaktadır. Oldukça küçük boyutlardaki anten 50  $\Omega$  sistem empedansına uyumlu bir karakteristik sergilemekte, herhangi bir empedans uygunlaştırıcı yapıya ihtiyaç duymaksızın beslenmektedir. 2.43 GHz ve 5.28 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %2 ve %3.4 bant genişliği performansı gösteren anten, her bir frekans bandında oldukça düzgün bir ışıma karakteristiği sergilemektedir. Prototipi de gerçeklenmiş YHA tasarımının ölçüm ve HFSS simülasyon sonuçlarının olabildiğince uyumlu olduğu gözlenmiştir.

### Teşekkür

Bu çalışma, Akdeniz Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimi tarafından desteklenmektedir.

### Kaynaklar

[1]. Liao W.-J., Lu Y.-C. ve Chou H.-T., "A multiband microstrip dipole antenna", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Temmuz 2005, 1A, s.462–465.

[2]. Pan C.-Y., Huang C.-H. ve Homg T.-S., "A new printed G-shaped monopole antenna for dual-band WLAN application", Microwave Opt. Tecnol. Lett., 45(4), s.295–297, 2005.

[3]. Chen H.-M., Chen J.-M., Cheng P.-S. ve Lin T.-F., "Feed for dual-band printed dipole antenna", Electronics Lett., 40(21), s.1320–1322, Ekim 2004.

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

[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]. Ucar M. H. B., Sondas A. ve Erdemli Y. E., "Switchable split-ring frequency selective surfaces," PIERB, 6, s.65–79, 2008.

[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.

# Frekans Kaymalı Dizi Anteni Sisteminin Doğrusal Frekans Modülasyonlu İşaret ile Gerçeklenmesi

Taylan EKER\*\*, Şimşek DEMİR\*, Altunkan HIZAL\*

\*Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye, \*\* ASELSAN A.Ş., ANKARA, TÜRKİYE

Tel: +903122104526, Fax: +903122102304, Email: <u>taylane@aselsan.com.tr</u>, <u>simsek@metu.edu.tr</u>, <u>hizal@metu.edu.tr</u>

Özet - Frekans Kaymalı Dizi kullanımının getireceği yararlar, daha önceden [1-4] çeşitli yayınlarda belirtilmiştir. Fakat bu sistemin kurulumunda bir takım zorluklarla karşılaşılmaktadır. Bu çalışmada ise bahsi geçen huzme oluşturma sisteminin oluşturulmasına yönelik bir yapı sunulmaktadır. Yapı temel olarak seri (ya da paralel) beslenen bir anten dizisinde, antenler arasındaki gecikmelerden faydalanmaktadır. Anten dizisi, besleme girişinden doğrusal frekans modülasyonlu (LFMCW) bir işaretle beslenirse ve antenler arasındaki gecikme miktarları tüm anten dizisi boyunca aynı yapılırsa, antenler arasındaki periyodik frekans kaymaları sağlanmış olacaktır. Bu sayede frekans kaymalı bir dizi sistemi daha basit yöntemlerle kurulabilir hale getirilmiştir.

## 1. GİRİŞ

Daha önceden frekans kaymalı bir anten dizisinin uzak alan örüntüsü Mustafa Seçmen ve arkadaşları tarafından kaleme alınmıştı [1]. Şekil 1'de bu dizi yapısı ve anten elemanlarının beslenmesi gösterilmiştir. Bu şekilde her bir anten elemanı (N tane) farklı frekansta ve eş (ya da eş olmayan) genlikte işareti yayınlamaktadır. Antenler arasındaki uzaklık ise hep aynı

kabul edilmiştir. Ayrıca n'inci antenin fazı da  $\phi_n = n \delta$  olarak alınmıştır. Buna göre elde edilmiş olan uzak alan örüntüsünün matematiksel ifadesi



Şekil 1: Frekans Kaymalı Anten Dizi Sistemi

$$E_{A} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_{n}}{R_{n}} f_{e} (\boldsymbol{\varpi} + n\Delta \boldsymbol{\varpi}) e^{j(\boldsymbol{\varpi} + n\Delta \boldsymbol{\varpi})t} e^{-j(k+n\Delta k)R_{n}} e^{-jn\delta t}$$
(1)  
şeklinde olacaktır. Bu ifadede

 $a_n$ : 'n' inci antenin genlik katsayısı $f_e(\varpi + n\Delta \varpi)$ : 'n' inci antenin uzak alan örüntüsü $R_n$ : 'n' inci antenin gözlem noktasınaolan uzaklığı

$$k = \frac{\sigma}{c}$$
 ve  $\Delta k = \frac{\Delta \sigma}{c}$ 'dir.

Bu denklem düzenlendiğinde (tüm antenler aynı genlik ile beslenirse), elde edilen uzak alan örüntüsünde dizi faktörünün reel kısmı (2)'deki gibi olacaktır:

$$f_{A} = \frac{1}{R_{0}} \cos\left(\left(\boldsymbol{\sigma} + \left(\frac{N-1}{2}\right)\Delta\boldsymbol{\sigma}\right)t - kR_{0} + \left(\frac{N-1}{2}\right)\left(kd\sin(\theta) - \Delta kR_{0} - \delta\right)\right)\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)}$$
(2)

Bu sonuca göre frekansı  $\boldsymbol{\sigma} + (\frac{N-1}{2})\Delta \boldsymbol{\sigma}$  olan bir işaret  $\phi(n,t) \equiv \left(\frac{\boldsymbol{\sigma}_0 + mt}{c}\right) \left(d\sin(\theta) - cT\right) + \frac{mTR_0}{c} - \delta$ , nin parametreleri tarafından genlik modülasyonuna girmektedir. Bu da zamanda, menzilde ve bakış açısında modülasyon anlamına gelmektedir. Bu modülasyonun özellikleri, kritik parametreler ve simulasyon sonuçları [1]'de yer almaktadır.
## 2. DİZİNİN KURULUMU VE LFMCW İŞARET KULLANIMI

Dizinin kurulumu için çeşitli yöntemler öne sürülebilir. Bu yöntemlerden bir tanesi, frekans dönüşümleri ile (mikser kullanımı ile) frekans farkının elde edilmesidir, fakat imaj frekanslarının çıkış frekansına yakın olması, bu tekniğin kullanım pratikliği açısından seçilmesini engellemektedir. Bir diğer yöntem ise DDS kullanımını gerektirir. Fakat bu yöntemde de her kanal için DDS kullanımak gerekmektedir ve sistem yine pratiklikten uzaklaşmaktadır.

Bir diğer yöntem ise LFMCW tekniğinin kullanımıdır. Bu yöntemde dizi yapısı Şekil 2'de görüldüğü gibidir.



Şekil 2: LFMCW tekniği kullanımı ile oluşturulan frekans kaymalı dizi yapısı

Bu yapıda, antenler seri olarak beslenmektedir ve 'n' inci anten ile kaynak arasındaki gecikme



 $t_n$  kadardır. Bununla birlikte antenler arasındaki uzaklık ise d'dir. Buna göre her bir anten elemanındaki besleme (3)'teki gibi yazılabilir.

$$W_n = a_n e^{j \left( \sigma_0 (t - t_n) + \frac{m}{2} (t - t_n)^2 \right)}$$
(3)

Bu denklemde  $a_n$  genlik katsayısı, m ise kaynaktan verilen LFMCW işaretin frekans – zaman doğrusunun eğimidir. Bu eğim Şekil 3'te daha açık bir biçimde görülmektedir.

Kaynaktan çıkan işaretin anten elemanlarına beslenmesi sırasında oluşan

gecikme aynı zamanda kaynaktan çıkan işaretin anlık frekansında da frekans – zaman doğrusunun eğimine bağlı olarak değişmeye neden olmaktadır. Bu sayede anten elemanlarının anlık frekansları arasında kayma yaratılabilmektedir. (1) ve (2)'den farklı olarak, frekans sürekli kaymaktadır. Beslemede toplam frekans kayması oransal olarak başlangıç frekansına göre daha küçük ise, antenlerin uzak alan huzmelerinde çok büyük değişimler olmayacağı varsayılabilir. Bu önermelere göre, dizi uzak alan örüntü denklemi (4)'teki gibi yazılabilir:

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n}{R_n} e^{j\left(\varpi_0(t-t_n) + \frac{m}{2}(t-t_n)^2\right)} f_e\left(\omega_0 + m(t-t_n)\right) e^{-j(k_n(t)R_n)} e^{-jn\delta}$$
(4)

(4)'te

 $k_n(t) = \frac{\varpi_0 + m(t - t_n)}{c}$ : 'n' inci antendeki, t anındaki dalga numarası  $f_e(\omega_0 + m(t - t_n))$ : 'n'inci antenin, t anındaki uzak alan örüntüsü  $\delta$ : antenler arasındaki faz farkı

 $R_n$ : 'n' inci antenin gözlem noktasına olan uzaklığı

(4) numaralı denklemde  $t_n = nT$  olarak kabul edilebilir. Yani ardışık antenler arasındaki gecikme T kadardır. Bununla birlikte antenlerin uzak alan örüntüsünü tüm frekanslarda sabit kabul edersek ve kabul edilebilir varsayımlar yapılırsa uzak alandaki reel dizi faktörü (5)'teki gibi elde edilir:

$$E \approx \frac{1}{R_0} \cos\left(\left(\overline{\omega}_0 + \frac{m}{2}t - \frac{mR_0}{c} - \frac{m}{2}\left(\frac{N-1}{c}\right)(d\sin(\theta) - cT)\right)t - \frac{\overline{\omega}_0 R_0}{c} + \left(\frac{N-1}{2}\right)T\left(\omega_0 - \frac{mR_0}{c} - \frac{\delta}{T}\right)\right)\frac{\sin\left(\frac{M_0}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\phi}{2}\right)}$$
(5)  
$$\phi(n, t) \approx \left(\frac{\overline{\omega}_0 + mt}{c}\right)(d\sin(\theta) - cT) + \frac{mTR_0}{c} - \delta$$
(6)

(5), (2)'ye yapı olarak çok benzemektedir ve frekansı  $\left(\overline{\omega_0} + \frac{mR_0}{c} - \frac{mR_0}{c} - \frac{m(N-1)}{c}(d\sin(\theta) - cT)\right)$  olan

bir taşıyıcı işaret,  $\phi$ 'nin parametreleri tarafından (6) genlik modülasyonuna girmektedir. Dikkat edilirse (6)'da önemli parametreler zaman, menzil, gözlem noktası açısıdır. Bununla birlikte, Şekil 3'teki frekans-zaman doğrusunun eğimi de, modülasyon parametrelerine girmektedir. Modülasyon zamanda ve menzilde tekrarlamaktadır. Aslında radar terimi olarak bu tekrarlama huzmeler arası süreye (PRI) karşılık gelir.

Antenler arasındaki gecikme süresi daha önceden de T olarak alınmıştı. Buna göre cT = sd olarak yazılırsa (s katsayısı, antenler arasındaki iletim hattının elektriksel uzunluğuna bağlı bir parametredir), menzil ve zamandaki tekrarlama süresi (PRI) (7)'deki gibi bulunur.

$$\Delta t = \frac{2\pi c}{msd\hat{k}(\theta)}$$

$$\Delta R = \frac{2\pi c^2}{msd}$$
(7)

Bu denklemlerde  $\hat{k}(\theta,s) = \left(\frac{\sin(\theta)}{s} - 1\right)$ 'dir. Yani, PRI zamanda bakış açısına bağlı olarak değişim göstermektedir. Bunlarla birlikte, bir PRI içinde, kaynak frekansı  $\Delta F = \frac{1}{\tau \hat{k}(\theta)}$  kadar kaymaktadır. Dikkat edilirse bu değer LFMCW işaretin frekans-zaman eğiminden bağımsızdır.

(5) numaralı denklem aynı zamanda, bilinen bir menzilden, belli bir anda alınan işaretin belli bir açıdan geleceğini bize göstermektedir.

#### 3. UYGULAMALI ÇALIŞMALAR VE SONUÇLAR

Şu ana kadar olan matematiksel ifadelerin uygulamaya geçirilmesi için bir huzme oluşturma devresi kurulmuş ve ölçümleri yapılmıştır. Şekil 4'te bölücü yapısı yer almaktadır. Bu yapıda





antenler (çıkış kolları) arası gecikme süresi T = 0.55 ns kadardır. Bu ölçüme göre daha önceden de bahsedilmiş olan 's' parametresinin değeri 6.6

Şekil 5: Kurulmuş olan düzenek

olmaktadır.

Bölücünün testi için Şekil 5'teki düzenek kurulmuştur. Bu düzenek sayesinde bölücü arkasında anten varmış gibi davranmakta ve uzak alanda oluşan huzmede ( $\theta = 0^{\circ}$ ) genlik modülasyonu görülebilmektedir (tablo 1'deki toplam frekans kayması boyunca kullanılan malzemelerin özelliklerinin değişmediği ölçümlerle görülmüştür). İşaret Kaynağı olarak E8257D kullanılmıştır. Bu sinyal jeneratöründe yer alan analog frekans kaydırma opsiyonu sayesinde minimum 10 ms içinde istediğimiz frekans bandında kaydırma yapabiliyoruz. Bu amaçla, 0.55 ns'lik gecikme için 1.818GHz'lik frekans kayması 10 ms süre için verilmektedir. Tablo 1'de ise var olan parametreler ve ölçülmesi gereken sonuçlar yer almaktadır.

| Tablo 1: Olçüm param              | letreleri | - |             |   |
|-----------------------------------|-----------|---|-------------|---|
| Frekans Başlangıç (GHz)           | 6         |   | 0,035 -     |   |
| Frekans Bitiş (GHz)               | 7,818     |   | 0,03 -      |   |
| Sweep Süresi (ms)                 | 10        |   | 0,025 -     |   |
| m (2piHz/s)                       | 1,14E+12  |   | 0,02 -      |   |
| s katsayısı                       | 6,6       |   | 0,015 -     |   |
| Antenler arası uzaklık(mm)        | 25        |   |             |   |
| Antenler arası gecikme (ns)       | 0,55      |   | 0,01 -      |   |
| Antenler arası frekans farkı (Hz) | 99,99     |   | 0,005 -     |   |
| Huzme Periyodu (ms)               | 10,001    |   | - 0<br>0.00 | //////////////////////////////////////        |
| Menzil periyodu(km)               | 3000300   |   | -0,005 -    |   |
| Null to Null zaman (ms)           | 5,0005    |   |             | Şekil 6: Ölçüm sonucu elde edilen dalga formu |

Bu tabloya göre elde edilen modülasyon dalgası ise Şekil 6'da yer almaktadır. Bu grafikte elde edilen sonuçlar zamandaki modülasyonu doğrulamaktadır. Özellikle ana bölmedeki 0'dan 0'a (null to null) süre açısından istenilen sonuçlar elde edilmiştir. Yalnız huzme periyodu için benzer sonuçlar alınamamıştır. Bunun nedeninin kullanılan sinyal jeneratörünün zamandaki davranışları olduğu düşünülmektedir.

## 4. GELECEK DÖNEMDEKİ ÇALIŞMALAR VE SONUÇLAR

Gelecek dönemde, ilk olarak sinyal jeneratörü yerine, davranış özellikleri bilinen bir sinyal jeneratörü tasarımına girilecektir. Bu sayede daha doğru sonuçlar alınması beklenmektedir. Bununla birlikte, Şekil 4'te yer alan bölücü antenler ile birleştirilecek ve uzak alan testlerinde kullanılacaktır. Bu testlerde de benzer ölçümler tekrarlanacaktır.

Bu çalışma ışığında, frekans kaymalı dizi yapısının LFMCW kullanımı ile kurulması sayesinde faz kaydırıcı kullanımı olmaksızın daha basit yapılarla huzme yönlendirme olanağı ve tüm uzaya aynı anda bakabilme olanağı elde edilmiştir.

#### REFERANSLAR

- [1] Secmen M., Demir S., Hızal A., Eker T., "Frequency Diverse Array Antenna with Periodic Time Modulated Pattern in Range and Angle", Radar Conference 2007
- [2] P. Antonik, M. C. Wicks, H. D. Griffiths, C. J. Baker, "Frequency Diverse Array Radars", Proc. 2006 IEEE Radar Conference, pp. 215-217, Verona, NY, April 2006.
- [3] W. H. Kummer, A. T. Villeneuve, T. S. Fong, F. G. Terrio, "Ultra-Low Sidelobes from Time-Modulated Arrays", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 11, pp. 633-639, November 1963.
- [4] P. Antonik, M. C. Wicks, H. D. Griffiths, C. J. Baker, "Multi-Mission Multi-Mode Waveform Diversity", Proc. 2006 IEEE Radar Conference, pp. 580-582, Verona, NY, April 2006.

## Işınım Huzmesi Yönlendirilebilen Sur Biçimli Mikroşerit Anten Dizisi

Nihan Gökalp<sup>1,2</sup>, Özlem Aydın Çivi<sup>2</sup> <sup>1</sup>Radar, Elektronik Harp ve İstihbarat Teknolojileri Grubu, ASELSAN Ankara ngokalp@aselsan.com.tr

> <sup>2</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Ankara ozlem@metu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, ışınım huzmesi yönlendirilebilen sur biçimli mikroşerit yürüyen dalga anten dizisi X-bant uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlamış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Anten Işınım huzmesinde istenilen yönlenmeyi sağlayabilmek için mikroşerit hat üzerinde faz değişimini sağlayacak varaktör diyotlar kullanılmıştır. Yapılan EM benzetim ve ölçümler sonucu sur biçimli anten dizisinde ışınım huzmesinin diyot kontrolü ile istenilen doğrultulara yönlendirilebildiği gösterilmiştir.

### 1. Giriş

Günümüzde mikroşerit antenler düşük üretim maliyetleri, sisteme kolay entegre edilmeleri, hafif ve yüzeysel olmaları, huzme şekillendirici sistemlerle beraber kullanılabilmeleri nedeniyle askeri ve endüstriyel alanlarda sıkça tercih edilmektedir. Bu avantajlarının yanı sıra yürüyen anten dizileri yüksek kazançları, düşük yan huzme değerleri ve ayarlanabilen ışınım polarizasyon özellikleri ile radar uygulamaları için uygun anten tipleri arasındadır [1-4]. Bu bildiride radar uygulamalarında kullanılabilecek ışınım huzmesi yönlendirilebilen sur biçimli yürüyen dalga anten dizisinin tasarım, üretim ve ölçüm aşamaları anlatılmıştır. Anten dizisinin ışınım huzmesinin yönlendirilmesi mikroşerit hattın üzerine varaktör diyot yerleştirilerek sağlanmıştır. Tasarlanan ve üretilen anten dizisinin fiziksel ve elektriksel özellikleri aşağıdaki bölümlerde anlatılmıştır.

### 2. Sur Biçimli Mikroşerit Anten Dizisi

Işınım huzmesi yönlendirilebilen yürüyen dalga anten dizisi sekiz adet sur biçimli yapıdan oluşmaktadır, sekiz adet varaktör diyot Şekil 1'de görüldüğü gibi sur dizilerinin üzerine bulunmaktadır. Anten dizisinin çalışma frekansı Xbant radar uygulamalarına uygun olacak biçimde 10 GHz seçilmiştir. Anten taban malzemesi olarak yüksek frekansta çalışan, düşük kayıplı 15 mil kalınlığında dielektrik sabiti 2.2 olan Rogers 5880 Duroid kullanılmıştır. Yürüyen anten dalga dizisi 50- $\Omega$  yükle sonlandırılarak anten sonuna ulaşan dalganın geri yansıması engellenmektedir. Anten dizisinde kullanılan varaktör diyotlar voltaj ile kontrol edilebilen ve kapasitansları uygulanan voltaj ile orantılı olarak değişebilen yapılardır. Mikroşerit anten dizisi varaktör diyotlarla yüklenerek ışınım huzmesinin istenilen doğrultuya yönlendirilmesi sağlanmıştır.



Şekil 1 Işınım huzmesi yönlendirilebilen, varaktörlü mikroşerit anten dizisinin şematik gösterimi

Sur biçimli mikroşerit anten dizilerinin birim elemanı dört köşeli sur biçimli yapıdan oluşur. Köşelerdeki keskin geçiş geri dönüş kaybını artırmaktadır, [1]. Bu kaybı azaltmak amacıyla köşeler kesikli yapılandırılmıştır. Sur biçimli mikroşerit anten dizisinde ışıma bu köşelerden kaynaklanmaktadır [1]. Mikroşerit üzerindeki manyetik akımın

köşenin iç ve dış kenarlarında ilerlerken aldığı yol farklıdır. Bu farklılık Şekil 2'de görüleceği gibi manyetik akım vektörleri olarak modellenebilir. Sur biçimli mikroşerit antenin ışıma özellikleri, polarizasyonu Şekil 2-b' de gösterilen birim elemanın s,l ve d değerleri ile belirlenebilmektedir. Örneğin,  $s=\lambda/2$ ,  $l=\lambda/4$  ve  $d=3\lambda/4$  değerleri için yayılan manyetik alanın yatay ve dikey bileşenleri arasında doksan derecelik bir faz farkı oluşur ve dairesel polarizasyon elde edilir. Bu çalışmada tasarlanan anten dikey polarizasyondadır.



Şekil 2 (a) Sur biçimli anten dizisindeki köşe yapısında eşlenik akım dağılımı (b) Dört köşeli sur biçimli anten dizisinin birim elemanı

Antenin d uzunluğunu değiştirerek ışınım huzmesini istenilen yöne yönlendirmek mümkündür. Anten dizisindeki birim eleman sayısı arttıkça anten dizisinin kazancı artar, yan huzmeleri küçülür ve anten dizisinin sonundaki  $50-\Omega$  yüke ulaşan sinyal seviyesi de azalır.

Bu çalışmada anten elemanının elektriksel boyu, üzerine takılan varaktör diyotlar ile ayarlanmaktadır. Bu anten dizisinde kullanılan varaktör diyotlar kapasitans değerleri 0.3 pF'tan 2.4 pF'a kadar değişebilen MICROSEMI MPV2100-206'dır. 0 volt besleme voltajı altında 2.4 pF, 20 volt besleme voltajı altında 0.3 pF kapasitans değerini sağlayabilmektedir.

Anten dizisinin tasarımında Momentler metoduyla (MoM) çalışan Ansoft Designer v3, bilgisayar yazılımı kullanılmıştır. Varaktör diyotların S-parametreleri mikroşerit hattın üzerine yerleştirilerek tüm yapının EM benzetimi yapılmıştır.



Şekil 3 EM benzetimlerle elde edilen S11 ve S21 değerleri

Farklı kapasitans değerleri için anten dizisinin S-parametresi değerleri Şekil 3'te gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre 10 GHz'de anten dizisinin S11 değeri -10 dB'nin altındadır. S21 değeri ise -3 dB civarındadır.



Şekil 4 Varaktör kapasitans değeri 0.3 pF, 0.5 pF ve 2.4 pF kapasitans değerleri için E düzlemi ışınım örüntüsü

Farklı kapasitans değerleri için ışınım huzmesinin döndüğü elektromanyetik benzetimlerle gösterilmiştir. Bu simülasyon sonuçlarına göre varaktör diyot'un kapasitans değeri 0.3 - 2.4 pF arasında değişirken ışınım huzmesi 30°'den 19°'ye dönmektedir. Işınım örüntülerinin farklı kapasitans değerleri için dönüşü Şekil 4'te gösterilmiştir.

Prototip anten dizisi üretilmiş ve elektriksel parametreleri ölçülmüştür. Şekil 5'de üretilen varaktör diyotlu anten dizisi görülmektedir.



Şekil 5 Prototip olarak üretilen ışınım huzmesi yönlendirilebilen anten dizisi

Üretilen anten dizisindeki varaktör diyotların kapasitans değişimleri varaktörlerin iki kolları arasına farklı voltaj değerleri uygulanarak sağlanmıştır. Anten dizisinin S-parametreleri farklı voltaj değerleri için ölçüm sonuçları Şekil 6'de sunulmuştur. S-parametresi ölçüm sonuçları 10 GHz'de antenin geri dönüş kaybının -10 dB'nin altında olduğunu ve varaktör diyotların araya girme kayıplarının toplam 7 dB civarında olduğunu göstermektedir.



Şekil 6 Ölçülen S11 ve S21 değerleri

Anten dizisinin E-düzleminde ışınım örüntüleri farklı voltaj değerleri için 10 GHz'de ölçülmüştür ve Şekil 7'de verilmiştir. Simülasyonlarda olduğu gibi ölçümde de antenin ışınım huzmesi 10°'den fazla dönmektedir. Simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları benzerlik göstermektedir. Elektriksel alan ölçümlerinden antenin çapraz polarizasyonun -15 dB'den düşük olduğu gözlenmiştir.



Şekil 7 Farklı voltaj değerleri için anten dizisinin elektrik alan ölçümü

## 3. Sonuç

Bu makalede ışınım huzmesi yönlendirilebilen sur biçimli mikroşerit yürüyen dalga anten dizisi anlatılmıştır. Anten dizisinde istenilen ışınım huzmesi yönlendirilmesi mikroşerit hat üzerine yerleştirilen varaktör diyotlarla sağlanmıştır. Varaktör diyotların kapasitans değişimleri DC besleme yapısı ile kontrol edilmektedir. Anten dizisinde kapasitansları değişebilen varaktör diyotlar yerine kapasitansları değişebilen RF-MEMS yapılar da kullanılabilir [4]. Varaktör diyotlara göre çok düşük araya girme kaybına sahip olmaları nedeniyle MEMS kapasitörlerin kullanımı antenin toplam kazancını da yükseltecektir.

## Bilgi

Bu çalışma TUBITAK-107E090 - COST-ASSIST (Antenna Systems & Sensors for Information Society Technologies -IC 0603) tarafından kısmen desteklenmiştir.

## Kaynaklar

[1]. Dural, G., Theory and Design of Microstrip Rampart Line Arrays, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ, 1983

[2] . R. Ratmon, I. Oz, C. J. Samson, "Comparision of Resonant and Travelling-Wave Meander-Line Antenna" Electrical & Electronics Engineers in Israel, 1991, 17th Convebtion of. 5-7 Mart 1991 s:149-151

[3]. M. Tiuri, S. Tallqvist, S. Urpo, "Chain Antenna" 1974 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 12, Haziran 1974 s:274 – 277

[4] . E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. Aydin Civi, ve Tayfun Akin, "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.55, no.4, s.1193–1196, Nisan 2007

## Zaman Seçici Sönümlemeli Kanallar için Dört Verici Antenli Çeşitleme Yöntemi

Gökçe HACIOĞLU<sup>1</sup>, Ali GANGAL<sup>2</sup>

Karadeniz Teknik Üniversitesi

Mühendislik Fakültesi

Elektrik-Elekuolink Trabzon <sup>1</sup>e-posta : gokcehacioglu@ktu.edu.tr <sup>2</sup>e-posta: ali.gangal@ktu.edu.tr <sup>2</sup>Telefon: (0462) 3772990 <sup>1</sup>Telefon : (0462) 8716922

Özet: Uzay Zaman Blok Kodlama (STBC) ve Hadamard yayma matrisinin bir arada kullanılması ile 4 sayıda verici anten kullanabilen bir çeşitleme yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem 4 verici anten için Rotasyonlu Sözde Dikgen Uzay Zaman Blok Kodlama (QOSTBC) ile aynı başarıma ve aynı algılama karmaşıklığına sahiptir. STBC'de ikiden fazla verici anten kullanılması iletim hızında düşmeye sebep olurken, önerilen yöntemde hızda herhangi bir düşme olmaz. STBC ve QOSTBC'de kanalın sabit kabul edildiği süre anten sayısına göre artarken, önerilen yöntemde anten sayısından bağımsız olarak kanalın sadece iki sembol periyodu kadar sabit kabul edilmesi veterli olmaktadır. İki verici antenli STBC'nin Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama'da (OFDM) kullanıldığı Uzay-Frekans çeşitlemesi, önerilen yöntemle birlikte daha fazla sayıda verici anten için OFDM'de kullanılabilir. Böylece daha yüksek çeşitleme kazancına ulaşılabilir.

#### 1. Giriş

Alıcı ve vericide birden fazla sayıda anten kullanarak yapılan çeşitlemeye uzay yada boşluk çeşitlemesi denilmektedir. Kaynak [1-2]'de çoklu anten içeren sistemlerin tek anten içeren sistemlere göre çok büyük bir potansiyel kapasite kazancına sahip olduğu gösterilmiştir. Alıcı tarafta çok sayıda anten kullanılması, hem toplam maliyeti hem de fiziksel büyüklüğü ve güç tüketimini arttırdığı için çoğu kez tercih edilmemektedir.

Uzay-Zaman Kodlama verici taraftaki çoklu anten ile çeşitleme kazancı sağlayan bir yöntemdir. Kaynak [3-4]'te Uzay-Zaman Kodları için temel başarım ölçütü belirlenmiştir. Kaynak [1-2]'deki servis kesilme (outage) kapasitesine yaklaşan bir kapasiteye sahip olan Uzay-Zaman Kafes kodları [4]'te sunulmuştur. Uzay-Zaman Kafes kodlarının algılanma karmaşıklıkları çeşitleme mertebesi ile üstel olarak artmaktadır. Alamouti tarafından 2 verici antenli ve m adet (m=1,2...M) alıcı antenli bir çeşitleme yöntemi önerilmiştir [5]. Bu yöntem ile semboller birbirinden bağımsız olarak algılanılabilmektedirler. Alamouti tarafından önerilen yöntem, daha sonra herhangi bir sayıdaki verici anten icin V. Tarokh, H. Jafarkhani ve A.R. Calderbank tarafından genellestirilerek Uzay-Zaman Blok Kodlama (STBC) olarak isimlendirilmistir [6].

STBC'de kanal sembol periyodunun belli bir katı süre sabit kabul edilmektedir. Bu süre çeşitleme mertebesi ile artmaktadır. STBC, 2'den fazla sayıda verici anten için gerçekleştirildiğinde veri hızında düşmeye sebep olabilmektedir [6]. Bu sorunu aşmak için Sözde Dikgen Uzay-Zaman Blok Kodları (QOSTBC) önerilmiştir [7-8-9]. QOSTBC; çeşitleme kazancında bir miktar düşme ve algılama karmaşıklığındaki artış ile beraber ikiden fazla sayıda verici anten için hızda düşmeye neden olmayabilir.

STBC yada QOSTBC kanalın bir kaç sembol periyodu kadar sabit kabul edilemediği sistemlerde doğrudan kullanılmaya uygun değildir. Bu tarz sistemlerden biri olan Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama'da (OFDM), STBC'nin kullanılabilmesi için iki verici antenli Uzay-Frekans çeşitleme yöntemi önerilmektedir [11]. Uzay-Frekans çeşitlemesinin kullanıldığı çoklu taşıyıcılı sistemlerde, ardışıl iki alt taşıyıcı aynı kanal koşullarından geçiyor kabul edilir.

Yapılan çalışmada; Alamouti tarafından önerilen, 2 verici antenli STBC [5], Hadamard yayma matrisi ile birlikte daha çok sayıda verici anten için kullanılmaya çalışılmıştır. Önerilen yöntemde veri hızında herhangi bir düşme olmazken, QOSTBC'de de olduğu gibi algılama karmaşıklığı artmıştır. Önerilen yöntemin 4 verici anten için benzetimi yapılıp, QOSTBC ile kıyaslanmıştır. Önerilen yöntemde kullanılan anten sayısından bağımsız olarak kanalın sembol periyodunun iki katı kadar bir süre sabit kabul edilebilmesi gerekmektedir. Ardışıl iki alt taşıyıcının taşıdığı sembollerin aynı kanaldan geçiyor olması varsayımı; önerilen yöntemi 4 sayıda verici anten için Uzay-Frekans çeşitlemesi olarak OFDM'de kullanmaya olanak tanır.

#### 2. Uzay-Zaman Blok Kodlama

Bir kablosuz haberleşme sisteminde n adet verici anten ve bir adet alıcı anten olduğu varsayılsın. Kanalda düz Rayleigh sönümlemesi olsun ve j'inci verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal katsayısı  $\alpha_i$  olsun. Kanal katsayıları birbirinden bağımsız karmaşık Gausssian rastlantısal değişkenleri olarak modellenmiştir. Kanal katsayılarının gerçel ve sanal kısımlarının varyansları 0.5'tir. Gürültü ise ortalaması 0 olan  $N_0$  varyansına sahip

karmaşık Gaussian olarak modellenmiştir. Aşağıda böyle bir sistem için alıcıda alınacak olan vektör gösterilmektedir.

$$\underline{Y} = \underline{C}\underline{H} + \underline{N} \tag{1}$$

Yukarıdaki denklemde;  $\underline{C}$  iletilecek olan sembollerin hangi sembol periyodunda, hangi anten tarafından ve ne şekilde iletileceğini gösteren *pxn*'lik matristir. Burada *p*;  $\underline{C}$ 'nin iletimin kaç sembol periyodu süreceğini göstermektedir.  $\underline{Y}, \underline{N}$ ; alış ve gürültü vektörlerini göstermektedir. STBC'de kanal sözde durağan (quasi-static) sönümlemeli kanal olarak modellenmektedir. Yani  $\underline{C}$  kod matrisinin tamamı iletilinceye dek kanal katsayıları değişmiyor olarak kabul edilmektedir. Kod matrisi  $\underline{C}$  dikgen bir matristir ve aşağıdaki özelliğe sahiptir.

$$\underline{\underline{C}}^{H} \underline{\underline{C}} = \left( \left| S_{0} \right|^{2} + \left| S_{1} \right|^{2} + \ldots + \left| S_{k-1} \right|^{2} \right) \underline{\underline{I}}$$
<sup>(2)</sup>

Yukarıdaki denklemde;  $\underline{I}$ , pxp 'lik birim matrisi H, Hermitian işlemini göstermektedir.  $\underline{C}$  Matrisinin taşıdığı semboller eğer gerçel değerli ise  $\underline{C}$  matrisinin nasıl bir yapıya sahip olduğu Hurwitz-Radon teorisine dayanarak [6]'da tamamen açıklanmıştır. Gerçel değerli semboller için  $\underline{C}$  matrisi k adet sembolü k adet sembol periyodunda iletebilecek yapıda olmaktadır; yani hızı düşürmemektedir. Kod matrisi karmaşık değerli semboller içeriyor ise iki verici antenden daha fazla sayıda verici anten için iletim hızında düşme olmaktadır [6]. Karmaşık sembollerde hızda düşme olmadan kullanılabilecek tek bir kod matrisi vardır; bu da Alamouti [5] tarafından gösterilen 2x2'lik kod matrisidir. Çeşitleme mertebesindeki bir miktar azalma ve algılama işlem miktarındaki bir miktar artış sonucunda hızı düşürmeden ikiden fazla verici anten kullanabilen QOSTBC ortaya sürülmüştür [7,8,9].

#### 3. Önerilen Yöntem

İletim hızını düşürmeyen ve verici anten sayısı 4 olan, *m* adet alıcı antenli çeşitleme yöntemi önerilmektedir. Önerilen yöntemde Alamouti kodu ila beraber Hadamard yayma matrisi kullanılmıştır. İletilecek olan dört adet sembolü içeren vektör aşağıdaki gibi olsun.

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$
(3)

Alamouti kodu ve Hadamard matrisi ile denklem (3)'teki vektörlün elemanlarını kodlayıp gönderdiğimizde kod çözme işleminden sonra alıcıda aşağıdaki vektör elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} x_{1} \\ x_{2} \\ x_{3} \\ x_{4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q(S_{0} + S_{1}) \\ d(S_{0} - S_{1}) \\ q(S_{2} + S_{3}) \\ d(S_{2} - S_{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_{0} \\ \tilde{n}_{1} \\ \tilde{n}_{2} \\ \tilde{n}_{3} \end{bmatrix}$$
(4)

Denklem (4)'te

$$q = |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2, d = |\alpha_3|^2 + |\alpha_4|^2, \qquad \begin{bmatrix} \tilde{n}_0 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} = \underline{A_1}^H \begin{bmatrix} n_0 \\ n_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_3 \end{bmatrix} = \underline{A_2}^H \begin{bmatrix} n_1 \\ n_3 \end{bmatrix} \quad \text{ve}$$

$$\underline{A}_{\underline{i}} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_2^* & -\alpha_1^* \end{bmatrix}, \quad \underline{A}_{\underline{i}} = \begin{bmatrix} \alpha_3 & \alpha_4 \\ \alpha_4^* & -\alpha_3^* \end{bmatrix}$$
 seklindedir. Denklem (4)'ten aşağıdaki ifadeleri elde edebiliriz.
$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q & q \\ d & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \widetilde{n}_0 \\ \widetilde{n}_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q & q \\ d & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \widetilde{n}_2 \\ \widetilde{n}_3 \end{bmatrix}$$

213

(5)

Denklem (5)'ten de görüleceği gibi  $S_0, S_1$  ve  $S_2, S_3$  sembolleri ikili gruplar halinde algılanabilirler. Bu da algılamadaki işlem karmaşıklığını aynı sayıda verici anten kullanan QOSTBC ile aynı yapar.

Hadamard yada Ayrık Fourier Dönüşüm matrisi gibi dikgen matrisleri kullanarak çeşitleme yapıldığında; çeşitleme kazancından daha iyi faydalanabilmek için Rotasyon yapılması [10]'da önerilmiştir. Aynı işlemi bizim yöntemimize de uygulamak mümkündür. Denklem (3)'te  $S_1$  yerine  $S_1e^{j\phi}$  ve  $S_3$  yerine  $S_3e^{j\phi}$  kullanılırsa rotasyon işlemi gerçekleşmiş olur.

#### 4. Sonuç

Önerilen yöntem ile rotasyonlu QOSTBC bilgisayar benzetimi ile 4 verici anten için kıyaslanmıştır. Elde edilen sonuç aşağıdaki grafikte gösterilmektedir.



Şekil 1. 4 Verici, 1 Alıcı Anten için 2b/s/Hz Spektral Etkinliğinde QOSTBC ve Önerilen Yöntemin SNR-BER Grafiği

Elde edilen grafikten, önerilen yöntemin QOSTBC ile yaklaşık olarak aynı başarıma sahip olduğu görülmektedir. Önerilen yöntem için kanalların sabit kabul edilmesi gereken süre anten sayısından bağımsız olarak iki sembol periyodudur. Bu sebeple önerilen yöntem [11]'de gösterildiği biçimde OFDM'de verici anten çeşitlemesi olarak kullanılabilir. Önerilen yöntemdeki kod matrisinin elemanlarının genliği eşit olduğunda denklem (2)'yi sağlamaktadır oysa QOSTBC denklem (2)'yi sağlayamaz. Önerilen yöntem denklem (2)'yi sağladığından kanal kestirimi yapmaksızın sembollerin algılanabilmesi için daha önce STBC için önerilen yöntemler için kullanılmaya elverişlidir.

#### Kaynaklar

[1]. Telatar E., "Capacity of Multi Antenna Gaussian Channels", AT&T Bell Labs, Tech. Rep., ABD, 1995.

[2]. Foschini G.J., & Gans M.J., "On Limits of Wireless Communications in fading Environment when Using Multiple Antennas", Wireless Pers. Commun., Vol-6,s.311-335, 1998.

[3]. Guey J.-C., Fitz M.P., Bell M.R., & Kuo W.-Y., "Signal Design for Transmitter Diversity Wireless

Communication Systems over Rayleigh Fading Channels", IEEE Trans Commun., Vol-47,s. 527-537, 1999.
[4]. Tarokh V., Seshadri N., & Calderbank A.R.," Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criterion and Code Construction", IEEE Trans Inform. Theory, Vol-44, No-2, s.744-765, 1998.
[5]. Alamouti S., "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol-16, No-8, s.1451-1458, 1998.

[6]. Tarokh V., Jafarkhani H., & Calderbank A.R.," Space Time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol-45, No-5, s.1456-1467, 1999.

[7]. Jafarkhani H.," A Quasi Orthogonal Space-Time Block Code", IEEE Trans. Commun., Vol-49,s. 1-4, 2001
[8]. Tirkkonen O., Boariu A., & Hottinen A., "Minimal Nonorthogonality Rate 1 Space Time Block Codes for 3+ Tx Antennas", IEEE 6th Int. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications, Eylül 2000, ABD,s.429-432.
[9]. Papadias C.B., & Foschini G.J., "Capacity Approaching Space-Time Codes for Systems Employing Four Transmitter Antennas", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol-49, s.726-732, 2003.

[10]. Bury A., "Diversity Comparison of Spreading Transforms for Multicarrier Spread Spectrum Transmission", IEEE Trans. Communications, Vol-51, N0-5, 2003.

[11]. Lee K. F., & Williams D. B., "A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems", Global Telecommunications Conference, 2000, ABD, Vol-3, s. 1473-1477.

# Keyfi Kesitli Dalga Kılavuzları ve İki Boyutlu Rezonatörlerin Analitik Regülarizasyon Kullanılarak Modellemesi

Türker Topal<sup>1</sup>, Yu. A. Tuchkin<sup>1,2</sup>, Olga Suvorova<sup>1,2</sup>, Fatih Dikmen<sup>1</sup>, <sup>1</sup>Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli <sup>2</sup>Institute For Radiophysics and Electronics,12 Akad. Proskury Str ,61805,Kharkov, Ukraine

**Özet:** Bu çalışmada keyfi kesitli dalga kılavuzları ve iki boyutlu rezonatörlerin nüerik benzetimleri için matematiksel olarak güçlü nümerik olarak verili bir yöntem sunulacaktır. Yöntem Analitik Regülarizasyon temelinde geliştirilmiştir. Dalga kılavuzlarında e-polarize dalga yayılımı için nümerik sonuçlar verilmiştir. Elde edilen sonuçlar sunulan yöntemin doğruluğunu ve verimliliğini kanıtlamaktadır..

#### 1. Giriş

Kapalı kesitli dalga kılavuzlarının hassas ve etkin benzetimi mikrodalga uygulamalarında önemli bir gerekliliktir. Dalga kılavuzunun kesit şeklinin kanonik geometrilerden birinden (dikdörtgen, dairesel, v.b.) ibaret olması durumunda kesim frekansı ve alan büyüklükleri Değişkenlerine Ayrıştırma Yöntemi ile elde edilebilir. Ancak modern mikrodalga sistemleri çoğu zaman kanonik olmayan kesitlerdeki dalga kılavuzlarından oluşabilirler ve bunların analiz edilmesi nümerik yöntemleri gerektirir [1-5]. Bu türden yöntemlerin çoğunun birinci türden bir lineer cebrik denklem sisteminin çözümünü gerektirdiğine dikkat çekilmelidir. Bu türden bir sisteme ait boyutların artması, çözüm sürecinin kararsızlığı ve gerçek çözümün artan yuvarlatma hataları ile tahrip olması ile sonuçlanır. Kırınım teorisinde "Analitik Regülarizasyon Yöntemleri" olarak anılan istikamette, ele alınan sınır değer problemi ikinci türden bir lineer cebrik sisteme indirgenir. Buradaki ana fikir, [6,7]'de derinlemesine açıklanmıştır. Bu yöntem boyutları arttıkça ters almaya duyarlılığı (condition number) düzgün sınırlı kalan bir lineer cebrik denklem sistemi üretir. Bu ise istenilen kadar büyük boyutlardaki sistemlerin çözümünün kararlılığını, mevcut bilgisayar hafıza ve işlemci yeteneği ile sınırlı kılan bir niteliktir.

#### 2. Teori

Analitik Regülarizasyon Yönteminin standart elektrik alan integral eşitliğine uygulanması sonucu elde edilecek fonksiyonel eşitlik

$$(I + H(k))x = b, x, b \in l_2$$
. (1)

şeklindedir. Burada *H*, matris operatörü  $l_2$  uzayında kompakt operatördür. *I* birim operatörüdür, x ise bilinmeyen ( indüklenen yüzey akımlarına karşı gelecek olan) vektör sütunudur. Gösterilebilir ki *H*(k) operatörü sadece kompakt olmayıp her dalga sayısı k için iz (trace) sınıfındandır. Bu, denklem (1)'in sadece kompakt operatörler manasında değil, iz operatörleri manasında da ikinci türden olduğu anlamına gelir. Bu nedenle sonsuz matris operatörü *I* + *H*(k) nın determinantı det(*I* + *H*(k)) limit manada aşağıdaki gibi mevcuttur.

$$\det(I + H(k)) = \lim_{N \to \infty} \det(I + H_N(k))$$
(2)

Burada  $H_N(k)$  (  $\lim_{N\to\infty} ||H(k) - HN(k)|| = 0$ ) N boyutlu sistemdir. Dolayısıyla, yeteri kadar büyük N boyutundaki sisteme ait det $(I + H_N(k))$  fonksiyonunun kökü det(I + H(k)) fonksiyonunun köküne yaklaşım olarak bulunabilir.

İyi bilinen Dirichlet sınır değer problemi integral eşitliği ile başlayarak;

$$\int_{L} G_2(k|q-p|) Z_D(p) dl_p = -u^0(q), \ q \in L; \qquad G_2(t) = -\frac{i}{4} H_0^{(1)}(t), \qquad (3)$$

eşitliği yazılabilir. Burada  $H_0^{(1)}(t)$  sıfır indisli Hankel fonksiyonunu gösterir. Bir sonraki adım -eğer analitik olarak elde edilemiyorsa- sınır çevresinin uygun parametrizasyonu bulunmasıdır. Bu tür bir parametrizasyon Hermit İnterpolasyonu, Spline İnterpolasyonu gibi interpolasyon yöntemleri ile sağlanabilir.  $2\pi$  periyotlu düzgün parametrizasyon olan  $\eta(\theta) = (x(\theta), y(\theta)), \theta \in [-\pi, \pi]$  yardımıyla (3) nolu eşitlik aşağıdaki standart integral eşitliği şekline yeniden yazılabilir.:

$$\int_{-\pi}^{\pi} G_2(kR(\theta,\tau)) Z_D(\tau) dt = G(\theta), \qquad \theta \in [-\pi,\pi]$$
(4)

 $z_D(\theta)$  burada bilinmeyen fonksiyondur.(4) numaralı denklemin ana tekilliğini teşkil eden  $G_2(kR(\theta, \tau))$  daha önce detaylı olarak incelenmiştir[4].Aynı yöntem ile (4) nolu integral eşitliğinin kerneli tekil ve düzenli kısımlarına ayrılabilir.

$$G_{2}\left(kR(\theta,\tau)\right) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \ln \left| 2\sin\frac{\theta-\tau}{2} \right| + H_{0}(\theta,\tau) \right\} \; \theta, \tau \in [-\pi,\pi]$$
(5)

(5) numaralı eşitlikte görülen  $H_0(\theta, \tau)$ ,  $\ln \left| 2\sin \frac{\theta - \tau}{2} \right|$  fonksiyonuna kıyasla daha düzgün olarak kabul edilebilir çünkü sürekli türevleri mevcuttur. Buradan hareketle logaritmik fonksiyonun integral denkleminin çekirdeğindeki ana tekillik olduğu anlaşılmaktadır. Dolayısıyla, (5) numaralı eşitlikteki terimleri Fourier serilerine açıp,  $Z_D(\theta)$  için ilgili Fourier açılımlarını kullanarak, birinci türden cebirsel sistemde sonucu elde edebiliriz.Yeni değişkenler  $\hat{z}_m = \tau^{-1} z_m$  tanımlayarak ve basit matematiksel işlemler yardımıyla [4], yeni cebirsel sistemimiz;

$$\hat{z}_s + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{k}_{s,m} \hat{z}_m = 0 \qquad s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$
 (6)

şeklini alır. Eşitlik (7) eşitlik (1) ile aynı yapıdadır. Bu eşitlik için kullanılan  $\tau_n = \max(1, |n|^{1/2}), n = \pm 1, \pm 2, ...,$ 

 $\hat{k}_{s,m} = -2\tau_s \tau_m \tilde{k}_{s,-m}$ ,  $\tilde{k}_{s,m} = k_{s,m} + (1/2)\delta_{s,0}\delta_{m,0}$  formulleri ile elde edilir.  $\delta_{m,n}$  kronecker deltasıdır.

Sunulan yöntemde sadece  $2\pi$  periyodik, düzgün  $H_0(\theta, \tau)$ i fonksiyonu için Fourier katsayılarının hesaplanmasına ihtiyaç duyulduğunu belirtmekte fayda vardır. Ayrıca bu fonksiyonun tekil kısmının çözümünü bildiğimiz [4] için daha düzgün olan fonksiyon için nümerik çözümü çok daha kolay bir şekilde yapabiliriz.. Bilindiği üzere F(k) kompleks düzlemde analitik bir fonksiyondur.  $k_j$ , j = 1, 2, 3... köklerini hesaplamak için Newton Yöntemi kullanılmıştır.

#### 3. Nümerik Sonuçlar



Şekil 1 Dairesel dalga kılavuzu için öz mod frekans hesaplanmasında hata- sistem boyutu grafiği.

Sunduğumuz yöntem ile elde edilen sonuçlar klasik yöntemler ve bilinen diğer nümerik yöntemler ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Özelikle dairesel dalga kılavuzu için ilk öz frekansı N=4 gibi bir sistem boyutunda bile 4 doğru rakamla elde edilmiştir. Örnek vermek gerekirse moment ve sonlu farklar gibi yöntemlerde aynı doğrulukta bir sonuç elde edebilmek için sistem boyutunu yüze kadar çıkarmak gerekebilmektedir. [1,2]. Elde ettiğimiz nümerik sonuçların gösterdiği üzere sunulan yöntemin incelenen diğer dalga kılavuzları yapıları için de benzer avantajları olduğu anlaşılmaktadır. Yine hesaplamalar sonucu öz-mod frekanslarının hesaplanmasındaki hata logaritmik bir şekilde azalmaktadır. Şekil 1 de hata-sistem boyutu grafiği görülmektedir.





**Şekil 2** Kenarları yuvarlatılmış dikdörtgen dalga kılavuzu için en küçük öz mod kesim frekansındaki spektrum

Şekil 3 Kenarları yuvarlatılmış dikdörtgen dalga kılavuzu için determinant ile sistem boyutu grafiği

Sunduğumuz yöntem dâhilinde incelediğimiz bir diğer dalga kılavuzu kenarları yuvarlatılmış dikdörtgen dalga kılavuzu u e ilgili birçok makale ve çalışma bulunmaktadır. Bu sayede elde ettiğimiz sonuçları mevcut sonuçlar ile karşılaştırılmıştır[2]. Şekil 2 de ilk birkaç öz mod frekansı için bulunan sonuçlar görülmektedir. b=0 durumunda dalga kılavuzu dairesel dalga kılavuzu olmaktadır. Bu yüzden b=0 durumunda rezonans frekansları Bessel fonksiyonu  $J_n(ka)$ 'nın sıfır değerlerini alır. Bu değerler iyi bilindiği üzere iki boyutlu öz-mod frekanslarının iki kolda tek boyutlu öz-mod frekanslarının iki kolda tek boyutlu öz-mod frekanslarına dönmesine yol açar. Bu fiziksel yapı şekil 2 de açıkça görülmektedir.  $J_{01}$  grafiğinde [2] elde edilen sonuçlar şekil 2 ile aynı doğrultudadır. Kenarları yuvarlatılmış dikdörtgen dalga kılavuzunda determinant ile ka arasındaki ilişki şekil 4 de, örnek bir öz mod grafiği şekil 5 te görülmektedir.

Eşitlik 2 de görülen formülün yakınsama özelliğini göstermek için şekil 3 verilmiştir. Sonsuz sistemin determinantının eşitlik 2 de verildiği gibi bir limite yakınsadığı grafikte görülmektedir. Başlangıçta teorik olarak kabul ettiğimiz gibi küçük 1/N değerleri için elde edilen sonuçlar neredeyse lineerdir



Şekil 4 Kenarları yuvarlatılmış dikdörtgen dalga kılavuzu için determinant ile ka arasındaki ilişki .



Şekil 5 Kenarları yuvarlatılmış dikdörtgen dalga kılavuzu için örnek TM mod grafikleri.

#### Kaynakça

Ye. V. Shepelskaya, Yu. A. Tuchkin and V. P. Shestopalov. "Spectrum of normal TM-mode of open waveguide of arbitrary profile", *Doklady Akademii Nauk Ukrainskoy SSR*, series A, no.10, 1989 (in Russian).
 M.M. Ilić, A.Ž. Ilić, B.M. Notaroš, "Efficient large – domain 2-D FEM solution of arbitrary waveguides using

[2.] M.M. Ilić, A.Ž. Ilić, B.M. Notaroš, "Efficient large – domain 2-D FEM solution of arbitrary waveguides using prefinementon generalized quadrilaterals", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.53, no. 4, pp. 1377 – 1383, April 2005.
[3.] Zh. Shen, X. Lu. "Modal analysis of a rectangular waveguide with rounded sides", *Microwave Opt. Thechnol Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 365 – 368, June 2002.

[4.] N. G. Don, A. Ye. Poyedinchuk, V. I. Tkachenko. "Numerical-Analytical Computation Method for Cutoff Wavenumbers of Waveguides with Complicated Cross-Section", *Telecommunication and Radio Engineering*, vol. 62, issue 1, pp. 10- 25, 2004.

[5.] D.L. Young, S.P. Hu, C.W. Chen, C.M. Fan, K. Murugesan, "Analysis of elliptical waveguides by the method of fundamental solutions", *Microwave Opt. Thechnol. Lett.*, vol. 44, no. 6, pp. 552 – 558, March 2005.

[6.] Ye. Poyedinchuk, Yu. A. Tuchkin and V. P. Shestopalov. "New Numerical-Analytical Methods in Diffraction Theory", *Mathematical and Computer Modeling*, Vol.32, p.1029-1046, 2000.

[7.] V. P. Shestopalov, Yu. A. Tuchkin, A. Ye. Poyedinchuk and Yu. K. Sirenko, Novel methods for solving direct and inverse problems of diffraction theory, Publishing house Osnova, Kharkov, 1997.

## Yapay Açıklıklı Radarda Sınıf Karar Algoritması ile Hedef Belirlemenin İyileştirilmesi

Mesut Kartal, Sedef Kent, E. Fuad Kent\*, Serdar Kargın\*\* Istanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Istanbul <u>kartalme@itu.edu.tr, kents@itu.edu.tr,</u> \* Istanbul Teknik Üniversitesi Makina Fakültesi, Istanbul <u>kente@itu.edu.tr</u> \*\* Hava Harp Okulu, Yeşilyurt, Istanbul <u>s.kargin@hho.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada radar ile hedef belirlemede yapay sinir ağları kullanan yeni bir sınıflandırma algoritması geliştirilmiştir. Yöntem, uçak modelleri üzerinde denenmiştir. Görüntüleme algoritması için Fourier dönüşümüne dayalı temel algoritma kullanılmıştır. Ölçülen verinin sınırlı bir frekans bandında ve bakış açı aralığında olması durumunda radar hedef kestirim doğruluğu azalacaktır. Verinin gürültülü olması da sonuçları etkileyecek ve hedefin belirlenmesini güçleştirecektir. Yapay sinir ağları ile sınıflandırma yapan karar kuralı elde edilen görüntüyü veri bankasındaki görüntülerle karşılaştırarak hedef tanıma doğruluğunu arttırmaktadır. Gürültü etkisi, frekans ve bakış açısı sınırlamaları göz önüne alınarak karar doğruluğu incelenmiş ve sonuçlar sunulmuştur.

#### 1. Giriş

Bu çalışmada yapay açıklıklı radar (YAR) görüntü işleme algoritmasında hedef belirleme doğruluğunu arttıracak bir sınıflandırma yöntemi önerilmiştir. Amaç YAR sistemi ile toplanan veriyi kullanarak nokta hedef dağılımının belirlenmesidir. Pratikte kullanılan birçok yöntemde Fourier uzayı ölçüm verisi ile doldurulur. İki boyutlu ters Fourier dönüşümü ile hedef dağılım bilgisi hedef uzayında elde edilir. Çözünürlüğü arttırmak için Fourier uzayının oldukça geniş bir frekans aralığında doldurulması gereklidir. Birçok uygulamada ölçüm verisi frekans ve bakış açısı olarak sınırlıdır. Bilindiği gibi ölçülen verinin frekans bandı ve bakış açı aralığı sınırlı olduğunda menzil ve çapraz menzil doğrultusunda çözünürlük azalmakta ve hedef belirleme doğruluğu bu nedenle düşmektedir. Verinin sınırlı olması durumunda çözünürlüğü arttırmak için çeşitli çalışmalar yapılmıştır [1, 2]. Bu çalışmalarda değişik spektral kestirim yöntemleri incelenmiştir. Ancak bu yöntemlerin çoğu gürültüye karşı hassastır ve özellikle gürültü seviyesi yüksekse hedefin tanınmasını güçleştirir. Doğruluğu arttırmak için daha önce önerilen çalışmaların büyük çoğunluğu özellikle gürültü seviyesinin yüksek olduğu durumlarda iyi sonuç vermemektedir.

Bu çalışmada radar ile hedef belirlemede yapay sinir ağları kullanan yeni bir sınıflandırma algoritması geliştirilmiştir. Korelasyona ve piksel bazlı karşılaştırmalara dayalı diğer karar kuralları da incelenmiş ve sonuçlar yapay sinir ağlarına dayanan algoritmalarla karşılaştırılmıştır [3]. Yöntem, uçak modelleri üzerinde denenmiştir. Görüntüleme algoritması için Fourier dönüşümüne dayalı temel algoritma kullanılmıştır. Sınıflandırma algoritmasının ürettiği karar kuralı kullanılarak oluşturulan veri bankasındaki görüntüler ile işlenen görüntü arasında bir karşılaştırma yapılmakta ve hedef tanıma doğruluğu arttırılmaktadır. Sonuçlar önerilen yöntemin hedef tanımada yeterli başarıma ulaştığını göstermektedir.

#### 2. Problemin Formülasyonu

YAR görüntüleme sistem geometrisi Şekil 1'de verilmiştir. Görüntülenecek hedef xy-koordinat sisteminde A yarıçaplı bir daire içine yerleştirilmiştir. Burada x ve y sırasıyla menzil ve çapraz menzil doğrultusunu göstermektedir. Hedefin ayrık saçıcı merkezlerinden oluştuğu varsayılmıştır. Hedef alanı  $\omega$  sabit frekanslı bir işaret ile aydınlatıldığında (x,y)'de bulunan hedeften yansıyan işaretin faz gecikmesi

$$\tau = 2k\sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 + u - y)^2}$$
(1)

şeklinde yazılır. Burada k= $\omega$ /c serbest uzay dalga sayısı, c ışık hızı,  $\omega$  is açısal frekans, X<sub>1</sub> ve Y<sub>1</sub> radarın konumunu gösteren koordinatlardır. Hedef u doğrultusunda hareket eden YAR anteni tarafından aydınlatılmaktadır. Yapay açıklık boyunca (u  $\in$  [0,L]) kaydedilen işaret

$$s(u,w) = \iint dx dy f(x,y) \exp\left[j2k\sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 + u - y)^2}\right]$$
(2)

şeklinde yazılabilir [4]. Burada f(x,y) cismin yansıtma fonksiyonudur. (2)'deki üstel terim [5]'te olduğu gibi

$$exp \left[ j \ 2 \ k \ \sqrt{(X_{1} - x)^{2} + (Y_{1} + u - y)^{2}} \right]$$

$$= \int dk_{u} exp \left[ j \ \sqrt{4 \ k^{2} - k_{u}^{2}} \ (X_{1} - x) + j k_{u} \ (Y_{1} + u - y) \right]$$
(3)

yazılabilir. Burada ku u için uzamsal frekans bileşenidir. Bu ifade (2)'de yerine konur ve düzenlenirse

$$s(u,w) = \int \exp(j\sqrt{4k^2 - k_u^2}X_1 + jk_uY_1)\exp(jk_uu) \left[\int \int f(x,y)\exp[-j(\sqrt{4k^2 - k_u^2}x + k_uy)]dxdy\right]dk_u$$
(4)

$$s(u,w) = \int exp(j\sqrt{4k^2 - k_u^2}X_1 + jk_uY_1)F(\sqrt{4k^2 - k_u^2}, k_u) exp(jk_uu) dk_u$$
(5)

elde edilir. Yine burada F(), f(x,y)'nin Fourier dönüşümüdür. (5) denkleminin u'ya göre Fourier dönüşümü alınırsa,

$$S(k_u, w) = \exp(j\sqrt{4k^2 - k_u^2}X_1 + jk_uY_1)F(\sqrt{4k^2 - k_u^2}, k_u)$$
(6)



Şekil 1. SAR görüntüleme geometrisi

S(ku,w), s(u,w)'nin uzamsal Fourier dönüşümüdür. f(x,y)'nin 2B Fourier dönüşümü (6) yardımıyla

$$F(\sqrt{4k^2 - k_u^2}, k_u) = exp\left[-j(\sqrt{4k^2 - k_u^2}X_1 + k_uY_1)\right]S(k_u, w)$$
(7)

$$F(k_x, k_y) = \exp\left[-j(k_x X_1 + k_y Y_1)\right] S(k_u, w)$$
(8)

burada  $k_x = \sqrt{4k^2 - k_u^2}$  ve  $k_y = k_u$ .

Klasik Fourier domeni YAR görüntüleme yönteminde durağan hedefler için bilinmeyen yansıtıcılık fonksiyonu

$$f(x, y) = F_2^{-1} \{ F(k_x, k_y) \}$$
(9)

olarak tanımlanır.  $F_2^{-1}$  2-B ters Fourier dönüşümünü gösterir. Yöntemin başarısı işaretin band genişliği ve yapay açıklığın uzunluğuna bağlıdır. Ölçme sistemi bandgenişliği veya açıklık açısından yeterli genişlikte değilse algoritma yeterli doğrulukta olmayacaktır. Özellikle nokta saçıcıların yerleri doğru olarak bulunamayacaktır [6].

Bu çalışmada farklı hedef dağılımları incelenmiştir. Sınırlı veri alındığı durumda, önerilen hedef atama kuralı elde edilen görüntüye uygulanarak sonucun bilinen bir hedef dağılımına uydurulması sağlanır. Belirli sayıda bilinen hedef dağılımını içeren veri bankası geleneksel Fourier yöntemiyle elde edilen hedef ile karşılaştırma amacıyla kullanılır. Önerilen yöntem farklı dağılıma sahip hedeflere ilişkin sonuçları karşılaştırarak bir karar kuralına göre sonucu bir hedefe atar. Karar kuralı sonuçları, görüntü ve piksel bazlı hata kriteri arasındaki ilişkiye göre yapay sinir ağlarına dayanan sınıflayıcı yardımı ile karşılaştırır. Yapay sinir ağlı sınıflayıcı olarak ileri yönlü basit bir sinir ağı seçilmiştir. Karşılaştırma ve atama işlemi için sonuç görüntü ve veri bankasındaki görüntünün piksel değerleri arasındaki karesel farkın ortalamasını hesaplayan piksel bazlı bir hata kriteri kullanılmıştır. Sonuçlar, önerilen yapay sinir ağlı sınıflayıcıya dayalı karar kuralının, sınırlı ve gürültülü veri durumunda hedef modelini belirlemek için daha iyi bir atama performansı sergilediğini göstermiştir.

#### 3. Modelleme Sonuçları

Benzetim için seçilen hedef dağılımları hedef A, B, ve C için sırasıyla Şekil 2, Şekil 3 ve Şekil 4'te gösterilmiştir. Veri bankası farklı bakış açılarına sahip bu üç farklı hedef ile oluşturulmuştur. Frekans bandı 8.5 GHz - 13.5 GHz arasında değişecek şekilde seçilmiştir ve bakış açı aralığı 21° alınmıştır. Frekans artım aralıkları  $\Delta f_x = \Delta f_y = 100 MHz$  olacak şekilde seçilmiştir. Frekans bandı ve bakış açısı hedef tanımada yeterli çözünürlüğü verdiğinden karar kuralının uygulanmasına gerek görülmemiştir.

verdiğinden karar kuralının uygulanmasına gerek görülmemiştir.

Diğer bir benzetim çalışması dar frekans bandı ve bakış açısı için yapılmıştır. Frekans bandı 8.5 GHz - 9.5 GHz, bakış açı aralığı 6° alınmıştır. Frekans artım aralıkları önceki durumda olduğu gibi alınmıştır. Ölçülen veri üzerine gürültü bindirilmiş ve sonuçlar elde edilmiştir. Bu amaçla işaret/gürültü oranı 3 dB olacak şekilde dar bandlı veriye sıfır ortalamalı beyaz gürültü eklenmiştir. Tanınma doğruluğuna gürültünün etkisi incelenmiş ve sonuçlar Tablo I'deki hesaplanan değerler, gürültülü halde de doğru modelin bulunmasında yöntemin başarılı sonuç verdiğini göstermektedir.

Test işlemi, sınıflandırıcıya gürültü eklendiği durumda hedefin tam olarak belirlenemediği B ve C hedefleri üzerinde uygulanmıştır. Şekil 5 ve 6'da hedef B ve C için sınıflandırma sonuçları görülmektedir. Sonuçlar, hedef tanımada yapay sinir ağlarına dayalı sınıflandırma yönteminin en iyi doğruluğu verdiğini göstermektedir. Yöntem YAR görüntüleri için uçak tanıma problemlerine başarı ile uygulanabilir. Sonuçlar aynı zamanda korelasyon tabanlı karar kuralının piksel bazlı kurala göre daha doğru sonuç verdiğini göstermektedir. Bu durum özellikle hedef B için daha belirgindir.



Şekil 2. Hedef modeli A.



Şekil 3. Hedef modeli B.



Şekil 4. Hedef modeli C.



Şekil 5. Gürültülü veri durumunda hedef B için sınıflandırma sonuçları.



Şekil 6. Gürültülü veri durumunda hedef C için sınıflandırma sonuçları.

Bir YAR görüntüsüne ilişkin menzil ve çapraz menzil çözünürlüğü ölçüm sisteminin kısıtlamalarından etkilenir. Bazı uygulamalarda, özellikle sınırlı veri durumunda radar görüntüsünü tanımak oldukça güçleşir. Bu çalışmada önerilen yöntem hedef tanıma açısından önemli üstünlüklere sahiptir. Korelasyon ve hata değerleri hesaplandıktan sonra karar kuralı korelasyon için en yüksek, hata için en düşük değeri kullanarak radar görüntüsünü veri bankasında bulunan doğru modelle eşleştirir. Bekleneceği üzere, veri bankasındaki model sayısının artması, ölçülen verinin yeterli olmaması veya gürültü seviyesinin beklenenden yüksek olması durumunda yöntemin doğruluğu azalacaktır. Bu gibi durumlarda tanıma doğruluğu görüntünün diğer özellikleri kullanılarak arttırılabilir.

|                         | Model A | Model B | Model C |
|-------------------------|---------|---------|---------|
| Hedef A                 |         |         |         |
| Sınıflandırma Doğruluğu | 0.75    | 0.05    | 0.20    |
| DB Korelasyonu          | 0.3349  | 0.0381  | 0.1341  |
| DB Hata                 | 0.1271  | 0.1728  | 0.1552  |
| Hedef B                 |         |         |         |
| Sınıflandırma Doğruluğu | 0.04    | 0.81    | 0.15    |
| DB Korelasyonu          | 0.0786  | 0.2878  | 0.2130  |
| DB Hata                 | 0.2832  | 0.2345  | 0.2505  |
| Hedef C                 |         |         |         |
| Sınıflandırma Doğruluğu | 0.06    | 0.05    | 0.89    |
| DB Korelasyonu          | 0.1320  | 0.1218  | 0.3987  |
| DB Hata                 | 0.1897  | 0.1866  | 0.1358  |

 Tablo I. Dar band (DB) uygulamaları için radar görüntüleri ve veri bankasındaki modeller arasındaki korelasyon ve piksel bazlı hata değerleri

## 5. Kaynaklar

- Walton, E.K., Comparison of Fourier and maximum entropy techniques for high resolution scattering studies, Radio Sci., 22, s.350-356, 1987.
- [2] Walton, E.K., Moghaddar, A., High resolution imaging of radar targets using narrow band data, Proceedings of IEEE AP Society International Symposium, Haziran 1991, Ont., Canada, s. 1020-1024.
- [3] Kargın, S., Kartal, M., Kurnaz, S., Target Detection Accuracy Improvement in Synthetic Aperture Radar, RAST 2003, Kasım 2003, Istanbul, Türkiye, s.20-22.
- [4] Munson, D.C., O'Brein, J.D., Jenkins, W.K., A Tomographic Formulation on Spotlight Mode Synthetic Aperture Radar, Proc. of the IEEE, 8, s.917-926, 1983.
- [5] Morse, P., Feshbach, H., Methods of Theoretical Physics, New York Mc.Graw Hill, 1968.
- [6] Mensa, D. L., High resolution radar cross-section imaging, Artech House, MA, 1991.

## SAR Görüntülerinin Fourier Uzayında Hiyerarşik Gauss Markov Algoritması ile Bölütlenmesi

Sedef Kent, Mesut Kartal, İbrahim Papila, E. Fuad Kent,\* Istanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Istanbul <u>kartalme@itu.edu.tr</u>, <u>kents@itu.edu.tr</u>, papila@cscrs.itu.edu.tr \* Istanbul Teknik Üniversitesi, Makina Fakültesi, Istanbul <u>kente@itu.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada Fourier uzayında gizli Markov ağaç modeli kullanılarak çok spektrumlu görüntü üzerinde denetimli doku bölütlemesi yapılmıştır. Dalgacık dönüşümü katsayılarına benzer olarak hiyerarşik bir ağaç modeli kurulmuş ve gerçel ayrık Fourier uzayı fonksiyonlarından yararlanılmıştır. Tekillikleri belirlemek için alçak ve yüksek geçiren filtreler kullanılmıştır. Gizli Markov Ağaç (GMA) modelinde Fourier katsayıları Gauss dağılımları ile modellenmiştir. Her doku için GMA modeli iteratif beklenti maksimizasyonu algoritması ile eğitilmiştir. Doku sınıflandırması farklı ölçeklerde gerçekleştirilmiştir. Bu çok ölçekli sınıflandırılmalar Bayes olasılık kuralına göre birleştirilerek gerçekçi bir görüntü ortaya çıkarılmıştır.

### 1. Giriş

Gizli Markov Ağaç (GMA) modelinde Fourier katsayıları Gauss dağılımına göre büyük katsayılar (kenar) için büyük varyans, küçük katsayılar (düz bölge) için küçük varyans değerleri alınarak modellenir [1]-[5]. Model her katsayının gizli durum değişkeni için olasılık fonksiyonunun hesap edilmesini gerektirir. Her gizli durum değişkeninin büyük (L) ve küçük (S) olması durumuna göre olasılıkları belirlenir. Her doku örneği için eğitim verisi seçilip GMA modeli, iteratif beklenti maksimizasyonu (EM) algoritması [2] yardımıyla iteratif bir şekilde ayrı ayrı oluşturulur. Doku sınıflandırılması her ölçekte ayrı ayrı gerçekleştirilir. Bayes olasılık kuralına göre farklı ölçeklerdeki sınıflandırmalar birleştirilerek, Fourier uzayında sıkıştırılmış görüntüden doğrudan güvenilir bir bölütleme elde edilir.

### 2. Fourier Uzayında Çok Spektrumlu Görüntü Bölütlenmesi

Algoritma her dokuya ait homojen dağılımlı görüntülerin GMA model katsayılarını belirleyecek şekilde, Fourier uzayında bu modelin eğitimiyle başlar. İteratif beklenti maksimizasyonu (EM) algoritması ile her spektrumda her görüntü hücresi için olasılıklar hesaplanır. Bu olasılıklar görüntü hücresinin hangi sınıfa atanmasında kullanılır.

### 2.1 Çok Spektrumlu Fourier Dönüşümü

Bu çalışmada sıkıştırılmış görüntü üzerinde bölütleme yapıldığından, sıkıştırılmış görüntünün yeniden oluşturulması özelliğinden burada yararlanılmamıştır. Parçacık dönüşümünde olduğu gibi Fourier dönüşümünde de bu özelliği sağlamak mümkündür [6]-[8].

Sıkıştırma adımı 1-B için Alçak Geçiren Filtre:  $X \rightarrow FFT \rightarrow LP \rightarrow IFFT \rightarrow 2$  ile azaltma  $\rightarrow Xlpdec (Ximag(N/4+1) sakla)$ 

Yeniden Oluşturma 1-B için Alçak Geçiren Filtre: Xlpdec+Ximag(N/4+1)  $\rightarrow$  FFT  $\rightarrow$  sıfır ekleme  $\rightarrow$  IFFT  $\rightarrow$  Xreconlow

Sıkıştırma adımı 1-B için Yüksek Geçiren Filtre:  $X \rightarrow FFT \rightarrow HP \rightarrow IFFT \rightarrow 2$  ile azaltma  $\rightarrow$  Xhpdec (Ximag(N/4+1) sakla)

Yeniden Oluşturma 1-B için Yüksek Geçiren Filtre: Xhpdec+Ximag(N/4+1)  $\rightarrow$  FFT  $\rightarrow$  sıfır ekleme  $\rightarrow$  IFFT  $\rightarrow$  Xreconhigh

Yeniden oluşturma için gerek şart X(N/4+1)'deki sanal değerin saklanmasıdır. İki boyutlu işaret içinde her bir satır tek boyut işaret olarak alınıp algoritma teker teker her satıra uygulanır. Filtrelenmiş görüntünün evriği alınarak filtreleme işlemini satırlarda uygulamaya devam edilir [9]-[10].

#### 2.2 Fourier GMA Modeli

Fourier katasyılarının  $w_i$  Gauss dağılımlı,  $\mu_{i,m}$  ortalamalı ve  $\sigma_{i,m}^2$  varyanslı olduğunu düşünür ve ayrık gizli durum katsayısı Si'nin küçük ve büyük değerleri için m=S,L değerlerini aldığını düşünürsek olasılık dağılım fonksiyonu

$$f(w_i) = \sum_{m=S,L} Ps_i(m) f(w_i \mid S_i = m)$$
(1)

olur. Fourier ağaç yapısı içinde yüksek ölçekten bir alt ölçeğe geçerken kullanılan hücreler aile ve çocuk hücre olarak adlandırılır. Her aile çocuk çifti için bir çift gizli durum katsayısı belirlenir ve bunlar da durum geçiş olasılıkları ile ifade edilir. Aile durum katsayısı büyük, çocuk durum katsayısı büyük, aile küçük çocuk küçük, aile küçük çocuk büyük ve aile büyük çocuk küçük olmak üzere dört ayrı olasılık belirlenir. Her i için durum geçiş olasılık matrisi

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\mathcal{E}}_{i,S}^{\boldsymbol{\rho}(i),S} & \boldsymbol{\mathcal{E}}_{i,L}^{\boldsymbol{\rho}(i),S} \\ \boldsymbol{\mathcal{E}}_{i,S}^{\boldsymbol{\rho}(i),L} & \boldsymbol{\mathcal{E}}_{i,L}^{\boldsymbol{\rho}(i),L} \end{bmatrix}$$
(2)

şeklinde ifade edilir. GMA modeli ise

$$\Theta = \{ Ps_i(m), \varepsilon_{i,m'}^{\rho(i),m}, \mu_{i,m}, \sigma_{i,m}^2 \mid m = S, L \}$$

katsayıların her bir hücre için hesaplanması ile oluşturulur. Alt bandların birbirinden bağımsız olduğu varsayımı altında:

$$f(w \mid M) = f(w^{LH} \mid \Theta^{LH}) f(w^{HL} \mid \Theta^{HL}) f(w^{HH} \mid \Theta^{HH})$$

şeklinde hesaplama kolaylığı getirilebilir. Fourier katsayıları aynı ölçekte benzer istatistiksel karakteristikler gösterdiğinden bu parametreler kullanılabilir.

#### 3. Parametre Kestirimi

Alınan eğitim verisi için elde edilen model parametreleri (M), iteratif beklenti maksimizasyonu (EM) algoritması yardımıyla, Bayes olasılık kuralına göre yerel optimum noktalar bulunur. Başlangıç değeri olarak bütün olasılıklar 0.5, ortalamalar 0 ve büyük katsayılar için büyük varyanslar seçilir. Her iterasyon ağaç yapısı içinde yukarı ve aşağı adımlarını içerir. E adımında olasılık düzlemi belirlenirken, M adımında olasılıkları maksimize edecek şekilde eğitim verisinin parametreleri güncellenir.

#### 3.1 EM Algoritması

Her iterasyonda: E adımında gizli durum katsayıları için birleşik olasılık yoğunluk fonksiyonu  $p(S|w,\theta')$  hesaplanır. M adımında  $\theta^{l+1} = \arg \max_{\theta} E_s[\ln f(w, S|\theta)|w, \theta^l]$  değeri belirlenir. Değerde bir yakınsama olursa iterasyona son verilir, aksi durumda iterasyon bir arttırılarak devam edilir.

$$f(w | \Theta) = f(\Gamma_1 | \Theta) = \sum_{m=L,S} p(S_i = m, \Gamma_1 | \Theta)$$
  
=  $\sum \alpha_i(m) \beta_i(m)$  (3)

burada  $\beta_i(m) = g(w_i; \mu_{i,m}, \sigma_{i,m}^2), \quad m = S, L$  ve  $\alpha_i(m) = p(S_i = m, \Gamma_{1\setminus i} | \Theta)$ . Koşullu olasılıklar ise

$$p(S_{i} = m \mid w, \Theta) = \frac{\alpha_{i}(m)\beta_{i}(m)}{\sum_{m' \in S, L} \alpha_{i}(m')\beta_{i}(m')}$$

$$p(S_{i} = m, S_{n(i)} = m' \mid w, \Theta) =$$
(4)

$$\frac{\beta_{i}(m)\varepsilon_{i,m}^{p(i)}-m+w,0)-}{\sum_{m'=S,L}}$$
(5)

Yukarı Adımı:

J. ölçekte m=L,S için bütün durum değişkenleri için  $\beta_{i,p(i)}(m) = f(\Gamma_i \mid S_{p(i)} = m, \Theta)$ 

IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ, AKDENIZ UNIVERSITESI, EKIM 2008, ANTALYA

$$\beta_{\mathbf{p}(\mathbf{i})\setminus\mathbf{i}}(m) = \frac{\beta_{\mathbf{p}(\mathbf{i})}(m)}{\beta_{\mathbf{i},\mathbf{p}(\mathbf{i})}(m)}$$
 değeri hesaplanır.

Aşağı Adımı:

J. ölçekte m=L,S için bütün durum değişkenleri için

$$\alpha_{i}(m) = \sum_{m'=S,L} \varepsilon_{i,m}^{p(i),m'} \alpha_{p(i)}(m) \beta_{p(i)\setminus i}(m') \text{ degeri hesaplanm}$$

E Adımı:

 $p(S_i^k = m | w^k, \Theta^l)$  ve  $p(S_i^k = m, S_{p(i)}^k = m' | w^k, \Theta^l)$  k ağaç numarasını gösterecek şekilde, olasılıkları hesaplanır.

M Adımı:

$$Ps_{i}(m) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} p(S_{i}^{k} | w^{k}, \theta^{l})$$
$$\varepsilon_{i,m}^{p(i),m'} = \frac{\sum_{k=1}^{K} p(S_{i}^{k} = m, S_{p(i)}^{k} = m' | w^{k}, \Theta^{l})}{KPs_{p(i)}(m')}$$

$$\mu_{i,m} = \frac{\sum_{k=1}^{K} w_i^k p(S_i^k = m \mid w^k, \Theta^l)}{KPs_i(m)}$$

$$\sigma_{i,m}^{2} = \frac{\sum_{k=1}^{K} (w_{i}^{k} - \mu_{i,m})^{2} p(S_{i}^{k} = m \mid w^{k}, \Theta^{l})}{KPs_{i}(m)}$$

değerleri güncellenir ve Bayes olasılık kuralına göre sınıflandırma gerçekleştirilir.

#### 4. Sayısal Değerler

Çalışmada optik ve radar ile elde edilmiş iki bölütleme sonucu verilmiştir. Optik veri Samos adasının SPOT-4 seviye 1A çıktısıdır, Şekil 1(a). Yer ve deniz için GMA modeli eğitilmiştir. Elde edilen sonuç yerdeki bazı hatalı kısımlar hariç temiz bir bölütleme sağlamıştır Şekil 1(b). Beton binaların düz deniz doku istatistik değerleri vermesi sonucu bu bölgelerde hatalı bölütleme oluşmuştur. Algoritmayı sentetik açıklıklı radar (SAR) görüntüsü üzerinde denemek için de RADARSAT ince demet SGF çıktısı ele alınmıştır. Şekil 2(a). Bölge olarak İstanbul seçilmiştir. Yine deniz ve kara olmak üzere iki dokusal yapıdan eğitim verisi alınmıştır. Benek gürültüsünün varlığı sonuçları etkilemektedir. Bu yüzden bu gürültünün daha yoğun olduğu ilk katmanların katsayıları atılmış sadece en üst 5 katmanın katsayılarında algoritma uygulanması sonucu daha iyi sonuçlar alınmıştır.

#### 5. Tartışma

Çok spektrumlu GMA bölütleme algoritması doku görüntülerinde gürbüz ve güvenilir sonuçlar vermiştir. Algoritma radar ve optik görüntülerde ayrı ayrı denenmiştir ve sonuçlar oldukça cesaretlendiricidir. Optik veriden farklı olarak radar verisindeki benek gürültüsünün etkisini azaltmak için daha üst katmanlardaki katsayılar kullanılmıştır. Bölütleme sıkıştırılmış görüntü üzerinden yapıldığından Fourier uzayında geri dönüşüm özelliği kullanılmamıştır.

Algoritma performansını arttırmak için, füzyon algoritmalarının kullanılması ile beraber karar aşamasında komşu hücrelerinde etkileri hesaba katılması düşünülebilir. Dalgacık dönüşümünde olduğu gibi Fourier uzayında da her satırda X(N/4+1)'deki sanal değerin saklanması koşuluyla geri oluşturma özelliğinin sağlandığı gösterilmiştir.



Şekil 1. a) SPOT 4 verisi b) Bölütleme sonucu



Şekil 2. a) Radarsat Verisi, b) Bölütleme sonucu

#### Kaynaklar

- [1] Choi H, Baraniuk RG, Multiscale image segmentation using wavelet-domain hidden Markov models, IEEE Trans. on Image Processing, 10(9), s.1309-1321, 2001.
- [2] Crouse M, Nowak R, Baraniuk R, Wavelet-Based Statistical Signal Processing Using hidden Markov Models IEEE Trans. on Signal Processing, (46),4, 1998.
- [3] Sarkar A, Biswas M, Kartikeyan B, Kumar V, Majumder K, Pal D, A MRF Model-Based Segmentation Approach to Classification for Multispectral Imagery, IEEE Trans. on Geoscience And Remote Sensing, (40)5, 2002.
- [4] Ainsleigh P, Kehtarnavaz N, Streit R, Hidden Gauss-Markov Models for Signal Classification IEEE Trans. on Signal Processing, 50(6), 2002.
- [5] Kim, A. Krim, H., Hierarchical Stochastic Modeling of SAR Imagery for Segmentation and Compression IEEE Trans. on Signal Processing, 47, s.458-468, 1999.
- [6] Crochiere, Ronald E. and Rabiner, Lawrence R., Multirate Digital Signal Processing, Prentice Hall Inc., 1983.
- [7] Rauter M., Feldbauer C., Witrisal K., Rank E., Multirate Signal Processing, DSP Laboratory Handout, Graz University of Technology, 2006.
- [8] Akansu A., Haddad R., Multiresolution Signal Decomposition, Academic Press Inc., 1992
- [9] Ersoy O., A Comparative Review of Real and Complex Fourier-Related Transforms, Proc. IEEE, 82(3), 1994.
- [10] Ersoy O., Fourier-Related Transforms, Fast Algorithms and Applications, Prentice Hall, PTR 1997.

## Ters Yapay Açıklıklı Radar Görüntülerindeki Saçılma Merkezleri Analizi Yardımıyla Büyük ve Karmaşık Platformların Radar Soğurucu Malzeme ile Kaplanarak RKA'larının Azaltılması

Betül YILMAZ, Caner ÖZDEMİR Mersin Üniversitesi Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Mersin betuly@mersin.edu.tr, cozdemir@mersin.edu.tr,

Özet: Bu bildiride, nümerik olarak elde edilen ters yapay açıklıklı radar (TYAR) görüntülerine, saçılma merkezleri analizi (SMA) uygulanarak, uçak ve gemi gibi büyük ve karmaşık hedeflerin üzerlerinin mükemmel soğurucu malzemelerle kaplanmasıyla, söz konusu hedeflerin radar kesit alanlarının (RKA) azaltılması amaçlanmıştır. TYAR görüntülerini elde etmek üzere, fiziksel optik (FO) ve seken ışın yöntemi (SIY) temelli bir elektromanyetik saçılma kodu kullanılmıştır. Örnek bir platformun, saçılan elektrik alanı hesaplanmış ve sonrasında TYAR görüntüsü elde edilmiştir. Matematiksel çıkarımı da verilen SMA'nın TYAR görüntüsüne uygulamasından sonra, platform üzerindeki saçılma merkezleri tespit edilerek, bu bölgeler mükemmel elektrik soğurucu (MES) malzemelerle kaplanarak, platformun RKA'sı başarılı bir şekilde azaltılmıştır.

#### 1. Giriş

Ters yapay açıklıklı radar, TYAR (Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR) görüntülemesi, bir hedefin menzilyanca profillerini iki boyutlu (2-B) olarak radar görüntüsü olarak sağlayabilen bir elektromanyetik (EM) görüntüleme tekniğidir [1]. Tespit ve sınıflama uygulamalarında kullanılan TYAR görüntüsü, hedefin çoklu-frekans çoklu-açı 2 – B elektrik alan saçılma alanına 2 – B Ters Fourier Dönüşümü (TFD) uygulanmasıyla hızlı bir şekilde oluşturulabilmektedir [1]. TYAR görüntüleri genel olarak, oldukça sığ imajlardan oluşmakta; diğer bir değişle, görüntüler de noktasal saçıcıların sağladığı enerji, tüm görüntü enerjisinin hemen hemen tamamını oluşturmaktadır [2, 3]. Saçılma merkezleri olarak adlandırılan [4] bu noktasal saçıcıların, TYAR görüntüsünden çekilmesiyle oldukça seyrek bir TYAR gösterimi elde edilebilmektedir. SMA, TYAR görüntülemede; veri sıkıştırması, elektrik alan değerinin hızlı oluşturulması gibi önemli avantajlar sağlayan önemli bir analiz yöntemidir [2 – 4].

Bu bildiride; nümerik elektromanyetik yöntemler kullanarak gemi ve uçak gibi büyük ve karmaşık platformların TYAR görüntülerinden, SMA kullanılarak hedef üzerindeki saçılma merkezlerinin tespit edilmesi ve ayıklanması örnek bir uçak modeli üzerinden gösterilecektir. Bu çalışmada, uçak modelinin sırasıyla, elektromanyetik saçılan alan benzetimi, 2 – B ve 3 – B TYAR görüntülerinin elde edilmesi ve saçılma merkezleri analizi yapılmıştır. Ayıklanan saçılma merkezlerinin bulunduğu bölgeler MES malzemelerle kaplanmış ve yeni platformun, saçılan elektrik alan benzetimi tekrar gerçekleştirilerek, 2-B yeni TYAR görüntüsü çıkarılmıştır. Hedefin eski ve yeni TYAR görüntülerinin karşılaştırılmasıyla; saçılma merkezleri analizinin RKA değerinin azaltılmasındaki performansı incelenmiştir.

#### 2. Saçılma Merkezleri Analizi

TYAR görüntülerinden, saçılma merkezi modelini elde etmek için birçok yöntem mevcuttur. Bu çalışmada 2 - B ve 3 - B TYAR görüntülerinde baskın saçılma merkezlerini bulmak için bir görüntü işleme algoritması olan CLEAN algoritması kullanılacaktır [2]. CLEAN algoritması, iteratif olarak görüntüdeki en büyük noktayı bulan, bunu bir saçılma merkezi olarak kabul eden ve bu noktayı ilgili noktasal yayılım fonksiyonu ile birlikte görüntüden ayıklayan bir sinyal işleme tekniğidir. Buna göre CLEAN tekniğinin *n*. iterasyonunda, 3 - B kalan TYAR imajı aşağıdaki formülle bulunmaktadır.

$$\{3 - B TYAR g \ddot{o} r \ddot{u}nt \ddot{u}s \ddot{u}\}^{n+1} = \{3 - B TYAR g \ddot{o} r \ddot{u}nt \ddot{u}s \ddot{u}\}^n - A_n \cdot h(x - x_n, y - y_n, z - z_n)$$
(1)

Burada  $A_n$ , *n*. saçılma merkezinin karmaşık genliğini,  $(x_n, y_n, z_n)$  noktası ise yerini belirtmektedir.  $h(x, y, z) = e^{-2jk_0 z} sinc(\Delta k z) sinc(k_0 \Delta \theta x) sinc(k_0 \Delta \theta y)$ , radar literatüründe noktasal yayılım fonksiyonu (NYF) olarak bilinen fonksiyondur [2 - 4].  $\Delta k$ , dalga-sayısındaki;  $\Delta \theta$ , dikey açı bölgesindeki;  $\Delta \emptyset$  ise yatay açı bölgelerindeki bant

genişliklerini vermektedir. Ayıklama işlemi, görüntüdeki en yüksek şiddetli noktanın kullanıcının belirlediği bir eşik değerinin altına düşünceye kadar devam eder. Bu eşik değeri genel olarak görüntünün arkasındaki gürültü seviyesi olarak alınır. Daha sonra sadece toplam N adet saçılma merkezi için  $(A_n, x_n, y_n, z_n)$  değerleri kaydedilmesiyle CLEAN işlemi sona erer.

#### 3. Uygulama Örnekleri

Bu bildiride amaçlanan çalışmanın gerçekleştirilmesi amacıyla, BDT çizimi Şekil 1a'da verilen ve 7 m x 11.6 m x 3.3 m boyutundaki uçak modeli kullanılmıştır. Uçak modeli tamamen mükemmel iletken olan toplam 1214 adet küçük üçgen parçalarından oluşmaktadır. İlk olarak uçağın elektrik alan saçılma benzetimi, bir fiziksel optik (FO) ve seken ışın yöntemi (SIY) [5] temelli elektromanyetik saçılma kodu ile gerçekleştirildi. Uçak modelinin EM benzetimi 6 GHz orta frekansında ve 0.3875 GHz bant genişliği kullanılarak yapıldı. Elektrik alan saçılma verisi uçağın burun hizasından ( $\theta = 90^\circ$ ,  $\phi = 0^\circ$ ), dikeyde 5.64° bant genişliği için elde edildi. Daha sonra, elde edilen bu çoklu-frekans çoklu-açı saçılma verisine 2 – B TYAR görüntüleme algoritması [6] uygulanarak uçağın 2 – B TYAR görüntüsü oluşturuldu (Şekil 1b). Bu görüntüye CLEAN algoritması uygulanarak görüntüden toplam 50 adet SM çıkarıldı. Ayıklanan SMlerin genlikleri Şekil 1c'de verilmektedir. Daha sonra ayıklanan SM'lerinin bulunduğu bölgeler MES malzeme ile kaplanmıştır. Elde edilen MES malzemeli uçak modeli Şekil 1d'de görülmektedir. MES malzeme kaplı bölgeler koyu renkle gösterilmiştir. Bu yeni hedefin EM benzetimi aynı frekans ve açı parametreleri için tekrarlanmıştır. Benzetim sonrası elde edilen yeni TYAR görüntüsü Şekil 1e'de verilmektedir. Bu şekil, Şekil 1b ile karşılaştırıldığında, MES malzeme sayesinde, saçılan alanın şiddetinin yaklaşık 40 – 45 dB kadar başarılı bir şekilde azaltıldığı görülmektedir.

Diğer bir örnek uygulama da, aynı uçağın 3 – B SMA analizi bu sefer 6 GHz orta frekansı ve ( $\theta = 60^\circ, \phi = 0^\circ$ ) bakış açısı için yapılarak, RKA azatlımı çalışması gerçekleştirilmiştir. Uçağın EM benzetimi frekans bölgesinde 0.3875 GHz, dikey açı bölgesinde 3.581° ve yatay açı bölgesinde 5.64° bant genişlikleri için yapılarak 3 – B çoklu frekans çoklu açı geri saçılma verisi elde edildi. Daha sonra 3 – B TYAR görüntüleme [6] algoritması uygulandı. Şekil 2a'da uçağın 3 – B TYAR görüntüsünün X - Y izdüşümü görülmektedir. Daha sonra CLEAN ile toplam 100 adet SM, 3 – B TYAR görüntüsünden çekildi. Ayıklanan SMlerinin genlikleri Şekil 2b'de verilmiştir. Şekil 2c'de ise 3 – B uzayda çekilen SMlerin yerleri, 3 – B TYAR görüntüsünün sırasıyla X - Y, Y - Z ve X - Z izdüşümleri üzerinde gösterilmiştir. Sonrasında, çekilen SMlerinin bulunduğu yerdeki BDT üçgensel bölgeleri MES malzemeye dönüştürülerek, yeni BDT modeli Şekil 2d'de gösterildiği gibi oluşturulmuştur. Son olarak, bu yeni modelin EM benzetimi aynı frekans ve açı parametreleri için yapılarak, 3 – B TYAR görüntüsü elde edilmiştir. Elde edilen 3 – B TYAR görüntüsünün 2 – B X - Y izdüşümü Şekil 2e'de verilmektedir. Uçağın eski ve yeni TYAR görüntüleri karşılaştırıldığımda, uçaktan saçılan azami elektrik alan değerinin en az 20 – 25 dB kadar azaltıldığı açıkça görülmektedir.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, TYAR görüntülerindeki saçılma merkezleri analizi kullanılarak, büyük ve karmaşık platformlardaki radar kesit alanı değerinin azaltılmasına yönelik bir çalışma yapılmıştır. İlk olarak örnek cisim olarak seçilen bir uçak modelinin elektromanyetik benzetimi, FO – SIY temelli yüksek frekans elektromanyetik benzetim programı ile gerçekleştirilmiştir. Örnek cismin 2 – B ve 3 – B TYAR görüntüleri başarılı bir şekilde elde edilmiştir. Daha sonra SMA uygulanarak, bu görüntülerde, RKA değerinden sorumlu olan sıcak noktalar, TYAR görüntülerinden CLEAN algoritması sayesinde ayıklanmıştır. Elde edilen saçılma merkezleri civarına, mükemmel elektrik soğurucu malzemelerin konulmasından sonra, EM benzetim kodunun yeni modeller üzerinde tekrar çalıştırılmasıyla yeni TYAR görüntüleri elde edilmiştir. Eski ve yeni TYAR görüntüleri karşılaştırılmış ve hedeften saçılan elektrik alan değerinin, yaklaşık olarak son ayıklanan saçılma merkezi mertebesine kadar başarılı bir şekilde düşürüldüğü açıkça gözlemlenmiştir. Bilindiği üzere, uçak ve gemi gibi askeri platformların RKA'larının azaltılması için radar soğurucu malzeme (RSM)'ler kullanılmaktadır. Ancak bu malzemelerin fiyatlarının oldukça yüksek olması, bu malzemelerin sadece önemli saçılmalar sağlayan bölgelerinde kullanılmasını gerektirmektedir. Bu bildiride yapılan bu çalışma, bu problemin çözümüne yönelik olarak çalışılımıştır.

#### Kaynaklar

- [1] Özdemir, C., Chang, K. (Ed), "Synthetic Aperture Radar", The Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, New York: Wiley-Interscience, 2005.
- [2] Özdemir, C., Bhalla R., Ling, H., "A Radiation Center Representation of Antenna Radiation Patterns on a Complex Platform," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, 48, No. 6, 992-1000, 2000.
- [3] Su, T., Özdemir, C., Ling, H., "On Extracting the Radiation Center Representation of Antenna Radiation Patterns on a Complex Platform," *Microwave Opt. Tech. Letters*, 26, No.1, 4–7, 2000.

- [4] Bhalla, R., Ling, H., "A fast algorithm for signature prediction and image formation using the shooting and bouncing ray technique", *IEEE Trans Antennas Propagat.*, 43, 727–731,1995.
- [5] Ling, H., Chou, R., and Lee, S. W., "Shooting and bouncing rays: calculation the RCS of an arbitrary shaped cavity", *IEEE Trans Antennas Propagat.*, 37, 194–205,1989.
- [6] Yılmaz, B., Özdemir, C. "Nümerik Yöntemlerle Saçılan Alan Hesabı, 3-B Ters Yapay Açıklı Radar Görüntülerinin Elde Edilmesi ve Saçılma Merkezleri Analizi", 4. Savunma Teknolojileri Kongresi (SAVTEK 2008), Ankara, Türkiye 26-27 Haziran 2008.



Şekil 1. (a) Model uçak modeli, (b) Uçağın 2 – B TYAR görüntüsü, (c) CLEAN kullanılarak ayıklanan SMlerin genlikleri, (d) SMA analizi sonrası MES malzeme kaplanmış uçağın modeli, (e) MES malzemeli uçağın 2 – B TYAR görüntüsü



Şekil 2. (a) Uçağın 3 – B TYAR görüntüsünün 2 – B X – Y izdüşümü, (b) CLEAN kullanılarak ayıklanan SMlerin genlikleri, (c) TYAR görüntüsünün sırasıyla X – Y, Y – Z ve X – Z izdüşümleri (d) MES malzeme kaplanmış uçağın modeli, (e) MES malzemeli uçağın TYAR görüntüsünün 2 – B X – Y izdüşümü

## İletken ve Dielektrik Yüklü Karmaşık Hedeflerin Radar Kesit Alanlarının Hesaplanması ve 2-Boyutlu Ters Yapay Açıklıklı Radar İmgelerinin Çıkartılması

Uğur SAYNAK<sup>(1)</sup>, Alper ÇOLAK<sup>(1)</sup>, Yasir AVCIBAŞI<sup>(1)</sup>, Deniz BÖLÜKBAŞ<sup>(1)</sup>, İ. Hakkı TAYYAR<sup>(1,2)</sup>, Caner ÖZDEMİR<sup>(1,3)</sup>

ugur.saynak@bte.mam.gov.tr, alper.colak@bte.mam.gov.tr; yasir.avcibasi@bte.mam.gov.tr, deniz.bolukbas@bte.mam.gov.tr; tayyar@gyte.edu.tr;cozdemir@mersin.edu.tr

TÜBİTAK MAM, Bilişim Teknolojileri Enstitüsü, 41470,Gebze, Kocaeli
 Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Elektronik Müh. Bölümü, Kocaeli
 Mersin Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Mersin

**Özet:** Radarla bir hedefin uzak mesafelerden tespit ve teşhis edilmesi, o cismin Radar Kesit Alanı (RKA) değerinin büyüklüğüne bağlıdır. Etkin bir yüksek frekans tekniği olan Seken Işın Yöntemi (SIY), bir cisimden saçılan elektromanyetik alanın bulunmasında ve dalga boyuna göre büyük olan cisimlerin RKA değeri hesaplamalarında kullanılmaktadır [1]-[2]. SIY metodunda, kaynaktan gönderilen ışınların hedefin üzerinde geometrik optik kurallarına göre takip edilmesi ve her bir ışının saçılan alana katkısının toplanmasıyla RKA değeri hesaplanmaktadır. Böylece Fiziksel Optik (FO) gibi cismin sadece aydınlık yüzeylerinden tek katkı alınarak yapılan RKA hesaplarına göre birden çok sekme ve gölge bölgelerinden de gelebilecek sekmelerin RKA analizine katkısı sağlanmakta ve dalga boyuna göre büyük ve karmaşık geometrilerde oldukça hızlı, güvenilir sonuçlar elde edilmektedir. Hedefin uzaktan tespit ve teşhisinde kullanılarak elde edilebilir[3]. TYAR imgesi hedefin üzerinde bulunan ve RKA değerine en fazla katkışı yapan saçılma merkezlerinin konumunu ve büyüklüğünü de göstermektedir. Bu çalışmada, test hedefi olarak seçilen model uçağın 2-B TYAR imgesi elde edilecek ve hedefin kısmen veya tamamen Radar Soğurucu Malzeme (RSM) kaplanmasının TYAR imgesine etkisi incelenecektir.

### 1. Giriş

Radar uygulamalarında hedefin keşfi ve tanımlanması önemli bir yere sahip olup bunun için genellikle hedefin 2-B TYAR imgelerindan yararlanılmaktadır. TYAR imgesi hedef cismin yansıtıcılığının bir fonksiyonudur ve cisim üzerindeki ana saçılma merkezlerinin yerini önemli ölçüde gösterir. Böylelikle saçılan enerjinin büyük bölümünün kaynağı olan saçılma merkezlerinin konumu tespit edilebilmektedir. RKA değerini düşürmeye yönelik RSM kaplama çalışmalarında saçılma merkezlerinin yerinin bilinmesi büyük ve karmaşık hedefler söz konusu olduğunda büyük önem taşımaktadır. Tüm hedefi RSM malzemeyle kaplamak masraflı olacağından tespit edilen bu saçılma merkezlerine RSM kaplamak RKA değerinin azaltılmasında yeterli olmaktadır. Genellikle 2-B TYAR imgeleri, menzil ve yanca boyunca çeşitli frekans ve bakış açılarında geri saçılan alanın hesaplanması ile üretilir [4]. Bu çalışmada, FO ve SIY kullanılarak dalga boyuna göre büyük ve karmaşık yapıya sahip olan bir test hedefinin 2-B TYAR imgesi elde edilecek ve hedefin iletken olmasının ve kısmen ya da tamamen RSM kaplanmış olmasının TYAR imgesine etkisi araştırılacaktır. FO ve SIY metodu ile 2-B TYAR imgesi formülasyonu Bölüm 2'de, model uçağa ait benzetim sonuçları Bölüm 3'te ve sonuçlara yönelik yorumlamalar ise Bölüm 4'te yer almaktadır.

#### 2. Fiziksel Optik ve Seken Işın Yöntemi

Elektromanyetik dalgaların mükemmel elektrik iletken bir cisimden saçılması, hedefi aydınlatan kaynağın cisim yüzeyi üzerinde endüklediği elektrik akım nedeniyle oluşmaktadır FO metodunda, yüzey akımlarının sadece gelen dalga ile aydınlatılan yüzeylerde oluştuğu, karanlık yüzeyde ya da gölgede ise akım oluşmadığı varsayılır ve bu yüzey akımları yaklaşık olarak aşağıdaki gibi kabul edilir:

$$\mathbf{J} \approx \begin{cases} 2\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_{\mathbf{i}} & \text{aydınlık} \\ 0 & \text{karanlık} \end{cases}$$
(1a)

$$\mathbf{M} = 0 \tag{1b}$$

Burada J elektrik yüzey akımı, M magnetik yüzey akımı,  $\hat{\mathbf{n}}$  yüzey normali ve  $\mathbf{H}_i$  ise cisme etkiyen magnetik alanı göstermektedir. RSM malzemeyle kaplı yüzeylerde ise yüzey akımları aşağıdaki gibi yazılır:

$$\mathbf{J} \approx \begin{cases} (1 - \Gamma_{P,D}) \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}^{\hat{\mathbf{i}}} & \text{aydınlık} \\ 0 & \text{karanlık} \end{cases}$$
(2a)

$$\mathbf{M} \approx \begin{cases} -\eta_r \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{J} & \text{aydınlık} \\ 0 & \text{karanlık} \end{cases}$$
(2b)

Burada  $\Gamma_{P,D}$  paralel veya dik polarizasyon için yansıma katsayıları,  $\eta_r$  ise RSM kaplı malzemenin yüzey empedansıdır ve değeri referans [5]'de gösterildiği gibi yaklaşık olarak hesaplanabilir. Bu yüzey akımlarının saçılan alana katkısı uzak alan yaklaşımıyla aşağıdaki integral ifadeyle gösterilebilir:

$$\mathbf{E}_{fo}^{s}(r,\theta,\phi) = \frac{jk_{0}Z}{4\pi r}e^{-jk_{0}r} \iint_{S} \left(\hat{\mathbf{k}}_{\mathbf{s}} \times \hat{\mathbf{k}}_{\mathbf{s}} \times \mathbf{J}(\mathbf{r}') - \hat{\mathbf{k}}_{\mathbf{s}} \times \mathbf{M}(\mathbf{r}')\right)e^{jk_{0}\hat{\mathbf{k}}_{\mathbf{s}} \cdot \mathbf{r}'} ds'$$
(3)

Yukarıdaki denklemde,  $k_0$  boş uzayın dalga sayısı,  $\hat{\mathbf{k}}_{s}$  orijinden gözlem noktasına doğru birim vektör ve Z ise dalganın yayıldığı ortamın karakteristik empedansıdır. (3) entegrali analitik olarak hesaplanabilir [6].

Bir yüksek frekans tekniği olan SIY, geometrik optik tabanlı ışın izleme yöntemidir. Bu teknik 1990 yılından itibaren yaygın olarak dalga boyuna göre büyük olan cisimlerin RKA değeri hesaplamalarında ve bir cisimden saçılan elektromanyetik alanın bulunmasında 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 hesaplanmakta ve bu işlem tüm ışınlar için yapılıp toplandığında toplam saçılan alan ifadesi elde edilmektedir. Herhangi bir *i*. ışının saçılan alana katkısı A vektör potansiyel olmak üzere aşağıdaki şekilde bulunabilir:

$$\mathbf{E}_{i}^{s} = \frac{e^{-jk_{0}r}}{r} [\hat{\theta}^{s} A_{\theta i} + \hat{\phi}^{s} A_{\phi i}]$$

$$\tag{4a}$$

ve

$$\begin{bmatrix} A_{\theta i} \\ A_{\phi i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{\theta i} \\ B_{\phi i} \end{bmatrix} \left( \frac{jk_0}{2\pi} \right) (\Delta A_i) S_i(\theta, \phi) e^{jk_0 \hat{k}_s \cdot \vec{r}_{A_i}}$$
(4b)

(4b) ifadesinde  $\vec{r}_{A_i}$  *i*'nci ışının orijinden son çarptığı noktaya doğru olan vektör ve  $(\Delta A_i)$  *i*'nci ışın-tüpünün kesit alanıdır.  $B_{\theta i}$ ,  $B_{\phi i}$  ve  $S_i(\theta, \phi)$  ifadeleri referans [7]'de tanımlanmıştır. Cisim ile etkileşimi olan her ışın için saçılan alan hesaplanarak toplam saçılan alan bulunur:

$$\mathbf{E}_{SIY}^{S}(\mathbf{r}) = \sum_{i.i \le in} \mathbf{E}_{i}^{S}(\mathbf{r})$$
(5)

Bir hedefin 2-B TYAR imgesi yukarıda açıklanan toplam saçılan alan ifadesi kullanılarak 2-B Fourier dönüşüm integrali yardımıyla elde edilebilir [4].

$$TYAR(x,y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E^{s}(k,\phi) \cdot e^{j2k \cdot x} \cdot e^{j2k_{c}\phi \cdot y} \cdot d(k) \cdot d(k_{c}\phi)$$
(7)

### 3. TYAR İmgesi Analizleri

Bu bölümde Şekil-1'de görülen bir uçak modelinin *18 GHz* frekansında dikey-dikey polarizasyonda elde edilen TYAR imgelerinin analizi yapılmıştır. TYAR imgesi oluşturmak amacıyla saçılan alan değerleri, yansıtıcının elektromanyetik dalga ile yalnızca ilk etkileşiminin hesaplandığı FO yöntemi ve birden fazla sekmeli etkileşiminin hesaplandığı SIY olmak üzere iki farklı metotla hesaplanmıştır. Uçağın boyutları  $10\lambda x 8\lambda x 3\lambda$  dır.

Model uçağın tamamen mükemmel elektrik iletken olduğu durumda FO ve SIY kullanılarak elde edilen saçılan alan hesaplamalarından elde edilen TYAR imgeleri sırasıyla Şekil–2 ve Şekil–3'te görülmektedir. Şekil-3'den görüldüğü üzere, çoklu yansıma etkilerinin de FO değerine eklenmesiyle, TYAR imgesinde yeni saçıcı merkezleri belirmiş, eskileri ise daha belirgin hale gelmiştir.

Modelin tamamı kalınlığı d = 3.3 mm, rölatif dielektrik sabiti  $\varepsilon_r=2.5$ -j1.25 ve rölatif manyetik geçirgenliği  $\mu_r=1.6$ -j0.8 olan RSM malzemeyle kaplandığında FO yöntemi kullanılarak TYAR imgesi oluşturulmuştur. Bu durumda cismin TYAR imgesindeki saçılma merkezlerinin genliklerinin mükemmel iletken durumla karşılaştırıldığına büyük oranda azaldığı ve bazı bölgelerde tamamen kaybolduğu Şekil–4'de görülmektedir. Modelin uçak motorunu temsil eden ve oyuk yapıya sahip olan kısımları aynı RSM malzeme ile kaplanarak FO yöntemi ve SIY ile saçılan alanlar hesaplanmış ve TYAR imgeleri elde edilmiştir. Elde edilen imgeler sırasıyla Şekil–5 ve Şekil–6 da görülmektedir. Her iki şekilden de görüleceği üzere, cisme kayıplı RSM malzemesi eklendiğinde, saçılan alan değerinin oldukça düştüğü ve dolayısıyla TYAR imgelerinin de oldukça sönümlendiği açıktır.

#### 4. Sonuçlar

Bu bildiride, bir model uçağın iki farklı saçılan alan hesaplama metodu olan FO ve SIY kullanılarak 2-B TYAR imgesi oluşturulmuştur. Model uçağın iletken, kısmi RSM kaplı ve tam RSM kaplı olması durumlarının TYAR imgesine etkisi karşılaştırmalı grafiklerle analiz edilmiş ve saçılma merkezlerinin RSM kaplanması ile sönümlendiği durum gösterilmiştir. Bu özellikleriyle TYAR imgesi analizi, platformun geometrik özellikleri ya da kaplama malzemesi nedeniyle değişkenlik gösteren saçılma merkezlerinin incelenebilmesini sağlamakta, yeni tasarlanan ve RKA değeri düşük olması hedeflenen platformlara tasarım kriteri oluşturulmasında kullanılabilmektedir.



Şekil 1 Model uçak geometrisi



**Şekil 2** Model mükemmel iletken iken FO yöntemi ile oluşturulan TYAR imgesi.



**Şekil 3:** Model mükemmel iletken iken SIY ile oluşturulan TYAR imgesi



Şekil 4 Model kısmen RSM kaplı iken FO yöntemi ile oluşturulan TYAR imgesi



**Şekil 5:** Model tamamen RSM ile kaplı iken FO yöntemi ile oluşturulan TYAR imgesi



Şekil 6 Model kısmen RSM kaplı iken SIY ile oluşturulan TYAR imgesi

#### Kaynaklar

- [1]. Lee S.W., Ling H., ve Chou R., "Ray Tube Integration in Shooting and Bouncing Ray Method," Microwave Opt. Tech. Letter, No.1, s.285-289, Ekim 1988.
- [2]. Ling H., Chou R.C., ve Lee S.W., "Shooting and Bouncing Rays: Calculating the Arbitrary Shaped Cavity," IEEE Trans. Anten. Prop., 37(2), s.194-205, 1989.
- [3]. Weinmann F., "Ray Tracing with PO/PTD for RCS Modelling of Large Complex Objects," IEEE Trans. Anten. Prop., 54(6), s.1797-1806, 2006.
- [4]. Özdemir, C., Syntetic Aperture Radar, Editor: K. Chang, Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Wiley Interscience, s.5067-5080, 2005.
- [5]. Senior T.B.A., ve Volakis J.L., Approximate Boundary Conditions in Electromagnetics, IEE Electromagnetic wave series, London, s.17-33, 1995.
- [6]. Bolukbas, D., ve Ergin A. A., "A Radon Transform Interpretation of the Physical Optics Integral", *Microwave and Opt. Tech. Letters*, 44(3), s.284-288, 2005.
- [7]. Bhalla, R., ve Ling H., "Image Domain Ray Tube Integration Formula for the Shooting and Bouncing Ray Technique," Radio Science, 30(5), s.1435-1446, 1995.

## Çoklu-Bant Yarık-Halka Monopol Anten Tasarımı

S. Cumhur Başaran<sup>1</sup>

Yunus E. Erdemli<sup>2</sup>

 <sup>1</sup>Akdeniz Üniversitesi, Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Kampus, 07058 Antalya
 <sup>2</sup>Kocaeli Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü Umuttepe, 41380 Kocaeli
 *E-mail: cbasaran@akdeniz.edu.tr, yunusee@kocaeli.edu.tr*

Özet: Bu bildiride, PCS, UMTS, WLAN ve WIMAX uygulamaları için, yarık-halka elemanlarını temel alan yeni bir çoklu-bant monopol anten önerilmektedir. Üç aşamalı ve kıvrımlı yapıdaki bir mikroşerit hat ile beslenmekte olan anten, 1.85–2.97 GHz ve 4.86–5.36 GHz bantlarında, 50 $\Omega$  empedans uyumlu ve yüksek kazançlı her-yöne ışıma karakteristiği sergilemektedir. Önerilen antenin tasarımı ve analizleri Ansoft HFSS benzetim yazılımı aracılığıyla gerçekleştirilmiştir.

#### 1. Giriş

Kullanıcıya hareket serbestliği sağlamalarının yanı sıra, bilgiye her yönden ve hızlı erişim olanağı sunan kablosuz haberleşme uygulamaları geniş bir yelpazede kullanılmaktadır. PCS (Personal Communication Systems), UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems) ve WLAN (Wireless Local Area Network) kablosuz haberleşmenin önemli uygulama alanlarındandır. Bu uygulamalarda kullanılan cep telefonu, dizüstü bilgisayar 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) elemanlarını temel alan yeni bir çoklu-bant monopol anten tasarımı tanıtılmaktadır. Metametaryal yapıların temel yapı taşı özelliğine sahip YH elemanları, farklı elektromanyetik filtre uygulamalarında tercih edilmişlerdir [4–6]. YH elemanlarını temel alan çift-bant bir WLAN anten tasarımı ise yakın geçmişte literatürde yerini almıştır [7]. Bu çalışmada önerilen yeni çoklu-bant anten tasarımı, YH elemanları açısından [7]'deki tasarıma benzemekte, fakat daha basit yapılı ve monopol yapısında olup, daha geniş-bant performans göstermesi nedeniyle daha fazla alanda uygulama imkanı sağlamaktadır.

Önerilen yarık-halka monopol anten (YHMA), Şekil 1'de görüldüğü üzere, içi-içe yerleştirilmiş iki YH elemanı ve bu elemanlar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilmiş dört adet ( $s_1$ – $s_4$ ) metalik yüklemeden oluşmaktadır. 50  $\Omega$  sistem empedansına uyumlu üç-aşamalı ve kıvrımlı yapıdaki mikroşerit hat ile beslenmekte olan YHMA, 2.41 GHz ve 5.36 GHz merkezli sırasıyla %46 ve %9.3 empedans bant genişliği performansı göstermektedir. Bu özelliğiyle önerilen anten, IEEE standartları uyarınca tahsis edilmiş olan; PCS (1.85–1.99 GHz), UMTS (1.92–2.17 GHz), WLAN (2.4–2.48 GHz /5.15–5.35 GHz) ve WIMAX (2.5–2.69 GHz) frekans bantlarını bütünüyle kapsamaktadır. Her bir uygulama frekansında olabildiğince düzgün ışıma karakteristiği sergileyen antenin yönlendirme kazanç değerleri de oldukça yüksektir. YHMA'nın sayısal tasarımı sonlu-eleman metodunu temel alan Ansoft HFSS benzetim yazılımı aracılı ile gerçekleştirilmiştir. Bildiride, YHMA'nın tasarım aşamaları ve elde edilen optimum anten konfigürasyonu incelenmekte ve benzetim sonuçları sunulmaktadır.

#### 2. Anten Tasarımı

Bir dizi parametrik çalışma sonucunda, uygulama frekanslarının ve geri-dönüş kaybı seviyelerinin istenilen değerlere optimizasyonu sonucunda Şekil 1'de verilen anten konfigürasyonu elde edilebilmiştir. Bu süreçte, anten taban malzemesinin kalınlığı ve dielektrik sabiti, halka boyutları, halka yarıkları ve metalik yüklemelerin konumları, toprak düzleminin konumu ve boyutları ile mikroşerit besleme hattının yapılandırılması optimize edilen başlıca parametrelerdir.



**Şekil 1.** Çoklu-bant YHMA tasarımı:  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$ ,  $s_4$  (metalik yüklemeler: 1×1),  $L_1=28$ ,  $L_2=15$ ,  $w_1=3.5$ ,  $w_2=2$ , g=1,  $f_1=13$ ,  $f_2=16.5$ ,  $f_3=2$ , h=0.4 (hepsi mm),  $\varepsilon_r=4.4$ .

Tasarımın ilk adımı olarak yalnızca en dıştaki halka elemanı ele alındığında,  $|S_{11}| < -10$  dB kriterine göre, 2.4–2.7 GHz ve 3.2–3.7 GHz frekans bantlarında çift-bant performans elde edilmiştir. İkinci bir yarık-halka elemanı ve halka elemanları arasına metalik yüklemelerin ( $s_1$ – $s_4$ ) ilave edilmesiyle, birinci frekans bandı 2 GHz merkez frekansına kaydırılırken ikinci bantta belirgin bir değişiklik olmamıştır. Son olarak, mikroşerit besleme hattı üç aşamalı ve kıvrımlı şekilde yapılandırıldığında, 1.85–2.97 GHz ve 4.86–5.36 GHz frekans bantlarında çift-bant performans elde edilmiştir. Bu optimum anten konfigurasyonu, PCS, UMTS, WLAN ve WIMAX uygulama frekanslarında, istenilen çoklu-bant çalışma özelliğini göstermektedir.

Şekil 1'de görüldüğü üzere, iç-içe yerleştirilmiş iki yarık halka elemanı ve bu elemanlar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilen dört metalik yüklemeden ( $s_1$ – $s_4$ ) oluşan YHMA, 50  $\Omega$  sistem empedansına uyumlu üç aşamalı ve kıvrımlı bir mikroşerit besleme hattına sahiptir. Önerilen antende taban malzemesi olarak, kalınlığı 0.4 mm ve dielektrik sabiti 4.4 olan FR4 kullanılmıştır.  $32 \times 42 \text{ mm}^2$  alan kaplayan düşük maliyetli malzemenin bir yüzeyinde YH elemanları ve besleme hattı bulunurken, diğer yüzeyinde ise  $32 \times 24 \text{ mm}^2$  alan kaplayan ve mikroşerit besleme hattı hizasında oluşturulan toprak düzlemi bulunmaktadır. Besleme hattının birinci aşaması 13 mm ve ikinci aşaması 16.5 mm uzunluğunda iken, her iki aşama da 2.5 mm genişliğindedir. Yarık-halka elemanı ile fiziksel temasın olduğu son aşama ise, 2 mm uzunluğunda ve 3.5 mm genişliğindedir. YHMA'nın HFSS kullanılarak elde edilen giriş empedansı ve geri-dönüş kaybı karakteristikleri sırasıyla Şekil 2 ve Şekil 3'te verilmektedir. Görüldüğü üzere YHMA, 1.85–2.97 GHz bandında 1.12 GHz, 4.86–5.36 GHz bandında ise 500 MHz gibi oldukça yüksek bant genişliği performansı göstermektedir. Bu özelliğiyle de, IEEE standartları uyarınca tahsis edilmiş olar; PCS (1.85–1.99 GHz), UMTS (1.92–2.17 GHz), WLAN (2.4–2.48 GHz /5.15–5.35 GHz) ve WIMAX (2.5–2.69 GHz) frekans bantlarını bütünüyle kapsamaktadır. Antenin 1.92 GHz, 2 GHz, 2.44 GHz, 2.6 GHz ve 5.2 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4'de verilmektedir. Görüldüğü üzere her bir frekansta, E/H düzlem ışımaları yaklaşık her-yöne karakteristik sergilemektedir.



Şekil 4. YHMA'nın uygulama frekanslarındaki ışıma örüntüleri.

IV. URSI-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ, AKDENIZ UNIVERSITESI, EKIM 2008, ANTALYA

YHMA'nın yönlendirme kazanç karakteristikleri Şekil 5'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, hesaplanan anten kazancı, PCS ve UMTS uygulama frekans bantlarında yaklaşık 9 dBi, WLAN (2.4 GHz) bandında 7 dBi, WIMAX uygulama frekansında 6 dBi ve WLAN (5.2 GHz) bandında 8 dBi seviyelerindedir.



#### Şekil 5. YHMA'nın kazanç performansı.

#### 3. Sonuçlar

Bildiride, PCS, IMTS, WLAN ve WIMAX uygulamaları için yarık-halka elemanlarını temel alan yeni bir çoklubant mikroşerit anten tasarımı tanıtılmıştır. Önerilen anten monopol yapıda olup, 50Ω sistem empedansına uyumlu üç-aşamalı ve kıvrımlı yapıdaki bir mikroşerit hat ile beslenmektedir. İç-içe geçmiş iki yarık halka elemanı ve bu elemanlar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilen metalik yüklemelerle elde edilen optimum anten konfigürasyonu, 2.41 GHz ve 5.36 GHz merkezli sırasıyla %46 ve %9.3 empedans bant genişliği performansı göstermektedir. Ayrıca her bir uygulama frekansında, yaklaşık her-yöne ışıma örüntüsü sergileyen antenin kazanç değerleri 5–9 dBi seviyelerindedir. Tasarımı ve analizleri Ansoft HFSS kullanılarak elde edilen çoklu-bant YHMA'nın gerçeklenerek ilgili ölçümlerinin yapılması plan dâhilindedir.

#### Teşekkür

Bu çalışma, Akdeniz Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimi tarafından desteklenmektedir.

#### Kaynaklar

[1]. Wong K.-L., Wu C.-H. ve Su, S.-W., "Ultrawide-band square plana metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip", IEEE Trans. Antennas Propagat., 53(4), s.1262–1269, Nisan 2005.

[2]. Pan C.-Y., Huang C.-H. ve Homg T.-S., "A new printed G-shaped monopole antenna for dual-band WLAN application", Microwave Opt. Tecnol. Lett., 45(4), s.295–297, 2005.

[3]. Zaker R., Ghobadi Ch. ve Nourinia J., "A modified microstrip-fed two-step tapered monopole antenna for UWB and WLAN applications", Progress In Electromagnetics Reseach, PIER 77, s.137–148, 2007.

[4]. 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.

[5]. 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.

[6]. Ucar M. H. B., Sondas A. ve Erdemli Y. E., "Switchable split-ring frequency selective surfaces", PIERB, 6, s.65–79, 2008.

[7]. 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.

## Paralel Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemiyle Çeşitli Hava Hedeflerine Ait Radar Kesit Alanı Değerlerinin Hesaplanması ve Karşılaştırılması<sup>†</sup>

Burak Tiryaki<sup>1,2</sup>, Alper Ünal<sup>2</sup>, Özgür Ergül<sup>1,2</sup> ve Levent Gürel<sup>1,2</sup> <sup>1</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü <sup>2</sup>Bilişimsel Elektromanyetik Araştırma Merkezi (BiLCEM) Bilkent Üniversitesi TR-06800, Bilkent, Ankara E-posta: lgurel@ee.bilkent.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, çeşitli hava hedeflerini içeren saçılım problemlerinin yüksek doğruluktaki çözümleri gerçekleştirilmiştir. Gerçekçi frekanslarda ele alınan bu hedeflere ait radar kesit alanı değerleri yüksek doğrulukta hesaplanmış ve farklı hedefler için elde edilen değerler birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Benzetimler için oluşturulan on milyonlarca bilinmeyenli matris denklemleri paralel donanımlar üzerinde çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) ile çözülmüştür. ÇSHÇY'nin yüksek verimle çalışabilmesi için etkin paralelleştirme yöntemleri geliştirilmiş ve kullanılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda, ele alınan hedeflerin fiziksel optik gibi yaklaşık tekniklerle analizlerinde her zaman yeterli hassasiyetin elde edilemediği gözlemlenmiştir. Bu bağlamda, parallel ÇSHÇY ile gerçekleştirilen benzetimler, karmaşık yapılara sahip hedefler için son derece önemli bilgiler sunmaktadır.

## 1. Giriş

Karmaşık geometrilere sahip hava hedeflerini içeren elektromanyetik saçılım problemlerinin çözümlerinde, fiziksel optik (FO) gibi yaklaşık teknikler her zaman başarılı değildir. Bu hedeflerin yüksek doğrulukta incelenebilmesi için Maxwell denklemlerinden doğrudan türetilen yüzey integral denklemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Öte yandan, gerçekçi frekanslarda ele alındıklarında, hava hedeflerinin boyları birkaç yüz dalga boyuna ulaşmaktadır. Dolayısıyla, integral denklemlerinin kullanıldığı çözümlerde, bu hedeflerin ayrıklaştırılmaları sonucunda milyonlarca bilinmeyenli matris denklemleri ortaya çıkmaktadır. Bu denklemlerin çözümlerinde doğrudan yöntemler yetersiz kalmakta ve çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) [1] gibi iteratif çözücülere gereksinim duyulmaktadır.

Elektromanyetik saçılım problemlerinin iteratif çözümlerinde kullanılan ÇSHÇY,  $N \times N$  boyutlarındaki yoğun matris denklemlerine ait matris-vektör çarpımlarını, sonuçların hassasiyetinden ödün vermeden,  $\mathcal{O}(N \log N)$ sürede ve  $\mathcal{O}(N \log N)$  bellek kullanımıyla gerçekleştirebilmektedir. Öte yandan, çok büyük hava hedeflerini içeren saçılım problemlerinin çözümünde ÇSHÇY bile yetersiz kalmakta, dolayısıyla bu algoritmanın paralelleştirilmesine ve paralel donanımlar üzerinde çalıştırılmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu konuda, yerel belleklere sahip işlemcilerin "Infiniband" gibi hızlı ağlarla birbirlerine bağlandığı, göreceli olarak ucuz bilgisayar kümeleri tercih edilmektedir. Öte yandan, ÇSHÇY'nin bu tür sistemler üzerinde paralelleştirilmesi son derece zordur. Özellikle, işlemciler arasında gerekli olan iletişimler yüzünden, paralelleştirmeden sağlanan verim önemli ölçüde düşmektedir. Bu doğrultuda yapılan çalışmalar sonucunda, ÇSHÇY'nin çok seviyeli yapısına uygun olan sıradüzensel (hierarchical) paralelleştirme tekniği geliştirilmiştir [2]. Bu yeni teknik sayesinde, hesaplamaların işlemciler arasında yüksek verimle dağıtılması sağlanmış, ihtiyaç duyulan haberleşmelerin sayısı da azaltılmıştır. Böylece, milyonlarca bilinmeyenle modellenen hava hedeflerine ait saçılım problemleri yüksek doğrulukta çözülmüş, çeşitli hedefler için hesaplanan radar kesit alanı (RKA) değerleri birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

### 2. Parallel Çok Seviyeli Hızlı Çokkutup Yöntemi

Bu çalışmada, hava hedeflerine ait saçılım problemlerinin sayısal çözümleri için hedeflerin yüzeyleri dalga boyuna göre küçük üçgenlerle ayrıklaştırılmıştır. İletken yüzeyler üzerinde indüklenen elektrik akımı Rao-Wilton-Glisson (RWG) temel fonksiyonlarıyla açılmıştır. Momentler metodunun uygulanmasıyla elde edilen

<sup>†</sup>Bu çalışma, TÜBİTAK (105E065, 105E172 ve 107E136), Türkiye Bilimler Akademisi (LG/TÜBA-GEBİP/2002-1-12), ASELSAN ve SSM tarafından desteklenmektedir.


**Şekil 1.** Boyu 168 dalga boyu olan NASA Almond geometrisine ait RKA değerleri. Hedef (a) yandan ( $90^{\circ}$ ) ve (b) burundan ( $0^{\circ}$ ) aydınlatılmıştır.

yoğun matris denklemleri, BiCGSTAB gibi iteratif yöntemlerle çözülmüştür. İterasyonlar için ihtiyaç duyulan matris vektör çarpımları ise ÇSHÇY ile hızlı ve verimli bir biçimde gerçekleştirilmiştir. ÇSHÇY'de, matris elemanlarının RWG fonksiyonları arasındaki elektromanyetik etkileşimlere karşılık geldiği göz önüne alınır. Problemde ele alınan hedef özyinelemeli (recursive) olarak parçalara ayrılır. Parçalama işlemine hedefi içine alan bir kutuyla başlanır ve dolu kutuların alt kutulara bölünmesiyle, çok seviyeli olarak devam edilir. Öyle ki, en alt seviyedeki kutular içerisinde 20-30 ayrıklaştırma elemanı bulunmaktadır. Ayrıca, ağaç yapısındaki her kutu için ışınım ve gelen dalga örüntüleri tanımlanmaktadır. Bu şekilde kurulan çok seviyeli ağaç yapısı üzerinde çalışan ÇSHÇY, ayrıklaştırma elemanları arasındaki etkileşimleri gruplar bazında yaparak, matrisvektör çarpımlarının karmaşıklığını  $\mathcal{O}(N^2)$ 'den  $\mathcal{O}(N \log N)$ 'e düşürebilmektedir.

ÇSHÇY'nin paralelleştirilmesi bu yöntemin karmaşık yapısından dolayı son derece zordur. Çok seviyeli ağaç yapısı işlemcilere eşit olarak dağıtılsa bile, işlemciler arasında gerekli olan iletişimler yüzünden, paralelleştirmeden sağlanan verim önemli ölçüde düşmektedir. Kutuların işlemcilere dağıtıldığı basit paralelleştirme teknikleri, özellikle işlemci sayısının artmasıyla birlikte, son derece verimsiz hale gelmektedir. Yakın zamanda ÇSHÇY'nin paralelleştirilmesinin iyileştirilmesi amacıyla karma (hybrid) teknikler geliştirilmiştir [3]–[5]. Ağaç yapısının üst seviyelerinde kutular yerine ışınım ve gelen dalga örüntülerinin işlemcilere dağıtılmasıyla birlikte, paralelleştirmeden elde edilen verim artırılmıştır. Öte yandan, hava hedefleri gibi karmaşık geometriler içeren problemlerin çözümlerinde karma teknikler bile yetersiz kalmaktadır. Özellikle, işlemci sayısının 32'den fazla olduğu durumlarda, arzu edilen hızlanma sağlanamamakta ve işlemci başına kullanılan bellek miktarı istenilen seviyelere düşürülememektedir. Bu doğrultuda, var olan tekniklere alternatif olarak geliştirilen sıradüzensel paralelleştirme tekniğinde, hem kutular, hem de kutuların örüntüleri aynı anda işlemcilere dağıtılmaktadır [2]. Böylece, paralelleş tirmeden sağlanan verim önemli ölçüde artmakta ve literatürdekilerden çok daha büyük problemlerin yüksek doğruluktaki çözümleri mümkün hale gelmektedir.

# 3. Sayısal Örnekler

Bu çalışmada incelenen hedeflere örnek olarak radara görünmezlik özelliğine sahip olan Stealth Flamme, literatürde sıkça kullanılan bir değerlendirme (benchmark) geometrisi olan NASA Almond ve askeri alanda büyük öneme sahip olan Generic F-16 sayılabilir. Şekil 1'de boyu 168 dalga boyu olan NASA Almond geometrisine ait saçılım problemlerinin çözümleri sunulmuştur. ÇSHÇY ile gerçekleştirilen çözümler için geometri 6,056,484 bilinmeyenle ayrıklaştırılmıştır. Hedef yandan ve burundan olmak üzere iyi farklı açıdan düzlem dalgayla aydınlatılmıştır. Her iki durumda da, ÇSHÇY ve FO ile elde edilen RKA değerleri bistatik açıya bağlı olarak incelenmiştir. Şekil 1(a)'da gösterildiği gibi hedef yandan aydınlatıldığında, iki metodla elde edilen sonuçlar birbirleriyle oldukça tutarlıdır. Ancak, Şekil 1(b)'de gösterildiği gibi hedef burundan aydınlatıldığında ise, FO'nun hassasiyetinin bozulması nedeniyle, sonuçlar arasındaki farkın arttığı gözlemlenmektedir. Bu aydınlatma



**Şekil 2.** Boyu 168 dalga boyu olan ve burundan aydınlatılan NASA Almond geometrisine ait (a)  $0^{\circ}-30^{\circ}$  ve (b)  $150^{\circ}-180^{\circ}$  açılarındaki RKA değerleri.

için elde edilen RKA değerleri Şekil 2'de geri saçılım (0°) ve ileri saçılım (180°) açıları civarında daha yakından incelenmiştir. FO ile elde edilen değerlerin sadece  $170^{\circ}-180^{\circ}$  aralığında ÇSHÇY ile elde edilen değerlerle tutarlı oldukları gözlemlenmektedir.

Şekil 3'te, boyları 320 dalga boyu olan Stealth Flamme, NASA Almond ve Generic F-16 hedefleri için ÇSHÇY ile hesaplanan RKA değerleri karşılaştırılmıştır. Hedefler burundan 30° açıyla gelen düzlemsel dalgayla aydınlatılmış ve elde edilen RKA değerleri bistatik açıya bağlı olarak incelenmiştir. Oluşturulan ve çözülen matris denklemlerindeki bilinmeyen sayıları, Stealth Flamme, NASA Almond ve Generic F-16 için sırasıyla 24,386,412, 19,817,088 ve 21,550,104'tür. Literatürde aynı hassasiyetle yapılan diğer çözümlerle karşılaştırıldığında, bu hedefler ilk defa bu kadar yüksek (ve gerçekçi) frekanslarda incelenmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen bulgulardan bazıları şunlardır:

- 1) Generic F-16 hedefinin RKA değerleri ileri saçılım açısı (210°) dışında bazı yansıma açılarında yükselmektedir. Özellikle 150° ve 330°'de yüksek RKA değerleri elde edilmiştir.
- 2) Şekil 3(a)'da gösterildiği gibi, Generic F-16 ve NASA Almond için geri saçılım açısı (30°) civarında elde edilen RKA değerleri oldukça farklı seviyelerdedir. F-16 için elde edilen değerler yaklaşık 20 desibel (dB), yani 100 kat daha fazladır. NASA Almond geometrisi için ileri saçılım açısından 90°'ye kadar göreceli olarak yüksek RKA değerleri elde edilmektedir. Ancak, geri saçılım açısı dahil olmak üzere 90°'den küçük açılarda hesaplanan RKA değerleri çok düşük seviyelerdedir.
- 3) Şekil 3(b)'de gösterildiği gibi, Stealth Flamme hedefi için 120°, 190° ve ileri saçılım açısı civarlarında yüksek RKA değerleri elde edilmektedir. Radara görünmezlik özelliğinden dolayı bu hedefin RKA değerleri bu yansıma açıları dışında çok düşük seviyelerdedir.

Her biri yaklaşık 20 milyon bilinmeyenle modellenen bu hedeflere ait RKA değerleri 64 işlemcili paralel donanımlar üzerinde toplam üç saatten kısa sürede hesaplanmıştır.

## 4. Sonuç

Parallel ÇSHÇY ile milyonlarca bilinmeyenle modellenen karmaşık hava hedeflerine ait saçılım problemlerinin çözümleri mümkün hale gelmektedir. FO gibi hassasiyeti sınırlı yöntemlerle elde edilmeyen bu hassas çözümler sayesinde hava hedeflerinin gerçekçi frekanslardaki elektromanyetik tepkileri daha iyi anlaşılmaktadır.

# Kaynaklar

[1] J. Song, C.-C. Lu ve W. C. Chew, "Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, cilt 45, no. 10, s. 1488–1493, Ekim 1997.

[2] Ö. Ergül ve L. Gürel, "Hierarchical parallelisation strategy for multilevel fast multipole algorithm in computational electromagnetics," *Electron. Lett.*, cilt 44, no. 1, s. 3–5, Ocak 2008.



**Şekil 3.** Boyları 320 dalga boyu olan Stealth Flamme, NASA Almond ve Generic F-16 geometrilerine ait bistatik RKA değerleri. Hedefler burundan 30° açıyla aydınlatılmıştır.

[3] S. Velamparambil ve W. C. Chew, "Analysis and performance of a distributed memory multilevel fast multipole algorithm," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt 53, no. 8, s. 2719–2727, Ağustos 2005.

[4] L. Gürel ve Ö. Ergül, "Fast and accurate solutions of integral-equation formulations discretised with tens of millions of unknowns," *Electron. Lett.*, cilt 43, no. 9, s. 499–500, Nisan 2007.

[5] 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.*, cilt 56, no. 8, s. 2335–2345, Ağustos 2008.

# Devre Seriminin Baskı Devreden Işımayla Yayılan Emisyonlar Üzerindeki Etkisi

Fatih ÜSTÜNER, Ersan BARAN

TÜBİTAK UEKAE Gebze, Kocaeli fatih.ustuner@uekae.tubitak.gov.tr

Özet: Bu bildiride, farklı devre seriminin baskı devreden yayılan elektromanyetik emisyonların seviyesi üzerindeki etkilerinden bahsedilecektir. Devre seriminin baskı devreden ışımayı doğrudan etkileyen bir faktör olduğu bilinmektedir. Ancak bu etkilemenin nasıl gerçekleştiği konusunda karşılaştırmalı bir çalışmaya ihtiyaç duyulmuştur. Bu bildiride aynı topolojiye ve devre elemanlarına sahip ancak farklı devre serimine sahip baskı devreler karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Baskı devreler için önerilen elektromanyetik uyumluluk tasarım kurallarının deneysel gösterimi yapılmıştır. Baskı devre elektromanyetik ışıma mekanizmaları konusunda çeşitli modeller vardır. Ancak bu modellerin gerçekle bağlantısını kurmak çoğu kez zordur. Eğitimde karşılaşılan bu sorunların giderilmesine yönelik bir eğitim kiti hazırlanmıştır.

# 1. Giriş

İster askeri ister sivil cihaz olsun tüm elektrik-elektronik cihazlardan istenen temel çevresel gereksinimlerden biri cihazın ortama yaydığı elektromanyetik emisyonunun belirli bir seviyenin altında tutulmasıdır. Bu gereksinimin temel gerekçesi haberleşme ve benzeri faaliyetler için kullanılan elektromanyetik spektrumun kirletilmesini sınırlamaktır. Elektronik cihazlardan yayılan elektromanyetik emisyonun temel kaynağı cihaz içindeki baskı devreler ve onlara bağlı kablolardır. Baskı devrelerden ve kablolardan kaynaklanan elektromanyetik emisyonun hangi mekanizmalar vasıtasıyla ortaya çıktığı literatürde oldukça fazla araştırmaya tutulmuştur. Baskı devrelerden ışımayı anlamak için temel çıkış noktamız zamanla değişen akımların ışıyan elektromanyetik alanlara yol açacağı bilgisidir. Baskı devre üzerindeki baskı devre hatları veya üzerinde akım dolaşan herhangi bir iletken yapı (örneğin soğutucu) ışıyacaktır. Baskı devredeki iletken unsurlar birer istemsiz anten gibi davranacaklardır. Cihaz tasarımcısının cihazın ışımasını azaltabilmesi için baskı devrelerdeki mevcut istemsiz anten yapılarını mümkün olduğu kadar verimsiz hale getirmesi gerekmektedir. İstemsiz antenlerin verimsizleştirilmesi için bu antenlerin ışıma özelliklerini incelemek yerinde olacaktır. Baskı devrelerden ışıma temel olarak iki kısımda değerlendirilir (bkz. Şekil 1):

- Fark modu ışıması
- Ortak mod ışıması



Şekil 1 Fark Modu ve Ortak Mod Işıma

Fark modu ışımasının kaynağı baskı devrede dolaşan fark modu akımlarıdır. Fark modu akımları bir devrede akan işlevsel akımlardır. Bir devre elemanından diğer bir devre elemanına akan ve dönüşünü genelde baskı devrenin işaret toprağından gerçekleştiren akımlardır. Genelde halka anten olarak modellenirler. Ortak mod ışımanın kaynağı ise ortak mod akımlardır. Bu akımlar işaret dönüş hattı net olarak tanımlanmayan ancak parazitik kapasitelerle modellenebilen ve cihaz kasası, gerçek toprak üzerinden dönüşünü tamamlayabilen akımlardır. Bu akımlar değildir. Ortak mod ışıma dipol anten ile modellenir. Ortak mod ışımada dış bağlantı kablolarını süren ana etken devrenin işaret toprağındaki gürültü gerilimidir. Ortak mod akımlarından çok daha küçüktür. Bununla birlikte yol açtıkları ışımayla emisyon seviyesi çok daha yüksektir [1].

## 2. Deneysel Çalışma

Elektronik cihazlardan yayılan elektromanyetik girişim emisyonlarının kökeninde baskı devre üzerinde dolaşan fark modu akımlarının ve baskı devreye bağlı kabloları süren ortak mod akımlarının olduğu bilinmektedir. Ancak bu bilginin kapsamlı elektromanyetik teori bilgisi bulunmayan öğrencilere veya tasarım mühendislerine aktarılmasında sorunlar yaşanmaktadır. Bu sorunu aşmak maksadıyla bir eğitim kiti geliştirilmiştir. Bu eğitim kiti aynı işlev ve elektriksel devre yapısına sahip dört farklı serimdeki devreden oluşmaktadır. Devre 9 V'luk bir pil ile beslenen basit bir sayısal devreden oluşmaktadır. Devrenin şematik gösterimi Şekil 2'de verilmiştir. Deneysel çalışmanın kontrollü olması için sadece 7404 tümdevresi içindeki evirici kapı ile direnç arasındaki bağlantının serimi devreden devreye farklılık göstermiştir. Devrede osilatör frekansı 20 MHz seçilmiştir. Devreden 20 MHz ve harmoniklerinde ışıma ölçülmüştür.



Şekil 2 Sayısal Devre Şematik Gösterimi

İlk devre seriminde fonksiyonel akım gidişi ve dönüş yolları birbirinden mümkün olduğu kadar uzakta tutulmuş ve baskı devre üzerinde bir halka anten yapısının oluşmasına yönelik bir devre tasarlanmıştır (Şekil 3a). İkinci devrede akım gidiş ve dönüş yolları birbirine yakın olarak çekilmiştir (Şekil 3b). Üçüncü devrede devredeki kaynak ve yük yapısı arasındaki mesafe azaltılmıştır (Şekil 3c). Dördüncü devrede ise gidiş yolu ikinci tip devreyle aynı tutulmakla beraber dönüş tüm baskı devreyi kaplayan bir toprak düzlemi üzerinden gerçekleştirilmiştir (Şekil 3d). Bu konfigürasyonlarda fark modu ışımanın daha baskın olacağı öngörülmüştür. Devreye bağlı herhangi bir kablo yoktur. Bu konfigürasyonlarda devre TÜBİTAK UEKAE ETTM Laboratuarında yansımasız odada ışımayla emisyon testine tabi tutulmuştur. Elde edilen sonuçlar farklı konfigürasyonlar için sırasıyla TB\_A1, TB\_B1, TB\_C1 ve TB\_D1 olarak etiketlenmiştir. İşımayla emisyon testinde test altındaki numunenin yerleşimi tüm ölçümlerde sabit tutulmuştur. Emisyon testi 1 m mesafeden yapılmıştır. Ölçüm yapılan frekans aralığı 30 MHz – 200 MHz'dir.

Daha sonra devrelerin akım dönüş yoluna (toprağına) 50'şer cm uzunluğunda iki adet tel bağlanmıştır. Tellerin baskı devreye giriş noktaları birbirine geometrik olarak 180 derece olacak şekilde yapılmıştır. Devreler bu konfigürasyonda yeniden ışımayla emisyon testine tabi tutulmuştur. Elde edilen sonuçlar farklı konfigürasyonlar için sırasıyla TB\_A2, TB\_B2, TB\_C2 ve TB\_D2 olarak etiketlenmiştir. Bu durumda ortak mod akım kaynaklı emisyonun etkisinin fark modu emisyonuna göre daha baskın olması öngörülmüştür.

Daha sonra baskı devreler Faraday kafesi niteliği taşıyan bakır bir kutunun içine konulmuş ve ışımayla emisyon testleri tel bağlanmış ve bağlanmamış konfigürasyonda ayrı ayrı tekrarlanmıştır. Bu konfigürasyonlar sırasıyla TB\_A3, TB\_B3, TB\_C3, TB\_D3 (tel bağlanmış) ve TB\_A4, TB\_B4, TB\_C4, TB\_D4 (tel bağlanmamış) olarak

etiketlenmiştir. Son olarak telli ve kutulu konfigürasyonda kutudan çıkışta teller feedthrough filtrelerden geçirilerek test tekrarlanmıştır. Elde edilen sonuçlar farklı konfigürasyonlar için sırasıyla TB\_A5, TB\_B5, TB\_C5 ve TB\_D5 olarak etiketlenmiştir. Böylece her bir farklı serime sahip baskı devre kartı beş ayrı konfigürasyonda teste tabi tutulmuştur.



Şekil 3 Farklı Devre Serimleri

# 3. Karşılaştırmalı Sonuçlar

İlk olarak TB\_A1, TB\_B1, TB\_C1 ve TB\_D1 kendi aralarında karşılaştırılmıştır (Şekil 4). Bu karşılaştırmada gidiş ve dönüş hatlarının biribirinden ayrılması sonucu fark modu ışımanın etkisinin arttığı görülmektedir. En yüksek ışıma TB\_A1 konfigürasyonunda elde edilmiştir. En düşük ışıma ise TB\_C1'de elde edilmiştir. Toprak düzlemi fark modu ışımasını azaltıcı yönde rol oynamıştır. İkinci olarak TB\_B1 ile TB\_B2 arasında karşılaştırma yapılmıştır. TB\_B2'deki yükselme ortak mod akımının ne kadar baskın olduğunu göstermektedir (Şekil 5). Üçüncü olarak TB\_A1 ile TB\_A4 arasında karşılaştırma yapılmıştır (Şekil 6). Cihaz ekranlamasının baskı devreden yayılan emisyonları ne kadar etkin şekilde bastırdığı bu şekilde ortaya çıkmıştır. Dördüncü olarak TB\_B2 ile TB\_D2 arasında karşılaştırma yapılmıştır (Şekil 7). Görüldüğü gibi her ne kadar ortak mod akımıların emisyonu söz konusu olsa da ortak mod akımı sürücü toprak gürültüsünün toprak düzlemi kullanımıyla düşürülmesi emisyonu 20 dB düşürülmesine yol açmıştır. Beşinci olarak TB\_A2, TB\_A3 ve TB\_A5 arasında karşılaştırma yapılmıştır. Ancak kutudan çıkışta kullanılan feedthrough filtreler vasıtasıyla gürültü filtrelemeye tabi tutulmuş ve ışıma azaltılmıştır. Altıncı olarak TB\_D2, TB\_D3 ve TB\_D5 arasında karşılaştırma yapılmıştır (Şekil 9). Görüldüğü gibi baskı devrede alınan topraklama önlemi tek başına emisyonları tamamen bastırıcı olmamaktadır. Kutudan çıkışta filtreleme kendisini bir ihtiyaç olarak hissettirmektedir.

## 4. Sonuç

Bu çalışmada devre seriminin baskı devreden oluşan ışımayla emisyona yaptığı katkı farklı serime sahip devreler kullanılarak gösterilmiştir. Bu hususun özellikle elektromanyetik uyumluluk eğitiminde vurgulanmasına yönelik bir eğitim kiti geliştirilmiştir. Ortak mod akımların baskı devreden ışımayla emisyonda oynadıkları baskın rol ortaya konmuştur. Gidiş –dönüş hatlarının birbirine yakın tutulması, topraklama, ekranlama ve filtreleme gibi önlemlerin ışımayla emisyonun azaltılmasındaki işlevleri deneysel olarak gösterilmiştir.

## Kaynaklar

[1]. Paul C., Introduction to Electromagnetic Compatibility, Wiley, Massachusetts, A.B.D., 1996



Şekil 4 TB\_A1, TB\_B1, TB\_C1 ve TB\_D1











Şekil 5 TB\_B1 ve TB\_B2



Şekil 7 TB\_B2 ve TB\_D2



Şekil 9 TB\_D2, TB\_D3 ve TB\_D5

# Ultrasonik Frekansların Yüzey Temizlemede Kullanımı ve Süreç Optimizasyonu

Cemile Tangel, Mehmet Yakut, Ali Tangel Kocaeli Üniversitesi Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü İzmit

c\_tangel@hotmail.com, myakut@kocaeli.edu.tr, atangel@kocaeli.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada ultrasonik frekansların yüzey temizliğinde kullanımı konusu ele alınmıştır. Konuyla ilgili yerli literatürde kapsamlı bir incelemeye rastlanamamıştır. Bu araştırma makalesinin amacı ultrsonik temizleme sistemleri konusuyla ilgilenmek isteyen araştırmacılara ışık tutacak bir referans kaynak oluşturabilmektir. Bu özet makalede, temel çalışma prensiplerinden başlayarak, uygulama alanları, transducer ve temizleme tankları ile yıkama sıvısı hakkında faydalı bilgiler verilmiştir. Ayrıca etkili ve verimli bir temizleme yapılabilmesi için göz önünde bulundurulması gereken noktalar bir optimizasyon problemi yaklaşımıyla ele alınmıştır. Süreç optimizasyon probleminde kritik değişkenler; çalışma frekansı, güç kontrolü ve zamanlama, temizleme tankı ve transducer fiziksel boyutları, sıvı sıcaklığı ve kullanılacak çözelti seçimi olarak belirlenmiştir.

#### 1. Giriş

Ultrason, insan kulağının duyabileceği frekans aralığının ötesinde iletilen ses dalgasıdır. Ultrasonu temizlik amacı için kullanmanın altında yatan prensip şudur. Sıvı içersinde oluşturulan yüksek frekansta (20KHz-400KHz) milyonlarca vakum enejisi içeren mikroskobik hava kabarcığının (kavitasyon) kirli yüzeylere çarparak patlaması sayesinde yağ, kireç, pas ve istenmeyen dokuların süratle yüzeyden uzaklaştırılması işlemidir [1], [2].

Basit olarak bir ultrasonik temizleyici, paslanmaz çelikten oluşan metal bir tank ve bu tankın tabanına veya yanına yapışık piezo seramik bir dönüştürücü (transducer) den oluşur. Ultrasonik dönüştürücü bir elektrik sinyali ile uyarıldığında aniden şeklini değiştirebilme özelliğine sahiptir. Elektrik sinyal jeneratörü kullanılarak yüksek frekanslı sinyaller elde edilir (20-400KHz), ve dönüştürücüler ise üzerlerine uygulanan bu sinyallerle temizleme tankı içindeki sıvıda basıncı artırılmış ve azaltılmış dalgalar meydana getirirler. Şekil 1.a da bu durum görülmektedir [3].



Şekil 1. a) Sıkıştırılmış ve basıncı azltılmış dalgaların ultrasonik bir frekans etkisiyle oluşumu b) Sıvı içinde kavitasyon sonucu meydana gelen patlama [3]

Sıvı yüksek basınç dalga fazında sıkıştırılmış, alçak basınç dalga fazında ise aniden bırakılmış olur. Sıvıdaki basınç azalırken mikroskobik çekirdekteki boşluklar genişler ve kritik maximum çap değerine ulaşırlar. Ardından gelecek yüksek basınçta ise bu boşluklar daraltılır ve patlatılır. Literatürde *kavitasyon* denilen bu olayda yayılan enerji çok güçlüdür fakat mikroskobik bölgelere, atomik yüzeylere dağıldığından temizlenecek parçalar için güvenlidir. Kavitasyon yalnızca sıvı içindeki yerel basıncın sıvının buhar basıncından daha düşük bir değere azaltıldığı zaman meydana gelir. Dönüştürücü tarafından meydana getirilen ultrasonik dalgaların gücünün bu şartı yerine getirecek büyüklükte olması gerekir. Kavitasyonu başlatmak için gerekli minumum güç her sıvıya gore değişiklik gösteren bir kavitasyon eşik parametresine bağlıdır. Aynı zamanda ultrasonik

temizlemenin gerçekleşebilmesi için de bu eşik değerin çok üzerinde bir güç uygulanmalıdır. Ancak, eşik değerinin üzerindeki ultrasonik enerji miktarı kavitasyon kabarcıklarının oluşumunu ve ultrasonik temizlemeyi gerçekleştirecek olan kısımdır.

Kavitasyon sırasında sıvı içinde oluşan kabarcıkların ne kadar büyüyeceği dönüştürücüye uygulanan sinyalin genliği ve frekansına bağlıdır. Patlama sonucunda kabarcıklar etrafında 5000 °C civarında bir sıcaklık etkisi oluşur. Oluşan bu patlama ve sıcaklık etkisi sıvı içindeki objelere çarpar. Tankın içinde bu kabarcıklardan her saniyede milyonlarcası meydana gelir ve tekrar yok olurlar, yani patlarlar. Bu şekilde ultrasonik temizleme işlemi gerçekleşmiş olur. Şekil 1.b de bu patlama durumunun oluşumu gösterilmiştir [3].

Özellikle erişilmesi zor olan bölgelerdeki kir ve pası hızlı bir şekilde tamamı ile temizleyebilme özelliğinden dolayı ultrasonik temizleme makineleri yıllardır endüstride ve laboratuarlarda kullanılmaktadır. 20kHz den 400 kHz e kadar uzanan bir frekans aralığında ultrasonik sistemler vardır. Hangi frekans aralığının seçileceği, ne tür bir temizlik yapılacağına ve parçanın ne kadar temizleneceğine bağlıdır. 20-40 kHz sistemler ağır işlerde kullanılır, mesela motor blokları, ağır metaller, ağır yağ pisliklerinin temizliğinde kullanılır. 40-70 kHz aralığındaki sistemler hassas makine parçalarının yüzey temizliğinde, optikte, tıp alanında ve diş hekimliğinde, kuyumculuk sektöründe parçacıkların temizlenmesinde kullanılır. 70-400kHz aralığındaki sistemler ise çok küçük boyutlu malzemelerin, disk sürücülerinin, yarı iletken teknolojisindeki hassas temizleme işlemlerinde kullanılır. Bugünkü gelişmiş sistemlerde genellikle birden fazla frekans kullanılır. Bunlara çoklu frekanslı (multi-frequency) özellikli ultrasonik temizleme sistemleri adı verilir. Aşağıdaki bölümlerde verimli bir temizleme için etkili faktörler ayrı başlıklar halinde ele alınmış olup bunların herbiri birer optimizasyon problemi olarak ele alınabilecek birer araştırma konusudur.

## 2. Ultrasonik Dönüştürücüler ve Çeşitleri

Bir ultrasonic dönüştürücü (transducer), piezo seramik bir materyaldır ve bir pulse tarafından uyarıldığında fiziksel olarak şeklini değiştirir [4], [5]. Bunun tersi de doğrudur. Yani bir ultrasonic dönüştürücüye fiziksel bir kuvvet uygulandığında bu fiziksel kuvvetin büyüklüğü ile orantılı olarak dönüştürücü bir gerilim üretir. Dönüştürücünün fiziksel kütlesi ve şekli onun rezonans noktasını belirler. Çoğu dönüştürücüler birden fazla doğal rezonans noktasına sahiptir. 40kHz lik bir dönüştürücü için ikinci rezonans noktası 68KHz veya 170 KHz olacak şekilde imal edilebilir. Burada ikinci frekansta bir güç kaybı vardır fakat bu durumun temizlemeye etkisi azdır.

Dönüştürücü 1. rezonans frekansına gelindiği zaman jeneratörün çıkış frekansı ile uyum içinde olan hızlı sıkışma ve genişleme hareketi sayesinde ultrasonik titreşimler yayar. Newton'un 2. yasasına göre (F=m.a), kütlesi büyük ve ivmesi fazla olan dönüştürücüler kütlesi küçük ve ivmesi az olanlara göre daha fazla temizleme gücü üretirler. Bir rezonans kütlesi hassas bir şekilde imal edilmiş çelik ya da paslanmaz metal bir bloktur, ve dönüştürücü yapısı ile rezonansa gelecek şekilde bir geometriye sahiptir. Bunun tek amacı dönüştürücü düzeneğine bir ağırlık ilave etmektir. Çünkü 40KHzlik bir dönüştürücü küçük boyutta ve hafiftir. 25KHzlik bir dönüştürücünün rezonans kütlesi 40 KHz lik olanın yaklaşık 6 katıdır. O zaman neden oldukça büyük bir rezonans kütlesini herhangi bir transducer düzeneğine yerleştirmeyelimki sorusu akla gelebilir. Cevap rezonans kelimesinin içinde saklıdır. Bir metal obje sadece kendi kütlesine ve geometrisine bağlı olan bir temel frekansta titreşebilir. Eğer seçilen rezonans kütlesi üzerine konacağı dönüştürücünün hem birinci hem ikinci rezonans frekansında rezonansa gelebilecek şekilde tasarlanmamışsa, dönüştürücünün hareketine zıt yönde kuvvet oluşturacağından verimliliğin düşmesine sebep olur. Bu nedenle rezonans kütlesinin tasarımında, ait olacağı dönüştürücünün çalışacağı frekans aralığı dikkate alınmak zorundadır.

Newton un 2. yasasının ikinci boyutu da ivme ile ilgilidir. Dönüştürücü daha fazla ivmeleniyorsa daha fazla kuvvet üretecektir. 170 KHzlik sistemler 40 KHzlik transducerlara göre saniyede yaklaşık 4 kat daha fazla titreşim üreteceğinden, daha fazla ivmelenecek, bunun sonucunda da daha fazla temizleme gücü üretecektir. 170kHz lik sistemlere parmak daldırıldığında şiddetli bir temas değil yumuşak bir temas hissedilir, böylece hassas metaller deformasyona (kavitasyon erezyonu) uğramadan bu sistemlerde kullanılabilir, fakat alçak frekanslı sistemlerde temas sert olur ve deformasyon olayı gözlenebilir. Temizlenecek parça tank içinde uzun zaman kalırsa *kavitasyon erozyonu* parça üzerinde etkili olur.

Bir ultrasonik sistemin gücü ve frekansı, temizlenecek parçanın özelliklerine uygun şekilde ayarlanarak zedelenme olmadan temizleme yapılabilir. Yüksek frekanslarda güç daha düzgün yayılır, ve bu da parçanın daha iyi temizlenmesine vesile olur. Ayrıca yüksek frekanslar, daha küçük kavitasyon kabarcıkları oluşturarak daha

ince parçaların temizlenmesine olanak sağlar. Aşağıdaki grafiklerde (Şekil 2.a ve Şekil 2.b) sırasıyla frekansa bağlı olarak yüzey geriliminin değişimi ile ses dalgasının yüzeye yakınlığının ilişkisi gösterilmiştir[3].



Şekil 2 a) Yüzey geriliminin çalışma frekansına göre değişimi b) Çalışma frekansına göre oluşan yüzey dalgasının yüzeye yakınlığı [3]

Piezo elektrik dönüştürücünün enerji transferi ayrı bir faktördür. Çünkü enerji tankın içindeki malzemeler tarafından absorbe edilir. Kavitasyonu devam ettirebilmek için tanka belli bir miktar enerji vermek gerekir. Eğer bu olmazsa tank hassas yüklemeli olacaktır, yani temizlemek için fazla elemanı tanka daldıramayacağız demektir. Dönüştürücünün titreşiminin en iyi şekilde tanka iletilebilmesi için dönüştürücünün diyaframı yuvarlak olmalı ve tankın tabanına yerleştirilmelidir. Bu durumda tankın içine enerjinin yayılımı daha etkili olur. Piezo elektrik transducerların orta yerinde empedans uyumu için alimünyum bir malzeme yerleştirilir (burada radyasyon diyaframına enerji transferi vardır), fakat kütlesi hala düşüktür. Bu düşük kütle tankın içine transfer edilen enerjiyi sınırlar. Piezo elektrik transducerın düşük kütlesi sebebi ile üreticiler tanklarında ince diyafram kullanmak zorundadırlar. Kalın tabaka kolay bükülemez ve rahat titreşemez, dolayısı ile orada bir geri basınca sebep olur.

## 3. Ultrasonik Temizleme Sürecinde Optimizasyon

#### 3.1 Sıvıdan Gazı Çıkarma (Degassing) Olayı ve Temizlemeye Etkisi

Her sıvı çözülmüş oksijen içerir [4]. Ultrasonik temizleyicinin iyi bir şekilde çalışabilmesi için bu çözülmüş oksijenin (veya başka gazların) çözeltiden dışarı atılması gerekir. Ultrasonik tankın temizleme gücü kabarcıkların ne kadar şiddetli patladığına bağlıdır. Eğer temizleme sıvısının içinde herhangi bir çözülmüş gaz varsa bu bölgenin basıncı düşecek ve baloncukların güçlü bir şekilde patlamasını engelleyecektir, bu da tankın temizleme gücünün azalması demektir.

Bir ultrasonik alanda degassing yüzeyden sıvı içine doğru yayılan akustik dalgaların geçişinden ortaya çıkan gaz kabarcıklarının hızlı titreşimi sırasında meydana gelir. Bunun sonuncunda yan yana gelen ve birbirine dokunan ve hatta birleşerek büyüyen kabarcıklar ortaya çıkar. Bu olay devam ederse kabarcıkların boyu gittikçe büyüyerek yerçekimine karşı gelebilecek boyuta ulaşırlar ve sıvı içinden yüzeye doğru yükselirler. Burada kavitasyon sonucu meydana gelen kabarcıklarla sıvı içinde doğal olarak meydana gelmiş olan kabarcıkları veya ultrasonik eylem sonucu meydana gelmiş olanları birbirinden ayırmak lazımdır. Kavitasyonla oluşan kabarcıkların boyutları 40 mikro metre çapından başlar ve büyür ve de ancak yüzeyde yayılan dalgalar başladığında ortaya çıkar. Ultrasonik enerji kaynağının gücü kesildiğinde de aniden dururlar. Doğal olarak meydana gelmiş (yani ultrasonik enerji olmadan da oluşabilen) hapsedilmiş hava ile diğer gazlardan dolayı oluşan kabarcıklar sıvı tankının içine dökülmüş taze sıcak su durumunda ortaya çıkar. Bunlar sıvı yüzeyinin hemen altında veya yan duvarlara yapışmış bir vaziyette duran küçük boyutlu kabarcıklar şeklindedirler. Ultrasonik eylem sonucu yani mekanik eylem sonucu harici yollarla oluşan kabarcıklar ise gaz-sıvı arayüzünde (yani yüzeyde) oluşur ve sıvı içinde yüzebilen formda olabilir ve hatta köpük oluşumuna sebep olurlar. Her durumda da kabarcıkların birleşerek büyümesi çok hızlı olur ve gözle görülür hale gelirler.

Başarılı bir degassing işleminde bir kritik faktör, kabarcıkların büyümesi, yükselmesi ve yüzeyden çıkıp gitmesi meselesidir ve aynı zamanda sıcaklık, viskozite, buhar basıncı ve yüzey tansiyonu gibi parametreler de kritik faktörler arasındadır. Bu durumda kabarcıkların yüzeye ulaşana dek kat edeceği mesafe önemli olmaktadır.

Buradaki geçiş süresine (transit time) izin verecek şekilde süreç tasarlanmalıdır. Bunu sağlamak için de peryodik olarak enerjinin kesilmesi gereklidir. Yani bu ultrasonik radyasyonlar darbeler (pulse) şeklinde üretilip uygulanmalıdır [5],[6],[7]. Meseleyi daha karmaşık hale getiren bir şey de kavitasyon olayının hem kabarcıkları dağıtma hem de birleştirmeye sebep olduğudur. Bu durumda da enerji yoğunluğunun uygun seçilmesi yani güç kontrolü gereklidir.

Darbelerin oluşumu yaygın olarak ultrasonik jeneratör devresi içinde entegre edilmiş darbe üreteci devreleri sayesinde elde edilir. Bu amaçla kaliteli olan jeneratörlerde mikro denetleyiciler kullanılmaktadır [6]. Düşük akımlı devre bölümünde darbe genişlikleri ve darbe boşlukları hassas bir biçimde ayarlanabilmekte, daha sonra bu çıkışlar kullanılarak yüksek akım ve gerilimli ultrasonik enerji pulsları üretilip kontrol edilebilmektedir. Degassing işlemi için darbe yapısı kısa süreli, küçükten başlayıp normal seviyeye kadar yükselen enerji yoğunluğu, bunu takiben de kabarcıkların yükselip yok olabilmesi için nispeten daha uzun süreli bekleme (recovery) peryodu şeklinde olmalıdır.

## 3.2 Bir Ultrasonik Tank İçin Güç Kontrolü veDoğru Güç Seviyesini Seçmek

Ultrasonik sistemlerin galon başına ortalama güç değeri 50–100 watt arasında olmalıdır. Bu ortalama bir orandır ve temizlemenin uygulama alanına göre ayarlanabilir. Gerekli gücü hesaplamak için şu formül kullanılır [4]: L x(inc). Wx(inc). (Hx - 2'') /231\*100=Ort. Watt

Ultrasonikle uğraşan şirketler ultrasonik enerji gücünü iki yolla hesaplarlar. Bunlar tepe (peak) ve ortalama değerleridir. Tepe gücü operasyona başlamak için gerekli enerjiyi sağlar. Ortalama güç ise operasyonu devam ettiren güçtür. Bütün temel hesaplamalar ortalama güç üzerindendir. Çoğu şirketler bir seçenek olarak güç yoğunluğu kontrolü sunarlar. Bu kontrol ultrasonik gücü azaltarak güç eğrisi üzerinde gücü istenen bir düzeyde sabit tutmaya çalışır. Enerji %50'nin altındaysa dönüştürücüyü aktive edebilecek yeterli enerji olmaz; örneğin 100 wattlık ultrasonik bir tankta güç 50 wattla 100 watt arasında ayarlanabilir [4]. Eğer hassas parçalar temizleniyorsa kavite erezyonu engellenmesi açısından, veya ultrasonik kaplama işinde kullanılırsa ya da diğer kimyasal uygulamalarda güç kontrolü önemli bir seçenektir. Bazı jenaratörlerde anahtarlama vardır ve bunlar ultrasonic dönüştürücüye giden dalgaları keserek yarım dalga halinde gönderir. Böylece gazın çözelti içinden çok daha hızlıca çıkmasına (degas) izin verilmiş olunur [4].

## 3.3 Temizleme Tankları ve Yüklenmeleri

Ultrasonik tanklar Şekil 3 de görüldüğü gibi genellikle dikdörtgen şeklinde olurlar ve herhangi bir büyüklükte imal edilebilirler [4]. Bunlar genellikle 316L paslanmaz çelikten imal edilirler. Temizlenecek alan inç<sup>2</sup> olarak ölçüldüğünde bu, inç<sup>3</sup> olarak ölçülen tankın hacminden büyük olmamalıdır. Tankın hacimsel olarak her bir galonunun temizleme kapasitesi 230 inç<sup>2</sup> dir. Tankın büyüklüğü öyle bir ölçüde olmalıdırki, sepet yüklendiği zaman sepet sıvı yüzeyinden en az 1.5 inç aşağıda, tabandan da 2 inç yukarda olmalıdır.



Şekil 3. Örnek bir temizleme tankı ve jeneratörü [4]

Temizlenecek parçalar asla tankın dibine konulmamalıdır, önce özel yapılmış bir sepet içersine dizilmelidir. Bu sepet de paslanmaz çelikten olmalıdır. Plastik gibi yumuşak malzemeler enerjiyi absorbe eder. Eğer parça çok kolay çizilebilen veya hasara uğrayabilecek yapıda ise o zaman teflon gibi malzemelerden kaplamalı sepetler veya parça dizme düzenekleri kullanılır. Yerleştirme işlemi tek bir katman halinde olmalıdır. Bu, temizleyici sıvının daha kolay sirkulasyon yapmasına ve enerjinin kirli bölgeye hemen ulaşmasına sebep olur. Parçaları tanktaki sıvıdan çıkarırken de tek katman yerleştirmenin avantajları vardır.

### 3.4 Ultrasonik Temizlemede Sıvı ve Çözeltiler

Temizleme uygulamalarında kullanılacak olan sıvının statik koşulları ve akış karateristiği ultrasonik alan şiddetini karakterize eden duran dalga örüntüsü oluşumu ile ilişkili olup bu şartlar altında kavitasyon şiddeti maximize edilebilir. Modern ultrasonik temizleme amaçlı çözeltiler çeşitli deterjanlardan, sıvı yüzey gerilimini azaltan maddelerden ve diğer aktiviteyi artırıcı maddelerden oluşur. Çözeltinin amacı pislik ile parça arasındaki bağı koparmaktır. Suyun tek başına temizleme özelliği yoktur. Ultrasonik aktivitenin (kavitasyon) birinci amacı çözeltiye bu işi yapmakta yardımcı olmaktır. Bir ultrasonik çözelti içinde temizleme işlemini optimize etmek için çeşitli maddeler vardır. Mesela; sıvı yüzey gerilimini düşürmek kavite seviyesini artırır. Ultrasonik çözelti sıvı yüzey gerilimini düşürücü maddeler içerir.

İyonizeden arındırılmış yani saf su kullanımı kaliteli bir temizlik için tavsiye edilir. Bu, suyun içinde bulunan pek çok mineral ve çözülmüş iyondan suyun temizlenmesi demektir. Arıtılmış su parçanın üzerinde hiçbir artık bırakmaz, böylece parça kuruduktan sonra üzerinde leke olmaz. Deterjan ya da diğer temizlik maddeleri arıtılmış su ile daha iyi bir çözelti oluşturur. Temizleme kalitesi artar ve deterjan ziyan olmadan maksimum verimlilikte kullanılır. Efektif bir temizleme için ayrıca sıvının düzenli olarak devam eden arındırma işlemine tabi tutulması da önemli bir konudur. Mesela her dakikada bir tankın hacminin %50 sinin filtreden geçirilmesi daha iyi bir performans için gereklidir [4]. Filtre edilen sıvı uygun bir şekilde tankın içine aktarıldığı zaman çok az ya da hiç kavitasyon kaybı olmayacaktır. Aslında homojen bir temizlemeye bu sistem kullanılarak ulaşılabilir.

Çözeltinin sıcaklığı temizlemenin verimliliğini etkileyen faktörlerden birisidir. Genel olarak yüksek sıcaklıkta daha fazla kavitasyon oluşumu ve efektif temizleme gerçekleşir. Çoğu deterjanlar yüksek ısılar için üretilmiştir. Eğer damıtılmış su kullanılırsa bu yüksek ısıda düşük ısıya göre çok daha etkili olur. Özel parçalar mesela yağ ya da pislikler sıcak sıvıda daha çabuk çözülürler. Degas olayı da daha çabuk gerçekleşir. Bununla birlikte eğer sıcaklık sıvının kaynama noktasına çok yaklaşırsa sıvı ses dalgalarının düşük basınç meydana getirdiği bölgelerde kaynamaya başlayacaktır. Bu durum o bölgede kavitasyonu azaltır veya tamamen yok edebilir. Su için kavitasyon oluşumu açısından en tavsiye edilebilir sıcaklık 70 °C (180°F) civarıdır. Diğer taraftan verimliliği artırsın diye kullanılan deterjan gibi kimyasalların da en etkili olduğu sıcaklık göz önüne alınırsa bu değer 82°C (180°F) ye çıkabilir. Çözücüler kullanıldıkları sıvının kaynama noktasının yaklaşık 6 °C aşağısında kullanılırsa daha faydalı olurlar [2].

Tehlikeli olmalarına rağmen yanıcı çözücüler bazı özel amaçlar için gereklidirler [4]. Bu tür çözelti kullanan tankların yapısı, transducerin üzerlerine monte şekli özeldir. Sistemde elektriksel bir kıvılcım ihtimali minimuma indirilecek şekilde her türlü önlem tankın ve sistemin tasarımı sırasında göz önüne alınmalıdır. Çoğu yanıcı çözücüler çok düşük yoğunlukta olduklarından, ultrasonik enerjiyle tetiklendiklerinde sıvı yüzeyinde hava ile de temas halinde oldukları için patlama meydana gelme ihtimali yüksektir. Bu nedenle tanklar paslanmaz çelikten yapılmış muhafazalı bir yapı içine monte edilmelidirler. Jeneratörleri de ayrı bir yerde olmalıdır.

## Teşekkür

Bu çalışma Sanayi ve Ticaret bakanlığı ve Everest Elektromekanik San. Tic. Ltd. Şti. tarafından desteklenen 126.STZ.2007-2 sayılı SANTEZ projesinin birinci çalışma raporu özetidir. Yazarlar ilgili kurum ve kuruluşlara desteklerinden dolayı teşekkür eder.

## Kaynaklar

[1] <u>http://www.natclo.com/dp/ultra.html</u>

[2] http://www.bluewaveinc.com/reprint.htm

[3] http://www.bransoncleaning.com/ultrasonic\_technology.asp

[4] http://www.tmasc.com/ultrasonic\_cleaning\_process.htm

[5] Fabijanski, P., Lagoda, R., "Series resonant converter with sandwich-type piezoelectric ceramic

transducers", Proceedings of The IEEE International Conference on Industrial Technology, 1996, s. 252 – 256 [6] Buasri, C. Jangwanitlert, A., "Comparison of switching strategies for an ultrasonic cleaner", 5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2008. s. 1005 – 1008, 2008.

[7] Ishikawa, J. Mizutani, Y. Suzuki, T. Ikeda, H. Yoshida, H. "High-frequency drive-power and frequency control for ultrasonic transducer operating at 3 MHz", *Industry Applications Conference, 1997. 32. IAS Annual Meeting, IAS '97.,vol.2, s.* 900 – 905, 1997.

# Sabit Yoğunluklu Bir Ortamdaki Akustik Basınç Alanlarının Zaman Uzayında Kapalı-Form İfadeleri

Fatih Dikmen, H. Arda Ülkü, A. Arif Ergin Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü Kocaeli

dikmen@gyte.edu.tr, haulku@gyte.edu.tr, aergin@gyte.edu.tr

Özet: Bu çalışmada darbe ile uyarılmış parçalı tanımlı sürekli tetrahedron temel fonksiyonlarından dolayı oluşan gecikmeli basınç alanlarının sabit yoğunluklu bir ortamdaki zaman örneklerinin elde edilmesinde yeni bir analitik yaklaşım sunulacaktır. Yaklaşım, ele alınan temel fonksiyonların temsil ettiği skaler alanların zaman bağımlılığına ilişkin herhangi bir varsayım yapmadan doğrudan zaman uzayında formüle edilmiştir. Alanın, merkezi gözlem noktası olan ve c, ortamdaki ses hızı olmak üzere, R=ct yarıçaplı küre ile tetrahedral temel elemanın kesişimi sonucu oluşan küresel yüzey parçası ile ilişkili olduğu gösterilmiştir., Detaylı olarak, basınç alanları R'ye göre değişen küresel alan parçalarının değişimi olarak ifade edilebilir. Ayrıca temel fonksiyon olan tetrahedral eleman ile R yarıçaplı kürenin kesişiminin belirlenmesi için analitik ifade sunulmuştur. Elde edilen zaman uzayı formüllerinin doğrulaması frekans uzayında nümerik integrasyon ile elde edilen ve zaman uzayına dönüştürülen veriler ile yapılmıştır.

#### 1. Giriş

Zamanda adımlama yöntemi (ZAY) geniş bant dalga yayılma ve saçılmasını incelemede kullanılan güçlü bir zaman uzayı yöntemidir[1]. Bu yöntemde, ilk adım bilinmeyen skaler alanı ele alınan cisim ile etkileşirken uzamsal temel fonksiyonlar  $f_n(\mathbf{r})$  aracılığı ile ayrıklaştırmaktır.  $I_n(t)$  *n* inci uzamsal temel fonksiyona karşı gelen zamana bağımlı katsayı olacak biçimde tek tabaka potansiyeli  $\Psi(\mathbf{r},t)$  herhangi bir noktada şöyle yazılabilir:

$$\Psi (\mathbf{r},t) = -\partial_t^{-1} \frac{1}{4\pi b_0} \sum_n I_n(t) \int_V f_n(\mathbf{r}') * \frac{\delta(t-R/c)}{R} dV'$$
(1)

Burada  $R=|\mathbf{r}\cdot\mathbf{r}'|$ , *c* integrasyonun yapıldığı ortamda sesin hızı ve \* zamansal konvolusyonu gösterir. (1)'de,  $b_0$  geri plandaki ortamın sıkıştırılabilirliği ve  $\partial^{-l}_t$  zamana göre integrasyonu belirtmektedir. Ele alınan durumda bu temel fonksiyonları aşağıdaki şekilde gösterilen biçimde tetrahedron hacmi üzerinden tanımlanır (Şekil 1):

$$f_n(\mathbf{r}) = 1; \quad \mathbf{r} \in V, \qquad f_n(\mathbf{r}) = 0; \quad di g er \ yerler de \ .$$

$$\tag{2}$$

Burada (2) de (1)'nin sabit yoğunluklu bir ortamda yazıldığı durumda ele alınmaktadır.

(1)'deki hacim integrali ZAY algoritması uygulamalarında kullanılabilecek biçimde kapalı formda türetilecektir. Bu integral, açılım katsayıları  $I_n(t)$ 'den bağımsız olduğu için, sonuçlar bilinmeyen fonksiyonun zaman bağımlılığına ön koşul koymamaktadır. Basitçe, (2) (1)'de yerine yazılır ve aşağıdaki ifadenin kapalı form ve kesin ifadesinin bulunması için düzenlenir:

$$H(t) = \int_{V} \delta(t - R/c) R^{-1} dV'$$
(3)

(1) ile ifade edilen probleme dair integral denklem ZAY ile ele alınırken kararsızlıklar öngörülebilir[2]. (3)'ü kapalı bir biçimde ifade ederek, ZAY matris elemanlarının alışılagelen sayısal yöntemlerden daha kesin hesaplanması sayesinde ZAY çözümlerinin kararlılık ve kesinliğine katkı yapılması beklenmektedir.

#### 2. H(t)'nin bulunması

Bu bölümde H(t)'nin kapalı form ifadesinin çıkarılması anlatılacaktır. [3]'te, H(t)'nin frekans uzayı karşılığı, keyfi bir tetrahedral hacim V içindeki düzgün yük dağılımı olarak anılmıştır. Dolayısıyla, H(t) homojen, isotropik, ve dispersif olmayan bir ortamda sese neden olan V içinde geçici darbenin yol açtığı bir basınç dağılımına karşı gelir. Dolayısıyla keyfi bir **r** konumunda zamana bağlı bir basınç dağılımına dair skaler potansiyel zamana bağlı basınç değişiminin (3)'te verilen H(t) ile konvolüsyonu olarak tanımlanabilir. H(t)'yi değerlemek için şu ifadenin geçerli olduğunu fark etmek önemlidir[4][5]:

$$H(t) = t^{-1} \int_{V} \delta(ct - R) dV'$$
<sup>(4)</sup>

(4) integralini değerlemek için merkezi gözlem noktası **r**'de olan (R,  $\theta$ ,  $\phi$ ) küresel koordinatlarını göz önünde bulundurmak gerekir (Şekil 1). Buna göre aşağıdaki ifade elde edilir:

$$H(t) = t^{-1} \int_{V} \delta(ct - R) R^{2} \sin \theta d\theta d\phi dR$$
(5)

Bu sayede görülür ki integral iki hacmin kesişimi sonucu oluşan bir küresel alan parçasına bağlıdır:  $V_n$  ve *t*parametrik ct = R hacmi. Bu bağlamda H(t) fonksiyonu tetrahedron  $V_n$ 'in radyal yön R boyunca küresel Radon dönüşümüdür.  $V_n$ 'in yönelimine, gözlem noktasının konumuna ve *t*'nin değerlerine bağlı olarak, iki hacmin kesişimi birden fazla alan parçasının ortaya çıkmasına neden olabilir. Bu bölümdeki türetmelerin basitliği açısından sadece Şekil 1'deki alan parçasının oluştuğu kesişim kullanılacaktır. (5)'deki integrasyonun sınırları dikkate alınarak, (5)'deki integrandın R'den bağımsız olduğunu göz önüne aldığımızda, iç integral

$$\Omega(R) = \int_{\theta_{alst}(R)}^{\theta_{alst}(R)\phi_{alst}(\theta)} \sin\theta d\theta d\phi$$
(6)

olur.  $\Omega(R)$  **R**<sub>1</sub>, **R**<sub>2</sub>, **R**<sub>3</sub> vektörlerinin (Şekil 1)  $V_n$  içinde belirlediği katı açıdır. Kalan dış integral için sınırlar göz önüne alındığında şu yazılabilir:

$$H(t) = t^{-1} \int_{R_{alt}}^{R_{blat}} \Omega(R) R^2 \delta(ct - R) dR$$
(7)

Buna göre,

$$H(t) = c^2 t \Omega(t), R_{\min} < ct < R_{max}; \quad H(t) = 0, \quad di ger \, durum lar \tag{8}$$

biçiminde yazılabilir. *c* bir sabit olduğu için  $\Omega(t) \Omega(ct)$  yi kastetmektedir. R<sub>min</sub> (R<sub>max</sub>) tetrahedronun gözlem noktasına en yakın (en uzak) mesafesidir. (8) zaman bağımlı skaler potansiyelin kesin kapalı form ifadesidir. Bu ifadede belirlenmesi gereken ifade katı açı  $\Omega(t)$ 'dır.

#### 3. $\Omega(R)$ 'nin analitik değerlenmesi

 $\Omega(R)$  yı değerlemek için Şekil 1'den  $\mathbf{R}_1$ ,  $\mathbf{R}_2$ ,  $\mathbf{R}_3$  vektörleri belirlenmelidir. Sonrasında [6]'dan iyi bilindiği gibi,

$$\Omega(R) = 2 \tan^{-1} \left( \frac{\mathbf{R}_1 \left[ \mathbf{R}_2 \times \mathbf{R}_3 \right]}{|\mathbf{R}_1||\mathbf{R}_2||\mathbf{R}_3| + [\mathbf{R}_1 \ \mathbf{R}_2] |\mathbf{R}_3| + [\mathbf{R}_1 \ \mathbf{R}_3] |\mathbf{R}_2| + [\mathbf{R}_2 \ \mathbf{R}_3] |\mathbf{R}_1|} \right)$$
(9)

" " nokta çarpım ve "×" vektör çarpım ve  $R=|\mathbf{R}_1|=|\mathbf{R}_2|=|\mathbf{R}_3|$  olmak üzere elde olunur. Ancak  $V_n$  için muhtemel diğer durumlarda kesişim noktalarının 3'den fazla olacaktır ve bu uygun büyüklüklerin uygun toplanmasını gerektirir. Buna göre  $\xi_i$ , i=1,2,3,4 **r**'nin  $V_n$  tetrahedron hacmi için hacim koordinatlarını gösterecek olursa, bu tanımlamalar ile  $\Omega(R)$ 



Şekil 1 V tetrahedronu ile merkezi r'deki gözlem noktasında yer alan kürenin kesişim mekanizması.



Şekil 2 Yeni algoritma (T) ve Frekans uzayındaki veriler ile (F) H(t)'nin hesaplanması. Koordinatlar(x,y,x): Gözlem Noktası (5.0, 0.0, 1.0), Tetrahedron Köşeleri (10.0,0.0,1.0), (15.0,-5.0,1.0), (15.0,5.0,1.0), (15.0,0.0,3.0).

$$\Omega(R) = \sum_{i=1}^{4} \operatorname{sgn}(\xi_i) \,\Omega_i(R)$$
(10)

 $sgn(\xi_i)$  aşağıdaki tanımı ile elde olacaktır.

$$\operatorname{sgn}(\xi) = \begin{cases} -1 & \xi < 0\\ 1 & \xi \ge 0 \end{cases}$$
(11)

 $\Omega_i(R)$  burada **r** noktası ve *i* inci tetrahedron yüzü için küresel alan fonksiyonudur. Diğer bir deyişle, gözlem noktasına merkezli kürenin  $V_n$  tetrahedronunun yüzlerinin her biri ile yaptığı katı açıların uygun hacim koordinatının gerektirdiği işaret ile katkı yaptığı bir ifade  $\Omega(R)$  'yi oluşturur

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada darbe ile uyarılmış parçalı tanımlı sürekli tetrahedron temel fonksiyonlarından dolayı oluşan gecikmeli basınç alanlarının sabit yoğunluklu bir ortamdaki zaman örneklerinin elde edilmesinde yeni bir analitik yaklaşım sunulmuştur. Temel fonksiyon olan tetrahedral eleman ile R yarıçaplı kürenin kesişiminin belirlenmesi için analitik ifade sunulmuştur. Elde edilen zaman uzayı formüllerinin doğrulaması frekans uzayında nümerik integrasyon ile elde edilen ve zaman uzayına dönüştürülen veriler ile yapılmıştır(**Şekil 2**)

## Kaynakça

- A.A. Ergin, B. Shanker ve E. Michielssen, "Analysis of transient wave scattering from rigid bodies using a Burton-Miller approach," the Journal of the Acoustical Society of America, vol. 106, no. 5, pp. 2396-2404, November 1999.
- [2] Manara, G., Monorchio, A., and Reggiannini, R., "A Space-Time Discretization Criterion for a Stable Time-Marching Solution of the Electric Field Integral Equation," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Special Issue on Advanced Numerical Techniques in Electromagnetics, 45(3), 527-532, 1997.
- [3] D. R. Wilton, S. M. Rao, A. W. Glisson, D. H. Schaubert, O. M. Al-Bundak, and C.M. Butler, "Potential integrals for uniform and linear source distribution on polygonal and polyhedral domains," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.AP-32, pp. 276-281, Mar. 1984.
- [4] A. C. Yücel and A. A. Ergin, "Exact evaluation of retarded-time potential integrals for the RWG bases," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 5, pp. 1496–1502, May 2006.
- [5] H. A. Ülkü ve A. A. Ergin, "Analytical Evaluation of Transient Magnetic Fields Due to RWG Current Bases," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 12, s. 3565–3575, Aralık 2007.
  [6] Van Oosterom, A. and J. Strackee, "The Solid Angle of a Plane Triangle." *IEEE Trans. Biom. Eng., Vol.*
- [6] Van Oosterom, A. and J. Strackee, "The Solid Angle of a Plane Triangle." IEEE Trans. Biom. Eng., Vol BME-30, No. 2, 1983, pp. 125-126

# Zaman Uzayında Gecikmeli Potansiyellerin Analitik İfadesinin İntegral Denklemlerin Zamanda Adımlama Yöntemi ile Çözümüne Uygulanması

H. Arda Ülkü, A. Arif Ergin Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü Istanbul Cad. No: 101, 41400 Gebze, Kocaeli. haulku@gyte.edu.tr, aergin@gyte.edu.tr

Özet: Zamanda adımlama yöntemi (ZAY), en çok kullanılan zaman uzayı çözüm tekniklerinden biridir. Rao-Wilton-Glisson (RWG) fonksiyonları ise mükemmel iletken yüzeyindeki akım yoğunluğunu modellemek için sıklıkla kullanılan fonksiyonlardır. Ancak çoğu durumda zaman uzayı integral denklemlerin ZAY ile çözümü kararsız sonuç vermektedir. Kararsız sonuç elde edilmesinin nedenlerinden biri ZAY matris elemanlarının tam doğrulukta hesaplanamamasıdır. Bu çalışmada ZAY matris elemanlarının hesaplanmasında manyetik alanın analitik ifadesinin kullanılması anlatılmıştır. Analitik formüllerin kullanılması ile matris elemanlarındaki hata azaltılmış ve daha verimli ve kararlı sonuçlar elde edilmiştir.

## 1. Giriş

Zamanda adımlama yönteminde (ZAY), yüzey akım yoğunluğunu modellemek için Rao-Wilton-Glisson (RWG) temel fonksiyonları sıklıkla kullanılmaktadır [1]. RWG akım yoğunluklarının oluşturdukları, gecikmeli potansiyellerin analitik olarak belirlenmesi [2]'de ve bu potansiyeller aracılığı ile manyetik alanın analitik ifadesi [3]'te geliştirilmiştir. Ancak, geliştirilen bu formüllerin ZAY algoritmasına uygulaması henüz gösterilmemiştir. Bu çalışmada, geliştirilen analitik formüllerin manyetik alan integral denkleminin (MAİD) ZAY ile çözümüne uygulanması gösterilmiş ve çözüm algoritması anlatılmıştır. MAİD için anlatılan çözüm algoritması, elektrik alan integral denkleminin (EAİD) çözümü için de kullanılabilir. Ayrıca, sunulan algoritmanın avantajları ve zayıf noktalarına değinilmiştir.

#### 2. MAİD için ZAY Algoritması

ZAY'da bilinmeyen akım yoğunluğu  $J(\mathbf{r},t)$  aşağıdaki gibi ayrıklaştırılabilir:

$$\mathbf{J}(\mathbf{r},t) = \sum_{i} \sum_{n} I_{n,i} T_i(t) \mathbf{f}_n(\mathbf{r}) , \qquad (1)$$

burada  $\mathbf{f}_n(\mathbf{r})$ , *n*. uzaysal temel fonksiyonu,  $T_i(t)$ , *i*. zamansal temel fonksiyonu ve  $I_{n,i}$  ise bu temel fonksiyonlara ilişkin bilinmeyen katsayıyı belirtmektedir.

MAİD'i çözmek için kullanılan geleneksel ZAY algoritmasında integrallerin değerlendirme sırası

$$Z_{mn,ji} = \frac{1}{2} \int_{S_m} \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{f}_n(\mathbf{r}) T_i(t_j) d\mathbf{r}$$
  
$$- \int_{S_m} \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{n}} \times \int_{S_n} \nabla \times \left[ \mathbf{f}_n(\mathbf{r}') T_i(t) * \frac{\delta(t - R/c)}{4\pi R} \right]_{t=t_j} d\mathbf{r}' d\mathbf{r}$$
(2)

şeklindedir. Burada  $\mathbf{f}_m(\mathbf{r})$ , *m.* test fonksiyonunu,  $\hat{\mathbf{n}}$  *m.* test fonksiyonuna ilişkin normal birim vektörü ve \* zamana göre konvolüsyon işlemini belirtmektedir. Denklem (2)'de integraller soldan sağa doğru belirlenir: ilk olarak zamana göre konvolüsyon integrali analitik olarak belirlenir, bunun ardından diğer integraller nümerik olarak hesaplanır. [3]'te geliştirilen formülleri ZAY algoritmasında kullanmak için integrallerin değerlendirme sırası aşağıdaki gibi değiştirilebilir:

$$Z_{mn,ji} = \frac{1}{2} \int_{S_m} \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{f}_n(\mathbf{r}) T_i(t_j) d\mathbf{r} - \int_{S_m} \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \cdot \hat{\mathbf{n}} \times [T_i(t) * \mathbf{H}_n(\mathbf{r}, t)]_{t=t_j} d\mathbf{r} ,$$
(3)

burada,

$$\mathbf{H}_{n}(\mathbf{r},t) = \int_{S_{n}} \nabla \times \left[ \mathbf{f}_{n}(\mathbf{r}') \frac{\delta(t-R/c)}{4\pi R} \right] d\mathbf{r}' , \qquad (4)$$

ve  $\mathbf{H}_n(\mathbf{r},t)$ 'nin analitik ifadesi [3]'te verilmiştir. Ayrıca zamana göre temel fonksiyonlar parçalı tanımlı polinom fonksiyonlar ise denklem (3)'te köşeli parantez içerisindeki ifade analitik olarak belirlenebilir. Böylece hem temel fonksiyon üzerinden olan integral hem de zamana göre konvolüsyon integrali analitik olarak belirlenmiş olur. Zamana göre temel fonksiyonlar lineer olarak seçildiğinde konvolüsyon için gerekli olan temel integraller [3]'te verilmiştir. Yüksek dereceli polinomlar için formüller kısmi integrasyon ile türetilebilir. Son olarak, test integrali standart ZAY algoritmasındaki gibi nümerik olarak hesaplanır.

Önerilen algoritma ile denklem (3)'te köşeli parantez içerisindeki ifade,  $S_n$  üzerinden nümerik integral hesaplanması yerine analitik olarak belirlenmiştir.

EAİD için ZAY algoritması, tam olarak MAİD için izlenen yol ile geliştirilebilir. Ancak, EAİD için gerekli zamana göre konvolüsyon integralleri [3]'te verilen integrallerden farklılaşmaktadır. Yine de gerekli integral ifadeleri benzer yolla kolayca belirlenebilir.

#### 3. Nümerik Sonuçlar

[2] ve [3]'te belirtildiği gibi, analitik ifadelerin kullanımıyla ZAY matris elemanlarındaki nümerik hatanın azaltılması sonuçların kararlılığını arttıracağı ve matris doldurma zamanına katkıda bulunacağı düşünülmektedir. Bu bölümde, önerilen algoritmanın kararlılığını ve verimini incelemek için MAİD'in önerilen ve standart algoritmalar ile çözümlerini içeren iki örnek sunulmuştur. Bu örneklerde, zamana göre temel fonksiyonlar, [4] ve [5]'te sırasıyla verilen, parçalı tanımlı lineer veya parçalı tanımlı ikinci dereceden polinomlar olarak seçilmiştir. Örneklerde gelen alan ifadesi, denklem (5) ile verilen modüle edilmiş Gauss darbesi seçilmiştir.

$$\mathbf{H}^{i}(\mathbf{r},t) = (\hat{\mathbf{k}} \times \hat{\mathbf{p}}) \cos \left[ 2\pi f_{0}(t - \mathbf{r} \cdot \hat{\mathbf{k}}/c) \right] e^{-\frac{(t - t_{p} - \mathbf{r} \cdot \hat{\mathbf{k}}/c)^{2}}{2\sigma^{2}}}$$
(5)

Burada,  $f_0$  gelen alanın merkez frekansı,  $\hat{\mathbf{k}}$  yayılma yönü ve  $\hat{\mathbf{p}}$  polarizasyonudur.  $\sigma = 6/(2\pi f_{bw})$ ,  $t_p = 3.5\sigma$  olarak seçilmiştir.  $f_{bw}$  ise gelen alanın bant genişliği olarak adlandırılacaktır. Örneklerde, nümerik integrallerin hesaplanmasında üçgen için tanımlı 7-noktalı Gauss integral kuralı kullanılmıştır.

İlk örnekte, 2976 RWG temel fonksiyonu ile modellenmiş 1 m yarıçaplı küre incelenmiştir. Gelen alanın özellikleri,  $f_0 = 200$  MHz,  $f_{bw} = 150$  MHz,  $\hat{\mathbf{k}} = -\hat{\mathbf{z}}$  ve  $\hat{\mathbf{p}} = \hat{\mathbf{x}}$  olarak seçilmiştir. Bu koşullar altında üçgenlerin en uzun kenarı,  $\lambda$  minimum dalga boyu olmak üzere, yaklaşık  $0.2\lambda$ 'dır. Geliştirilen metodun verimliliğini incelemek için, bir matris elemanının zaman değerleri, geliştirilen metot ile ve geleneksel metot ile üretilmiştir. Geleneksel metodun verimini arttırmak için,  $S_n$  üzerinden olan nümerik integrasyon fazla örnek sayısı kullanılarak hesaplanmıştır. Şekil 1'de görüldüğü gibi, örnek nokta sayısı arttıkça, seçilen matris elemanının değerleri, analitik integrasyon ile elde edilen değerlere yakınsamaktadır. Ayrıca, Tablo 1'de lineer parçalı tanımlı zaman temel fonksiyonu için matris doldurma zamanları verilmiştir. İkinci dereceden fonksiyonlar için matris doldurma zamanları Tablo 1'de verilen değerler ile neredeyse aynıdır. Tablo 1'de görüldüğü gibi, 7 nokta ile hesaplanan integralı hızlı sonuç vermektedir. Buna karşın, Şekil 1'de görüldüğü gibi 7 nokta ile hesaplanan integralın hatası oldukça fazladır. 112 noktada hesaplanan integralin sonucu analitik sonuç ile neredeyse aynıdır. Bu durumda ise matris doldurma zamanı analitik integrasyonu neredeyse iki katıdır.



Tablo 1. Matris doldurma zamanı (dakika).



İkinci örnekte, 1152 RWG fonksiyonu ile modellenmiş, boyutları 1 m x 1 m x 1 m olan küp incelenmiştir. Bu örnekte, gelen alanın özellikleri  $f_0 = 100$  MHz,  $f_{bw} = 40$  MHz,  $\hat{\mathbf{k}} = -\hat{\mathbf{z}}$  ve  $\hat{\mathbf{p}} = \hat{\mathbf{x}}$  olarak seçilmiştir. Bu durumda gelen alanın frekans bandı, saçıcının hiçbir rezonans frekansını içermemektedir. Şekil 2'de, MAİD'in ZAY ile çözümünden elde edilmiş olan bir RWG fonksiyonu üzerinde gözlenen akım verilmiştir. Bu çalışmada önerilen algoritma ile akım yoğunluğunun hem lineer hem de ikinci dereceden zaman temel fonksiyonları için daha kararlı olduğu görülebilir. Ek olarak, gelen dalganın frekans bandı, saçının rezonans frekansını içeriyorsa, hem geleneksel metot hem de önerilen algoritma salınan sonuçlar vermektedir. Bu problem MAİD ve EAİD'in birlikte kullanıldığı birleşik alan yaklaşımı ile çözülebilir.



Şekil 2. Birim küp üzerindeki akımın kararlılığı.

#### 4. Sonuçlar

Nümerik sonuçlardan da görüldüğü gibi, RWG temel fonksiyonlarından dolayı oluşan potansiyellerin ve alanların analitik hesaplanması, daha verimli ve kararlı ZAY çözümü sağlamaktadır. Ayrıca önerilen algoritma ile nümerik integrasyon sayısı azaltılmıştır. Sadece test integralleri nümerik olarak hesaplanmaktadır.

#### Kaynaklar

[1]. S. M. Rao, D. R. Wilton, ve A. W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.30, no. 3, s. 408-418, Mayıs 1982.

[2]. A. C. Yücel ve A. A. Ergin, "Exact evaluation of retarded-time potential integrals for the RWG bases," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 5, s. 1496–1502, Mayıs 2006.

[3]. H. A. Ülkü ve A. A. Ergin, "Analytical Evaluation of Transient Magnetic Fields Due to RWG Current Bases," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 12, s. 3565–3575, Aralık 2007.

[4]. S. M. Rao ve D. R. Wilton, "Transient Scattering by Conducting Surfaces of Arbitrary Shape," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 39, s. 56-61, Ocak 1982.

[5]. G. Manara, A. Monorchio ve R. Reggiannini, "A Space-Time Discretization Criterion for a Stable Time-Marching Solution of the Electric Field Integral Equation," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 45, s. 527-532, Mart 1997.

# ERCİYES ÜNİVERSİTESİ RADYO DİZGE TELESKOPLARI YAZILIM TASARIMI

# Mikail SARIKAYA<sup>1</sup> ve İbrahim KÜÇÜK<sup>1, 2</sup>

<sup>1</sup>Erciyes Üniversitesi, Astronomi ve Uzay Bilimleri Bölümü,Talas Yolu, 38039, Kayseri, asterpanic@gmail.com <sup>2</sup> kucuk@erciyes.edu.tr

Özet: Bu bildiride, Erciyes Üniversitesi Radyo Astronomi Gözlemevi (ERAG) radyo teleskop dizgesi için tasarlanmış, mekanik duyarlılığın en iyi şekilde sağlanabileceği teleskop takip sistemi kurulumu ve tekniği anlatılmaktadır. Takip sistemi iyi bir mekanik hareket sisteminin yanında bunu kontrol edebilecek bilgisayar yazılımı gerektirir. Bir radyo teleskopta bilgisayar yazılımı ile mekanik sistem bir bütünlük arz eder; ikisi birbiri ile senkronize çalışır. Bu yüzden program her teleskop için yeniden düzenlenmelidir. Tasarlanmakta olan yazılım ile teleskopların denetlenmesi ve kontrolü sağlanacaktır. Program Visual Basic dilinde yazılmakta olup, bilgisayarın paralel portundan, teleskoplarla ana kumanda merkezi (ERAG) arasındaki bağlantıda veri kaybını en aza indirmek için radyo frekans (RF) alıcı-verici'leri kullanılacaktır. Sinyallerin karışmasını önlemek için şifreleme yapılacaktır. Bağlantı uçlarına eklenecek olan Çevresel Arabirimleri Denetleme Elemanı (PIC) entegreli devrelerle komutlar yorumlatılarak, teleskopların senkronize çalıştırılmaları sağlanacaktır. Böylece altı teleskopun tümü ile yada istenilen teleskoplarla gökyüzü taranabilecek yada sabit gözlemler yapılabilecektir.

Anahtar Kelimeler: Radyo Astronomi, Radyo Teleskoplar, Radyo Dizge.

## 1. GİRİŞ

Radyo teleskoplarla yapılan gözlemlerin daha verimli olması için radyo teleskoplarımızın sinyal ölçümlerindeki hassasiyetini artırmamız gerekmektedir. Böyle bir ölçüm yapmak için teleskopun yön diyagramı ve yüzey pürüzlülüğünün iyi olması gerektiği gibi antenin sinyal toplama yüzeyinin genişliği de önemlidir. Erciyes Üniversitesi bünyesinde hizmet veren ERAG gözlemevinde çeşitli boyutlarda (5 ve 13 metre) radyo teleskoplar bulunmaktadır. Bu teleskoplardan ERT-5 ile şuan aktif gözlem yapılabilmektedir, diğer 5 teleskop yapım aşamasındadır. Bu teleskoplarla daha verimli gözlemlerin yapılması için interferometre sistemi şeklinde kullanılması düşünülmektedir. Bu bildiride yapılacak interferometre sistemi için bilgisayar yazılımının temelleri üzerinde durulacak.

Bir radyo teleskobun çalışmasındaki en önemli unsurlardan biri ona hareket ve hedefi takip etme özelliği veren takip sistemidir. Şuan ERT-5 teleskobu için takip sistemi mevcut olup, gözlemler yapılmaktadır. İnterferometre gibi daha karmaşık sistemlerde mevcut takip sistemi çalışamaz, Erciyes Üniversitesine kurulacak interferometre sisteminde 6 teleskop olacak ve tasarlanacak olan teleskop takip sistemi ile bu teleskoplar aynı anda gökyüzünde hedefe yönelip sinyal alacak, şuan ERT-5 'deki mevcut sistem tek teleskobun çalışmasına yönelik ve ERT-5 üzerindeki kurulu sisteme uygun şekilde hazırlanmıştır, bu yüzden interferometre sistemini verimli bir şekilde çalıştıracak yeni bir bilgisayar programı yazılmalı. Bu bilgisayar programı gözlemler sırasında gözlemcilerin ihtiyaçlarını karşılayacak şekilde tasarlanacak.

1

#### 2. TELESKOP TAKİP PROGRAMININ ÇALIŞMA ŞEKLİ

İnterferometre sistemini kontrol edecek program her teleskop için ayrı kontrol arayüzü içereceği gibi tüm teleskopları kontrol etmek için farklı bir arayüz kullanacak. Programın her arayüzünde teleskop konumu, yönlendirme paneli gibi tüm arayüzlerde ortak paneller olacak. İnterferometre sistemi 6 teleskoptan oluşacağından en az 7 gözlem arayüzüne sahip olacak bunlardan 6 tanesi her bir teleskop için kullanılırken 7. arayüz ise ister tüm teleskolarla isterse birkaç teleskopla gözlem yapma imkanı sunacak. Bu gözlem arayüzlerinin dışında bu teleskopların kalibrasyon işlemlerinin yapılması içinde 7 tane kalibrasyon arayüzü hazırlanacak. Teleskopun kalibrasyonu, yapım aşamasında yapılan ve sürekli yapılması gereken kalibrasyonlar olarak ayırabiliriz. Sistem içerisinde parça değişimi yada farklı bir nedenden dolayı kalibrasyon yapılmasına ihtiyaç duyulduğunda bu arayüzler kullanılarak işlemler basite indirgenecek. Tüm radyo teleskopları kontrol edecek 7. arayüze örnek olarak basit bir görünümü şekil 2.1 verilmiştir.

| 😸 Form1  |  |
|--|--|
| ERCİYES ÜNİVERSİTESİ RADYO   | GÖZLEMEVİ PROGRAMI   |
| TELESKOP KONUMU<br>Enlem:<br>Boylam:<br>Azimut:<br>Yükseklik:<br>Yerel Tarih (gg/aa/yy., sa:dk:sn., JT): Now()<br>UT Tarih (gg/aa/yy., sa:dk:sn., JT):<br>Dünya ile eşzamanlı dön<br>TELESKOPU YÖNLENDİR | C ERT1 C ERT2 ERT3 ERT4 ERT5 ERT6  |
| Enlem GiT GiT  |  |
| Adım Miktarı<br>Azimut Adım Git Sol Sağ<br>Yükseklik Adım Git Sol Sağ<br>Her Noktada LNB Değerinin Ölçüm Sayısı<br>Her Ölçüm İçin Bekleme Süresi   | TARANACAK BÖLGEYİ BELİRTIN<br>Dikey Eksen (Derece)<br>Yatay Eksen (Derece)<br>Yatay Eksende Adım Aralığı<br>Dikey Eksende Adım Aralığı |
| LNB Değerleri Azimut Yükseklik<br>ERT1<br>ERT2<br>ERT3<br>ERT4<br>ERT5   | Taranan Alan Bilgisini Kaydet<br>Adres: C:Tarama1.txt<br>TARA  |

Şekil 2.1 Radyo teleskop takip sistemi için örnek program taslağı

Gözlemler sırasında radyo teleskobun kolayca kontrol edilmesi için program çeşitli panellerden oluşmaktadır. Bu panellerde gözlemciden veri girişi ve gözlemciler için veri çıkışlarının gösterilmesi gibi fonksiyonlar yapılır. İnterferometreyi oluşturan radyo teleskoplar sistemin bir parçasıdır ve bu teleskopların hepsi birleşerek bu komplike sistemi oluşturuyorlar. Radyo teleskop dizgesinde her bir teleskop birbirinden bağımsız bir teleskop gibi hareket edecek. Teleskoplar arasındaki bağlantı sadece bilgisayar programı üzerinden sağlanacak. Yani teleskop üzerindeki ara iletişim devreleri her teleskop için özel olarak tasarlanacak. Bu ara iletişim devresi, bilgisayar programı ile teleskop kaidesinde bulunan motor, encoder, LNB gibi cihazları kontrol etmemizi sağlayacak.

Bilgisayar programı arayüzleri ile gözlemciler istedikleri teleskopları seçtiklerinde program verileri gönderirken özel bir şifreleme yaparak kullanılacak teleskoplar ve o teleskop üzerindeki cihazlar bilgisayar kodlarına dönüştürülür. Bu yazılan şifreli kodlar ara iletişim devresinde bulunan PIC entegresi ile çözülür ve çalıştırılması gereken cihazlar çalıştırılır. Bu çalışan cihazlardan çıkış verileri tekrar PIC ile farklı bir kod ile şifrelenerek bilgisayar programına gönderilir ve bilgisayar programı da, gelen bu veriyi gerekli paneller içerisine yazar. Ayrıca program gözlem verilerini access veritabanında yada istenildiği takdirde txt dosyası olarak çıktısını verecek.

Yapılacak program üzerindeki paneller ile haritalama (mapping), sabit hedefi izleme (trace) gibi gözlemler yapılacak. Bu gözlem türlerinden haritalama gözlemi yazılım açısından tasarımı önemlidir, bu tür bir gözlemde gökyüzü satır ve sütunlar şeklinde bölgelere ayrılıp sinyaller alınır, alınan sinyaller satır ve sütun konumlarına göre kaydedilir. Bu satır ve sütun taramalarında motor hareketleri ve verilerin okunması gibi işlemler belli bir sırayla ve hızlı bir şekilde yapılmalı bunun için en uygun algoritma ile yazılarak ERT-5 de karşılaşılan hatalar önlenmiş olacak.

Haritalama gözlemleri ve diğer gözlemler için verilerin girişi gözlem arayüzü programı içerisinde farklı bir pencere açılarak girilecek. Program içerisine girilen verilen ERT-5 gözlemleri sırasında gözlemcinin girdiği standart veriler olacak, ayrıca gözlemcilerin ihtiyaçları doğrultusunda program, periyodik olarak güncellenmeye en uygun şekilde tasarlanacak.

# 3. BİLGİSAYAR İLE TELESKOP ARASINDA BAĞLANTININ KURULMASI VE SİSTEMİN ÇALIŞTIRILMASI

Bilgisayar programı ile teleskoplar arasındaki iletişim kabaca şekil 3.1 'de şematik olarak gösterilmiştir. İnterferometre sistemini oluşturan teleskoplar arasındaki mesafelerin en büyüğü yaklaşık 700 metredir. Böyle büyük bir mesafe için normal bir kablo ile veri iletilemez. Biz bu interferometre için RF alıcı-vericiler veya RS485 protokolü kullanmayı düşünüyoruz. Bu bağlantı şekillerinden en sağlıklı olanı RF alıcı-vericiler ile kurulan bağlantı şeklidir. İnterferometre gibi sistemlerde veri gecikmesi en büyük problemlerden biridir. RF bağlantısında veriler radyo dalgalar ile iletildiğinden veri gecikmesi minimuma indirilmiş olacak.

Bilgisayar programı gözlemcinin girdiği verileri teleskopa seri porttan gönderecek. seri port RS232 protokolü kullanıyor, bu yüzden veri kaybı olmaksızın 10-15 metreye kadar veri gönderilebilir. Seri port çıkışını RS485 protokolüne çevirip veri kaybı olmaksızın verileri 1200 metre uzaklığa kadar gönderebiliyoruz. Bilgisayardan gelen kabloların teleskop tarafındaki uçları ara iletişim devresine bağlanacak ve böylece bilgisayar bağlantısı kurulmuş olacaktır. Bilgisayar programı komutları gönderdiğinde komutun yanına hangi teleskopun çalışacağını, hangi eksen motorunun döneceğini veya hangi LNB'den sinyal alınacağını yazacak, bu komut bilgisayara bağlantısı olan tüm teleskoplara gönderilecek, ancak her teleskop üzerinde bulunan ara iletişim devresi bu komutları yorumlayacak hangi devrelerin çalışacağını belirleyecektir. Bu işlem ara iletişim devresi içerisine yazılacak yazılım ile çözülecektir.



Şekil 3.1 İnterferometre sisteminin bağlantı şeması

Sistem içerisinde RF kullanılacağından dolayı bilgisayar bağlantı ucundaki RS485 çeviri devresine RF verici bağlanıp, bunun diğer ucu olan, her bir teleskopun bağlantı ucuna RF alıcı konulacaktır. Bu alıcı tekrar RS485 protokolüne çevrilip ara iletişim devresine bağlanacaktır. Bu işlemlerin aynısı veri göndermek içinde yapılır, Her bir teleskopun RS485 çeviri devresinin ucundaki RF alıcısının yanına birde RF verici eklenir. Bilgisayar bağlantı ucunda bulunan RF vericisinin yanına RF alıcı eklenerek RS485 çevirici devreye bağlanır. Bu şekilde teleskoplara veri göndermek ve teleskoplardan veri almak için kablosuz bağlantı kurulmuş olur. Ancak aynı frekanstaki radyo sinyali ile veri gönderileceğinden sinyallerin karışmaması için komutlar şifrelenecek ara iletişim devresinde bu şifreler çözülerek işlem yapılacaktır.

## 4. KAYNAKLAR

- 1. KÜÇÜK İ., YUSİFOV İ., ÖZEL M.E., METE M., Erciyes Üniveristesi ERT-5 Radyo Teleskopu Çalışmaları, 2002, Union Radio Science International (URSI), İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 18-20 Eylül 2002.
- 2. Rohlfs, K. & Wilson, T.L., 1996, "Tools of Radio Astronomy", Springer.
- KÜÇÜK İ., YUSİFOV İ., SARIKAYA M., YILDIZ M.K., AVCI A., SÖNMEZ T., ERT-5 Radyo Teleskop: Teknik Özellikleri ve Kalibrasyon Gözlemleri, 2007, 24 th International Physics Congress of Turkish Physical Society, Malatya-Türkiye,28-31 Ağustos 2007.
- 4. YAZICI Ü., 2007, "Visual Basic 2005", Nirvana.
- 5. ALTINBAŞAK O., 2007, "PicBasic Pro İle PIC Programlama ", Altaş.
- 6. İBRAHİM D., 2004, "PIC Adım Motor Kontrolü", Bileşim.
- 7. SEYBOLD J.S., 2005, "Introduction to RF Propagation", Canada, Wiley.

4

# Erciyes Üniversitesi Radyo Dizge Teleskopları: Teknik Özellikler

İbrahim KÜÇÜK<sup>1</sup>, İsmail YUSİFOV<sup>2</sup>, İnci AKKAYA<sup>1</sup>, Mikail SARIKAYA<sup>1</sup> <sup>1</sup>Erciyes Üniversitesi Astronomi ve Uzay Bilimleri Bölümü

38039, Kayseri kucuk@erciyes.edu.tr, iakkaya@erciyes.edu.tr, asterpanic@gmail.com,

<sup>2</sup>Azerbeycan Bilimler Akademisi, Azerbeycan

**Özet:** Bu bildiride, Erciyes Üniversitesi Radyo Teleskopları (ERT-5) çalışma sistemleri ve elemanları anlatılmaktadır. ERT-5\_1 ve ERT-5\_2 radyo teleskopları gökyüzünün taranması için uygun Yükseklik – Azimut dönme mekanizması, alıcıları odak noktasına yerleştirmek için alıcı-destek ve odaklama sistemi ile yönlendirme kontrol için optik kılavuz destekleme mekanizması'ndan oluşmaktadır. Radyo Frekans (RF) alıcıları LNB blokları modifiye edilerek yapılmış, step-motor kontrol devreleri ise 16F877 mikrodenetleyiciler olarak hazırlanmıştır. Teleskopların çalışma frekansları 4.5, 11 ve 20 GHz'tir. Alıcılardan gelen sinyaller bilgisayar ortamında yada avometre üzerinde takip edilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Radyo Astronomi, Radyo teleskoplar, Radyo Dizge

# 1. Giriş

Developing radio astronomy and constructing radio telescopes (especially, big ones) are complicated and expensive task. At present time, only economically developed countries have big radio telescopes. Radio astronomical studies in Turkey began nearly 10 - 15 years ago in TUBITAK with 2m radio telescope purchased from Ukraine. But due to the problems of electronic systems and limited financial support, the project vas terminated. In this contribution we report about the 5m diameter Erciyes University Educational Radio Telescope Project (ERT-5), as the first working radio telescope in Turkey. Telescope was constructed by financial support of Erciyes University Research Development Projects Department and 5m satellite antenna which is presented by Turkish TELECOM. Converting satellite antenna to radio telescope include constructing rotation system with step motors and encoders for the precise pointing of the telescope to the celestial bodies, developing PC controlled electronics and the receiver system and software for the general control of the telescope. Receiver of ERT-5 mainly consists of low noise block (LNB) of satellite TV receivers, intermediate frequency amplifier (IFA), band limiting filters (BLF), compensating amplifier (CA), detector, DC amplifier, analog digital converters (ADC). For receiver we have used 4.5 and 11 GHz LNB blocks which have output in the ranges of frequencies 950MHz and 1.95GHz. In the 1<sup>st</sup> stage for the calibrating observations we have excluded BLF and CA from the system and we obtain extremely wide band radiometer with central frequencies of  $v_0 = 1.5$ GHz and bandwidth  $\Delta v = 1$ GHz. These and other technical parts of ERT-5 radio telescope are constructed in the various companies by Turkish industry in Kayseri. More detail descriptions of technical properties and constructive peculiarities of ERT-5 radio telescope may be found in Yusifov et al. 2006. Building up of ERT-5 in general had finished in the middle of 2006 and at the last quarter of 2006 we began general test of functionality of equipment of ERT-5. During test works we have revealed some problems in gearing, tracking and receiving system, which require further improvements and adjustments. Details of these stages of telescope adjustment and other related studies may be found in ERT-5 Annual Report-2006 (Yusifov and Küçük, 2006). In this paper we describe some further results of calibrating observations of ERT-5 which have been constructed in 2007.

# 3. ERT-5 Anten Patern Ölçümleri

Anten kalibrasyon işlemlerinin önemli problemlerinden biri de anten patern ölçümüdür. Genel olarak kalibrasyon için bazı güçlü kaynaklar kullanılır. Bu amaçla 10mW gücünde ve 11GHz frekansta iletim jeneratorü kullanıldı. Jeneratör Erciyes Üniversitesinden yaklaşık 5km uzaklıktaki Ali Dağı'na konuldu.. Elde edilen patern Şekil 1'de

görülmektedir. Fit verisinden de görüldüğü gibi antenin Yarı Güç Işın Genişliği (HPBW) yaklaşık 30' olup, 1.02\lambda/D bağıntısından elde edilen 21' teorik değerden yaklaşık %50 daha fazladır [1].

$$P(\theta) = 2J_1(U)/U \tag{1}$$

burada,  $U = \pi D \sin(\theta) / \lambda$  (2)

Bu eşitliklerde  $J_1(U)$  1. derece Bessel Fonksiyonu,  $\theta$  ışın ekseninden olan açı, D teleskop çapı ve  $\lambda$  dalgaboyudur.



Şekil 1. ERT-5' in anten paterni . Gözlem verilerine yapılan Gauss fit dairelerle gösterilmiştir.

#### 4. ERT-5 Radyo Teleskopunun Bağlantı Şeması

ERT-5 radyo teleskopu ERT5.exe programı ile kontrol edilmektedir. ERT5.exe programı ile teleskopun gözlem yapılacak bölgeye yönlendirilmesi, taranacak bölgenin açısal genişliğini belirterek taranması gibi işleri yerine getirir. Ayrıca yapılan gözlem sonuçlarının bir dosyaya kaydedilmesini sağlar. Elde ettiğimiz gözlem sonuçları çeşitli grafik analiz programlarıyla çalışılarak analizleri yapılır. Burada teleskopla programın nasıl iletişim kurduğu üzerinde duracağız. ERT5 programının kolay kullanımlı arayüzü sayesinde kolayca gözlem yapılabilir. Gözlemci gerekli gözlem verilerini programa girdiğinde program bilgisayarın paralel portunu kullanarak verileri göndermeye başlar. Serial porttan çıkan bilgi makine dilindedir yani 1010101010 şeklindedir. Bilgisayarın serial portu RS232 iletişim protokolü ile 15 metre uzaklığa kadar kayıpsız veri gönderilebilir. Radyo astronomide bu yeterli uzaklık değildir. Çünkü teleskop ile gözlemevi arası bazen 2 metre olduğu gibi birkaç kilometrede olabilir. ERT-5 teleskopunda veri iletimini sağlamak için RS485 protokolü kullanılır, RS485 protokolü ile 1200 metre uzaklığa kadar veri göndermek mümkündür. Bilgisayarın serial portundan çıkan veri bir konverter (dönüştürücü) ile RS232 'den RS485 'e çevirilir [2].



Şekil 2. Devre girişleri

Encoder devresi 3 adet yeşil soket ve 3 adet RJ45 soketi bulunmaktadır. Yeşil soketlerden biri motor, biri encoder ve diğeride 12 volt DC girişidir. RJ45 soketlerinden biri Bilgisayardan gelen veri kablosu, diğer soket ikinci encoder devresine giden kablo içindir ve son RJ45 soketide kumanda ile kontrol etmek amaçlıdır. Resim 5 'de bu yerler gösterilmiştir. Encoderler kumanda ettikleri motora göre isimlendirilmiştir, azimut motorunu kontrol eden encoder ve altitute motorunu kontrol eden encoder olmak üzere iki tane encoder devresi kullanılmıştır. Bu encoder devreleri birbirine bağlıdırlar, gelen veriler azimut encoderi aracılığı ile azimut encoderi ve azimut motorunu çalıştırır yada azimut encoderi üzerinden altitute encoderine geçer ve altitute enkoderini ve motorunu çalıştırır. Azimut motoru 170 volt ile çalışmakta bu yüzden bir trafo ile 220 volttan 170 volt elde edilir. Ayrıca azimut motor bir step motor olduğundan bu motora gelen verileri motor üzerine uygulayacak bir sürücü devresi vardır. Resim 6,7,8 'de bu cihazlar gösterilmiştir. ERT-5 teleskopunda kullandığımız step motoru 1.8° hassasiyetle dönmektedir. Motorun kaç derece döndüğünü verilen adım sayısı ile belirleyebildiğimiz gibi sağlaması şeklinde encoderler aracılığı ile teleskopun kaç derece döndüğünü görebiliriz. Ayrıca motor dişli sistemi aracılığı ile teleskopu hareket ettiriyor dolayısıyla motor bir adım (yani 1.8°) dönerse teleskop aynı derece dönmez. Bu yüzden teleskopun döndüğü eksene direk bağlı encoderler ile teleskopun kaç derece döndüğünü belirleriz. Enkoderler, encoder devresi üzerindeki yeşil soket bağlantılarıyla bilgisayara veri gönderirler. ERT5.exe ile motorların kontrolünü sağladıktan sonra sırada LNB'den gelen verinin bilgisayara taşınması vardır. ERT-5 teleskopuyla iki çeşit yol kullanılmıştır, bunlardan birincisi direk koaksivel koblolar vardımıyla ana merkeze (gözlemevine) gelip buradan avometre vardımıyla okunması sağlanır. Diğer yöntem anolog-dijital çeviriciler (ADC) kullanılarak LNB den gelen veri sayısallaştırılır (100101010101 seklinde kodlanır) ve encoder devresi aracılığı ile bilgisayara gönderilir.

|   | Source Info   | Source Info  |  |   |
|---|---|--|--|---|
| Maping Rea  | d dat UTo1- RA1:<br>UTo2- RA2:<br>UT - RA :   | Dec1:<br>Dec2:<br>Dec :  | JDET: 2454540,8298958<br>UT : 07:53:55<br>LCT : 09:53:55<br>LST : 21:49:01   | 3   |
| 13         Start Time           40         Duration           ItextB         End Time           Interval(ms) :         Interval(s): | Storter         Epoch         RAi:            Start         UT         - RAp:         23:42:0           UT         - Az:         -39:20:10           STUP         I            1500         I   | Deci:<br>Decp: -01:56:36<br>Alt : 41:44:12<br>b :  | Transit<br>Time : 12:08:34<br>Ait : 49:18:60<br>gmst0 label82<br>LST : label80   |   |
| :<br>point <u>Ca</u>  | Image: Second Status         Telescope Status           Image: RA : 21:48:3         A2 : 00:00.0           Image: Second Status         A2 : 00:00.0           Image: Second Status         Encode: A2 : 0  | 1 Dec: -22.03:03<br>0 Alt : 30:00:00<br>Alt : 0  | Project-<br>Name: Gunesh<br>Lider: A. Ahmet<br>Operator: M. Mehm   | et  |
| extBox1 Presex<br>extBox2 Step<br>extBox2 Step<br>extBox2 Putas<br>extBox2 Putas  | Manual Tracking/Re       Manual T | Signal Level: 00,0000<br>cording<br>lecording Stop Manual  |  |   |
|   | Maping Rea  | Maping       Read dat         Maping       Read dat         13       Start Time         13       Start Time         140       Duration         1wr8B       End Time         1start Time       Start         1a       Start Time         1b       Start Time         1a       Start Time         1a       Start Time         1b       Start Time         1a       Start Time         1a       Start Time         1b       Start Time         1a       Start Time         1b       Start Time         1a       Start Time         1b       Start Time         1b       Start Time         1b       Telescope Status         RA : 21:48:3         Az : 00:00.0         Encode: Az : 0         Drivers : label69         Manual Tracking/Re         Manual Tracking/Re         Manual Tracking         Fuifabor2         PuifAtholpr | Maping         Read dat         UTo1-         RA1:          Dec1:            13         Start Time         Start Time         Start Time         Dec1:          Dec2:            13         Start Time         Start Time         Start Time         Start         Dec1:            140         Duration         Start         Start         Dec1:            140         Duration         Start         Dec1:          Dec1:            150         Interval(s):         1500         Interval(s):         Dec1:            1500         1500         Telescope Status         BA :         21:48.31         Dec:         -22.03.03           Az :         000.000         Alt :         30.00:00         Encodes:         A2 :         00.00:00         Alt :         0           MBox1         Reset/secon         Big         Dec:         -22.03:03         A2 :         00.00:00         Alt :         0           MBox1         Reset/secon         Big         Signal Level:         00.0000         Manual Tracking/Recording         Manual         Manual Tracking Recording         Stop Manual         Ko | Maping       Read dat         UT01-       RA1:       Dec1:         UT02-       RA2:       Dec2:         UT -       RA1:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec2:         UT -       RA2:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec1:         UT -       RA2:       Dec1: |

Şekil 3. Radyo Teleskop Kontrol Arayüzü

# Kaynaklar

[1]. Yusifov, I., Küçük, I., Eyyübov, C., Mete, M., Sapancı, R., Parak, H. and Yusifov, A. 2006, "From the Satellite Antenna to Radio Telescope: Technical Properties of ERT-5", XV National Astronomy Conference, 28 August - 1 Sep. 2006, Istanbul Culture University, Istanbul, Turkey, pp. 939-946.

[2]. Yusifov, I. and Küçük, I. 2006, "Radio Telescope / Interferometer Project, Annual Report, 2006", http://www.yusifov.info/researchinterests/ERT5\_AnnRep\_2006.pdf.

# Radyo Astronomide Görüntü İşleme ve AIPS ile Bir Uygulama

Nazlı Derya Dağtekin, İbrahim Küçük Erciyes Üniversitesi, Fen Edebiyat Fakültesi, Astronomi ve Uzay Bilimleri Bölümü Kayseri systemofuniverse@gmail.com, kucuk@erciyes.edu.tr

Özet: 1930'lu yıllardan önce, astronomi dendiğinde akla gelen, gece görülebilir cisimler ile çalışmaktı. Aslına bakılırsa hala çoğu insanın düşündüğü budur. Çıplak gözler, mercekler ve teleskoplar ile gökyüzüne bakmak, gözlem yapmak. Hatta 1886'da Heinrich Hertz birkaç santimetre dalga boyundaki radyo dalgalarını ürettiğinden beri radyo frekansı hakkında da bilgimiz vardı. Fakat eksik olan bunları görebilecek gözler ve görünmeyen gökyüzünü keşfetmekti. Sonunda gözlem araçlarının ve tekniklerinin gelişmesiyle, astronomik gözlemler elektromagnetik spektrumun her bölgesinde yapılıyor. Radyo astronomi, gök cisimlerinin radyo bölgesindeki ışımalarının radyo teleskoplar ile alınması, kaydedilmesi ve değerlendirilmesi ile yapılmaktadır. Astronomical Image Processing System (AIPS) (Astronomik Görüntü İşleme Sistemi), Fourier sentezi metodu kullanarak, interferometrik verilerin kalibrasyonunu, düzeltmesini, analiz ve görüntü oluşturmasını yapan bir paket programdır. Bu çalışmada önce AIPS'in yapısı ve çalışma prensibi anlatılacak ardından da uygulama olarak basit yapılı bir radyo kaynağı olan DA 193'ün VLBI gözlemi verilerinin analizi yapılacaktır.

## 1. Giriş

Yazımına Charlottesville, Virginia'da 1978 yılında başlanan AIPS bugün hala Socorro'da astronomlar ve programcılar tarafından geliştirilmektedir. 1140000 satır koda sahip olan AIPS her geçen gün yeni bileşenleri ile gelişmektedir ve UNIX tabanlı sistemlerde (Linux, Solaris, Mac OS/X) çalışan AIPS, yeni güncellemeleri internet üzerinden vermektedir. AIPS, 405'e yakın ayrı bileşene sahiptir. Bu bileşenler komutları ve her yapılacak görevi işletir.

AIPS, 1983'teVLBA için başlıca indirgeme programı olarak kullanılmaya başlandığından beri radyo interferometrik kalibrasyonun her seviyesi için geliştirilerek hem sürekli hem de spektral çizgiler için kullanılmaya başlandı. AIPS paketi VLA ve VLBI verileri için etkileşimli bir takım metotlar içeren kalibrasyon ve düzeltme bölümlerine sahiptir. VLBI için MkII, MkIII ve VLBA formatları okuyabilir. Her bilgi alanı için kalibrasyon metotları - kalibrasyon kaynağı için realistik modelleri ve selfkalibrasyon için iterasyon modelleri- kullanımını destekler.

# 2. VLBI Verilerinin AIPS ve DIFMAP Kullanılarak İndirgenmesi

Bu çalışmada, basit yapılı bir radyo kaynağı olan DA 193'ün gözlem verilerinin analizi yapılacak. Sadece bir örnek oluşturması için kısa gözlem zamanlı basit bir kaynak seçilmiştir ve toplamda yapılmış adımların saedece özeti verilecektir. Bu gözlemin hedef kaynağı NGC1052'dir. DA193 kalibrasyon için gözlenmiştir. Gözlem VLBA istasyonları kullanılarak yapılmıştır. Gözlem zamanı 20 dakika ve gözlemin yapıldığı frekans 15,4 GHz'dir. Diğer gözlem parametreleri ise şöyledir: Gözlem Tarihi: 17 Ağustos 2001, VLBI Dizgesi: VLBA (10 istasyon), Gözlem Frekansı: 15,4 GHz, Bant Genişliği: 16 MHz x 2 IF, 64 frekans kanalı /IF, Veri Boyutu: 97,3 MB.

## GÖRÜNÜRLERE AYRILAN YERİ ve SPEKTRUMU GÖRMEK

(u, v) görünürlerin uzaysal frekansıdır. Doğu-batı bileşen "u" ve kuzey-güney bileşen "v"dir. Bunlar boyut değerleri değildir, gözlenen dalgaboylarına ait taban çizgisi uzunluklarıdır.

İnterferometri gözlemlerinde çeşitli uzaysal frekansların görünürlüklerini ölçeriz ve bunlardan görüntü elde ederiz. Uzaysal frekansların menzili geniştir, uzaysal çözünürlük küçülür. Böylece görüntü kalitesi artar. Görünürler, frekansın bir fonksiyonudur. Görünürlerin genlik ve fazlarının frekanslara bağlı olarak çizilen planlarına (harita, grafik) güç spektrumu (ya da tayfı) denir. Burada ki tayfa bakarsak "amplitude" değerleri oldukça düz fakat geçirme kuşağının altına doğru azalmaktadır. Bunlar frekans filtrelerinin karakteristiği olmalıdır. Tüm bunları AIPS'in "bandpass calibration" işlevi ile kalibre edebiliriz. Faz değerleri frekansa karşı sabit bir eğime sahiptir. Bu, gecikmenin izinden kaynaklanır. Bu gecikme izini "fringe fitting" işlevi ile kalibre ettikten sonra fazlar daha düz hale gelecektir.



Şekil 1: u,v plot ve spektrum

# GENLİK VE GÖRÜNÜRLERİ KALİBRE ETMEK

Kalibrasyonun tanımı "gerçek girdi değerleri ve gözlenmiş değerler arasındaki farkı hesaplamak" olarak basit haliyle yapılabilir. Genel olarak gözlenen değerler, transfer fonksiyonu tarafından değişime uğrar. Transfer fonksiyonu girdiler ve çıktılar arasındaki ilişkidir. Örnek olarak interferometre ile ölçülen görünürler, gerçek görünürler ve antenin karmaşık kazancının sonuçlarıdır. t zaman, v frekans, i,j anten numaraları, g anten kazancı,

V gerçek görünür ve  $\hat{V}$  gözlenen görünür olmak üzere formulasyon aşağıdaki gibidir:

$$\hat{V}_{i,j}(\nu,t) = g_i(\nu,t)g_j^*(\nu,t)V_{i,j}(\nu,t)$$
<sup>(1)</sup>

Doğru görünürleri tahmin edebilmek için antenin kompleks kazancını kalibre etmek gerekir. Anten kompleks kazancı kompleks saılardır. (formülden görebilirz.) Görünürlerin çıktı verileri Fourier transferi ile normalize edilmiş fonksiyonlardır. Akı yoğunluğunu (birim: Jy) çoğaltıcı ortam SEFD (System Equivalent Flux Density) ile elde edebiliriz.

$$|g| = \sqrt{\text{SEFD}} \tag{2}$$

SEFD sistem sıcaklığı ile gösterilir.

$$SEFD = \frac{2k_{\rm B}T_{\rm sys}}{A_{\rm e}} \tag{3}$$

Burada A<sub>e</sub> anten etki alanıdır,  $k_B = 1.38 \times 10^3$  Boltzmann sabiti, 1 Jy =  $10^{-26}$  W Hz<sup>-1</sup> m<sup>-2</sup> Tsys, Yer atmosferini de kapsayan gürültü sıcaklığıdır. Frekansa göre değişir ama dar bir IF bant aralığında söz konusu olduğunda zamana bağlı değişen bir fonksiyon olarak yazabiliriz.

Tsys verileri gözlem verileri soncunda ölçülür ve TY tablosuna kaydedilir.

Gerçek anlamda AIPS'in temel kalibrasyon konsepti orijinal görünürleri modifiye etmeden kaydetmektir. Kalibre edilmiş görünürleri nasıl elde ederiz? AIPS'te kalibrasyon için bir "kalibrasyon tablosu oluşturulur. Bu tablolarda anten kompleks kazancı g<sup>-1/2</sup> olarak kaydedilir. g<sub>i</sub><sup>-1/2</sup>, g<sub>j</sub><sup>-1/2</sup> ve  $\hat{V}_{i,j}$ , hesaplanır fakat gözlenmiş görünürler modifiye edilmeden ayrıca kaydedilir. Çünkü kalibrasyon tabloları tekrar oluşturulabilir. Bu sayede eğer hata yapılırsa geri dönüşü olacaktır.

Her kalibrasyon tablosunun sonuca ulaşırken geçilmesi gereken adımları vardır. Örneğin birinci versiyonda (adımda) normalizasyon yapılır, ikinci versiyonda (adımda) genlik kalibrasyonu, üçüncü adımda fazdaki zaman gecikmesi kalibre edilir gibi...

AIPS'te kompleks kazançlar g(v, t) kalibrasyon tablosu olarak adlandırılır ve iki kısımdan oluşur: frekansa bağlı terim ve zamana bağlı terim

$$g(\nu, t) = B(\nu) \cdot G(t) \tag{4}$$

B(v) frekansa bağlı olan terimdir ve "BP extension" tablosuna kaydedilir, G(t) ise zaman bağlı terimdir ve "CL extension" tablosuna kaydedilir

Gözlenmiş görünürler korelasyon işlevinde normalize olurlar fakat bize tam bir normalizasyon işlemi gerekmektedir. Gözlenmiş görünürler ( $\hat{V}_{1,i}$ ) Fourier transferi ile elde edilir:

$$C_{i,j}(\tau) \leftarrow \mathrm{FT} \to \hat{V}_{i,j}(\nu)$$
 (5)

Çapraz korelasyon fonksiyonunun normalizasyonu, korelasyon fonksiyonunun  $\tau=0$  daki değerinin geometrik anlamı ile bölünür.

$$\rho_{i,j}(\tau) = \frac{C_{i,j}(\tau)}{\sqrt{C_{i,i}(\tau=0) \cdot C_{j,j}(\tau=0)}}$$
(6)

Normalize edilmiş görünürler SEFD ile Jy birimindeki görünürlere kalibre edildi. SEFD'ler anten kazancı (etkin açıklık alanı) ve system sıcaklığı (Tsys) değerlerinden kestirlirek bulunur. VLBA den dolayı Tsys gözlem sırasında ölçülür. Demek ki Tsys + Ta ölçülür yani saedece Tsys değil. Burada Ta kaynağın anten sıcaklığıdır. Akı yoğunluğu S olan bir kaynak gözlerken anten sıcaklığı Ta = Ae S / 2  $k_B$  olur. Çok güçlü bir kaynak gözlemlemiyorsak Ta yı ihmal edebiliriz.

Çünkü Tsys >> Ta dır. Fakat çok sıkı bir kalibrasyon yapabilmek için Ta yı kalibre etmeliyiz.

#### SAÇAK DÜZELTMESİ (GECİKMENİN KALİBRASYONU)

Faz kalibrasyonunda iki amaç vardır:

(1) Görünürlerin fazları radyo kaynaklarının pozisyonunu yansıtır. Böylece bizim doğru pozisyon ve yapıyı tahmin edebilmemiz için kalibre edilmiş görünürlere ihtiyacımız var.

(2) Görünürleri tutarlı olarak integre edebilmemiz için fazları sabit değerler olmalı.

İkinci amaç üzerinde duralım. Sinyal/gürültü (S/N) oranını düzeltmek için görünrüleri intergre etmeliyiz. Fourier dönüşümü ile görüntü oluşturma işlemi aslında integrasyondur (Fourier dönüşümü çoğunlukla Fourier integrasyonu olarak ta anılır).

Eğer görünürlerin zamanla değişimi integre edilirse görünürlerin genliğinde bir düşüş olur. Görünürlerin genliğinde, gerçek değerden  $\Phi$  kadar bir kayma olduğunda, görünürlerin etkin değeri, doğru görünürlerin izdüşümüdür, V cos  $\Phi$ . Faz değerlerinin ( $\Phi$ ),  $\sigma$  kadar bir satandart sapması olduğunda, görünürlerin genlikleri şöyle verilir:

$$\langle V \rangle = \int_{\phi = -\infty}^{\infty} V \cos \phi \ p(\phi) d\phi = \int_{\phi = -\infty}^{\infty} V \cos \phi \ \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\phi^2}{2\sigma^2}} d\phi = V e^{-\frac{\sigma^2}{2\sigma^2}} d\phi$$

Saçak (girişim) düzeltmesi, görünürlerin fazlarını, gecikme artıklarını (izlerini) ve zaman göre türevlerini kalibre ederek yassılaştırma işlemidir. Bundan sonra görünürleri integre edebiliriz. Gecikme artıkları, korelasyon işleminden arda kalanlardır. Korelasyonda ki gecikme izlemesi, antenlerin zamanlama dengesinden dolayı yada mükemmel değildir.

 $\Delta \tau$  gecikme artığı ise, faz kaymadı frekansın, v, bir fonksiyonudur.  $\phi = 2\pi\nu\Delta\tau$  Gecikme artıkları zamanla değiştiğinde  $\Delta \tau = \Delta \tau_0 + \Delta \dot{\tau}(t - t_0) \Delta \dot{\tau}$ , gecikme artıklarının türevi olsun. Alt indisteki 0'ın anlamı, t<sub>0</sub>'daki değerler anlamındadır.  $\phi = 2\pi\nu [\Delta \tau_0 + \Delta \dot{\tau}(t - t_0)]$ 

Görünürleri vektörler ile gösterelim ve fazlar okların yönleri olsun.



VLBA olmasından dolayı gecikme artıkları normal olarak +/- 100 nsecdır. Gecikme artıklarının zaman gore türevleri ise normal olarak +/- 50 mHztir.

Şimdi sırada bant geçirim (band pass) kalibrasyonu var. Bant geçirim karakteristiği B(v) genlik ve fazlara sahip olan kompleks değerlerdir. Gözlem görünürlerini normalize ettiğimiz zaman, spektrumları düz olan sürekli kaynakların bant geçirim karakteristikleri olmak zorundadır. Genlik terimleri için öz-korelasyon kullanmak mümkündür ve daha iyidir.



Şekil 4: Kalibrasyondan sonraki spektrum.

Burada analiz sırasında veri işlemeden kaçan bazı noktaları gözümüz ile görerek düzelteceğiz. Sonunda tüm bu grafiklerden bir harita elde edeceğiz fakat ilk önce kirli harita (dirty map) yapalım. Kirli (dirty) demek ile neyi kastediyoruz? Eğer uzaysal frekanslardan (u, v) kaybımız yoksa tamamlanmış bir harita yapabiliriz. Fakat gerçek gözlemlerde (u, v) kapsamı birçok eksiğe (delikler) sahiptir ve tamamlanmış bir sonuç alamayız. Uzaysal frekanslar birçok deliğe sahipse sentezlenmiş ışın B(l, m) birçok yan lopa sahiptir. Bu durumda haritamız gerçek parlaklık dağılımına I(l, m) ve sentezlenmiş ışına B(l, m) ait kıvrımlara sahiptir. Bu yan loplardan kaynaklanan durum için kirli terimini kullanırız. Bu kirli kısımlardan kurtulabilmek için CLEAN komutunu kullanırız. Buna tersevrişim (deconvolution) denir. Kirli harita, görünürlerin Fourier dönüşümünde ters işlem yapılması ile

yaratılır. Bundan sonra haritanın toplam piksel sayısını ve boyutunu ayarlayacağız. Piksel sayısını uzaysal çözünürlükten (sentezlenmiş ışından) daha küçük ayarlamalıyız. Sentezlenmiş ışının FWHM'sinin yarısından daha büyük olmamalı.

Bu gözlem, 2cm dalga boyunda, VLBA (9000 km baseline) istasyonları kullanılarak yapılmıştır. Sentezlenmiş ışın boyutu (dalgaboyu) / (baseline) (birim: rad) olmak üzere,  $0.02 \div 9,000,000 = 2.2 \times 10^{-9}$  rad = 0.46 mas. Demekki piksel sayısını 0.1 mas olarak ayarlayabiliriz. Görüntü alanını 256 x 256 piksel olarak ayarlarsak bu 25.6 x 25.6 mas demek olur.



Şekil 5: Kirli harita.

Özünde CLEAN, aynı işlevi iterasyon metodu ile tekrar tekrar yapar ve kirli haritamızı fazlalıklardan ve daha önceki başlık altında bahsi geçen deliklerden arındırır.

Öz-kalibrason, her antenden kaynaklanan gecikmeleri hesaba katıp yapılan kalibrasyon metodudur.



Şekil 6: SON GÖRÜNTÜ.

# Meteorolojik ve Atmosferik Verilerin CBS' te Bütünleştirilerek Topografik ve Coğrafik Koşulların Orta ve Küçük Ölçekte Radyo Teleskopların Yer Seçiminde Değerlendirilmesi ve Veri Yönetimi

Şükriye Öz Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğü, Araştırma Şube Müdürlüğü <u>soz@meteor.gov.tr</u>

**Özet:**Radyo Teleskopların kurulması için yer seçimi çalışma ve uygulamaları günümüzde pek çok alanda kullanılan Coğrafi Bilgi Sistemlerinde yapılmıştır. Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğü' ne ait tüm Türkiye' yi temsil ettiği düşünülen homojen dağılmış yaklaşık 285 noktasal meteoroloji istasyonun 1976-2006 yılları arası 30 yıllık periyodu içeren sıcaklık, basınç, nem vb. meteorolojik veriler ile bu verilerden elde edilen atmosferik veriler Coğrafi Bilgi Sistemlerinde 1/250000 ölçekli sayısal yükseklik haritası ile bütünleştirilerek birinci, ikinci, üçüncü derecede olmak üzere orta ölçekte bölgeler belirlenmiştir. Bölgeler meteorolojik ve atmosferik verilerin analiz sonuçlarına göre indirgenerek derecelendirilmesi ile nokta seçimler olarak enlem-boylam ve yükseklik olarak belirlenmiştir. Mikro ölçekte ise 1/25000 ölçekli sayısal yükseklik haritası ile seçilen bölgenin eğim, yükseklik , ormana yakınlığı, arazi örtüsü, nehir yada ırmaklar yada en yakın kasaba ve şehre uzaklığı vb gibi koşullar yapılacak olan kurulum öncesi ölçümler için değerlendirilmesi gerçekleştirilmektedir. Çalışma ve uygulamalar sürmektedir.

Anahtar Kelimeler : Radyo Astronomi, Coğrafi Bilgi Sistemleri, Atmosferik ve Meteorolojik Parametreler

# 1. Giriş

Radyo Astronomi Gözlemevi Yer Seçiminde değerlendirilmesinde iklim ve atmosfer özelliklerinin belirlenmesi gerekmektedir[1][2]. Alt yapı hazırlıklarında arazi koşulları, deprem riski, yükseklik gibi topografik şartlar uzun vadede değerlendirilmelidir. Ayrıca askeri bölgeler, meteorolojik radarlar, telekomünikasyon vb. kurum ve kuruluşlarının bulunmadığı bölgeler seçilmelidir.

İklim ve atmosfer özellikleri yer seçimi parametreleri radyo astronomi gözlemlerinde kalite ve sürekliliği sağlamaktadır. Bölgenin iklim koşulları bu nedenle önemlidir. Kaynak araştırmalarında radyo astronomi gözlemevi yer seçimi çalışma ve uygulamalarında her ülkenin kendi iklim ve topografik şartlarına göre belirlediği görülmüştür. Yağış, sıcaklık, rüzgar hızı, nem, basınç, güneşlenme süresi ve şiddeti ile bulutluluk verilerinin uzun periyoda ve anlık verileri değerlendirilmiştir. Bu nedenle öncelikle veri ve parametreler ile belirlenecek kriterlerin hangi yazılım yada programlarla yapılabileceği için ön araştırma yapılmıştır. Yer seçimi ve gözlemlerde gerekli olan su buharı ve radyo kırınabilirliği ve kırınım indeksi değerleri hesaplamıştır[5][6]. Türkiye topografyasının yüzey şekilleri kompleks bir yapıdadır. İklimi ise çeşitlilik göstermektedir. Örneğin diğer ülkelerin yağış verilerinin maksimum, minimum ve ortalama değerleri Türkiye' nin yağış değerlerinden farklılıklar göstermektedir. Su buharı ve radyo kırınabilirliği değerleri nem, sıcaklık ve basınca bağlıdır. Aynı zamanda yükseklik, enlem ve boylama göre değişmektedir. Uygun yerlerin seçilmesi için bu parametreler hesaplamıştır[5][6]. Orta ve küçük ölçekte seçimi yapılacak bölgenin iklim ve atmosferik özelliklerinin uzun ve kısa vadede belirlenmesi ve Türkiye şartlarına uygun kriterlerin belirlenmesi gerekmektedir. Bu nedenle Radyo Astronomi Gözlemevi Yer Seçim çalışma ve uygulamaları günümüzde pek çok alanda kullanılan Coğrafi Bilgi Sistemlerinde yapılmıştır. CBS atmosfer bilimi ve modellerinde de kullanılmaktadır [3]. Fonksiyonel olarak veri aktarma, depolama, veri işleme, coğrafi analiz ve sunma imkanları neticesinde ile hızlı ve verimli bir sekilde karar vermeyi sağlamaktadır. Yersel ve alansal analizlerini topografyanın özellikleri ile birlikte analiz etmek mümkün olmaktadır[7][8][9][10].

## 2. Metot ve Uygulamalar

İklim ve atmosfer özellikleriyle parametrelerinin uygun yer seçimi için Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğü' nün 1976- 2006 yılları arasında 30 yıllık periyodu içeren 187 ila 285 adet değişen sayıda noktasal meteoroloji istasyonu verileri değerlendirilmiştir[4]. Kompleks bir topografik yapıya sahip olan Türkiye' yi temsil edecek şekilde seçilen istasyonların buharlaşma, bulutluluk (7,14,21 saatleri), güneşlenme şiddeti, güneşlenme süresi, sıcaklık (ortalama, minimum ve maksimum), sisli günler sayısı, orajlı günler sayısı, dolulu günler sayısı, firtınalı günler sayısı , yağış, kar kalınlığı, rüzgar hızı ve yönü, bağıl nem ve basınç verilerinin analizleri ve dağılımları Coğrafi Bilgi Sistemlerinde yapılmıştır. Yüzey atmosferik özellikleri belirlemek için nem, basınç ve sıcaklık verileri radyo kırınırlığı ve su buhar basıncı güncel formülleri[5][6] fortran programı yardımıyla hesaplanarak Coğrafi Bilgi Sistemlerinde analizleri ve dağılımları yapılarak haritalandırılmıştır (Şekil 1. ve 2.). Küçük ölçekte noktasal düşey atmosfer özelliklerinin belirlenmesi için 1 mb seviyesine kadar ana basınç seviyelerinde (900, 850, 700, 500, 300, 200, 100 mb) 16 km yüksekliğe kadar olan ve ortalama 1994 yılından itibaren yapılan Ankara'ya ait rawinsonde verileri değerlendirilerek yine fortran programı ile su buharı ve radyo kırınabilirliği hesaplanmış ve grafiklendirilmiştir [11].

Uygulama için katman olarak hazırlanan parametre ve veriler CBS 'te değerlendirilmek üzere gerekli formatta bir veri tabanı oluşturulacak şekilde sorgulamalar yapılmak üzere hazırlanmıştır. Orta ölçekte yüzey dağılımları Invers Distance Weigth metodu ile her veri ve parametre için dağılımları haritalandırılmıştır. Her parametre için kriterler elde edilen dağılımların sınıflandırılmaları yapılmıştır. Sınıflandırmayı temsil eden grafikler eklenmiştir. Yer seçiminde karar verme aşaması için veriler istatistiksel olarak da analiz edilmiş ve histogramları (frekans dağılımı) çizilmiş minimum, maksimum, ortalama ve standart sapma değerleri gösterilmiştir. Sınıflama ve frekans analizlerinin sonuçları, yer seçimlerinde kritik değer ve bölgelerin belirlenmesinde kullanılmıştır. Radyo kırınabilirliği dağılımı Şekil 1. ve su buhar basıncı dağılımı haritası Şekil 2. de verilmiştir. Koyu renkli bölgeler örneğin Akdeniz ve Ege ile batı Karadeniz Bölgelerinin kıyıya yakın yerleri radyo kırınırlığı yüksek olan bölgeleri göstermektedir. Doğu Anadolu ve Güney Doğunun bir bölümü ile İç Anadolu' nun iç kısımları bu parametre için uygun bölgeler olarak görülmektedir. Verilerin yersel ve coğrafik trendleri yapılmıştır (Şekil 3 ve 4). Şekil 3 Türkiye' nin batı-doğu yz ve kuzey-güney xz ekseni yönünde gözlem verileri ve trendleri görülmektedir. Batıdan doğuya radyo kırınabilirliği azalmaktadır. Kuzeyden orta Anadolu'ya doğru azalmakta ve güneyde tekrar artmaktadır. Radyo kırınabilirliği su buharı değerlerine bağlı olduğundan Şekil 4. de benzeri bir dağılım göstermektedir.

Topografya analizleri için 1/250000 ölçekli ve küçük ölçekte lokal analizler için 1/25000 ölçekli Harita Genel Komutanlığı' nın sayısal yükseklik haritası sorgulamalar ve değerlendirilmeler için hazırlanmıştır (Şekil 5 ve 6.). Şekil 5. 1/250000 ölçekli Sayısal Yükseklik >= 900 m olan yerler tespit edilerek analizlere göre yağış < 50 mm, rüzgar hızı < 30 m/sn , nem< 61%, bululutluluk < 3, su buharı < 14 mm ve yüzey radyo kırınırlığı < 251 kriterleri öncelikli parametre ve değerler olarak birlikte sorgulanmış ve Karaman- Aksaray Bölgeleri belirlenmiştir. Sayısal deprem haritasında sorgulamaya düşük riskli bölgelerin seçimi de dahil edilmiş ve deprem riski olarak uygun görülmüştür. Bu bölgelerin küçük ölçekte arazi şartlarının belirlenmesi için maden çıkarım sahası, inşaat sahaları ile ormanla karışık tarım alanları sorgulamaları vb birlikte sorgulanarak uygun yer seçimi belirleme uygulamaları yapılmaktadır (Şekil 5 ve 6.). Şekil 7. da ilk aşamada seçilen bölgenin topografyası ve konumlandırılması görülmektedir. Ayrıca meteorolojik radarlar, toz verileri, askeri bölgeler, deprem vb veri tabanları ile bütünleştirilmesi gerçekleştirilmektedir. Çalışma ve uygulamaları sürmektedir.


Şekil 1. 187 adet meteoroloji istasyonunun 1976-2006 yılları arası ortalama radyo kırınabilirliği dağılımı



Şekil 2. 187 adet meteoroloji istasyonunun 1976-2006 yılları arası ortalama su buharı basıncı dağılımı



Şekil 3. Radyo Kırınabilirliği yersel trend analiz analizi



Şekil 4. Su buharı basıncı yersel trend analizi



Şekil 5. Karaman Bölgesi SYH ve arazi sınıflandırılması

Şekil 6. SYH eş yükselti haritası ve konumlar



Şekil 7. Karaman ve civarı arazi ve topografik şartları

# Kaynaklar

[1]. Prof. Dr. N. Krishnaier, Prof. Dr. M. Emin Ozel, "Site Selection Considerations for the Proposed Radio Telescope "Marmara Resarch center - Technical Report - TR-05, Ja. 1993.

[2]. C. Muñoz-Tuñón, A.M. Varela & B. García Lorenzo, "ATMOSPHERIC PARAMETERS FOR SITE SELECTION", Instituto de Astrofísica de Canarias, cmt@ll.iac.es, E-38205 La Laguna, Tenerife, Spain.

[3]. Stefano Nativi, DIFFERENCES AMONG THE DATA MODELS USED BY THE GEOGRAPHIC INFORMATION SYSTEMS AND ATMOSPHERIC SCIENCE COMMUNITIES, University of Florence, Prato, Italy; and M. B. Blumenthal, J. Caron, B. Domenico, T. Habermann, D. Hertzmann, Y. Ho, R. Raskin, and J. Weber, Last Modified: November 3, 2003.

[4]. "Devlet Meteoroloji İşleri genel Müdürlüğü", www.dmi.gov.tr

[5]. The ITU Radiocommunication Assembly, "THE RADIO REFRACTIVE INDEX: ITS FORMULA AND REFRACTIVITY DATA", Rec. ITU-R P.453-7, RECOMMENDATION ITU-R P.453-7, 1999.

[6]. Jean M. Rüeger, "Refractive Index Formula efor Radio Waves", JS28 Integration of Techniques and Corrections to Achive Accurate Eng., FIG XXII International Congress, Wasington, D.C. USA, April 19-2002.

[7]. Ş. ÖZ, Z. AKYÜREK, Prof. Dr. A. Ünal ŞORMAN '2000, Esri User Conference "Analysing ECMWF Gridded Air Temperature and Snow Data, Using GIS Techniques, Case Study: Karasu Basin, ESRI European, Middle Eastern, and African User Conference, Istanbul, Turkey, October 18-20, 2000.

[8]. Öz Ş., " Coğrafi Bilgi Sistemleri Meteorolojik Uygulamaları", Fatih Üniversitesi, ' II. GISDAY Bilişim Günleri Toplantısı, 2002.

[9]. Öz S., M. Arıkan " Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğü Meteoroloji İstasyonları Dağılımlarının

Coğrafi Bilgi Sistemi ile Analizi ", Fatih Üniversitesi Coğrafya Bölümü, İstanbul, GISDAY 2004. [10]. Öz Ş., Altan İ., Onay S., Küçük İ., "Radyo Astronomi Gözlemevi Yer Seçiminde Meteorolojik ve Atmosferik Kriterlerin Coğrafi Bilgi Sistemlerinde Yersel ve Alansal Dağılımlarının Belirlenerek Değerlendirilmeleri ", XVI. Ulusal Astronomi Toplantısı, Çanakkale, 8-12 Eylül 2008.

[11]. Öz Ş., "Su Buharı ve Kırınım Indeksi Değerlerinin Rawinsonde ve Meteoroloji Verilerinden Hesaplanarak Radyo Astronomi Gözlemlerinde Değerlendirilmesi", IV. URSI- Türkiye Bilimsel Kongresi, Ulusal Genel Kurul Toplantısı, , Akdeniz Üniversitesi Elek. Elekt. Müh. Antalya, 20-22 Ekim 2008.

# Su Buharı ve Kırınım Indeksi Değerlerinin Rawinsonde ve Meteoroloji Verilerinden Hesaplanarak Radyo Astronomi Gözlemlerinde Değerlendirilmesi

Şükriye Öz Devlet Meteoroloji Isleri Genel Müdürlügü, Arastırma Sube Müdürlügü soz@meteor.gov.tr

**Özet:** Radyo Astronomi Gözlemevinin yer seçiminde ve gözlemlerinde çeşitli frekanslardaki radyo dalgalarının kırınımına sebep olan atmosferik koşulların belirlenmesi önemlidir. Bu koşullar nem, basınç ve sıcaklığa bağlı olarak değişmektedir. Bunun için yurt içi ve dışı teorik ve deneysel yaklaşımlar ile elde edilen deterministik ve emprik formüller ve gelişimleri araştırılmıştır. Buna göre Türkiye için veriler zamansal ve alansal değişimlerini de değerlendirilmek üzere yüzey ve yüzeye yakın değerler için Devlet Meteoroloji Genel Müdürlüğü' ne ait noktasal meteoroloji istasyon verileri, atmosferin dikey değerlerinin elde edilmesi için de rawinsonde verileri değerlendirilmiş ve hesaplanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Rawinsonde verileri, Su buharı , Kırınım Indeksi, Radyo Dalgaları, Cografi Bilgi Sistemleri

## 1.Giriş

Radyo astronomi gözlemlerinde uygun yer seçimlerinde etkenlerden olan meteorolojik ve atmosferik parametrelerin radyo dalgalarına önemli etkileri vardır. 0.5 mm ile 10m arasında frekansına sahip olan radyo dalgaları dünya atmosferine girmesinden itibaren kırınım, yansıma ve soğurulmaya uğrarlar. Bu etkiler yer yüzeyi ve atmosferdeki sıcaklık, nem, yağış, basınç, rüzgar hızı ve yönü parametreleri ile bunların değişimlerinden kaynaklanmaktadır. Kısaca seçilecek bölgenin yersel iklimi önemli rol oynamaktadır. İklimi oluşturan hava olayları atmosferin troposfer tabakasında meydana gelmektedir. Bu tabaka yer yüzeyinden itibaren kutuplarda 9 km ve ekvatorda 16 km 'dır. Yoğun olan bu tabakada CO2, NO, NO2, O2, ve O3,. vb. elementler bulunmaktadır. Su buharının yoğun olarak bulunması nedeniyle radyo dalgalarının en fazla kırıldığı ve kısa dalga boylarının ise soğurulduğu tabakadır. Su buharı ve diğer elementlerin gelen radyo dalgalarının frekansına bağlı olarak kırınabilirliği değişmektedir. Kırınabilirlik yada kırınım indeksi ayrıca yükseklik ve enlem boylama göre değişmektedir. Bu nedenle gözlemevinin belirlenmesinde yer yüzeyi kırınabilirliğin düşük olması gerekmektedir. Gözlemlerde gerekli olan ise bölgenin düşey atmosferik şartlarına göre değişen kırınabilirlik ya da kırınım indeksi değerleridir. Standart Sıcaklık T=0°C ve basınç P=760mm of Hg olmak üzere atmosferdeki kırınım indeksi değeri n <sub>hava</sub> =1.00029 dir. 25 cm den büyük dalga boyları kırılmadan troposferi geçerken O2, H2O, ve havadaki yağmur, sis vb. zayıflatmaktadır. 3 cm den küçük radyo dalgalarını su buharı soğurur. 3 cm ile 50 cm arasındaki dalga boyları gözlemleri atmosferik şartlardan etkilenmemektedir. 50 cm den büyük olan dalga boyları 100 km yükseklikten başlayan ve bulunduğu yüksekliğe bağlı olarak çeşitli yoğunluklarda elektron ve iyon içeren iyonosfer tabakasından etkilenmektedir. İyonosferdeki kırınım troposferden daha fazladır. 40 Mhz altındaki frekanstaki radyo dalgaları kırılır. Yüksekliklerine göre sırasıyla D, E, ve F tabakalarını içeren iyonosfer 80-100 km den başlamaktadır. Bu tabakalar güneş patlamalarından ve uzaydan atmosfere giren kozmik ışınların atmosfere yakın olan D katmanı ile E katmanındaki elektron yoğunluklarının değişmesine neden olmaktadır. Gece ile gündüz arasında da değişmekte olan elektron yoğunluklarının neden olduğu soğurmanın gözlemlerdeki etkisi belirlenmelidir. Bu çalışmada atmosferik su buharı ve kırınabilirlik değerleri hesaplanmış ve elde edilmiştir.

#### 2. Data ve Metot

Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğü' ne ait 187 noktasal istasyonun 1976-2006 periyodu içeren nem, basınç, sıcaklık verileri yüzey su buharı ve kırınım indeksi hesaplanmak üzere değerlendirilmiştir. Meteoroloji istasyonların seçiminde verinin eksiksiz olmasına ve istasyonların dağılımlarının Türkiye' yi temsil edecek şekilde olmasına dikkat edilmiştir(Şekil 1.). İstasyonların bulundukları konum ve yüksekliklerine göre yüzeydeki su buharı basıncı, doymuş buhar basıncı, yağışa geçen su miktarı ve kırınabilirlik hesaplanmıştır. 30 yıllık periyot içeren ve günümüz formüllerinden yararlanılarak elde edilen değerlerin hesaplanmasında kolaylık sağlamak ve güncelleştirilmesini sağlamak üzere fortran programı geliştirilmiştir. Değerler Coğrafi Bilgi Sistemleri yazılımlarıyla Invers Distance Metodu kullanılarak dağılımları ve analizleri yer seçiminde kullanılmak üzere hazırlanmıştır (Şekil 1). Su buharı basıncı (e, mb), kırınabilirlik (N) (Şekil 2), yüksekliğe bağlı kırınabilirlik (Ns), Yağışa geçen su buharı (IPWV, mm) dağılımları haritalandırılmış ve uygun yer seçimi için değerlendirilmiştir. Şekil 2. haritasında açık renkli bölgeler kırınabilirliğin az olduğu bölgeleri temsil etmektedir.



Şekil 1. Devlet Meteoroloji İşleri Genel Müdürlüğü' ne ait verilerinin değerlendirildiği istasyonlar ve dağılımları



Şekil 2. Yüzey Kırınabilirliği dağılımı

# 3. Rawinsonde Gözlemleri ve kırınım indeksi

Atmosferdeki dikey su buharı ve ona bağlı kırınım, doymuş su buharı ile yağışa geçen su miktarı hesaplamalarında rawinsonde verilerinden yararlanılmıştır[7]. Rawinsonde nem, sıcaklık, basınç, basınç yüksekliği, işba sıcaklığı ile rüzgâr şiddeti ve yönü verilerini içermektedir. Devlet Meteoroloji Genel Müdürlüğüne ait Ankara, İstanbul, İzmir, Isparta, Samsun, Adana ve Diyarbakır' a ait 7 istasyonun verileri bulunmaktadır. Bu çalışmada Ankara Rawinsonde verileri değerlendirilmiştir. 00 ve 12 saatleri arasında günde iki kere Rawinsonde balonu ile veri alınmaktadır. Veri 16 km yüksekliğe kadar 1 mb aralıklarla 1971 yılından itibaren tropopoz tabakasına ait bilgileri sağlayacak veriler elde edilmesini sağlayacaktır. Bu çalışmada 1994-

2007 periyodu 900, 850, 700, 500, 300, 200, 100 mb ana seviyeleri verilerinden yararlanılmıştır. Su buharının yoğun olarak bulunduğu ve hava olayların etkin olduğu 700 mb basınç yüksekliğidir. Ana seviyeler için her yıl için ve uzun yıllar periyotları için grafikleri çizilmiştir[Şekil. 3 ve 4].

#### 4. Atmosferde Radyo Kırınım İndeksi

Atmosferik kırınabilirlik formülüne göre n kırınım indeksi ve N kırınabilirlik aşağıdaki formüle göre bulunur (1). (2) numaralı formül atmosfer ve iyonosferik toplam kırınımıdır. Burada 1. terim su buhar basıncına göre yani nemli havadaki kırınımı ve 2. terim basınç ve sıcaklığa göre kırınım indeksi ve 3. terim iyonosferdeki elektron yoğunluğunun sebep olduğu radyo dalgaları frekansına bağlı kırınım terimidir.

$$n = 1 + N \times 10^{-6}$$
(1)
$$n = 1 + \frac{0.373e}{T^2} + \frac{77.6 \times 10^{-6}p}{T} - 40.3 \frac{N_e}{f^2}$$
e -su buhari basinci (mb)
(1)

T - sicaklik (K)

p - atmosfer basinci (mb)

 $N_e$  – serbest elektronların yoğunluğu (m<sup>-3</sup>)

f – radyo frekansı (MHz)

Yukarıda verilen formüller [1] [2] [6] kaynaklarına göre değerlendirilmiştir. Buna göre 1951 yılından bu yana radyo kırınırlığı formülüne günümüz teknolojinse göre çeşitli terim ve katsayıların eklendiği görülmektedir[6].

#### 4. 1. Iyonosferik Kırınım indeksi

İyonosferik krınım indeksi elektron yoğunluğuna (elektron sayısı  $m^{-3}$ ) bağlı olan yüksekliğin bir fonksiyonu olarak değişir ve şöyle ifade edilir. h (m) yer yüzeyinden olan yükseklik,

$$n(h) = [1 - 81 N(h)/f^2]^{1/2}$$

(3)

n(h) yüksekliğin bir fonksiyonu olarak kırılma indeksi, N(h) yüksekliğin fonksiyonu olarak electron yoğunluğu m-3, ve f gözlem frekansı (Hz)dır. Eşitlik 1 den, n(h) nin maksimum değerinin 1 olabileceği ve genellikle 1 den küçük olduğu fark edilebilir. f= 327 Mhz de faktör 81 N(H)/f2 çok küçüktür (<10-3) ve bu sebeple n(h) = 1 - 40.3 N(h)/f2 şeklindedir. İyonosfer deki elektron yoğunluklarına bağlı olarak gece ve gündüz için gelen radyo dalgalarının frekanslarına göre belirli yükseklikler için kırınım indeksleri hesaplana bilinir.

### 4.2. Troposferik Kırınım İndeksi

N radyo kırınabilirliği olmak üzere;

$$N = N_{dry} + N_{wet} = \frac{77.6}{T} \left( P + 4810 \frac{e}{T} \right)$$
(4)

Kuru terim(5): P basınç (mb), T sıcaklık (K) olmak üzere  $N_{der} = 77.6 \frac{P}{T}$ 

$$J_{dry} = 77.6 \frac{P}{T}$$
(5)

Islak terim (6): P: basınç (mb), e: su buhar basıncı (7) (mb), T sıcaklık (K), es: doymuş buhar basıncı (8) ve H bağıl nem (%) olmak üzere formüller hesaplamalarda kullanılmıştır.

$$N_{wet} = 3.732 \times 10^5 \frac{e}{T^2}$$

H: bağıl nem (%), es: doymuş buhar basıncı (mb), T: sıcaklık (K)

$$es = 6.112 e(17.67 T/(243.5 + T))$$
 (8)



Şekil 3. Ankara rawinsonde değerlerinin yüksekliğe göre su buharı ve kırınım indeksinin değişimi



Şekil 4. 1994-2007 periyodunda Rawinsonde verilerine 100 mb basınç yüksekliğine gore hesaplanan ortalama Radyo Kırınabilirliği .

# 5. Sonuçlar

Troposferik kırınabilirlik basınç, sıcaklık ve nem meteorolojik faktörlere bağlıdır. Su buharı nem ve sıcaklığa bağlıdır ve kırınımı doğrudan etkileyen parametredir. 187 istasyonun yüzey için elde edilen nem, basınç, sıcaklık ve bu parametrelerden elde edilen su buhar basıncı, doymuş buhar basıncı, yağışa geçen su buharı, ile kırınabilirlik değerleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Kırınabilirlik (N) maksimum Anamur, minimum Başkale istasyonundadır. Diğer iklim bölgelerine göre Güney Doğu Anadolu ve İç Anadolu Bölgesi kırınabilirlik değerleri gözlemevi yer seçiminde önceliklidir. Şekil 2. Kulu başta olmak üzere Nevşehir, Aksaray, Karaman bölgeleri kırınabilirlik değerleri ile su buharı verileri ve topografya, deprem vb parametreleri de göz önüne alınarak tercih edilmiştir[8].

| İstasyon<br>Adı | Yukseklik | Sıcaklık | Basınç | Nem  | Doymuş<br>B. B | B. Basıncı | Geçen<br>Su<br>Buharı<br>(IPWV) | Yüksekliğe<br>bağlı<br>kırınabilirlik<br>(Ns) | Radyo<br>Kırınabşlşrliği<br>(N) |
|-----------------|-----------|----------|--------|------|----------------|------------|---------------------------------|---|---------------------------------|
| BASKALE         | 2400      | 6,04     | 818,4  | 57,2 | 9,38           | 5,36       | 11,86                           | 230,89  | 253,23                          |
| ANAMUR          | 4         | 19,08    | 1012,8 | 71,6 | 22,08          | 15,85      | 27,27                           | 319,83  | 338,46                          |

Važena

Ankara Rawinsonde verilerinden yukarıdaki formüllerle hesaplanan çeşitli basınç seviyelerindeki kırınabilirlik ve su buhar basıncının dikey değişimi grafiklendirilmiştir. Rawinsonde verileri 1 mb yaklaşık 16 km ye kadar tropopoz seviyesinin bilgilerini elde etmemizi sağlar. Atmosferde yüksekliğin artması ile sıcaklık azalırken su buharı ve radyo kırınabilirliği azalmaktadır (Şekil 3). 9 km den sonra su buharı basıncı değerleri azalmaktadır. Kırınabilirlik verilerinin uzun yıllardaki ortalama değerleri Şekil 4. te verilmiştir. Çalışma ve uygulamalar devam etmektedir. Diğer 6 Rawinsonde istasyonun verileri değerlendirilmektedir. Çeşitli basınç yüksekliklerindeki veri ve değerlerinden tropopoz ve enverziyon bilgilerini de sağlamak münkün olacaktır. Radyo astronomi gözlemlerinde güncel olarak değerlendirilmesi ve sürekliliği sağlanması hazırlanmış olan fortran algoritması geliştirilmektedir.

#### Kaynaklar

[1]. Prof. Dr. N. Krishnaier, Prof. Dr. M. Emin Ozel, "Site Selection Considerations for the Proposed Radio Telescope" Marmara Resarch center – Technical Report – TR-05, Ja. 1993.

[2]. The ITU Radiocommunication Assembly, "THE RADIO REFRACTIVE INDEX: ITS FORMULA AND REFRACTIVITY DATA", Rec. ITU-R P.453-7, RECOMMENDATION ITU-R P.453-7, 1999.

[3]. C. Muñoz-Tuñón, A.M. Varela & B. García Lorenzo, "ATMOSPHERIC PARAMETERS FOR SITE SELECTION", Instituto de Astrofísica de Canarias, <u>cmt@ll.iac.es</u>, E-38205 La Laguna, Tenerife, Spain.

[4]. Stefano Nativi, DIFFERENCES AMONG THE DATA MODELS USED BY THE GEOGRAPHIC INFORMATION SYSTEMS AND ATMOSPHERIC SCIENCE COMMUNITIES, University of Florence, Prato, Italy; and M. B. Blumenthal, J. Caron, B. Domenico, T. Habermann, D. Hertzmann, Y. Ho, R. Raskin, and J. Weber, Last Modified: November 3, 2003.

[5]. WMO by the Steering Group on RadioFrequency, Coordination (WMO SGRFC). WMO Space Programme, and Space Agencies have established the Space Frequency Coordination Group (SFCG) to coordinate their activities in this respect. The fifteenth World Meteorological Organization Congress (Geneva, May 2007).

[6]. Jean M. Rüeger, "Refractive Index Formula efor Radio Waves", JS28 Integration of Techniques and Corrections to Achive Accurate Engineering, FIG XXII International Congress, Wasington, D.C. USA, April 19-2002.

[7]. "Devlet Meteoroloji İşleri genel Müdürlüğü", www.dmi.gov.tr

[8]. Öz Ş., Altan İ., Onay S., Küçük İ., "Radyo Astronomi Gözlemevi Yer Seçiminde Meteorolojik ve Atmosferik Kriterlerin Coğrafi Bilgi Sistemlerinde Yersel ve Alansal Dağılımlarının Belirlenerek Değerlendirilmeleri ", XVI. Ulusal Astronomi Toplantısı, Çanakkale, 8-12 Eylül 2008.

# İYONOSFERDE DİKEY İLERLEYEN HF RADYO DALGASI İÇİN T+R+D=1'İN DOĞRULANMASI

# Ali YEŞİL & İbrahim ÜNAL\*

Fırat Üniversitesi, Fen-Edebiyat Fakültesi, Fizik Bölümü, 23169 Elazığ, TÜRKİYE \*İnönü Üniversitesi, Eğitim Fakültesi, İlköğretim Fen Bilgisi Öğretmenliği Bölümü, 44280 Malatya, TÜRKİYE ayesil@firat.edu.tr & iunal@inonu.edu.tr

**Özet:** Radyo dalgaları, iyonosferik plazma içerisinde ilerlerken sahip oldukları dalga frekansına, plazma ortamındaki elektronların salınım frekansına, elektronların diğer parçacıklarla çarpışma frekansına ve ortamın kırılma indisine bağlı olarak değişik davranışlar gösterirler. Bu davranışlara bağlı olarak dalgalar kırılır, yansır ve ortam tarafından soğurularak zayıflatılırlar. Bu çalışmada iyonosferde dikey olarak ilerleyen HF radyo dalgasının iletim (T), yansıma (R) ve sönüm (D) katsayıları dalganın frekansı ve iyonosferik plazma ortamının parametreleri cinsinden analitik olarak elde edildi. Her yükseklik için "International Reference Ionosphere (IRI)-Model" kullanılarak sayısal analizler yapıldı ve T+R+D=1 ifadesi doğrulandı.

## **Semboller Listesi**

| R              | : Yansıma katsayısı            | σ                    | : İletkenlik                                    |
|----------------|--------------------------------|----------------------|---|
| Т              | : Geçiş katsayısı              | $\omega_{\text{pe}}$ | : Plazma titreşim frekansı                      |
| D              | : Sönüm katsayısı              | $\epsilon_0$         | : Serbest uzayın dielektrik katsayısı           |
| me             | : Elektronun kütlesi           | $\omega_{ce}$        | : Elektron siklotron frekansı                   |
| v <sub>e</sub> | : Elektronun hızı              | $\nabla$             | : Dell operatörü                                |
| t              | : Zaman                        | k                    | : Dalga vektörü                                 |
| qe             | : Elektronun yükü              | $\mu_0$              | : Serbest uzayın manyetik geçirgenlik katsayısı |
| Е              | : Plazmanın elektrik alanı     | c                    | : Işık hızı                                     |
| $\mathbf{B}_0$ | : Yer'in manyetik alanı        | $\nu_{ei}$           | : Elektron-iyon çarpışma frekansı               |
| $\nu_{e}$      | : Elektronun çarpışma frekansı | $\nu_{en}$           | : Elektron-nötr çarpışma frekansı               |
| ω              | : Dalga frekansı               | N <sub>n</sub>       | : Nötr yoğunluk                                 |
| J              | : Akım yoğunluğu               | T <sub>e</sub>       | : Elektron sıcaklığı                            |
| ЪT             |                                |                      |   |

 $N_e$  : Elektron yoğunluğu

# 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. Buna göre, yansıma (R), geçiş (T) ve sönüm (D) arasındaki ilişki, R+T+D=1 şeklinde ifade edilir. Bu ifadeye göre, R ve T katsayıları dalganın rezonans noktalarının ve dalganın enerji kaybının bir göstergesidir [2]. Bu nedenle ortam içerisinde kaybolan enerji, dalganın sönüm katsayısının ölçüsü olarak ta düşünülebilir. Ayrıca bu enerji ortamdaki parçacıklara momentum olarak aktarıldığında, parçacıkların kinetik enerjilerini arttıracak, ortalama çarpışma süreleri kısalacak ve ortamın kırıcılık özelliğini değiştirecektir. Bunun yanı sıra, akım yoğunluğu ve elektrik alan şiddeti arasındaki ilişki yani iletkenlik yansımanın karakteristiğini belirler [3]. Böylece, iyonosferik plazmadaki radyo dalgasının ilerlemesinde ve yansımasında etkili olan en temel parametre ortamın iletkenliği ve buna bağlı olan kırılma indisidir.

Bu çalışmada iyonosferik plazma içerisinde dikey ilerleyen yüksek frekanslı (HF) dalgalar için T, R ve D katsayıları hesaplandı. Bu sonuçların iyonosferik plazmada yayılan radyo dalgaları için yapılan analitik hesaplamaların doğruluğuna katkısı tartışıldı.

## 2. Kutuplanmış Dalgaların T, R ve D Katsayıları 2.1. İvonosferik plazmanın iletkenliği

HF dalganın iyonosferik plazma içerisindeki davranışı incelendiğinde, m<sub>e</sub><<m<sub>i</sub> olduğundan sadece elektronun hareketi göz önüne alınacaktır [4]. Parçacıkların ısıl hareketlerinin ihmal edilmesiyle soğuk plazma yaklaşımının yapıldığı iyonosferik plazmada elektron üzerine etki eden kuvvetler aşağıdaki gibi yazılabilir [5].

$$m_{e} \frac{d\mathbf{V}_{e}}{dt} = q_{e} \left( \mathbf{E} + \mathbf{V}_{e} \times \mathbf{B}_{0} \right) - m_{e} v_{e} \mathbf{V}_{e}$$
(1)

Burada hız, elektrik ve manyetik alanların zamanla  $e^{-i\omega t}$  şeklinde değiştiği ve  $q_e = -e$  olduğu göz önüne alındığında bu ifade,

$$i\omega \mathbf{V}_{e} = \frac{e}{m_{e}} \left( \mathbf{E} + \mathbf{V}_{e} \times \mathbf{B}_{0} \right) + v_{e} \mathbf{V}_{e}$$
(2)

şeklini alır. Seçilen kartezyen koordinat sisteminde x-ekseni coğrafik doğuyu, y-ekseni coğrafik kuzeyi ve zekseni ise düşey doğrultuda yukarı yönü göstersin. Buna göre dalganın elektrik alanı  $\mathbf{E} = \hat{\mathbf{x}}\mathbf{E}_x + \hat{\mathbf{y}}\mathbf{E}_y + \hat{\mathbf{z}}\mathbf{E}_z$  ve elektronun hızı  $\mathbf{V} = \hat{\mathbf{x}}\mathbf{V}_x + \hat{\mathbf{y}}\mathbf{V}_y + \hat{\mathbf{z}}\mathbf{V}_z$  olur. **J** akım yoğunluğunun  $\mathbf{J} = -e\mathbf{N}_e\mathbf{V}_e$  olduğu göz önüne alınıp, Yer'in manyetik alanının + $\hat{\mathbf{z}}$  yönünde olduğu kabul edilirse, genelleştirilmiş Ohm kanunu ( $[\mathbf{J}] = [\sigma] \cdot [\mathbf{E}]$ ) dikkate alınarak (2) denkleminden,

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & 0\\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & 0\\ 0 & 0 & \sigma_{zz} \end{bmatrix}$$
(3)

ifadesi elde edilir.  $\omega_{pe}^2 = \frac{e^2 N_e}{m_e \epsilon_0}$  ve  $\omega_{ce} = -\frac{e B_0}{m_e}$  olmak üzere, buradaki iletkenlik tensörünün bileşenleri

$$\sigma_{xx} = \sigma_{yy} = \frac{\varepsilon_0 \omega_{pe}^2 (v_e - i\omega)}{\left[\omega_{ce}^2 + (v_e - i\omega)^2\right]}, \ \sigma_{xy} = -\sigma_{yx} = \frac{\varepsilon_0 \omega_{pe}^2 \omega_{ce}}{\left[\omega_{ce}^2 + (v_e - i\omega)^2\right]} ve \quad \sigma_{zz} = \frac{\varepsilon_0 \omega_{pe}^2}{(v_e - i\omega)} dir$$

## 2.2. İyonosferik plazmanın kırılma indisi

Plazmanın kırılma indisi elektromanyetik dalganın davranışını belirleyen Maxwell denklemleri kullanılarak ifade edilen dalganın ayrılım bağıntısından elde edilir. Maxwell denklemleri,

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \tag{4}$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$$
(5)

dir. (4) denkleminin rotasyoneli alınıp bu ifade içerisinde (5) denklemi yerine yazılırsa,

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 \left[ \mathbf{I} + \frac{i\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \right] \cdot \mathbf{E}$$
(6)

elde edilir. Burada I birim tensördür. Buradaki elektrik alan konuma göre  $e^{i\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}}$  şeklinde değiştiğinden  $\nabla = i\mathbf{k}$  olarak alınabilir. Bu durumda yukarıdaki denklem,

$$\mathbf{k}^{2}\mathbf{E} \cdot \mathbf{k} \left( \mathbf{k} \cdot \mathbf{E} \right) = \frac{\omega^{2}}{c^{2}} \left[ \mathbf{I} + \frac{\mathbf{i}\sigma}{\varepsilon_{0}\omega} \right] \cdot \mathbf{E}$$
(7)

şeklinde yazılır. Bu ifade elektromanyetik dalganın ayrılım bağıntısı olarak bilinir. Kırılma indisinin  $\mathbf{n} = \frac{kc}{\omega}\hat{z}$  olduğu göz önüne alınıp, (3) denklemiyle verilen iletkenlik ifadesi bu denklemde yerine yazılırsa, aşağıdaki gibi matris formda bir ifade elde edilir.

$$\begin{bmatrix} M_{xx} & M_{xy} & 0\\ M_{yx} & M_{yy} & 0\\ 0 & 0 & M_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_x\\ E_y\\ E_z \end{bmatrix} = 0$$
(8)

Bu matrisin bileşenleri  $M_{xx} = M_{yy} = n^2 - 1 - \frac{i\sigma_1}{\varepsilon_0 \omega}$ ,  $M_{xy} = -M_{yx} = -\frac{i\sigma_2}{\varepsilon_0 \omega}$  ve  $M_{zz} = -1 - \frac{i\sigma_0}{\varepsilon_0 \omega}$  şeklindedir ve buradaki katsayılar determinantı sıfıra eşitlenirse,

$$\left(-1-\frac{i\sigma_0}{\varepsilon_0\omega}\right)\left(n^2-1-\frac{i\sigma_1}{\varepsilon_0\omega}-\frac{\sigma_2}{\varepsilon_0\omega}\right)\left(n^2-1-\frac{i\sigma_1}{\varepsilon_0\omega}+\frac{\sigma_2}{\varepsilon_0\omega}\right)=0$$
(9)

bağıntısı elde edilir. Buradan sağa ve sola kutuplanmış iki dalga elde edilir.  $n^2$ , reel ve sanal kısımlarına ayrılmış olarak sağa ve sola kutuplanan dalga için,

$$n_1^2 = A + iB$$
 (sağa) ve  $n_2^2 = E + iF$  (sola) (10)

<u>,</u> П

şeklinde elde edilir. Buradaki A, B, E ve F ifadeleri aşağıdaki gibidir.  $\omega^2 \left[ (u + u) \right] \left[ (u^2 + u^2 - u^2) \right] = \omega^2 \left[ 2uu^2 \right]$ 

$$A = 1 + \frac{\omega_{pe}^{2}}{\omega} \left[ \frac{(\omega + \omega_{ce})(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2}) - 2\omega v_{e}^{2}}{(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2})^{2} + 4\omega^{2} v_{e}^{2}} \right], \qquad B = \frac{\omega_{pe}^{2}}{\omega} \left[ \frac{2\omega v_{e}(\omega + \omega_{ce}) + v_{e}(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2})}{(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2})^{2} + 4\omega^{2} v_{e}^{2}} \right]$$

$$E = 1 + \frac{\omega_{pe}^{2}}{\omega} \left[ \frac{(\omega - \omega_{ce})(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2}) - 2\omega v_{e}^{2}}{(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2})^{2} + 4\omega^{2} v_{e}^{2}} \right]$$

$$ve \quad F = \frac{\omega_{pe}^{2}}{\omega} \left[ \frac{2\omega v_{e}(\omega - \omega_{ce}) + v_{e}(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2})}{(\omega_{ce}^{2} + v_{e}^{2} - \omega^{2})^{2} + 4\omega^{2} v_{e}^{2}} \right]$$

# 2.3. İyonosferik plazmada dalganın yansıma, geçiş ve sönüm katsayıları

Kırılma indisi reel ve sanal kısmına ayrılmış olarak  $n = \alpha + i\beta$  şeklinde ifade edilirse, örneğin sola kutuplu dalga için yukarıda elde edilen denklemlerden hareketle,

$$n^{2} = (\alpha + i\beta)^{2} = A + \dot{I}B$$
(11)

bağıntısı yazılabilir. Bu ifadeden sola kutuplu dalga için α ve β değerleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$\alpha^{2} = \frac{1}{2} \left[ \left( E^{2} + F^{2} \right)^{\frac{1}{2}} + E \right] \qquad \beta^{2} = \frac{1}{2} \left[ \left( E^{2} + F^{2} \right)^{\frac{1}{2}} - E \right]$$
(12)

Burada  $\alpha$  dalganın ilerleyen kısmını  $\beta$  ise dalganın sönüme uğrayan kısmını temsil etmektedir.

Eğer bir dalganın  $\mathbf{k}$  ilerleme vektörü bu çalışmada kabul edildiği gibi bir düzlemin normali ile sıfır derece ile açı yapacak şekilde ise bu durumda yansıma ve geçiş katsayıları için genel ifade,

$$R = \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 + n_2)^2} \quad ve \qquad T = \frac{4n_1n_2}{(n_1 + n_2)^2}$$
(13)

şeklinde verilir. Dalganın ilerleyen kısmından kırılma indisinin reel kısmı ( $\alpha$ ) sorumlu olduğundan, bu ifadelerdeki n yerine  $\alpha$  yazılır ve dalganın sönüm katsayısı ise dalga frekansına ve ışık hızına bağlı olarak elde edilirse genel olarak T, R ve D için aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$R = \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{(\alpha_1 + \alpha_2)^2}, \qquad T = \frac{4\alpha_1 \alpha_2}{(\alpha_1 + \alpha_2)^2} \qquad \text{ve} \qquad D = \frac{\omega}{c}\beta$$
(14)

#### 3. Nümerik Analiz ve Tartışma

Bu çalışmada, iyonosferik plazma içerisinde dikey ilerleyen yüksek frekanslı (HF) dalgalar için T, R ve D katsayıları yükseklikle incelendi. İyonosferik plazma içerisindeki farklı yüksekliklerdeki elektron yoğunluğu farklı olduğundan farklı kırılma indisine sahip olacaklardır. Bunun sonucu olarak dalga her noktada farklı yansıma ve geçiş katsayılarına sahip olmalıdır.

Hesaplamalar, Güneş aktivitesinin minimum (R $\cong$ 10) olduğu yıllarda 38° 41' D ve 39° 14' K coğrafik koordinatlarda yapıldı. Hesaplamalar, denklem (14)'teki ifadeler kullanılarak sola kutuplanmış dalga için yapıldı. Bu hesaplamaların yapılabilmesi için  $\omega_{ce}$  ve  $\omega_{pe}$  gibi plazma parametrelerinin yanında elektron çarpışma frekansı da bilinmelidir. Elektron çarpışma frekansı, elektron-iyon ve elektron-nötr parçacık çarpışma frekanslarının toplamıdır. Bu frekanslar  $v_{ei} = N_e \left[ 59 + 4.18 \log \left( T_e^3 / N_e \right) \right] x 10^{-6} T_e^{-3/2}$  ve  $v_{en} = 5.4 \times 10^{-16} N_n T_e^{1/2}$  ifadeleri ile verilir [6]. Tüm hesaplamalar için gerekli olan iyonosferik parametreler International Reference Ionosphere (IRI) Modeli kullanılarak elde edilmiştir.

5 MHz'lik dalga için, 140 km den itibaren her 5 km yükseklikteki T, R, D ve bunların toplam değerleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Elektron yoğunluklarının her yükseklikte farklı olması dolayısıyla iletkenlik ve kırılma indislerinin farklı olması nedeniyle bu parametrelerin her yükseklikte farklı değerler aldıkları görülmektedir. Ayrıca tablodan R+T+D'nin değerinin ise ihmal edilecek derecedeki bir hatayla (milyonda 0,4-1 aralığında) 1 olduğu görülmektedir. Bu sonuç, yapılan analitik hesaplamaların doğruluğunu kanıtlamaktadır. Ayrıca bu metodun daha komplex dalga çözümlemelerinde bir test tekniği olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

| Yükseklik (km) | R (Yansıma Katsayısı) | T (Geçme Katsayısı) | D (Sönüm Katsayısı) | R+T+D     |
|----------------|-----------------------|---------------------|---------------------|-----------|
| 140            | 1,8553130E-07         | 9,9999980E-01       | 9,8410850E-07       | 1,0000010 |
| 145            | 2,2298740E-07         | 9,9999980E-01       | 8,1893510E-07       | 1,000008  |
| 150            | 2,7667150E-07         | 9,9999970E-01       | 7,0137850E-07       | 1,0000007 |
| 155            | 3,5060420E-07         | 9,9999960E-01       | 6,1537880E-07       | 1,0000006 |
| 160            | 4,6175680E-07         | 9,9999960E-01       | 5,5141190E-07       | 1,0000006 |
| 165            | 6,4080300E-07         | 9,9999930E-01       | 5,0382050E-07       | 1,0000004 |
| 170            | 9,6747440E-07         | 9,9999900E-01       | 4,6944410E-07       | 1,0000004 |
| 175            | 1,7445450E-06         | 9,9999820E-01       | 4,4777280E-07       | 1,0000004 |
| 180            | 5,1697780E-06         | 9,9999490E-01       | 4,4458450E-07       | 1,0000005 |
| 185            | 1,7230970E-05         | 9,9998280E-01       | 4,8760300E-07       | 1,0000005 |
| 190            | 1,9542320E-05         | 9,9998040E-01       | 5,4088600E-07       | 1,0000005 |
| 195            | 5,4828100E-06         | 9,9999450E-01       | 5,7569290E-07       | 1,0000006 |
| 200            | 6,2462180E-05         | 9,9993750E-01       | 6,5217140E-07       | 1,0000006 |

Tablo: 21 Haziran Yerel Zaman saat 12.00 da 5 MHz'lik sola kutuplu dalga için R, T ve D değerlerinin yükseklikle değişimleri.

## 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]. Budden, K. G., "The theory of radio Windows in the ionosphere and magnetosphere", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, 42, s.287-298, 1980.
- [3]. Poeverline, H., "Low-frequency reflection in the ionosphere", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, 12, s.236-247, 1958.
- [4]. İnan, U. S. ve İnan, A. S., Electromagnetic Waves. Prentice Hall Inc., New Jersey, 2000.
- [5]. Dendy, R.O., Plasma Dynamics. Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [6]. Rishbeth, H. ve Garriott, O. K., Introduction to Ionospheric Physics. Academic Press, New York, 1969.

# ALT İYONKÜREDE OLUŞAN LEP OLAYLARININ GEÇİCİ KARAKTERİSTİKLERİNİN İNCELENMESİ

Murat CANYILMAZ, Esat GÜZEL Fırat Üniversitesi Fizik Bölümü Elazığ mcanyilmaz@firat.edu.tr, eguzel@firat.edu.tr,

Özet: Bu çalışmada, Fırat Üniversitesinde kurulu VLF Alıcı Sistemi ile Avrupa'da bulunan dört verici istasyonundan alınan VLF sinyalleri kullanılarak oluşan LEP olaylarının geçici karakteristikleri korelasyon yöntemi ile incelenmiştir. LEP olaylarının karakteristikleri Oluşum süresi, Gecikme zamanı, Oluşum şiddetindeki değişim miktarı ve Geri dönüş zamanı kavramlarıdır. Bu karakteristikler LEP olayının fiziksel mekanizmasının temel unsurlarıdır. VLF sinyal dataları incelenirken bu karakteristikler yardımı ile LEP olayı tanımlanır.

LEP olayına ait geçici karakteristikler arasındaki Korelasyon katsayıları sıfıra yakın hesaplandığından aralarında herhangi bir ilişkinin olmadığı sonucuna varılmıştır.

# 1. GİRİŞ

Bu tip olay ilk olarak Mike Trimpi tarafından Antarktika'daki VLF verici sinyalleri gözlemleri yapılırken tespit edilmiştir[1]. VLF olayları ile ilgili 1970–1980 yılları arasındaki literatürlerin çoğunda "Trimpi" olayları olarak tanımlanmıştır. VLF verici sinyal tedirginlikleri, saçılan enerjili elektronlar tarafından VLF yansıma yüksekliğindeki ikincil iyonlaşma olarak tanımlanır [2].

LEP olarak bilinen VLF olayları bir yıldırım boşalmasıyla birlikte bir başlangıç gecikmesi (birkaç yüz milisaniyeden 1 sn), başlama süresi (tipik olarak 0.5–1.5 sn) ve 10–100 sn bir geri dönüşüm periyodu gösterir [3].

LEP olaylarının fiziksel mekanizması manyetoküresel dalga-parçacık etkileşim sürecini kapsar. Bir yıldırım boşalması ile yayılan enerjinin bir kısmı manyetoküreye kaçar ve burada ıslık (Whistler) dalgaları olarak yayılır. Yer'in radyasyon kuşağındaki tuzaklanmış elektronlarla etkileşir ve eğim açılarını (pitch angle) değiştirir. Kayıp konisine yakın elektronların alt iyonküreye yağmasına sebep olur. Bu yağan yüksek enerjili elektronlar ikincil iyonlaşmaya neden olur[4].

Bu olayları doğrudan oluşan olaylardan ayıran önemli iki fark vardır. Birincisi, neden olan yıldırım boşalması doğrudan tedirginliğe uğramış bölgenin altında olması gerekmez ve bunun yerine daha alt enlemlerdedir. İkincisi ise saçılan bölgelerin büyüklüğü genellikle ~100 km den çok daha büyüktür. Şekil 1'de alıcı ile verici arasındaki Yer-iyonküre dalga kılavuzunda oluşan yıldırımetkili elektron yağışı, üç dakikalık zaman periyodunda oluşan sinyal değişimi ve üstel olarak eski sinyal seviyesine dönüşümü, olayın geçici karakteristikleri ve olaya neden olan yıldırım darbesi gösterilmiştir. Bir LEP olayını tanımlayan dört adet geçici karakteristik değer vardır. Bunlar;

- 1. Gecikme Zamanı (At): LEP olayına sebep olan yıldırım boşalması ile VLF sinyalinde LEP olayının etkisinin oluşmaya başlaması arasındaki zaman gecikme süresi olarak tanımlanır. Bu süre sırasıyla yıldırım boşalması tarafından üretilen ıslık dalgasının manyeto kürede yayılması, dalganın radyasyon kuşaklarındaki elektronlarla etkileşmesi ve Yer'in manyetik alan çizgilerinden saçılan elektronların iyonküreye yağmaya başlamasına kadar geçen zamandır.
- 2. Oluşum Süresi (t<sub>d</sub>): Olayın başlaması ile genlik değişimindeki artışın son bulması arasındaki zaman olarak tanımlanır. Genlikteki artış pozitif veya negatif olabilir. Ayrıca bu zaman iyonküreye ne kadar süreyle elektron yağışı olduğunu gösterir.
- 3. Oluşum Şiddetindeki Değişim Miktarı ( $\Delta A$ ): Meydana gelen LEP olayının sinyal genliğindeki değişim miktarıdır ve dB cinsinden tanımlanır. Pozitif veya negatif yönde değişim olabilir. Onun için mutlak değer olarak tanımlanır.
- **4. Geri Dönüş Zamanı**  $(t_r)$ : Sinyalin tekrar eski haline dönmesi için geçen zaman olarak tanımlanır. İyonkürenin tekrar normal haline dönmesi için geçen süredir.

Tablo 1'de LEP olayını tanımlayan bu karakteristiklerin değişim aralıkları verilmiştir.

| Tablo 1. LEP ola   | ayını tanımlayan | karakteristiklerin |
|--------------------|------------------|--------------------|
| değişim aralıkları | [4]              |                    |

| LEP Karakteristikleri | Değişim Aralıkları                               |  |
|-----------------------|--|--|
| Gecikme Zamanı        | $0.2 \text{ sn} \le \Delta t \le 2.5 \text{ sn}$ |  |
| Oluşum Süresi         | $0.5 \text{ sn} \le t_d \le 5 \text{ sn}$        |  |
| Oluşum Şiddetindeki   | $0.5 \text{ dB} \le  \Delta A  \ge 10$           |  |
| Değişim Miktarı       | dB   |  |
| Geri Dönüş Zamanı     | $10 \text{ sn} \le t_r \le 100 \text{ sn}$       |  |



Şekil 1. LEP olayının genel gösterimi. a) Alıcı ve verici arasındaki yayılım yolu ve yıldırım-etkili elektron yağışı b) Sinyalin 3 dak. örneği ve t<sub>r</sub> geri dönüşüm süresi c) Ortadaki olayın büyütülmüş hali ve neden olan yıldırıma bağlı olarak t<sub>d</sub> süresi, olayın büyüklüğü  $\Delta A$  ve başlangıç gecikmesi  $\Delta t$ karakteristikleri ile birlikte bir LEP olayı örneği d) Yıldırım darbesinin sinyal üzerindeki görünümü.

# **2- Deneysel Sistemler**

VLF Alıcı Sistemi Anten, Ön Yükseltici, Hat Alıcısı, Küresel Konum Sistemi Anteni ve bilgisayardan oluşmaktadır. Antende elektromanyetik alan değişimlerinden elektriksel sinyaller oluşur. Ön yükseltici sinyali fazla gürültü içermeden yükseltir ve hat alıcısına gönderir. Hat alıcısı sinyali filtreler ve veriyi GPS zaman sinyaliyle senkronize bir şekilde işler ve bunların hepsi bilgisayara gönderilir. Bilgisayardaki yazılım kullanılarak sinyal ve zaman kaydedilir.

Şekil 2'de bu araştırmada kullanılan 4 VLF verici istasyonu ve alıcı istasyonun yerleri çağrı kodları ile birlikte harita üzerinde gösterilmiştir. Bu dört sinyalin frekansları, çağrı kodları yerleşim yerleri ve alıcıya olan uzaklıkları Tablo 2'de verilmiştir.



Şekil 2. VLF vericileri ve alıcısının harita üzerinde gösterimi

**Tablo 2.** Vericiler ile alıcının frekans, çağrı kodu, yerleşim yerleri ve verici ile alıcı arasındaki mesafeler

| Frekans<br>(Hz) | Çağrı<br>Kodu | Yerleşim   | Mesafe<br>(km) |
|-----------------|---------------|--|----------------|
| 18300           | HWU           | Le Blanc,<br>Fransa $(46^{0} 37^{1})$<br>D, $1^{0} 05^{1}$ K)                                | 3220           |
| 20900           | HWV           | Rosnay, Fransa<br>$(46^{0} 42^{1} D, 1^{0} 05^{1} K)$  | 3220           |
| 20270           | ICV           | Sardegna,<br>İtalya $(40^0 55^1)$<br>D, $9^0 45^1$ K)  | 2550           |
| 45900           | SIC           | Sicilya, İtalya<br>(37 <sup>0</sup> 06 <sup>1</sup> D, 14 <sup>0</sup><br>15 <sup>1</sup> K) | 2155           |
| Ahcı            | FF            | Elazığ, Türkiye<br>(38 <sup>0</sup> 40 <sup>1</sup> D, 39 <sup>0</sup><br>12 <sup>1</sup> K) |                |

#### 3. Sonuçlar ve Tartışma

Bu bölümde Temmuz-Ağustos-Eylül 2005 döneminde tespit ettiğimiz LEP olaylarının geçici karakteristikleri incelenerek aralarında bir ilişki olup olmadığı araştırılmıştır.

# 3.1. Gecikme Zamanı (Δt)

Avrupa'daki 4 vericiden alınan üç aylık VLF verilerinin analizi yapılırken toplam 405 adet LEP olayı tespit edilmiş fakat bunların 69 tanesinin Meteorage'den alınan yıldırım verileri ile ilişkili olduğu saptanmıştır. Bu sebeple gecikme zamanı ile ilgili istatistikler sadece yıldırımlarla bağlantılı LEP olayları için incelenmiştir. İncelenen LEP olaylarının 21'i HWU'da , 20'si HWV'de, 22'si ICV'de ve 6 tanesi ise SIC verici sinyalinde tespit edilmiştir. Şekil 3'te dört farklı verici sinyali üzerinde yıldırım boşalmalarına bağlı olarak tespit edilen LEP olayı sayılarının gecikme zamanına göre dağılımları gösterilmektedir.



Şekil 3. Dört faklı sinyal üzerinde yıldırım boşalmalarına bağlı olarak tespit edilen LEP olay sayılarının gecikme zamanına göre dağılımları

Bu LEP olaylarının gecikme zamanlarının yaklaşık %96'sı 0.25-2.5 sn ve %4'ü de 2.5-3.2 sn aralığında değişmektedir. Bill ve arkadaşları 2004 yılında yapmış oldukları benzer çalışmada gecikme zamanlarının 0.2-2.5 sn aralığında değiştiğini belirtmişlerdir [4]. Farklı olarak bizim çalışmamızda 2.5-3.2 sn aralığında gecikme zamanlarına sahip 3 adet LEP olayı tespit edilmiştir.

### 3.2. Oluşum Süresi (t<sub>d</sub>)

Oluşum süresi istatistikleri için sinyallerin üzerindeki 405 adet LEP olayı incelenmiştir. Şekil 4'te dört faklı sinyal üzerinde tespit edilen LEP olay sayılarının oluşum zamanına göre dağılımları gösterilmektedir.

LEP olaylarının oluşum zamanlarının yaklaşık %90'ı 0.5-3 sn ve %10'u da 3-5 sn aralığında değişmektedir. Tespit ettiğimiz bu sonuçlar daha önce yapılan çalışmalar ile uyum içerisindedir [5].



Şekil 4. Dört faklı sinyal üzerinde tespit edilen LEP olay sayılarının oluşum zamanına göre dağılımları

#### 3.3. Oluşum Şiddetindeki Değişim Miktarı (ΔA)

Şekil 5'de dört farklı sinyal üzerinde edilen LEP olay sayılarının oluşum tespit şiddetlerindeki değişime bağlı dağılımları gösterilmektedir. Tespit edilen LEP olaylarının oluşum şiddetindeki değişim miktarlarının %89'u 0.5-7 dB, %6's1 7-9.587 dB ve %5'i ise 0.175-0.5 dB aralığında değişmektedir. Literatürdeki benzer çalışmalar incelendiğinde oluşum şiddetindeki değişim miktarının 0.5-10 dB aralığında değiştiği bunun sebebinin kullanılan bilgisayar ve programında 0.5 dB'den küçük LEP olaylarının ihmal edilmesidir [5]. Bizim çalışmamızda ise bu değişim miktarının 0.5 dB'den küçük olabileceği tespit edilmiştir.



Şekil 5. Dört faklı sinyal üzerinde tespit edilen LEP olay sayılarının oluşum şiddetindeki değişim miktarına göre dağılımları

#### 74. Geri Dönüş Zamanı (t<sub>r</sub>)

Sinyalin tekrar eski haline dönmesi için geçen zaman olarak tanımlanır. Şekil 6'da dört farklı verici sinyalleri üzerinde tespit edilen 405 adet LEP olayının geri dönüş zamanlarına bağlı dağılımları gösterilmektedir.



Şekil 6. Dört faklı sinyal üzerinde tespit edilen LEP olay sayılarının geri dönüş zamanlarına bağlı dağılımları

Tespit edilen LEP olaylarının geri dönüş zamanlarının yaklaşık %98'i 10–100 sn ve %2'si de 100–150 sn aralığında değişmektedir. Literatürdeki benzer çalışmalar incelendiğinde geri dönüşüm zamanlarının 10–100 sn aralığında değiştiği görülmüştür. Bir olayın geri dönüş zamanı 7.5 saniye olarak bulunmuştur. 8 adet LEP olayının geri dönüş zamanları ise 100–150 sn arasındadır.

#### 3.5. Geçici Karakteristikler Arasındaki İlişki

Bu kısımda yukarıda verilen LEP olaylarına ait geçici karakteristikler arasındaki ilişki (ortak değişim) Korelâsyon yöntemi ile incelenmiştir. X ve Y gibi iki seri arasındaki ilişkinin derecesini oransal olarak veren Korelâsyon Katsayısı p ile gösterilir ve şöyle tanımlanır.

$$\rho = \frac{\sum xy}{\sqrt{\sum x^2 \sum y^2}}$$
(1)

Bir seri ile birden fazla seri arasındaki ilişkinin ölçülmesi istendiğinde Çoklu Korelâsyon Katsayısı kullanılır.  $X_1$  serisi ile  $X_2$ ,  $X_3$  serileri arasındaki çoklu korelasyon katsayısı Denklem 7.4 ile hesaplanır.

$$\rho_{1.23} = \sqrt{\frac{\rho_{12}^2 + \rho_{13}^2 - 2\rho_{12}\rho_{13}\rho_{23}}{1 - \rho_{23}^2}} \qquad (2)$$

 $\rho$  Korelâsyon katsayısı daima -1 ile +1 arasında değer alır, yani -1  $\leq \rho \leq$ +1 dir [6].

Yapılan Korelasyon katsayısı hesaplamaları sonucunda oluşum şiddetindeki değişim miktarı ile oluşum süresi arasındaki Korelasyon katsayısı  $\rho_{\Delta A-td} \approx -0.0434$ , oluşum şiddetindeki değişim miktarı ile geri dönüş zamanı arasındaki Korelasyon katsayısı  $\rho_{\Delta A-tr} \approx -0.1408$  ve oluşum süresi ile geri dönüş zamanı arasındaki Korelasyon katsayısı ise  $\rho_{td-tr} \approx 0.0143$  olarak bulunmuştur. Bununla birlikte, gecikme zamanı ile diğer geçici karakteristikler arasındaki Korelasyon katsayıları hesaplandığında sırasıyla  $\rho_{\Delta t-\Delta A} \approx 0.0535$ ,  $\rho_{\Delta t-tr} \approx -0.0524$  ve  $\rho_{\Delta t-tr} \approx -0.0009$  dır.

Bu hesaplamalardan elde edilen sonuçlara göre p değerleri sıfıra çok yakın çıktığı için incelenen geçici karakteristikler arasında herhangi bir ilişki olmadığı sonucuna varılmıştır.

#### 4. Teşekkür

Bu çalışma 104E005 nolu proje çerçevesinde TUBİTAK ve NSF (National Science Foundation) tarafından desteklenmiştir.

## 5.Kaynaklar

[1]. Johnson, M.P., Inan, U.S., Lev-Tov, S.J., Bell, T.F., 1999, "Scattering pattern of lightning-induced ionospheric disturbances associated with Early/Fast VLF events" Geophysical Research Letters, Vol:26, No:15, 2363-2366.

[2 Helliwell,R.A., Katsufrakis, J.P., Trimpi, M.L., 1973, "Whistler-induced amplitude perturbation in VLF propagation" J. Geophysical Research, Vol:78, No:22, 4679-4688.

[3]. Burgess, W.C., Inan U.S., 1993, "The role of ducted whistlers in the precipitation loss and equilibrium flux of radiation belt electrons" J.Geophysical Research, Vol:98, No:A9, 15643-15665.

[4]. Peter, W.B., Inan, U.S., 2004, "On the occurence and spatial extent of electron precipitation induced by oblique nonducted Whistler waves J. Geophysical Research, Vol:109, No:A12215, 1-17.

[5].Peter, W.B., 2007, "Quantitative measurement of lightning-induced electron precipitation using VLF remote sensing" Phd. Thesis, Stanford University.

[6].Karagöz, M., 2006, "*İstatistik Yöntemleri*" Ekin Kitabevi Yayınları, Bursa.

# CEP TELEFONLARININ YAYDIĞI ELEKTROMANYETİK ALANLARIN OTONOM SİNİR SİSTEMİ ÜZERİNDEKİ ETKİLERİNİN İNCELENMESİ

Metin Yıldız, Derya Yılmaz\*

Başkent Üniversitesi, Mühendislik Fak. Biyomedikal Müh. Bölümü Ankara <u>myildiz@baskent.edu.tr</u>

<sup>\*</sup>Başkent Üniversitesi, TBMYO Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Programı Ankara <u>derya@baskent.edu.tr</u>

Özet: Bu çalışmada, otonom sinir sisteminin (OSS) girişimsiz bir göstergesi olarak kabul edilen kalp hızı değişkenliği (KHD) analizleri kullanılarak cep telefonlarının OSS üzerindeki etkisi incelenmiştir. Kalp hızı değişkenliğini etkileyen fizyolojik ve psikolojik faktörler dikkate alınarak düzenlenen deneyde genç ve sağlıklı 17 gönüllü GSM900 tabanlı cep telefonu ile çok düşük (cep telefonunun beklemede: CTb) ve nispeten yüksek güçlü (cep telefonu aranırken: CTa) elektro manyetik alana maruz bırakılmıştır. Verilerin analizi, ortalama RR aralığı ve standart sapması ile KHD güç spektrumunun parasempatik sinir aktivitesi ile ilişkili kısmının gücünün CTa durumunda CTb ye göre değiştiğini göstermiştir. Bu sonuçlar, GSM900 tabanlı cep telefonlarının ürettiği nispeten yüksek güçlü elektromanyetik alanların OSS aktivitesini etkilediğine işaret etmektedir.

# 1. Giriş

Cep telefonlarının beyin ve sinir sistemi üzerindeki etkileri konusu son on yıl içerisinde önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir. Cep telefonu (CT) kullanımının beynin uyarılabilirliğini [1] ve dinlenme durumunda kan basıncını arttırdığı [2], beyin kan akış hızında [3,4,5] ve elektriksel aktivitesinde değişimler meydana getirdiği [6] gösterilmiştir.

Kalp hızı değişkenliği(KHD) analizleri, sağlıklı ve hasta kişilerde kalp ve otonom sinir sisteminin (OSS) durumunun dolaylı yoldan girişimsiz olarak belirlenmesine imkan veren bir yöntemdir [7-9]. KHD analizleri cep telefonlarının kalp ve OSS üzerine olan etkilerini belirlemek üzere kullanılabilir [10, 11]. KHD sinyallerinin spektral analizi OSS'nin sempatik ve parasempatik dallarının birbirine göre durumları hakkında bilgi vermektedir. KHD güç spektrumunun 0.04Hz ile 0.15Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) sempatik ve parasempatik, 0.15Hz ile 0.5Hz arasındaki bölgesinin gücü (LF) güçlerinin oranı simpato-vagal balans olarak isimlendirilmektedir [7-9]. KHD analizleri konusundaki son yıllardaki çalışmalar solunum parametrelerinin KHD analizlerini büyük oranda etkilediğini, KHD analizlerinin solunumda dikkate alınarak yapılması gerektiğini [12] göstermiştir. Ayrıca, katı yiyecekler yenmesi durumunda yemekten sonra OSS'de değişimler olduğu tespit edilmiştir [13, 14].

Cep telefonlarının, kardiovasküler sistem ve OSS üzerindeki etkileri konusunda literatürde sadece birkaç çalışmaya rastlanmaktadır. Bu çalışmaların sonuçları ise tartışmalıdır [11]. Huber ve ark., 2003 ve Mann ve ark.,2005 uyku sırasında baştan uzağa yerleştirilen cep telefonunun yaydığı düşük güçlü elektromanyetik alanların kalp atım hızını etkilemediğini rapor etmişlerdir [15,16]. Uyanık ve cep telefonunun kafaya yakın olduğu durum ise daha tartışmalıdır. Braune ve ark, 1998 cep telefonunun yaydığı elektromanyetik alanların sempatik tonda artışa neden olduğunu [2], Wilen ve ark. ise cep telefonu ile ilgili öznel rahatsızlıklarını belirten deneklerin LF/HF oranında, cep telefonu ile ilgili öznel rahatsızlıklarını belirtmeyenlere göre, sempatik sistemin baskınlığı yönünde bir değişim gözlendiğini belirtmişlerdir [17]. Tahvanainen ve ark. 2004, cep telefonu kullanımın kan basıncı ve kalp atım hızını etkilemediğini [18], Atlasz ve ark. 2006 ise KHD parametreleri ve kalp atım hızı düzenlenmesini etkilemediğini [10] iddia etmişlerdir. Parazzini ve ark.2007 cep telefonunun yaydığı elektromanyetik alanların çoğu KHD parametresini etkilemediği fakat bazı KHD parametreleri ile elektromanyetik alana maruz kalma arasında zayıf bir ilişki olduğunu rapor etmişlerdir [11].

Cep telefonları elektromanyetik alanları toplayan ve yayan düşük güçlü radyo cihazlarıdır. Mevcut standartlara göre, Avrupa'nın çoğu ülkesi ve Türkiye'de 900 MHz'de çalışan cep telefonlarının en fazla 2 W, 1800 MHz'de

çalışanların 1W ile yayın yapmasına müsaade edilmektedir [19]. Fakat zaman bölüşümlü çoklu erişimin kullanımı sebebi ile bu maksimum değerler hiç bir zaman çıkış gücünün sekizde birini aşmaz. Ayrıca aktarımdaki süreksizlikler ve adaptif güç kontrolü sebebi ile bu değerler iletişim sırasında daha da düşer [20]. İletişimin başlangıcında 2 W civarında olan çıkış gücü görüşme başladıktan sonra 100 mW seviyelerine düşer. Malaric ve ark., (2004) değişik durumlar için cep telefonunun yaydığı elektromanyetik alanın gücünü ölçmüşler ve cep telefonun çaldırılması öncesi iletişim ile kısa mesaj gönderilmesi durumlarında cep telefonunun yaydığı elektromanyetik alanın gücünün konuşma anındakinden çok daha yüksek olduğunu tespit etmişlerdir [21].

Bu çalışmada, cep telefonlarının OSS üzerindeki etkileri, KHD analizleri kullanılarak incelenmiştir. Gerçekleştirilen deney düzeneği ve verilerin analizi sırasında KHD'yi etkileyebilecek faktörler göz önünde bulundurularak, sonuçların güvenilirliği tartışılmıştır.

# 2. Materyal ve Metot

Gerçekleştirilen deneye 8'i bayan, 9'u erkek olmak üzere yaş ortalaması 21±2.2, kilo ortalaması 68±12 kg olan 17 gönüllü katılmıştır. Deney en yakın baz istasyonundan yaklaşık 150 metre uzaklıkta, 4 kattaki laboratuvarda gerçekleştirilmiştir. Kalp hızı değişikliği sinyallerini etkileyebilecek parametreleri kontrol altında tutmak üzere, deneyler deneklerin en son yemeklerinden en az üç saat sonra olmak üzere aç karınıa yapılmış, deneklerden deney boyunca konuşmamaları ve hareket etmemeleri istenmiştir. Deneyde GSM900 tabanlı mobile iletişim servisi ve SAR değeri 0.78 W/kg olan ticari bir cep telefonu (Nokia 1110i) kullanılmıştır. Cep telefonu tamamen sessiz konuma alınarak (zil sesi ve titreşim kapalı) deneklerin cep telefonunun aranıp aranmadığını anlamaları engellenmiştir. Denekler oturur pozisyonda iken cep telefonu sağ kulakları üzerine bir bone ile tutturulmuş, 5 dakika beklendikten sonra deneye başlanmıştır. Deneklerden 7 şer dakikalık 3 periyottan oluşan 21 dakikalık elektrokardiogram (EKG) sinyali ve solunumlarını kontrol etmek için eşzamanlı olarak solunum sinyalleri kaydedilmiştir. Deneyin ilk periyodunda tüm denekler cep telefonu bekleme durumunda tutularak çok düşük bir manyetik alana maruz bırakılmışlardır. Rasgele olmak üzere, deneklerin 9'u için deneydeki üç zaman periyodunun ikincisinde, 8'i üçüncüsünde olmak üzere, deneklerin kulağına değdirilen cep telefonu tekrar tekrar aranarak nispeten yüksek güçlü elektromanyetik alana tabi tutulmuşlardır.

Deneyden sonra deneklere cep telefonundan kaynaklanan herhangi bir ses, titreşim veya ısınma algılayıp algılamadıkları, algıladılar ise hangi deney periyodunda algıladıkları sorulmuştur. Deneklerden hiç biri deney boyunca herhangi bir titreşim yada ses algılamadıklarını belirtmişlerdir. 17 deneğin sekizi herhangi bir ses duymadıklarını, 9 tanesi ise bızlama şeklinde sesler duyduklarını belirtmişlerdir. Fakat bunlardan sadece 3 tanesinin arama periyodunda ses duyduklarını belirlenmiştir. Bu durum deney sonuçlarının cep telefonundan kaynaklı herhangi bir ses, titreme veya ısınma hissinden etkilenmediğini göstermektedir.

EKG ve solunum sinyallerinin kaydedilmesi MP30 (BIOPAC Systems, Inc., Goleta, CA) veri toplama sistemi vasıtası ile yapılmıştır. EKG kayıtları için tek kullanımlık gümüş-gümüş klorür elektrotlar kullanılarak, DI derivasyonu kaydedilmiştir. Solunum takibi için ise göğüs kafesi çevresine yerleştirilen elastik bir bant üzerine monte edilmiş solunum efor dönüştürücüsü kullanılmıştır. EKG ve solunum sinyalleri 1 KHz ile örneklenerek 10 bit çözünürlükle bilgisayara aktarılmıştır. KHD sinyalleri birbirini takip eden kalp atımlarındaki R-R dalgaları arasındaki zaman farkının bulunması ile elde edilmiştir. RR aralıkları bulunurken gürültülere karşı bağışıklığının yüksek olduğu bilinen bir algoritma kullanılmıştır [22]. Analizler için 180 saniyelik durağan KHD sinyalleri seçilmiştir. Solunum sinyalleri bu seçim sırasında kullanılmıştır. Solunumdaki küçük dahi olsa bir düzensizlik KHD de büyük değişimler oluşturmaktadır [12]. KHD sinyalleri 2 Hz ile interpole edilirken, solunum sinyallerinin örnekleme frekansı 2Hz'e düşürülmüştür. Güç spektral yoğunlukları bulunmadan önce sinyallerin ortalaması atılmıştır. Güç spektral yoğunluğu (GSY) kestirimleri sinyallerin frekans bileşenleri ve güçleri hakkında bilgi sağlar. Bu çalışmada, KHD ve solunum sinyallerinin GSY'si bulunurken, daha düzgün spektral bileşenler oluşturan [7], Burg AR metodu kullanılmıştır. Task Force, 1996 tarafından belirlenen yöntemle KHD sinyallerinin ortalama RR aralıkları (ortRR), RR aralıklarının standart sapması (stdRR), KHD GSY' sinin LF ve HF bölgelerinin güçleri, LF/HF oranı hesaplanmıştır. Solunum sinyallerinin GSY' sinden ise solunum sinyallerinin dominant frekansı (sdf) tespit edilmiştir.

Anderson Darling normalite testi uygulanarak verilerin normal dağılıma sahip olduğu görülmüştür. Cep telefonunun aranmasının öncesi ve arama durumları arasında istatistiksel açıdan değişim olup olmadığını tespit için student t-test kullanılmıştır. P<0.05 değerleri iki grup arasında anlamlı farklılık olduğu şeklinde yorumlanmıştır.

# 3. Deney Sonuçları

Cep telefonlarından yayılan nispeten yüksek güçlü radyasyonun KHD üzerinde değişimler oluşturup oluşturmadığını anlamak için; tüm denekler için aramadan hemen önceki bekleme (CTb) ile cep telefonunun aranması (CTa)

sırasındaki KHD parametreleri birbiri ile karşılaştırılmıştır (Tablo 1). Ortalama RR aralıklarının süresi, standart sapmaları, ve HF bölgesinin gücünde arama öncesine göre anlamlı farklılıklar gözlenmiştir. Ayrıca LF' te de istatistiksel açıdan anlamlı olmasa da (P=0.058) bir artış gözlenmiştir. Bu sonuçlara göre; OSS' nin sempatik ve parasempatik aktivitelerinde cep telefonundan yayılan daha yüksek EMF' ye maruz kalma durumunda artış olduğu söylenebilir. LF/HF oranında (sempato-vagal balans) bir değişim olmadığını görülmüştür. Solunum dominant frekansında solunumun 17.28 solunum/dak. dan 16.68 solunum/dak. ya olmak üzere bir değişime işaret edecek şekilde anlamlı bir değişim gözlenmiştir. Heyecanlanma sırasında solunum hızında bir artış söz konusu olmakta iken, solunum hızının azalması KHD parametrelerindeki değişimin heyecanlanmadan kaynaklı olmadığını göstermektedir.

N = 17CTb СТа 773.41±89.49 ortRR (ms) 785.82±85.54 stdRR (ms) 38.17±8.99 43.47±9.80\*  $LF(ms^2)$ 526.44±267.44 681.84±362.74 (P=0.058)  $HF (ms^2)$ 490.73±344.25 625.55±450.25\* LF/HF  $1.65 \pm 1.24$  $1.88 \pm 1.90$ Sdf (Hz) 0.288±0.059 0.278±0.060\*

Tablo 1. CTb ve CTa durumları için hesaplanan parametreler ve student t-test sonuçları

Deney sonucunun güvenilirliği için, Tablo 1 deki CTc durumundaki değişimlerin cep telefonundan yayılan nispeten yüksek güçlü elektro manyetik alanlar sebebi ile mi yoksa uzun süre oturur vaziyette beklemeden mi kaynaklandığını tespit etmek gereklidir. Bunun için cep telefonunun aranmasından önce iki adet 7 dakikalık bekleme periyodu içeren denek grubunun iki bekleme arasındaki verileri hesaplanıp karşılaştırılmıştır. Hiç bir parametrede istatistiksel açıdan anlamlı bir fark görülmemesi sebebi ile 21 dakika gibi bir beklemenin KHD üzerinde bir değişim oluşturmadığı sonucuna varılmıştır.

#### 4. Tartışma ve Sonuç

<sup>\*</sup>P<0.01

Arama anında kalp atım hızı çok az olmak üzere düşmüştür. Bu çalışmanın kalp atım hızı ile ilgili sonucu, Braun ve ark., 1998 ile uyumlu iken [2], Tahvanainen ve ark., 2004 ve Atlasz ve ark., 2006 ile ters düşmektedir [10, 18]. Asıl incelediğimiz konu olan kalp hızı değişkenliği ile ilgili literatürde bildiğimiz kadarı ile sadece üç çalışma bulunmaktadır. Mann ve ark. cep telefonlarının uyku sırasında OSS' yi etkileyip etkilemediğini incelemişlerdir [16]. Fakat cep telefonu deneklerden 40 cm uzağa yerleştirilmesi, yazarlar tarafından da belirtildiği gibi muhtemel ısıl etkileri göz ardı etmek manasına gelmektedir. Bu çalışmada ise cep telefonu direkt kulağa uygulanmamıştır. Wilen ve ark., 2006 cep telefonu ile ilgili rahatsızlıkları bulun ve bulunmayan kişilere uyguladıkları cep telefonu kaynaklı elekromanyetik alanların, cep telefonu ile ilgili rahatsızlıkları buluna grupta LF/HF oranını sempatik aktivitenin arttığını gösterir yönde değişmiştir [17]. Bu çalışmada, CT ile aranmanın hemen öncesindeki bekleme durumunda 1.65±1.24 olan LF/HF oranı, CTa durumunda 1.88±1.90 olmuş fakat istatistiksel açıdan anlamlı bir fark göstermemiştir. Parazzini ve ark. 2007 ise çalışmalarında cep telefonlarının yaydığı 2W gücündeki manyetik alana maruz bırakılan deneklerin KHD LF gücü ve bazı zaman düzlemi ölçümleri arasında zayıf bir ilişki olduğunu belirtmişlerdir [11]. Bu çalışmada ise, ortRR, stdRR, HF ve LF bölgesi güçlerinde değişimler olduğu görülmektedir.

Bu çalışmada elde edilen sonuçların daha önceki çalışmaları bazı açılardan destekleyip bazı açılardan farklılık gösterdiği görülmektedir. Bunun sebebi olarak daha önceki çalışmaların hiçbirinin yemekten sonar KHD analiz sonuçlarının değişebileceğini ve solunumun KHD üzerindeki etkilerini dikkate almamış olmaları olabilir. Bu çalışmada ayrıca KHD analiz sonuçlarını etkileyebilecek diğer etmenlerin etkili olup olmadığına da bakılmıştır. Oturur vaziyette beklemenin (21 dakika civarında), cep telefonundan kaynaklı ses, ısı veya titreşim etkisinin KHD' yi değiştirmediği tespit edilmiştir. Ayrıca CTa durumunda, CTb ye göre solunumda bir hızlanma gözlenmediği, kalp atım hızının artmadığı görülmüştür. Bunlarda deneklerin deney sırasında heyecanlanmadığının bir işaretidir.

Bu çalışmanın sonuçlarına göre, cep telefonlarından aranma anlarında yayılan nispeten yüksek güçlü elektromanyetik alanların KHD'yi dolayısı ile OSS'yi etkilediği söylenebilir. Bu etkinin başa uygulanan elektomanyetik enerjinin dokuların ısısını arttırması, genişleyen damarlar sebebi ile kan akışı ve basıncında değişimler oluşması ve kardiovasküler ve solunum kontrol sistemlerinin bu ısıl etkiyi kompanze etmek üzere faaliyet göstermesinden kaynaklandığını düşünüyoruz. Bu çalışma sırasında ayrıca, 7 dakika gibi bir sure için cep telefonundan yayılan elektromanyetik radyasyona maruz bırakılan gençlerde ektopik atım, taşikardi veya bredikardi gibi durumların oluşmadığı gözlenmiştir. Bundan sonra, kardiovasküler sistem veya OSS'ile ilgili rahatsızlıkları bulunan kişiler üzerinde benzer bir çalışma gerçekleştirilebilir.

#### Kaynaklar

[1]. Ferreri, F., Curcio, G., Pasqualetti, P., Gennaro, L.D., Fini, R., Rossini, P.M., Mobile phone emissions and human brain excitability. Ann. Neurol., 60, 188-196, 2006.

[2]. Braune, S., Wrocklage, C., Raczek, J., Gailus, T., Lücking, C.H., Resting blood pressure increase during exposure to radiofrequency electromagnetic field. Lancet, 351, 1857–1858, 1998.

[3]. Haarala, C., Aalto, S., Hautzel, H., Julkunen, L., Rinne, J.O., Laine, M., et al., Effects of a 902MHz mobile phone on cerebral blood flow in humans-a PET study. Neuroreport, 14, 2019–2023, 2003.

[4]. Huber, R., Treyer, V., Borbely, A.A., Schuderer, J., Gottselig, J.M., Landolt, H.P., et al., Electromagnetic fields, such as those from mobile phones, alter regional cerebral blood flow and sleep and waking EEG. J. Sleep Res., 11, 289–295, 2002.

[5]. Huber, R., Treyer, V., Schuderer, J., Berthold, T., Buck, A., Kuster, N., et al., Exposure to pulse-modulated radio frequency electromagnetic fields affects regional cerebralblood flow. Eur. J. Neurosci., 21, 1000–1006, 2005.

[6]. Croft, R.J., Chandler, J.S., Burgess, A.P., Barry, R.J., Williams, J.D., Clark, A.R., Acute mobile phone affects neural function in humans. Clinical Neurophysiology, 113, 1623-1632, 2002.

[7]. Task Force., Heart rate variability: Standards of measurements, physiological interpretation, and clinical use. Task Force of ESC/NASPE (European Society of Cardiology/North American Society of Pacing and Electrophysiology). Circulation, 93, 1043-1065, 1996.

[8]. Gang, Y., Malik, M., Heart rate variability analysis in general medicine. Indian Pacing Electrophysiol J., 3, 34–40, 2003.

[9]. Kleiger, R.E., Stain, P.K., Bigger, J.T., Heart rate variability: measurement and clinical utility. Ann. Nucl. Eng., 10, 88-101, 2005.

[10]. Atlasz, T., Kellenyi, L., Kovacs, P., Babai, N., Thuroczy, G., Hejje, L., Hernadi, I., The application of surface plethysmography for heart rate variability analysis after GSM radiofrequency exposure. J Biochemical and Biophysical Methods, 69, 233-236, 2006.

[11]. Parazzini, M., Ravazzni, P., Tognola, G., Thuroczy, G., Molnar, F.B., Sacchettini, A., Ardesi, G., Tommaso, M., Electromagnetic fields produced by GSM cellular phones and heart rate variability. Bioelectromegnetics, 28, 122-129, 2007.

[12]. Yildiz, M., Ider, Y.Z., Model based and experimental investigation of respiratory effect on the HRV power spectrum. Physiol. Meas., 27, 973-988, 2006.

[13]. Lu, C.L., Zou, X., Orr, W.C., Chen, J.D.Z., Postprandial changes of sympthovagal balance measured by heart rate variability. Dig. Dis. Sci., 44, 857-61, 1999.

[14]. Friesen, C.A., Lin, Z., Schurman, J. V., Andre, L., Mccallum, R.W., Autonomic nervous system response to a solid meal and water loading in healthy children: its relation to gastric myoelectrical activity. Neurogastroenterol Motil, 19, 376–382, 2007.

[15]. Huber, R., Schuderer, J., Graf, T., Jütz, K., Borbe Iy, A.A., Kuster, N., Achermann, P., Radio frequency electromagnetic field exposure in humans: Estimations of SAR distribution in the brain, effects on sleep and heart rate. Bioelectromagnetics, 24, 262–276, 2003.

[16]. Mann, K., Connemann, B., Röschke, J., Cardiac autonomic activity during sleep under the influence of radiofrequency electromagnetic fields. Somnologie, 9, 180-184, 2005.

[17]. Wilen, J., Johansson, A., Kalezic, N., Lyskov, E., Sandstro, M., Psychophysiological tests and provocation of subjects with mobile phone related symptoms. Bioelectromagnetics, 27, 204-214, 2006.

[18]. Tahvanainen, K., Nino, J., Halonen, P., Kuusela, T., Laitinen, T., Lansimies, E., Hartikainen, J., Hietanen, M., Lindholm, H., Cellular phone use does not acutely affect blood pressure or heart rate in humans. Bioelectromegnetics, 25, 73-83, 2004.

[19]. CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization). 2001. Basic standard for the measurement of Specific Exposure Rate related to human exposure to electromagnetic fields from mobile phones (300 MHz – 3 GHz). (EN 50361: 2001E).

[20]. IEGMP (Independent Expert Group on Mobile Phones). 2004. Mobile Phones and Health 2004: National Radiological Protection Board, 15, 1-114, <u>http://www.nrpb.org</u>

[21]. Malaric, K., Bartolic, J., Malaric, R., Measurement of GSM phone emission. Instrumentation and Mesurement Techonology Conference - IMTC 2004, Como, Italy 18-20 May 2004.

[22]. Freisen, G.M., Jannett, T.C., Jadallah, M.A., Yates, S.L., Quint, S.R., Nagle, H.T., A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms. IEEE Trans. Bio. Med. Eng., 37, 85–98, 1990.

# Manyetik Alanın İzole Sıçan Siyatik Siniri Üzerine Etkileri

Özlem Coşkun Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Bölümü Süleyman Demirel Üniversitesi oulukut@mmf.sdu.edu.tr

> Onur Elmas Fizyoloji Bölümü Süleyman Demirel Üniversitesi oelmas@med.sdu.edu.tr

Selçuk Çömlekçi Elek. ve Hab. Mühendisliği Bölümü Süleyman Demirel Üniversitesi scom@mmf.sdu.edu.tr

Suat Özkorucuklu Fizik Bölümü Süleyman Demirel Üniversitesi osuat@mmf.sdu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada manyetik alanın izole sıçan siyatik siniri üzerine etkisinin incelenmesi amaçlanmıştır. İzole sinir 30 saniye 1mT Helmholtz bobini ile manyetik alana maruz bırakıldıktan sonra 0.1-0.5 ms süreli eşik ve supramaksimal pulslarla uyarılmış ve hücre dışı izole kayıt yöntemi kullanılarak değerler kaydedilmiştir (n=20). Elde edilen kayıtlardan ileti zaman farkı, max genlik farkı, min genlik farkı, depolarizasyon süresi, repolarizasyon süresi ve hiperpolarizasyon süresi ölçülmüştür. İleti hızı her bir sinir için, sinir uzunluğu ve latans kullanılarak hesaplanmıştır. Manyetik alan uygulanan sinirlerde, sinir ileti hızında bir değişme olmanıştır. Ancak manyetik alan uygulanan sinirlerde; min genlik farkı ve repolarizasyon süresi artarken, max genlik farkı, depolarizasyon süresi ve hiperpolarizasyon süresi anlamlı olarak azalmıştır(p<0.05).

Anahtar Kelimeler-Manyetik alan, sinir iletimi, siyatik sinir

# 1.Giriş

İnsanlar doğal ve insan yapımı kaynaklı elektrik ve manyetik alanların dahili veya harici olarak etkisi altındadır. Fakat ne insan yapımı kaynakların ne de doğal kaynakların oluşturduğu manyetik ve elektrik alanlar gözle görülmez. İnsan sağlığı üzerinde; elektrik alanların muhtemel sağlığa zararlı etkileri hakkında ilk incelemeler, 1960'ların sonu 1970'lerin başlarında yayınlanmıştır. Bu çalışmalar ile 2.6 kV/m'ye kadar elektrik alanına maruz kalan şalt sahasında çalışan işçilerde; baş ağrısı, sindirim bozukluğu, kardiyovasküler değişimler, uykusuzluk, sinirlilik artması gibi maruziyetle ilgili semptomlar ortaya konulmuştur. Bu bulgular, çeşitli ülkelerde araştırmaların artmasına neden olmuştur. Manyetik alanlar, insan organizmasında büyük ölçüde karışıklığa sebep olabilirler. Örneğin vücudun molekül ve atomları arasındaki denge kaybolabilir, biyokimyasal faaliyetler etkilenebilir ve en önemlisi hücrenin, dolayısıyla dokuların işleyişinde önemli olan elektriksel yapı bozulabilir. Kalp dolaşım sistemi, bağışıklık sistemi ve sinir sisteminde buna bağlı bozukluklar ortaya çıkabilir. Vücudun bağışıklık sisteminin sürekli zayıflamasının kanser oluşumunu artıran veya kanseri başlatan ya da tetikleyen bir etki yapacağı konusu gündeme gelmiş konulardandır. İnsan sağlığı açısından kritik bir risk faktörü oluşturan, bu alanların biyolojik etkilerini araştıran çalışmaların sayısı, hızla artmaya başlamıştır [1].

# 2. Manyetik Alanın Sinir Sistemi Üzerine Etkileri

Manyetik alana maruz kalan canlılarda, vücut içi moleküllerin elektriksel olarak yüklü olmaları nedeniyle, elektrik akımları oluşur. Tüm vücut değişken manyetik alan etkisinde kaldığında aşağıda belirtilen sınırlar dahilinde vücutta bazı değişiklikler olduğu bilinmektedir [2]. En bilinen etkiler aşağıda verilmektedir;

- 50/60 Hz'de 0.5-5 mT üzerindeki manyetik alan veya 3 Hz de 10-100 mT'lık manyetik alanın vücut içinde oluşturduğu 1-10mA/m<sup>2</sup>'lik akım yoğunluğu ikinci derecede biyolojiksel etkiler meydana getirir.
- 50/60 Hz'de 5-50 mT üzerindeki manyetik alan veya 3 Hz de 100-1000 mT'lık manyetik alanın vücut içinde oluşturduğu 10-100mA/m<sup>2</sup>'lik akım yoğunluğu görmeyi içeren dokular ve sinir sisteminde tedavi edici özellikleri vardır. Ayrıca kemik kırığında onarılma hızını artırır.
- 50/60 Hz'de 50-500 mT üzerindeki manyetik alan veya 3 Hz de 1-10 T'lık manyetik alanın vücut içinde oluşturduğu 100-1000mA/m<sup>2</sup>'lik akım yoğunluğu, uyarılabilir dokuları stimüle etmektedir
- 50/60 Hz'de 500 mT den büyük veya 3 Hz de 10 T'lık manyetik alanın vücut içinde oluşturduğu 1000mA/m<sup>2</sup>'lik akım yoğunluğu akut sağlık riskleri meydana getirmektedir.

60 Hz frekansta 28mT'lık alanlara maruz kalmak uyku bozukluklarına sebep olur. Ancak alana sürekli maruz kalındığında bu sorun kesinlikle ortadan kalkar [3]. 50 Hz frekanslı 100 mT manyetik alanın, bu alana maruz kalan insanların tepki zamanlarında üzerinde bir değişiklik yapmadığı ancak hafıza üzerinde olumsuz etkiler yarattığı belirtilmiştir [4]. Sıçanlar üzerinde yapılan bir araştırmada, 200 mT'lık manyetik alan maruz kalan deneklerde hafıza zayıflığı gözlenmiştir [5].

Sağlıklı genç insanlardan seçilen gönüllülerden yapılan çalışmada, 50 Hz frekans altında, 1 mT manyetik alana 65 saat maruz kalan deneklerde kavrama fonksiyon testleri uygulanmış ve herhangi bir olumsuz etkileşim görülmemiştir [6]. Gönüllülerle yapılan bir başka çalışmada, denekler 50 Hz frekansa sahip 14 veya 28 mT aralığında alana maruz bırakılmıştır. Çalışma sonucunda sinir bozuklukları olmadığı ve sinir iletim hızında bir değişiklik meydana gelmediği görülmüştür [7].

# 3. Materyal ve Metod

Bu çalışma, Süleyman Demirel Üniversitesi Tıp Fakültesi, Fizyoloji Anabilim Dalı Laboratuarında gerçekleştirilmiştir. Deneyler Süleyman Demirel Üniversitesi Etik Kurulu yönergesine uygundur. Çalışmada, ağırlıkları 270-300 gram arasında değişen sağlıklı 20 adet dişi Wistar Albino türü sıçan denek olarak kullanılmıştır. Tüm denekler, standart laboratuar koşulları altında üretim yapan Süleyman Demirel Üniversitesi Tıp Fakültesi Hayvan laboratuarından temin edilmiştir. Denekler araştırma süresince plastik kafeslerde, her kafeste en fazla 5 adet olacak şekilde tutulmuşlar, bu süre içerisinde istedikleri kadar su içip yem yiyebilmişlerdir. Barındıkları oda, 12 saat aydınlık 12 saat karanlık olacak şekilde ayarlanmıştır. Ayrıca deney ortam sıcaklığı çalışma süresince  $23 \pm 1^{\circ}$ C aralığında tutulmuştur. Deneklerin tamamı maruziyet (manyetik alan) grubu (n=10) ve kontrol grubu (n=10) olarak ikiye ayrılmıştır.

Deneyde manyetik alan oluşturmak için Helmholtz bobin takımı düzeneği kullanılmıştır. Bu düzenekte; birbirine paralel iki çembersel akım kaynağı arasında uygun bir a uzaklığı olduğunda, oluşacak akı yoğunluğunun çok az değişeceği ve böylece manyetik alanın homojen olacağı varsayılır. Helmholtz bobin takımı düzeneği Şekil 1'de gösterildiği gibidir.



Şekil 1. Helmholtz bobin düzeneği

Helmholtz bobin düzeneği olarak kullandığımız halkaların çapı 10 cm ve halkalar arasındaki mesafe 10 cm'dir. Bu halkalar arasına rahatça girebilen pleksiglass kutu biçimindeki sinir banyosu (10x15x0.7 cm) ve bu kutuya siyatik sinirleri sabitlemek için plastik kelepçe düzeneği hazırlanmıştır. 25 V, 50 Hz değişken alternatif güç kaynağı (Philip Haris, England) 'nın çıkış gerilimi ayarlanarak bobinler arasındaki manyetik akı yoğunluğu 1mT olacak şekilde ayarlanmışve manyetik alan Probu (Philip Haris, England) çıkışında indüklenen RMS gerilim, sayısal gerilim ölçer (Chavin Arnoux max 300 TRMS, France) ile kontrol edilmiştir. Ortamda başka manyetik alana neden olacak cihazların bulunmamasına özen gösterilmiştir.

Deney ortamında umulmadık bozucu frekanslardaki alanların ve radyo frekans etkenlerin olabileceği düşünülerek üniversitenin Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü laboratuar cihazları ile deney süresince rasgele zamanlarda ölçümler ve gözlemler yapılmıştır. Tüm hayvanlar dekapitasyondan sonra disseke edilerek 3 cm uzunluğundaki siyatik sinir demetleri alınmıştır. Bu çiftlerden hasarsız ve deneye uygun olanları ile ölçüm yapılmıştır.



Şekil 2. Sıçan siyatik sinirinin çıkarılması

Alınan sinir demetleri Ringer çözeltisi içerisinde 1 saat bekletilmiş ve daha sonra kurutma kağıdı ile kurutulmuştur. Elektriksel bağlantıları da kullanım kılavuzunda belirtilen kurallara uygun olarak gerçekleştirilmiştir. Daha sonra izole sinir, sinir banyosuna yerleştirilerek 0.1-0.5 ms süreli ve 0.05 V genlikli pulslarla uyarılmıştır. Stimülasyon ve çıktılar için Powerlab 8/30 (AD Instruments, Colorado) kayıt cihazı, bu cihazın dual bioamp seti, sinir banyosu ve ChartPro yazılımı kullanılmıştır.

Uyarıdan hemen sonra ilk kayıt alınmıştır. Daha sonra 30 saniye süre boyunca, 1 mT manyetik akı yoğunlu olan Helmholtz bobin takımına maruz bırakılan sinirden tekrar bir kayıt alınmıştır. Kontrol grubu yine aynı işlemlerden geçirilmiş ve farklı olarak sadece 30 s, 1 mT manyetik akı yoğunluğuna maruz bırakılmadan kayıt alınmıştır. Kayıtlar bilgisayar ortamında Chart 5.4 programı kullanarak, Chart dosyası olarak kaydedilmiştir. Daha sonra ise Matlab yazılımı ile Matlab dosyası haline dönüştürülmüştür.



Şekil 3. Elde edilen bir kayıt örneği

Şekil 3'de bir örneği görülen kayıtlardan; ileti zaman farkı, max genlik farkı, min genlik farkı, depolarizasyon süresi, repolarizasyon süresi ve hiperpolarizasyon süresi ölçülmüştür. Daha sonra tüm parametreler ayrı dosyalar altında Excel programına kaydedilmiş ve bu değerlerin ortalamaları alınmıştır. Bu değerler T-testi yapılarak istatistiksel olarak karşılaştırılmış ve p<0.05 anlamlı kabul edilmiştir.

# 4. Bulgular

| Parametre                           | Kontrol Grubu | Manyetik Alan Grubu |
|-------------------------------------|---------------|---------------------|
| İleti Zaman Farkı (mikrosn)*        | 0.08±0.04     | 0.08±0.02           |
| Max Amplitüdler Farkı (mV)*         | 29.86±14.54   | 25.66±16.91         |
| Min Amplitüdler Farkı (mV)*         | 18.15±9.70    | 19.82±10.28         |
| Depolarizasyon Süresi (mikrosn)*    | 0.36±0.06     | 0.35±0.03           |
| Repolarizasyon Süresi (mikrosn)*    | 0.31±0.02     | 0.32±0.02           |
| Hiperpolarizasyon Süresi (mikrosn)* | 1.84±0.46     | 1.43±0.24           |

(\*) Ortalama +-Standart Sapma

# 5. Sonuçlar

Manyetik alanların insan sağlığı üzerindeki etkileriyle ilgili birçok çalışma yapılmış olmasına rağmen, elde edilen bulgular tatmin edici değildir. Hatta bazı çalışmalar manyetik alana maruz bırakılmada, manyetik alanın hücre yapısına veya dokulara zarar vermediğini öne sürmektedir. Bu çalışmada bozucu olması muhtemel 1 mT dış manyetik etkenin, izole sıçan siniri üzerine etkisi gösterilmiştir. Elde edilen kayıtlardan ileti zaman farkı, max genlik farkı, min genlik farkı, depolarizasyon süresi, repolarizasyon süresi ve hiperpolarizasyon süresi ölçülmüştür. İleti hızı her bir sinir için, sinir uzunluğu ve latans kullanılarak hesaplanmıştır. Manyetik alan uygulanan sinirlerde, sinir ileti hızında bir değişme olmamıştır. Ancak manyetik alan uygulanan sinirlerde; min genlik farkı ve repolarizasyon süresi artarken, max genlik farkı, depolarizasyon süresi ve hiperpolarizasyon süresi anlamlı olarak azalmıştır (p<0.05). Sonuç olarak manyetik maruz kalma şartları incelenmeli ve bunlara göre gerekli düzeltmeler yapılarak, ulusal standartlar belirlenmelidir. Bu konuda yapılacak araştırmaların devam etmesi, bilimsel ve toplum sağlığı açısından önemlidir.

# Kaynaklar

[1]. Şeker. S., Çerezci O., 1997. Çevremizdeki Radyasyon ve Korunma Yöntemleri, Boğaziçi Yayınları.

[2], Villa, M., Mustarelli, P., Caprotti, M., 1991. Biological Effects of Magnetic Field, life Sciences, 49:85-92.

[3], Graham, C., Cook, MR., 1999b, Human Sleep in 60 Hz Magnetic Field, Bioelectromagnetic, 0:277-283

[4]. Podd, J., Abbott, J., 2002. Brief Exposure to a 50 Hz, 100 mT Magnetic Field Effect on Reaction Time, Accuracy and Recognition Memory, Bioelectromagnetic, 23: 189-195.

[5]. Mostafa, RM., Mostafa, YM., 2002. Effect of Exposure to Extremely Low Frequency Magnetic Field of 2G Intensity on Memory and Corticosterone Level in Rat, Physiol Behav, 76:589-595.

[6]. Delhez, M., Legros, JJ., 2004. No Influence of 20 and 400 mT, 50 Hz Magnetic Field Exposure on Cognitive Function in Human, Bioelectromagnetic, 25:592-598.

[7]. Graham, C., Cook, MR., 1999a. Human Exposure to 60 Hz Magnetic Field Neurophysiological Effects, Int J Psychophsicol 33:169-175.

# Farklı Frekanslı Kaynak Tipleri için Antalya İli Elektromanyetik Alan Seviyeleri ve Risk Analizi

Şükrü Özen<sup>1</sup>, Selçuk Helhel<sup>1</sup> ve S. Cumhur Başaran<sup>2</sup> <sup>1</sup>Akdeniz Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 07200/Antalya <sup>2</sup>Akdeniz Üniversitesi, TBMYO, Antalya sukruozen@akdeniz.edu.tr, selcukhelhel@akdeniz.edu.tr, cbasaran@akdeniz.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, Antalya İli yerleşim alanında farklı frekanslı elektromanyetik alan kaynaklarının neden olduğu alan seviyeleri ölçülerek belirlenmiştir. Yerleşim alanlarından geçen enerji iletim ve dağıtım hatları ile TV vericileri, radyo ve telsiz antenleri ile cep telefonu baz istasyonları için ölçümler yapılmıştır. Bu kaynaklara yakın yerleşim alanlarında ve konutlar içersindeki alan seviyeleri ölçülerek güvenlik limitleri ışığında değerlendirilmiştir.

#### 1.Giriş

Son zamanlarda biyoelektromanyetik alanında yapılan araştırmalar dikkate alındığında, elektromanyetik alanların biyolojik etkilerinin araştırılmasına dönük çalışmalar öne çıkmaktadır[1, 2, 3]. Çünkü yapılan deneysel ve epidemiyolojik çalışma sonuçları muhtemel olumsuz etkileri sunmaktadır. Amerika milli çevre sağlığı bilimleri enstitüsü (NIEHS) 0.3-0.4µT< değerli ELF elektromanyetik alanları, muhtemel kanserojen olarak kabul edip Dünya Sağlık Örgütünün (WHO) bir birimi olan uluslararası kanser araştırmaları ajansı (IARC) tarafından belirlenen 2B-Grubuna dahil edilmiştir[2-4]. Yine bu alanda radyo frekanslı kaynakların yaydıkları alanlara ilişkin çok sayıda çalışma göze çarpmaktadır[5-7]. Frekans tiplerine göre tüm kaynakların yaydıkları alan seviyelerinin belirlenmesi yapılan çalışmalar açısından ve risk faktörlerinin ortaya konması bakımından önem arz etmektedir.

Yapılan araştırma ile Antalya ilindeki elektromanyetik alan (EMA) kaynakları frekansa bağlı olarak gruplandırılmış ve bu kaynakların oluşturdukları elektromanyetik kirlilik seviyeleri incelenmiştir. Düşük frekanslar bölgesinde (özellikle 50Hz) kent merkezinde ve yerleşim alanları yakınındaki enerji iletim ve dağıtım hatları çevresinde EMA ölçümleri yapılmıştır. Televizyon, radyo, telsiz vericileri ile cep telefonu baz istasyonları ise radyo frekans (RF) bölgesini kullanan kaynaklar olarak ayrı bir grupta değerlendirilmiştir. Tüm kaynakların yakın çevresinde bulunan konutlarda da EM alan ölçümleri detaylı olarak yapılmış ve güvenlik limitleri bakımından risk analizinin yapılabilmesine olanak sağlanmıştır. Çalışma, ülke genelindeki elektromanyetik kirlilik ile ilgili araştırmalara ışık tutabilmek maksadıyla, Antalya için özel verileri yansıtmaktadır.

#### 2.EMA Ölçümleri

Çalışmada elektromanyetik ışınım kaynakları frekans özelliklerine göre sınıflandırılarak gruplandırılmıştır. Düşük frekanslar (ELF) bölgesinde yüksek gerilim (YG), orta gerilim (OG) ve alçak gerilim (AG) enerji iletim ve dağıtım hatları bir grupta değerlendirilmiştir. Radyo frekans (RF) bölgesinde yoğunlaşan TV, radyo ve telsiz vericileri ile cep telefonu baz istasyonları da ayrı bir grupta incelenmiştir. Manyetik alan ölçümlerinde NARDA firmasının ürünü olan ELT-400 Manyetik Alan Ölçüm cihazı, elektrik alan ölçümlerinde ise NARDA Firmasının ürünü olan EMR-300 elektrik alan ölçüm cihazı ve 100 kHz - 3 GHz frekans aralığına duyarlı Tip-18C elektrik alan probu kullanılmıştır.

# 2.1 Enerji İletim ve Dağıtım Hatları (50Hz Frekanslı Kaynaklar)

Yenimahalle Recep Gürbüz Parkından geçen 34.5 KV Enerji Dağıtım Hattı için, , hattın park içerisinden geçiyor olması nedeniyle manyetik alan ölçümleri yapılmıştır. Bu bölgede iki adet 34.5 kV luk EİH yerleşim alanın içerisinde bir koridor kullanılarak geçirilmiştir. Bu hattın tam altında kalan bölgede Kepez Belediyesi Recep Gürbüz Parkı mevcuttur. Nüfuz yoğunluğu ve çocuk oyun alanı özelliği ile hattın manyetik alan dağılımı incelenmiştir. Bu bölgeden geçen Orta Gerilim Havai hat düzeni ve manyetik alan değişimi Şekil 1. de verilmiştir. Ölçümler direklere yakın bölgede yapılmıştır. Sehim bölgesi de park sahası içersinde kalmaktadır. Dolayısı ile mevcut alan, hattın yüklenmesine ve sehime bağlı olarak direkler arası bölgede daha da yüksek değerlere ulaşacaktır. Antalya ana indirici güç merkezi olarak işlev gören Varsak Trafo Merkezi bağlantılı 154kV enerji iletim hatları bazı kısımlarda yerleşim alanları ve konutlara yakın geçmektedir. Manyetik alan bakımından incelenmeye değer böyle bir bölge Şekil 2. de verilmiştir. Şekil 2. de görülen işyerlerinde ve apartmanlarda manyetik alan seviyeleri ölçülmüştür. Hat altında bulunan işyerlerinde 0.3-1.2 µT aralığında

değişen manyetik alan değerleri ölçülmüştür. Hattın hemen yanındaki çok katlı bina içerisinde hatta yakın dairelerde her oda içerisinde manyetik alan değerleri ölçülmüş ve manyetik alan şiddetleri Tablo 1. de verilmiştir.



a) Recep Gürbüz parkından geçen OG hat düzeni
 b) Manyetik alan değişimi (µT)
 Şekil 1. Recep Gürbüz parkından geçen OG hat düzeni ve manyetik alan ölçümleri

| Katlar | Oturma Od. | Balkon | Çocuk Od. | Merdiven |
|--------|------------|--------|-----------|----------|
| 1      | 0.39       | 0.41   | 0.38      | 0.48     |
| 3      | 0.41       | 0.45   | 0.43      | 0.38     |
| 4      | 0.54       | 0.71   | 0.45      | 0.38     |
| 6      | 0.55       | 0.72   | 0.5       | 0.41     |
| 7      | 0.63       | 0.87   | 0.52      | 0.43     |
| 9      | 0.75       | 0.94   | 0.54      | 0.47     |
| 11     | 0.83       | 1.03   | 0.7       | 0.45     |
| 14     | 0.51       | 0.54   | 0.35      | 0.47     |

**Tablo 1.** Varsak Trafo Merkezi bağlantılı 154kV Enerji İletim Hattı yakınındaki Aparman içerisinde yapılan manyetik alan ölçümleri



Şekil 2. Yerleşim alanı içerisinden geçen 154kV EİH

Tablo 1. den de görüldüğü gibi apartman içerisinde ölçülen manyetik alan değerleri 0.38-1.03  $\mu$ T arasında değişim göstermektedir. Çocuk odalarında ölçülen değerler ise 0.38-0.7  $\mu$ T aralığında değişmektedir. Bu değerler hattın yüklenme oranına bağlı olarak daha da yüksek değerlere ulaşabilir

2.2 TV, Radyo, Telsiz Vericileri ve Baz İstasyonu Elektrik Alan Ölçümleri



Şekil 3. Mazıdağı (Kepez) Bölgesinde bulunan Telsiz, Radyo ve TV vericilerin görünüşü

Antalya da özellikle Mazıdağı (Kepez) bölgesine hakim tepe olma özelliği nedeniyle çok sayıda Radyo, Telsiz ve Televizyon verici antenleri tesis edilmiş bulunmaktadır. Bölgede tesis adilmiş olan ve üzerinde radyo, telsiz

ve televizyon vericilerini bulunduran bir kule Şekil 3 de gösterilmiştir. 15m yüksekliğindeki kulede bulunan bu antenlerin hemen yanında evler bulunmaktadır. Bu evler ile kule arası mesafe 5-15 m arasında değişmektedir. Antenlerin ortamda oluşturdukları Elektrik alan şiddetleri (V/m) ölçülmüştür. Kule altı bölgede yerden 1m yükseklikte maksimum 10-11.3 V/m ve ortalama 9.5 V/m E-alan değerleri ölçülmüştür. Kuleden 15m mesafede konut yanında 10.42 -12.3 V/m aralığında değişen şiddetlerde maksimum değerli Elektrik alan ölçülmüştür.

Mazıdağında bulunan TV verici kulelerine çok yakın bölgede çok katlı konutlar bulunmakta ve yeni konutların da yapımı devam etmektedir. Bölgedeki nüfuz yoğunlu önemli ölçüde artmaktadır. Mazıdağı yerleşim alanlarında TV vericilerinin (450 MHz) bölgede yarattığı Elektrik Alan değerleri ölçülerek incelenmiştir. TV kulesi 70m yükseklikte olup TV+GSM antenlerini içermektedir. Ölçümler yerden 1 m yükseklikte ve kuleden farklı mesafelerde yapılmıştır. Ayrıca kuleye yakın binalarda ve bu binaların içerisinde farklı katlarda Elektrik alan şiddetleri ölçülmüştür. TV kuleleri ve yakınına inşa edilen konutların görünümleri Şekil 4 de verilmiştir





Şekil 4. TV kulelerinin görünümü

Şekil 5. Elektrik alanın TV kulesine olan mesafeye göre değişimi

TV vericilerinin ortamda oluşturduğu Elektrik alan şiddeti kuleye olan mesafeye bağlı olarak ölçülmüştür (Bakınız Şekil 4). Ölçümler yerden 1m yükseklikte 800m mesafe için alınmıştır. Yerden 1m yükseklikte maksimum elektrik alanın TV kulesine olan mesafeye bağlı değişimi Şekil 5 de grafik olarak verilmiştir. Kulelerin batı tarafında bulunan çok katlı konutlarda Elektrik alan seviyesi ölçülmüştür. Ölçüm kuleye yaklaşık 80m mesafede bulunan binada yapılmıştır. Kulelere en yakın binaların mesafesi ise yaklaşık 30-40m dir. Ölçümler her katta kuleyi/antenleri gören Güney/Doğu (GD) cepheli daireler ile antenleri görmeyen Güney/Batı (GB)cepheli dairelerde yapılmıştır. GD cephede kalan katlarda ölçülen elektrik alan değerleri 1.24-2.6 V/m arasında değişirken GB cepheli dairelerde 0.24-0.44V/m arasında değişmektedir. Buradan anlaşıldığı gibi, antenleri tam cepheden görmeyen GB cepheli dairelerde bina duvar kayıpları ile E alan önemli ölçüde kayba uğrayarak zayıflamaktadır. Binaların kuleye göre yerleşimleri, dairelerin cephe konumları ve kuleye yakınlıkları oranında, dairelerde farklı şiddetlerde E alan değerleri gözlenebilecektir.

Kent merkezinde ve yerleşim birimlerine tesis edilmiş baz istasyonlarının oluşturduğu elektrik alan şiddetleri araştırılmıştır. Bu kapsamda farklı yerlerde tesis edilmiş bulunan baz istasyonları seçilerek elektrik alan değerleri ölçülmüştür. Bu ölçüm sonuçlarından hareketle, 900MHz ve 1800 MHz frekans bandında baz istasyonları için mevcut durum tespit edilerek elektromanyetik kirlilik seviyesine katkıları araştırılmıştır.



Şekil 6. Bina çatısına tesis edilmiş tipik bir baz istasyonu

Tüm kent merkezi taranarak ölçümler alınmıştır. Cadde üzerlerinde yerden 1m yükseklikte alınan ölçümlerde genel olarak 0.1-0.7V/m aralığında elektrik alan şiddetleri ölçülmüştür. Risk ve tesis yerleşimi bakımında özel bir örnek teşkil edeceği düşünülen ve Şekil 6. da planı verilen bir baz istasyonu için yapılan ölçüm sonuçları ise Tablo 2. de verilmiştir. Antenin ışıma doğrultusunda kalan dairenin balkonunda ölçülen değer 4.56-5.26V/m değerine ulaşmıştır.

| Ölçüm Yeri           | Elektrik Alan Şiddeti (V/m) |
|----------------------|-----------------------------|
| Salon                | 1.43-2.74                   |
| Salon balkonu        | 4.56-5.26                   |
| Çocuk odası          | 0.3                         |
| Oturma odası         | 0.6                         |
| Oturma odası balkonu | 2.1                         |

Tablo 2. Şekil 6 da görülen apartmana ait 6. kat 19 nolu dairede elektrik alan değerleri

Benzer şekilde antenlerin çatıya tesis edildiği çok sayıda bina taranarak çatı bölgelerinde elektrik alan değerleri ölçülmüştür. Bu ölçüm sonuçlarına göre, antenlerin çatıya tesis edildiği binalarda anten yakınlarında 1-10 V/m arasında değişen elektrik alan değerleri ölçülebilmiştir.

#### 3. Tartışma ve Sonuç

Enerji iletim ve dağıtım hatlarının geçtiği bölgelerde ve konutlar içerisinde 0.4-1.1  $\mu$ T (Çocuk odalarında ölçülen değerler ise 0.38-0.7  $\mu$ T) arasında ölçülen manyetik alan seviyeleri genel halk maruz kalması için ICNRP limit değeri olan 100  $\mu$ T [8] değerinden oldukça küçük kalmaktadır. Ancak son zamanlarda sürdürülen çalışmalara göre özellikle genel halk ve çocuklar için enerji hatları çevresinde 0.4  $\mu$ T ve üzerindeki manyetik alan değerlerinin leukemia riskini artırdığını göstermektedir. Hollanda 0.4  $\mu$ T değerinin temel standart alınması yönünde çalışmalar yapılmaktadır. Benzer yaklaşımlar diğer ülkelerde de sürmekte, güvenlik limitlerinin yeniden gözden geçirilmesi, elektromanyetik alanlara hassas gruplar (çocuklar ve hamileler vb.) için daha özel standart tanımlamalarının yapılması yönünde talepler gündeme gelmektir. Enerji nakil hatları için, özellikle yeni projelendirilecek hatların bir güvenlik koridorundan geçmesi yönünde yeni standart yaklaşımlar bulunmaktadır. Uluslar arası standart kuruluşlarca kabul edilen limitler ile yürütülen bilimsel çalışma sonuçlarında bahsedilen riskler ve alan seviyeleri arasında ciddi düzeyde farklar bulunmaktadır.

Radyo antenleri ve telsiz haberleşme frekans bölgesi için genel halk maruz kalma limit değeri 28V/m (10-400MHz için) ve TV yayınları için ise limit değer 29.1682 V/m (450MHz için) olarak belirlenmiştir. Bu standartlar yaşam alanlarında ölçülen değerlerle karşılaştırılırsa ölçülen değerlerin limit değerleri aşmadığı fakat ortamdaki değerlerin çok da küçük değerler olmadığı görülebilir.

Baz istasyonları için Antalya genelinde yapılan ölçümlerde, Elektrik alan değerlerinin genel olarak 1-5V/m arasında kaldığı görülmüştür. Ancak çok nadiren de olsa bina montajlı antenlerde yakın bölgelerde 5-10 V/m değerleri ölçülebilmiştir. Ülkemizde kabul edilmiş olan güvenlik limitleri, 900/1800MHz için ortamın güvenlik limit değeri 41.25/58.33 V/m ve tek bir cihaz için limit değeri 10,23/14.47 V/m dir. Ölçülen değerler limit değerleri altında kalmaktadır. Nüfusun yoğun olduğu yerler ve özelikle çocuk park ve bahçeleri ile okul ve kreş yakınlarında, anten tesisleri için yer seçimi titizlikle yapılmalı ve antenlerin ışıma doğrultularının bu alanlara yönelmemesi sağlanmalıdır. Tüm frekans bantları için, Dünya genelinde kabul edilen EM radyasyona maruz kalmaya karşı "İhtiyat İlkesi" prensibi dikkate alınmalıdır.

#### 4. Kaynaklar

- [1] P. Sarma Maruvada, Characterization of power frequency fields in different environments, *IEEE Trans. Power Deliv.* 8(2) 598-605, 1993.
- [2] Greenland, S., Sheppard, A., Kaune, W., Poole, C. and Kelsh, M. A pooled analysis of magnetic fields, wire codes, and childhood leukemia. *Epidemiology* 11, 624–634 (2000).
- [3] Ahlbom, A. et al. A pooled analysis of magnetic fields and childhood leukemia. Br J. Cancer. 83, 692-698 (2000).
- [4] Şükrü Özen, Evaluation and Measurement of Magnetic Field Exposure at a Typical High Voltage Substation and Its Power Lines, Radiation Protection Dosimetry, 128(2): 198-205, 2008
- [5] Abdulaziz Salem Al-Ruwais, Measurements Of RF Radiation Near MW And SW Radio Broadcast Stations, IEEE Transactions On Broadcasting, Vol. 44, No. 4, Page 470-477, December 1998.
- [6] Paolo Bernardi, Marta Cavah-gnaro, Stefano Pisa, and Emanuele Piuzzi, "Human Exposure to Radio Base-Station Antennas in Urban Enviroment", vol.48,no.11, pp.1996-2001, November 2000.
- [7] Charles V Sammut and Alfred Micallef, An Extensive RF Emissions Survey at Cellular Mobile Phone Base Station Sites in Malta, Biological Effects of EMFs 2nd International Workshop, Rhodes, Greece, 7-11 October, 2002.
- [8] ICNIRP, Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz., Health Physics. 41,449-522 (1998).

NOT: Bu Çalışma, Akdeniz Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimince Desteklenmiştir

# ATIKSU DEZENFEKSİYONUNDA DARBELİ ELEKTRİK ALAN UYGULAMALARI

Gönül Tuğrul İçemer Emine Can Akdeniz Üniversitesi Çevre Mühendisliği Bölümü gicemer@akdeniz.edu.tr emn can@hotmail.com

Özet: Atıksu arıtma tesisi işlem ve prosesleri sonucunda oluşan arıtılmış atıksu ve atıkçamur, kullanılan proseslere bağlı olarak, organik maddeleri, karbon, azot, fosfor, iz elementler, ağır metaller gibi inorganik maddeleri, toksik, organik ve inorganik maddeleri ve patojen mikroorganizmaları içermektedir. Bu patojen mikroorganizmalar insan sağlığını tehdit edici birçok hastalığa neden olmaktadırlar. Günümüzde, depolanarak veya tarımsal arazilere deşarj edilerek bertaraf edilen arıtma çamurları içerdiği patojenlerin, ekonomik ve pratik şekilde halk sağlığı açısından tehlike yaratmayacak düzeylere indirilebilmesi dezenfeksiyon sistemleri sayesinde gerçekleşir. Bu nedenle arıtılmış suyun ve çamurun yararlı kullanımlarını sağlamak amacıyla arıtmadan çıkan suda ve çamurda, çevresel ve sağlık açısından risk oluşturan, göreceli olarak yeni bir teknoloji olan ve gıda sanayinde yaygın olarak kullanılan, Darbeli Elektrik Alan ile mikroorganizmaların giderim olanaklarının incelenmesi amaçlanmıştır.

# GİRİŞ

Tarım alanları veya diğer amaçlarla kullanılan arıtma çamurlarında bulunan çeşitli kimyasallar ve mikroorganizmalar halk sağlığını etkileyebilir. Endüstriyel atıksularda kimyasal maddelerin etkisi, toprakta uzun süre kalmaları gb. etkileri tartışılırken evsel kaynaklı atıksuların tekrar kullanılması çevresel etkiler açısından kabul edilebilir bir duruma gelmiştir. Son yıllarda, barajların çoğu faydalı ömürlerini dolduracağından tarım ve kullanıma suyunda sıkıntılar yaşanması beklenmektedir. Bu nedenle arıtılmış suların deşarj öncesi dezenfekte edilmesiyle kullanma ve sulama suyu oluşturulması son yıllarda önem kazanmıştır. Ayrıca Türkiye de yaklaşık 600,000 ton/yıl şehir arıtma çamuru, 161 ton/yıl endüstriyel çamur oluşmaktadır[1]. Şehir arıtma çamurları A sınıfı biyokatı olması durumunda depolama ve tarım alanlarında toprak iyileştirici olarak kullanılmakta ve patojen mikroorganizmalar ile metaller açısından sorun oluşturmamaktadır. Biyokatıların A sınıfı olması ise, patojenlerin dezenfekte edilmesi ile mümkün olmaktadır.

Günümüzde, içme suyu ve atıksu arıtma tesisleri çıkış suyunun dezenfeksiyon seçenekleri arasında çeşitli kimyasal ve fiziksel yöntemler bulunmaktadır. Fiziksel arıtma sistemi olarak ultraviyole ışınları (UV), ultrasonikasyon, manyetik alan (MF), darbeli plazma (PP), ısı, filtrasyon ve çöktürme gibi yöntemler kullanılmakta olup, sık kullanılan bu arıtma seçeneklerinden bazıları avantaj ve dezavantajları dikkate alınarak aşağıda açıklanmıştır.

*Kimyasal Arıtma Yöntemleri* olarak arıtmada klor, kireç ve ozon olmak üzere üç farklı yöntem kullanılmaktadır. Ancak kalıntı bırakması, atık hacminde artışı vb etkiler dezavantajlar arasındadır.

*Isıl arıtma* yöntemi, organizmaları öldürmek için suyun sıcaklığının (60°C) değiştirilmesini esas almaktadır. Organizmaları öldürebilmesinde ısı için gereken elektrik enerjisi 90 MW' dır.

*Ultraviyole* ışınları ile arıtım içme suyu, atıksu ve çamur arıtımında yaygın yöntemlerden biridir. Ancak suda UV ışınlarına dayanıklı türlerin olması, suyun bulanıklığı ve fazla miktarda katı madde içermesi arıtma verimini düşüren etkenlerdir. UV ışınları ve filtrasyonun birleşimi ile katıların giderimi de sağlanabilir. Bu da arıtım maliyetini artırmaktadır.

*Ultrasonikasyon*: Bir sıvı içinde yüksek frekanslı enerji ile kavitasyon (kabarcık) oluşumuna neden olarak yarattığı ses dalgaları ile hücrenin fiziksel ve kimyasal yapısının bozulması prensibine dayalı olarak çalışır. Oluşan kavitasyon ile sıvı içindeki organizmaların hücre membranlarının kırılma, kopma ya da çatlamasına neden olup organizmaların öldürür. Laboratuar testleri iyi sonuç verse de arıtma sularında verimlilikleri henüz yeni uygulanmaya başlanmıştır.

Darbeli Elektrik Alan(DEA-PEF Pulsed Electric Field), arıtımı göreceli olarak yeni bir teknolojidir ve uygulanması henüz arıtma suyunda test aşamasındadır. *Plazma* olarak da isimlendirilmektedir[2]. Yüksek yoğunluklu darbeli elektrik alan prosesi iki elektrot arasına yerleştirilmiş materyale yüksek yoğunluklu elektrik alan (tipik olarak 20-80 kV/cm) uygulanması işlemidir. Darbeli elektrik alan düzeneği beş temel bileşenden oluşur: yüksek voltaj enerji kaynağı, kondansatör, muamele hücresi, materyali hücreden geçirmek için pompa, soğutma düzeneği, voltaj, akım, sıcaklık ölçüm düzeneği, sistem kontrolü için bilgisayar. Darbeli elektrik alan eksponansiyel azalan darbe, kare darbe, bipolar darbe ve titreşimli darbe şeklinde uygulanabilmektedir .

Bunlardan kare ve eksponansiyel azalan darbe tipleri yaygın olarak kullanılmaktır. Bu sistem 25,000 amperde 500V voltajı yaklaşık 400 mikro saniye için iki elektrot arasında çok yüksek plazma kavisi üreten bir alan oluşturup iyonlaşmayı sağlamaktadır. Çok yüksek- enerji plazma yayı şok dalga basıncı üretir ve bu dalga hücre yapısı ve dokularını fiziksel bozulmasına yol açarak hedef organizmaları öldürür.

## DEA kuvvetinin hücreye etkisi:

Gıda endüstrisinde özelikle süt ve meyve suyu arıtımında yaygın olarak kullanılan PEF arıtımının esası, hücre membranlarında bulunan porlarda gerçekleşen transmembran özelliğinin bozularak hücre duvarlarının kırılmasıdır. Bu teknik "elektorporasyon" olarak bilinmektedir. PEF ile arıtımı ile mikrorganizmalar iki şekilde zarar görmektedirler; birincisi hem hücre duvarının hem de hücre zarının yapısal zarar görmesidir. İkinci zarar ise, enzim DNA, ribozom ve hücrenin diğer yapı fonksiyonlarının etkilenmesidir.



Şekil 1. Membranlar üzerinde dış elektrik alan etkisinin şematik gösterimi[3].

Darbeli elektrik alan prosesinde hücre zarı yüksek yoğunluklu elektrik darbelerine maruz kalmaktadır. Uygulanan elektrik alanın yoğunluğuna bağlı olarak hücrede meydana gelen zararlar değişmektedir. Biyolojik hücrelerin hücre membranları düşük elektrik iletkenlikli dielektrik materyali ile dolu bir kapasitör gibidir ve dielektrik sabiti 2 aralığındadır. Proseste kritik elektrik alan( $E_{kr}$ ) değeri önem kazanmaktadır. Uygulanan elektrik alan kritik değerin altında ise (şekil1-a) hücre zarar görmemektedir, kritik değerden fazla ise (şekil1-b) hücrede porlar oluşmaktadır. Bu durumda tersinir bir parçalanma oluşmakta ve daha sonra hücre kendini yenileyebilmektedir. Uygulanan elektrik alan kritik değerin çok çok üzerinde ise (şekil1-c) hücrede tamir edilemez porlar oluşmakta ve hücre parçalanmaktadır.

## Darbeli elektrik alanın mikroorganizma dezenfeksiyonda kullanımı

Elektrik alanın inaktivasyona etkisi 1900'lerde gözlenmeye başlanmış ve 1960larda hücreler üzerinde porlar oluşturmak için hücreler elektrik alana maruz bırakılmış. Hücre elektrik alana maruz bırakıldığında hücre üzerinde porlar oluşmakta ve uygulanan elektrik alan belli bir eşik değeri aştığında hücre parçalanmaktadır. Elektroporasyon olarak bilinen bu yöntem; biyoteknolojide hücre içine yabancı DNA'ların sokulmasının yanı sıra mikroorganizma inaktivasyonunda da kullanılmaktadır (Şekil 2.). Bu yeni teknolojiler ısıl işlemlerin gerçekleştirdiği kadar büyük oranda inaktivasyon etkisine sahip olmamasına rağmen, gıdaların fiziksel ve besleyici özelliklerini olumsuz etkilemediği için bu teknolojilerin uygulamaları araştırılmaktadır.



Şekil 2. Gıda, biyo-ve atıksu proses uygulamalarında elektrik alan gücü ve enerji girdileri ve elektrik alana maruziyet sonrası hücrelerde meydana gelebilecek değişiklikler [3].

Gıdaların mikrobiyal güvenliğini arttırmak ve raf ömrünü uzatmak için kullanılan geleneksel ısıl yöntemler gıdaların besleyici, fiziksel kimyasal ve biyolojik özelliklerini olumsuz etkileyebilmektedir. Bu nedenle gıda endüstrisinde ısıl olmayan yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları ışınlama, yüksek basınç işlemi(HHP), darbeli ışık, ultraviyole ışığı(UV), statik ve manyetik alan, ultrases ve darbeli elektrik alan (DEA)'dir. Bu teknolojilerden yüksek basınç ve darbeli elektrik alan işlemleri yüksek dozda uygulandığında inaktivasyonda oldukça etkilidir.

Tablo 1. Çeşitli araştırıcılar tarafından *Darbeli Elektrik Alan* kullanarak gıda sanayisinde uygulanan elektrik alan kuvvetine göre değişen mikroorganizma azalma (log ) oranları.

| Tür                                  | Uygulanan elektrik alan | Log azalma (D) | Yazar |
|--------------------------------------|-------------------------|----------------|-------|
|                                      | (kV/cm)                 |                |       |
| Escherichia coli                     | 20                      | 4,4            | [8]   |
| E. coli                              | 25                      | 6,7            | [8]   |
| Pseudomonas aeruginosa               | 25                      | 5,9            | [8]   |
| Citrobacter freundii                 | 20                      | 5,8            | [8]   |
| Bacillus subtilis sporları           | 12                      | 0,3            | [9]   |
| Bacillus stearothermophilus          | 80                      | 4.0            | [10]  |
| Naegleria. lovaniensis               | 2                       | 5.0            | [11]  |
| Enterobacter sakazakii               | 40                      | 2,7            | [12]  |
| Saccharomyces cerevisiae             | 28                      | 3,4            | [13]  |
| Yersinia enterocolitica              | 28                      | 6.0            | [14]  |
| Lactobacillus leichmannii            | 20                      | 1.5            | [15]  |
| Listeria monocytogenes               | 20                      | 2.1            | [15]  |
| E. coli                              | 20                      | 2.9            | [15]  |
| Saccharomyces cerevisiae             | 30.9                    | 4.5            | [16]  |
| Bacillus subtilis                    | 25                      | 4.1            | [17]  |
| Listeria monocytogenes               | 25                      | 4.7            | [17]  |
| Lactobacillus plantarum              | 25                      | 5.6            | [17]  |
| Staphylococcus aureus                | 25                      | 5.5            | [17]  |
| E. coli                              | 25                      | 6.2            | [17]  |
| E. coli O157:H7                      | 25                      | 4.5            | [17]  |
| Salmonella serotype senftenberg 775W | 25                      | 4.3            | [17]  |
| Yersinia enterocolitica              | 25                      | 5.9            | [17]  |

Kaynak taraması sonuçlarına göre, elektrik alan muamelesi ile mikroorganizma öldürülmesi ile ilgili çalışmalar çoğunlukla gıda endüstrisinde alanındadır. Bu çalışmalar arasında atıksu ve atık çamurdaki mikroorganizmaların dezenfeksiyonu üzerine oldukça sınırlı sayıda çalışmaya rastlanmıştır. Genellikle gıda endüstrisinde mikrobiyal inaktivasyon üzerine yapılan araştırmalar Tablo 1'de özetlenmiştir. Bu konuda yapılan çalışmalarda

mikroorganizma türü, uygulanan elektrik alan, sıcaklık, pH, iletkenlik, akış hızı, darbenin dalga çeşidi, darbe sayısı ve sıklığı, toplam muamele süresi vb. parametrelere bağlı olarak çeşitli inaktivasyon oranları sağlanmıştır. Bu araştırmalara göre, 5-8 log mikroorganizma azalması DAE'nın gelecekte alternatif çözüm olabileceğini göstermektedir.

#### Atıksu ve arıtma çamuru üzerine yapılan çalışmalar

Darbeli elektrik alanın mikroorganizmalar üzerindeki inaktivasyon etkisi dikkat çekmiş ve bu prosesin atıksu ve arıtma çamurlarına uygulanabilirliği araştırılmaya başlanmıştır.

Mikrobiyolojik su kirliliğine temelde atıksu deşarjları önemli katkıda bulunmaktadır. Atıksu deşarjları ile ilgili Amerika'da yapılan bir çalışmaya göre, evsel atıksu arıtma tesisleri üzerinde sel suyunun yoğun etkisi her yıl önemli miktarda (1,26 milyon galon) arıtılmamış atık suyun deşarj edilmesine neden olmaktadır. Bu deşarj ile verilen bakteriyel yükleme, 2000 yılında 2200 den fazla plajın kapanmasına, kabuklu yetiştirme yataklarının kapanmasına ve su kalitesinde bozulmasıyla sudaki canlı toplulukların etkilenmesine doğrudan katkıda bulunduğu rapor edilmiştir. Bu alanların 200 den fazlası önemli nüfus barındıran alanlardır Kempkes [4], PEF isleminin, klor ve ozondaki zararın ciddi dezavantajı olmaksızın bakteriyal yükleme için kombine atıksu arıtımı yapabilen yeni bir teknoloji olacağını bildirmiştir. Koners ve ark.[5][6] aktifçamurda filamentli mikroorganizmaların oluşturduğu çamur şişmesi ve/veya köpüğe 70 KW yüksek elektrik alan uygulayarak, flok yapısını mikro flok haline getirdiğini ve suda partikül madde konsantrasyonunun yükseldiğini rapor etmiştir. Ülkemizde yapılan çalışmalarda ise, arıtma çamurları ile ilgili ilk verileri[7], 50Hz sinuzoidal karakterli (AC) 0,6 kV/cm elektrik alan gerilim kuvveti uygulayarak Salmonella spp % 94, E. coli % 99,2 ölüm oranlarını bildirdi. Darbeli Elektrik Alan'nın ticari uygulamaları ve maliyet hesapları dikkate alındığında, ABD'de Ohio State üniversitesi Gıda Bilimi ve Teknolojisi bölümü tarafından üretilen 500-2000 litre/saat kapasiteli DEA hücrelerinin ticari olarak kullanımı mevcuttur. Bu sistemin maliyeti ise son ürünün litresi başına \$0.03 - \$0.07' dır[18]. Almanya da ise, çamur depolama için ortalama maliyet 50 €/ton aralığındadır. Orijinal kuru maddenin ton başına mekanik olarak susuzlaştırılmış çamur yakma için 300-750€ aralığında maliyet hesaplanmıştır. DEA ile arıtımda ise kuru madde olarak ton başına 155€ olarak hesaplanmıştır. Ancak bu hesaplar lab-ya da pilot skalada enerji ihtiyacını ve maliyetini göstermektedir.

#### Sonuç

Arıtma tesislerinde kullanılan mevcut dezenfeksiyon yöntemlerine alternatif olarak da gıda endüstrisinde kullanılan darbeli plazma sisteminin atık suda bulunan patojen mikroorganizmaları öldürmek için ideal bir yöntem olarak görünmektedir. Bu yöntemde

- kimyasal atık olmaması,
- çok kısa sürede (mikrosaniye) patojen mikroorganizmaları öldürmesi
- arıtma tesisinin farklı noktalarına monte edilebilmesi
- çamur şişmesi ve köpük oluşumunun engellenmesi vb
- temiz bir teknoloji olması

nedeniyle arıtma tesisleri için yeni bir yaklaşım olarak değerlendirilmektedir. Bu yöntem ile dezenfekte edilecek deşarj suları, turizm aktiviteleri ve hassas deniz alanlarının mikrobiyolojik kirliliğe karşı korunmasında katkı sağlayacağı beklenmektedir. Ayrıca, paket arıtma kullanan oteller ve yeraltı suyunun arıtılmasında da etkili olabilecek bir teknoloji olduğu düşünülmektedir.

# Kaynaklar

[1]. Filibeli A. ve Ayol A. "Historical development of sludge management in Turkey". In Editors (Filibeli, A, Sanin, F.D., Ayol, A., Sanin, S.L.) Facing Sludge Diversities: Challenges, Risks and Opportunities. International Water Association, Proceedings, Antalya, s.39-44, 2007.

[2]. Kinetics of Microbial Inactivation for Alternative Food Processing Technologies, U. S. Food and Drug Administration Center for Food Safety and Applied Nutrition June 2, <u>http://www.cfsan.fda.gov/~comm/ift-toc.html</u>, 2000.

[3]. Töpfl S. "PulsedElectric Fields(PEF) for Permeabilization Cell Membrans in Food-and Bioprosessing-Aplications, Process and Equipment Design and Coast Anaysis".Doktora Tezi, Technichen Universität Berlin, Fakultät III-Prozesswissenschaften, Berlin, 2006.

[4]. Kempkes M.A. Wastewater treatment by pulsed electric field processing-Phase I(68D02089),2002.

http://cfpub.epa.gov/ncer\_abstracts/index.cfm/fuseaction/display.abstractDetail/abstract/5603/report/F, Last updated on Wednesday, November 7th, 2007

[5]. Koners U., Heinz V., Knorr D., Löffler M., Schmidt W. ve Knorr D. "Impact of pulsed electric field (PEF) particle size of activated waste water treatment sludge". Partec ,27-29 March, Nuremberg, Germany, 2002. http://metclub.kriss.re.kr/file\_download.html?bf\_mask=20071023000006900000908&club\_idx=0

[6]. Koners U., Schmidt W., Löffler M., Heinz V. ve Knorr D. "The effect of implemented pulsed electric field (PEF) treatment on the dehydrogenase activity of activated sludge". In: Editors (Brebbia, C.A, Antunes do Carmo, J.S.,) Water pollution VIII, Modeling, Monitoring and Management. WIT Press, Bologna-Italy, s.379-388, 2007.

[7]. Keles C., Tuğrul-İçemer G. ve Ozen S. "A new Approach for Wastewater and Sewage Sludge Disinfection: Inactivation of Salmonella spp by low Frequency Electric Fields". 14 th International Symposium on Environmental Pollution and its Impact on Life in the Mediterranean Region. October 10-14, Seville, Spain Absract Book, s.353, 2007.

[8]. Wesierska E. ve Trziszka T., "Evaluation of the use of pulsed electrical field as a factor with antimicrobial activity", Journal of Food Engineering, 78, s.1320–1325, 2007.

[9]. Sasagawa A., Yamazaki A., Kobayashi A., Hoshino J., Ohshima T., Sato M., Fujii T ve Yamada A., "Inactivation of *Bacillus Subtilis* Spores by a Combination of Hydrostatic High-Pressure and Pulsed Electric Field Treatments", Review of High Pressure Science and Technology, 16(1), s.45 – 53, 2006.

[10]. Katsuki S., Majima T., Nagata K., Lisitsyn I., Akiyama H., Furuta M., Hayashi T., Takahashi K ve Wirkner S., "Inactivation of *Bacillus Stearothermophilus* by Pulsed Electric Field", IEEE Transactions On Plasma Science, 28(1), s.155 – 160, 2000.

[11]. Vernhes M.C., Benichou A., Pernin P., Cabanes P.A. ve Teissie J., "Elimination of free-living amoebae in fresh water with pulsed electric fields", Water Research, 36, s.3429–3438, 2002.

[12]. Pina Perez M.C., Rodrigo Aliaga D., Ferrer Bernat C., Rodrigo Enguidanos M. ve Martinez Lopez A., "Inactivation of Enterobacter sakazakii by pulsed electric field in buffered

peptone water and infant formula milk", International Dairy Journal, 17, s.1441-1449, 2007.

[13]. Cserhalmi Zs., Vidacs I., Beczner J. ve Czukor B., "Inactivation of Saccharomyces cerevisiae and Bacillus cereus by pulsed electric fields technology", Innovative Food Science & Emerging Technologies, 3, s.41–45, 2002.

[14]. Alvarez I., Raso J., Sala F.J. ve Condon S., "Inactivation of Yersinia enterocolitica by pulsed electric fields", Food Microbiology, 20, s.691–700, 2003.

[15]. Unal R., Yousef A.E. ve Dunne C.P., "Spectrofluorimetric assessment of bacterial cell membrane damage by pulsed electric field", Innovative Food Science and Emerging Technologies, 3, s.247–254, 2002.

[16]. Donsi G., Ferrari G. ve Pataro G., "Inactivation kinetics of Saccharomyces cerevisiae by pulsed electric fields in a batch treatment chamber: The effect of electric field unevenness and initial cell concentration", Journal of Food Engineering, 78, s.784–792, 2007.

[17]. Garcia D., Gomez N., Raso J. ve Pagan R., "Bacterial resistance after pulsed electric fields depending on the treatment medium pH", Innovative Food Science and Emerging Technologies, 6, s.388 – 395, 2005.

[18]. Ramaswamy R., Jin T., Balasubramaniam V.M. ve Zhang H., "Pulsed Electric Field Processing Fact Sheet for Food Processors", Ohio State University Extension Fact Sheet, <u>http://ohioline.osu.edu/fse-fact/0002.html</u>, 2008.

# İSİM İNDEKSİ

| A. Arif Ergin             | 253,257 |
|---------------------------|---------|
| A. Egemen YILMAZ          | 37      |
| A. Hayrettin YÜZER        | 133     |
| Adnan Kaya                | 162,178 |
| Adnan KÖKSAL              | 197     |
| Adnan Sondaş              | 186,193 |
| Ali Gangal                | 212     |
| Ali OKTAY                 | 170     |
| Ali Tangel                | 248     |
| Ali YEŞİL                 | 284     |
| Alper ÇOLAK               | 232     |
| Alper Ünal                | 48,24   |
| Altunkan HIZAL            | 204     |
| Arif Dolma                | 74      |
| Arif Ergin                | 154     |
| Ayhan Altıntaş            | 182     |
| Ayse ÜNLÜ                 | 149     |
| Aziz Süleymanov           | 178     |
| Betül YILMAZ              | 228     |
| Burak Polat               | 60,61   |
| Burak Tiryaki             | 240     |
| Bülent Şen                | 122     |
| Caner ÖZDEMİR             | 228     |
| Carl E. Baum              | 2       |
| Celal Alp Tunç            | 182     |
| Cemile Tangel             | 248     |
| Christos G. Christodoulou | 2       |
| Coşkun COŞAR              | 17,174  |
| Cumali SABAH              | 66      |
| Çağrı Çetintepe           | 137     |
| Çerağ Arıkök              | 90      |
| Defne Aktaş               | 182     |
| Deniz BÖLÜKBAŞ            | 232     |
| Derya Yılmaz              | 292     |
| E. Erkek                  | 44      |
| E. Fuad Kent              | 220,224 |
| Ebru S. Toker             | 82      |
| Edl Schamiloglu           | 2       |
| Emine Can                 | 304     |
| Emir K. Ulusoy            | 186     |
| Emre Ünal                 | 21      |
| Ercan Kaymaksüt           | 78      |
| Erdem Türker Senalp       | 13      |
| Erdem YAZGAN              | 102,13  |

| Erhao Shang         | 1                   |
|---------------------|---------------------|
| Erman Ateş          | 74                  |
| Ersan BARAN         | 244                 |
| Ersin Tulunay       | 13                  |
| Esat Güzel          | 288                 |
| Evren Ekmekçi       | 62,106              |
| Fatih Dikmen        | 216,253             |
| Fatih Üstüner       | 9,17,56,174,200,244 |
| Fırat Yücel         | 158                 |
| Filiz Güneş         | 70                  |
| G. Boyacıoğlu       | 44                  |
| Gökçe Hacıoğlu      | 212                 |
| Gökhan Apaydın      | 29,52               |
| Gönül Tuğrul İçemer | 304                 |
| Gönül Turhan-Sayan  | 62,106              |
| H. Arda Ülkü        | 253,257             |
| Hakan Korkmaz       | 122                 |
| Hakkı İlhan Altan   | 98                  |
| Hatice Tokat        | 158                 |
| Hilmi Volkan Demir  | 21,141              |
| İ. Burcu Toprak     | 158                 |
| İ. Hakkı TAYYAR     | 232                 |
| İbrahim KÜCÜK       | 261.265.269         |
| İbrahim Papila      | 224                 |
| İbrahim TEKİN       | 78.94.189           |
| İbrahim ÜNAL        | 284                 |
| İlker Comart        | 110                 |
| Ínci AKKAYA         | 265                 |
| İsmail BOZKURT      | 114                 |
| İsmail YUSİFOV      | 265                 |
| Kağan Topallı       | 106-110             |
| Kazuva Kobavashi    | 1                   |
| Korkut Yeğin        | 90.145              |
| levent Gürel        | 33 40 48 240        |
| M Fatih Cağlar      | 70 178              |
| Mehmet ABBAK        | 189                 |
| Mehmet BAYRAK       | 130                 |
| Mehmet DUYAR        | 130                 |
| Mehmet F. Celebi    | 82                  |
| Mehmet Vakut        | 248                 |
| Melih Cevdet İNCF   | 1240                |
| Mesut Kartal        | 220 224             |
| Metin Yıldız        | 220,224             |
|                     | 252                 |
| Murat Canvilmaz     | 201,203             |
| Mustafa Doğan       | 200                 |
|                     | 50                  |

| Mustafa H.B. Uçar         | 186,193                       |
|---------------------------|-------------------------------|
| Mustafa Kuzuoğlu          | 5,25,37                       |
| Mustafa Murat Bilgiç      | 145                           |
| N. Aydın Ünverdi          | 166                           |
| N. Özlem Ünverdi          | 166                           |
| Nazlı Derya Dağtekin      | 269                           |
| Nevzat TARIM              | 17                            |
| Nihan Gökalp              | 208                           |
| Nihan Kosku Perkgöz       | 21                            |
| Niyazi Arı                | 29,52                         |
| Oğuzhan EFE               | 86                            |
| Olga Suvorova             | 216                           |
| Onur Elmas                | 296                           |
| Ömer Zor                  | 61                            |
| Özgür Ergül               | 33,40,48,240                  |
| Özgür KIZILKAYA           | 17                            |
| Özgür Oruç                | 82                            |
| Özlem Aydın Çivi          | 98,208                        |
| Özlem Coşkun              | 162,296                       |
| Özlem Özgün               | 5,25                          |
| Raj Mittra                | 25                            |
| Rohat Melik               | 21,141                        |
| S. Cumhur Başaran         | 200,236,300                   |
| S. Demir                  | 44                            |
| Saim EKİCİ                | 102                           |
| Savaş UÇKUN               | 66                            |
| Saygın Bildik             | 118                           |
| Seçil Kılınç              | 33                            |
| Sedef Kent                | 220,224                       |
| Sefa Özbek                | 94                            |
| Selçuk Aydın              | 90                            |
| Selçuk Çömlekçi           | 296                           |
| Selçuk Helhel             | 2,3                           |
| Serdar Kargın             | 220                           |
| Serhat Altunc             | 2                             |
| Sevda BALK                | 197                           |
| Sevinç Aydınlık Bechteler | 118                           |
| Sibel YENİKAYA            | 170                           |
| Suat Özkorucuklu          | 296                           |
| Suna Beyza Ardıç          | 162                           |
| Şimsek DEMİR              | 86,98,110,114,122,204,133,137 |
| Şükriye Öz                | 275,279                       |
| Şükrü Özen                | 300                           |
| Tayfun Akın               | 106,110,137                   |
| Taylan EKER               | 204                           |
| Thomas F. Bechteler       | 118                           |

| Turgay KAYA      | 126             |
|------------------|-----------------|
| Türker Topal     | 216             |
| Uğur SAYNAK      | 232             |
| Ünal Aktaş       | 154             |
| Vakur B. Ertürk  | 182             |
| Volkan AKAN      | 130             |
| Yasin Avseren    | 178             |
| Yasir AVCIBAŞI   | 232             |
| Yavuz Cengiz     | 158             |
| Yu. A. Tuchkin   | 216             |
| Yunus E. Erdemli | 186,193,200,236 |
| Yurdanur Tulunay | 13              |
# Şerit Hatların Karakteristik Empedanslarının Bulanık Mantık Sistemine Dayalı Uyarlanır Ağlar ile Hesaplanması

Mustafa Türkmen, Sabri Kaya, Celal Yıldız, Kerim Güney

Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kayseri

turkmen@erciyes.edu.tr, sabrikaya@erciyes.edu.tr, yildizc@erciyes.edu.tr, kguney@erciyes.edu.tr

Özet: Bu çalışmada şerit hatların karakteristik empedansları bulanık mantık sistemine dayalı uyarlanır ağ modeli kullanılarak hesaplanmıştır. Oluşturulan modelin parametreleri, en küçük kareler metodu ile geri yayılım algoritmasının birleşmiş hali olan melez öğrenme algoritması (Hybrid Learning; HL), genetik algoritma (Genetic Algorithm; GA), benzetilmiş tavlama algoritması (Simulated Annealing; SA) ve en küçük kareler algoritması (Least-square; LSQ) gibi dört farklı öğrenme algoritması kullanılarak belirlenmiş ve algoritma performansları kendi aralarında değerlendirilmiştir. Elde edilen karakteristik empedans sonuçları literatürdeki mevcut sonuçlarla karşılaştırılmış ve çok iyi bir uyum içerisinde oldukları görülmüştür.

## 1. Giriş

İletken kaplı iki dielektrik plaka arasına ince bir iletken şeridin yerleştirilmesinden meydan gelen şerit hatlar (ŞH), 1950'li yılların başında Barrett ve Barnes [1] tarafından tasarlanmıştır. Şerit hat teknikleri ilk olarak, baskı devre için geliştirilen bakır kaplı levhaların kullanılmasıyla ortaya çıkmıştır. ŞH'ların en önemli özelliği, hat karakteristik empedansının merkez şerit aralığı ile kolay bir şekilde kontrol edilmesidir. ŞH devre konfigürasyonunun iki boyutlu yapısı, dış iletken korumaların kesilmesine gerek kalmadan, birçok elemanın ara bağlantısına ve giriş çıkış portlarının rahat bir şekilde yerleştirilmesine imkân sağlamıştır. ŞH'ların hat karakteristiklerinin detaylı bir şekilde hesaplanması, ilk olarak 1950'li yılların ortasında Peters ve arkadaşları [2] tarafından yapılmıştır. Aynı yıllarda Cohn [3] ve Begovich [4] tarafından yapılan çalışmalarda ise, ŞH'ların karakteristik empedansları farklı yöntemlerle hesaplanmıştır. 1978 yılında ise Wheeler [5], ŞH'ların karakteristik parametreleri için kapalı-form CAD formüller sunmuştur. 1987 yılında Nauwelaers ve Capelle [6], ŞH'ların karakteristik empedansları için şerit genişliğinden bağımsız ifadeler sunmuşlardır.

Literatürde, ŞH'ların analizi birçok araştırmacı tarafından ele alınmış ve bu hatların analizi için bir takım analitik ve nümerik ifadeler sunulmuştur [1-7]. Bu çalışmada ise, ŞH'ların karakteristik empedansları bulanık mantık sistemine dayalı uyarlanır ağlar (BSA) ile hesaplanmaktadır. BSA yapıları hem bulanık mantık sistemlerin hem de yapay sinir ağlarının cazip özelliklerini tek bir modelde birleştirirler. Hızlı ve doğru öğrenmesi, genelleme yapabilmesi, problemle ilgili hem verileri hem de var olan uzman tecrübelerini bir arada kullanabilme kabiliyeti, kesin olarak bilinmeyen verileri tolere etmesi, lineer olmayan fonksiyonları modelleyebilmesi ve esnek bir yapıya sahip olması, BSA'nın yaygın olarak kullanılmasının en önemli sebepleridir [8, 9]. BSA modelinin parametreleri dört farklı optimizasyon algoritmasıyla belirlenmiş ve algoritma performansları kendi aralarında değerlendirilmiştir. Ayrıca elde edilen sonuçlar, literatürde mevcut olan sonuçlarla karşılaştırılmış ve oldukça iyi bir uyum içerisinde oldukları görülmüştür.

Sonuç olarak, BSA'ların bilinen cazip özellikleri kullanılarak ŞH'ların karakteristik empedansları başarıyla hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçların literatürdeki mevcut sonuçlarla iyi bir uyum içerisinde olması sunulan modelin bu tür yapıların analizinde kullanılmakta olan mevcut yöntemlere alternatif yeni bir yöntem olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

## 2. Şerit Hatların Quasi-Statik Analizleri

Şekil 1'de şerit hatların kesit görünümü verilmektedir. Bu şekilde,  $\varepsilon_r$  dielektrik malzemenin bağıl dielektrik sabitini, *b* dielektrik malzemenin kalınlığını, *W* şerit genişliğini, *a* şeritle alt ve üst korumalar arasındaki uzaklıkları ve *t* ise şerit kalınlığını göstermektedir. Şerit hatların quasi-statik analizleri literatürdeki mevcut CAD formüller kullanılarak yapılmaktadır.



#### Şekil 1. Şerit hattın kesit görünümü

Şerit hattın karakteristik empedansı ( $Z_0$ ) iletim hattının elektriksel özelliklerine ve geometrik boyutlarına bağlı olarak aşağıdaki ifadeler kullanılarak elde edilmektedir [5]:

$$Z_{0} = \frac{30}{\sqrt{\varepsilon_{r}}} \cdot \ln \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{2a - t}{W_{e}} \left[ \frac{8}{\pi} \frac{2a - t}{W_{e}} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{2a - t}{W_{e}}\right)^{2} + 6.27} \right] \right\}$$
(1)

$$\frac{W_e}{2a-t} = \frac{W}{2a-t} + \frac{\Delta W}{2a-t}$$
(2)

$$\frac{\Delta W}{2a-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[ \left( \frac{x}{2-x} \right)^2 + \left( \frac{0.0796 \cdot x}{W/2a + 1.1 \cdot x} \right)^m \right] \right\}$$
(3)

$$m = \frac{2}{1 + 2x/3 \cdot (1 - x)} \tag{4}$$

$$x = \frac{t}{2a} \tag{5}$$

#### 3. Bulanık Mantık Sistemine Dayalı Uyarlanır Ağ Modelleri

Bulanık mantık sistemleri; bulanık küme teorisi, bulanık eğer-ise kural dizisi ve bulanık muhakeme kavramlarına dayanır. BSA, bulanık mantık sistemlerine fonksiyonel olarak eşdeğer olan bir çeşit uyarlanabilir ağdır. BSA'nın temel amacı, eşdeğer bulanık mantık sisteminin parametrelerini, giriş-çıkış veri kümelerini kullanıp bir öğrenme algoritması vasıtasıyla optimize etmektir. Parametre optimizasyonu, gerçek çıkış ile hedef çıkış arasındaki hata değeri minimum olacak şekilde yapılmaktadır. Hızlı ve doğru öğrenmesi, genelleme yapabilmesi, problemle ilgili hem verileri hem de var olan uzman tecrübelerini bir arada kullanabilme kabiliyeti, kesin olarak bilinmeyen verileri tolere etmesi, lineer olmayan fonksiyonları modelleyebilmesi ve esnek bir yapıya sahip olması, BSA'nın yaygın olarak kullanılmasının en önemli sebepleridir [8-10].

#### 4. BSA'ların Probleme Uygulanması

Bu çalışmada BSA modeli, şerit hatların karakteristik empedanslarının hesaplanması için uyarlanmıştır. Şekil 2'de görüldüğü gibi BSA modelinin girişleri  $\varepsilon_r$ , W/a ve t/b, model çıkışı ise şerit hattın karakteristik empedansıdır. BSA modelinin eğitimi için 1071 veri seti, test işlemi için de tamamı eğitim setinden farklı olmak üzere 384 veri seti kullanılmıştır. Veri aralıkları ise  $2 \le \varepsilon_r \le 50$ ,  $0.1 \le W/a \le 4$ , ve  $0 \le t/b \le 2.75$ 'tir. Giriş değişkenleri olan  $\varepsilon_r$  ve t/b için 3'er adet genelleştirilmiş çan üyelik fonksiyonu, W/a için de 4 adet genelleştirilmiş çan üyelik fonksiyonu tanımlanmıştır. Modellerin kural sayısı 36 (3x4x3 = 36)'dır. Dolayısıyla modelin toplam parametre sayısı 210 olup bunlardan 30 (3x3+3x4+3x3 = 30)'u lineer olmayan, 180 (5x36 = 180) ise lineer parametreleridir.



Şekil 2. Sunulan BSA modeli

#### 5. Sonuç

Bu çalışmada, şerit hatların karakteristik empedansları BSA ile oluşturulan modelle hesaplanmıştır. BSA modelinin parametrelerini belirlemede dört farklı öğrenme algoritması kullanılmış ve algoritma performansları kendi aralarında değerlendirilmiştir. Bu algoritmalar, en küçük kareler metodu ile geri yayılım algoritmasının birleşmiş hali olan melez öğrenme algoritması (Hybrid Learning; HL), genetik algoritma (Genetic Algorithm; GA), benzetilmiş tavlama algoritması (Simulated Annealing; SA) ve en küçük kareler algoritması (Least-square; LSQ)'dır. Bu algoritmaların eğitim ve test hata oranları Tablo 1'de verilmiştir. Algoritma performansları kendi aralarında değerlendirildiğinde en iyi sonuçlar eğitimi HL algoritması ile gerçekleştirilen BSA modelinden elde edilmiştir. Şekil 3'te HL algoritmasıyla eğitilen BSA modelinden elde edilen karakteristik empedans sonuçları, literatürdeki mevcut CAD [5] formül sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve oldukça iyi bir uyum içerisinde oldukları görülmüştür. Elde edilen sonuçların literatürdeki mevcut sonuçlarla iyi bir uyum içerisinde olması sunulan modelin bu tür yapıların analizinde kullanılmakta olan mevcut yöntemlere alternatif yeni bir yöntem olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

| Öğrenme       | RMS Hatalar |       | Yüzde hatalar (%) |       |
|---------------|-------------|-------|-------------------|-------|
| Algoritmaları | Eğitim      | Test  | Eğitim            | Test  |
| HL            | 0.010       | 0.136 | 0.008             | 0.091 |
| GA            | 1.459       | 1.479 | 1.220             | 1.303 |
| SA            | 2.599       | 4.264 | 0.986             | 2.261 |
| LSO           | 2.918       | 2.910 | 1.848             | 1.993 |

Tablo 1. BSA modellerinin RMS ve yüzde hata sonuçları



|          |                        |                       |  | -                            |                       |
|----------|------------------------|-----------------------|--|------------------------------|-----------------------|
| CAD      | + + +                  | BSA $t/b = 0$ için    | — CAD                                  | 000                          | BSA $t/b = 0.15$ için |
| ———— CAD | $\times \times \times$ | BSA $t/b = 0.05$ için | —————————————————————————————————————— | $\Delta \Delta \Delta$       | BSA $t/b = 0.20$ için |
| CAD      |                        | BSA $t/b = 0.10$ için | —————————————————————————————————————— | $\diamond \diamond \diamond$ | BSA $t/b = 0.25$ için |

Şekil 3. Şerit hatların karakteristik empedans sonuçlarının CAD [5] formül sonuçlarıyla karşılaştırılması

## 6. Teşekkür

Bu çalışma Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmektedir. (#FBT-06-28)

## Kaynaklar

- [1]. Barrett, R. M. ve Barnes, M. H., "Microwave circuits," National Conference on Airborne Electronics, IRE, Ohio, May 1951.
- [2]. Peters, R. W. ve ark., Handbook of tri-Plate Microwave Components, Sander Associates, Nashua, New Hampshire, 1956.

- [3]. Cohn, S. B., Problems in strip transmission lines, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 3(2), s. 119-126, 1955.
- [4]. Begovich, N. A., Capacity and characteristic impedance of strip transmission lines with rectangular inner conductors, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 3(2), s. 127-133, 1955.
- [5]. Wheeler, H. A., Transmission-line properties of a strip line between parallel planes, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-26, s. 866-876, 1978.
- [6]. Nauwelaers, B. ve Capelle, A. V. D., Characteristic impedance of stripline, Electronics Letters, 23(18), s. 930-931, 1987.
- [7]. Gupta, K. C. ve ark., Microstrip Lines and Slot Lines, Artech House, Boston, 1996.
- [8]. Jang, J.-S. R., ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system, IEEE Trans Systems Man and Cybernetics, 23, s. 665 -685, 1993.
- [9]. Jang, J.-S. R., Sun, C. T. ve Mizutani, E., Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1997.
- [10]. Yildiz, C., Guney, K., Turkmen, M. ve Kaya, S., Adaptive neuro-fuzzy models for the quasi-static analysis of microstrip line, Microwave and Optical Technology Letters, 50(5), s. 1191-1196, 2008.



Applied Wave Research









EDITO