



TÜRKİYE ULUSAL KOMİTESİ



**YASAR**  
ÜNİVERSİTESİ

# URSI-TR 2025

## **XII. URSI-TÜRKİYE 2025** **BİLİMSEL KONGRESİ ve ULUSAL KOMİTESİ** **GENEL KURUL TOPLANTISI**

8-10 Eylül 2025  
Yaşar Üniversitesi, İzmir

### **E-BİLDİRİ KİTAPÇIĞI**



**TÜBİTAK**

[ursitr25.yasar.edu.tr](http://ursitr25.yasar.edu.tr) - [ursitr2025@gmail.com](mailto:ursitr2025@gmail.com)



# **XII. URSI-TÜRKİYE 2025 BİLİMSEL KONGRESİ ve ULUSAL KOMİTESİ GENEL KURUL TOPLANTISI**

**8 - 10 Eylül 2025**

**Yaşar Üniversitesi, İZMİR**

URSI Türkiye Ulusal Komitesi Genel Kurul Toplantısı ve 12. Bilimsel Kongresi, **8 – 10 Eylül 2025** tarihleri arasında **Yaşar Üniversitesi**'nde yüz yüze düzenlenmiştir.

## **Önemli Tarihler**

Bildirilerin gönderilmesi için son tarih: **15 Haziran 2025**

Değerlendirme sonuçlarının açıklanması: **15 Temmuz 2025**

Düzeltilmiş bildirilerin gönderilmesi için son tarih: **01 Ağustos 2025**

Erken kayıt için son tarih: **15 Ağustos 2025**

## **Bildiri Konuları**

Kongre, Uluslararası URSI'nin komisyon isimleri olan aşağıdaki temel dalları ve bunlara yakın diğer konuları kapsamakta, ancak ilgili olmak kaydı ile bunlarla sınırlandırılmamaktadır.

Elektromanyetik, antenler, RF/mikrodalga elemanları/sistemleri, radar/uydu sistemleri, dalga yayılımı, haberleşme sistemleri, fotonik, astrofizik/astronomi, vb. konularda gerçekleştirilen kuramsal ve/veya uygulamalı çalışmalar, kongrenin kapsamı içerisinde yer almış olup bu seneki konferansın ana temalarından/konularından biri de, Uydu ve Uzayda Radyo Bilimi Uygulamaları üzerine olmuştur.

- Elektromanyetik Metroloji (Electromagnetic Metrology)
- Alanlar ve Dalgalar (Fields and Waves)
- Radyo Haberleşme Sistemleri ve Sinyal İşleme (Radio – Communication Systems and Signal Processing)
- Elektronik ve Fotonik (Electronics and Photonics)
- Elektromanyetik Gürültü ve Girişim (Electromagnetic Noise and Interference)
- Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama (Wave Propagation and Remote Sensing)
- İyonosferik Radyo Yayılımı (Ionospheric Radio Propagation)
- Plazmalarda Dalgalar (Waves in Plasmas)
- Radyo Astronomi (Radio Astronomy)
- Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik (Electromagnetics in Biology and Medicine)
- Uydu ve Uzayda Radyo Bilimi Uygulamaları (Applications of Radio Science in Satellite and Space)

|                                       |                                 |
|---------------------------------------|---------------------------------|
| <b>ETKİNLİK DÜZENLEME KURULU</b>      |                                 |
| <b>Kongre Başkanları</b>              |                                 |
| Mustafa SEÇMEN                        | Yaşar Üniversitesi              |
| Ayhan ALTINTAŞ                        | Bilkent Üniversitesi            |
|                                       |                                 |
| <b>Teknik Program Komitesi</b>        |                                 |
| Mustafa SEÇMEN                        | Yaşar Üniversitesi              |
| Ayhan ALTINTAŞ                        | Bilkent Üniversitesi            |
| Fatih DİKMEN                          | Gebze Teknik Üniversitesi       |
| Hulusi AÇIKGÖZ                        | Ankara Medipol Üniversitesi     |
| Özlem Aydın ÇİVİ                      | ODTÜ                            |
| Özlem ÖZGÜN                           | Hacettepe Üniversitesi          |
| Sema Dumanlı OKTAR                    | Boğaziçi Üniversitesi           |
|                                       |                                 |
| <b>Bildiri Değerlendirme Komitesi</b> |                                 |
| Ahmet Cemal DURGUN                    | ODTÜ                            |
| Evren EKMEKÇİ                         | Süleyman Demirel Üniversitesi   |
| Kamil KARAÇUHA                        | İTÜ                             |
|                                       |                                 |
| <b>Bildiri Yarışması Koordinatörü</b> |                                 |
| İbrahim TEKİN                         | Sabancı Üniversitesi            |
|                                       |                                 |
| <b>Düzenleme Komitesi</b>             |                                 |
| Adnan KAYA                            | İzmir Katip Çelebi Üniversitesi |
| Alp KUŞTEPELİ                         | İYTE                            |
| Çağatay AYDIN                         | Ege Üniversitesi                |
| Doğanay DOĞAN                         | Aselsan                         |
| Gökhan DEMİRKIRAN                     | Yaşar Üniversitesi              |
| Hacer ÖZTURA                          | Yaşar Üniversitesi              |

|                  |                                 |
|------------------|---------------------------------|
| Mehmet ALTUNTAŞ  | Türk Telekom                    |
| Mehmet ÜNLÜ      | TOBB ETÜ                        |
| Merih PALANDÖKEN | İzmir Katip Çelebi Üniversitesi |
| Mustafa SEÇMEN   | Yaşar Üniversitesi              |
| Nalan ÖZKURT     | Yaşar Üniversitesi              |
| Özhan ÜNVERDİ    | Yaşar Üniversitesi              |
| Yavuz AŞCI       | Uşak Üniversitesi               |
| Yeşim ZORAL      | Dokuz Eylül Üniversitesi        |

## BİLİM KURULU

|                    |                               |
|--------------------|-------------------------------|
| Ahmet Cemal DURGUN | ODTÜ                          |
| Ali KARA           | Gazi Üniversitesi             |
| Asım Egemen YILMAZ | Ankara Üniversitesi           |
| Ayhan AKBAL        | Fırat Üniversitesi            |
| Ayhan ALTINTAŞ     | Bilkent Üniversitesi          |
| Birsen SAKA        | Hacettepe Üniversitesi        |
| Erdem YAZGAN       | TED Üniversitesi              |
| Evren EKMEKÇİ      | Süleyman Demirel Üniversitesi |
| Fatih DİKMEN       | Gebze Teknik Üniversitesi     |
| Fatih ÜSTÜNER      | İstanbul Ticaret Üniversitesi |
| Gökhan APAYDIN     | Üsküdar Üniversitesi          |
| Hamit SERBEST      | Çukurova Üniversitesi         |
| Hulusi AÇIKGÖZ     | Ankara Medipol Üniversitesi   |
| İbrahim KÜÇÜK      | Erciyes Üniversitesi          |
| İbrahim ÜNAL       | İnönü Üniversitesi            |
| Kamil KARAÇUHA     | İTÜ                           |
| Mehmet ÜNLÜ        | TOBB ETÜ                      |
| Mustafa SEÇMEN     | Yaşar Üniversitesi            |
| Mustafa TÜRKMEN    | Erciyes Üniversitesi          |

|                    |                        |
|--------------------|------------------------|
| Orhan ARIKAN       | Bilkent Üniversitesi   |
| Özlem AYDIN ÇİVİ   | ODTÜ                   |
| Özlem ÖZGÜN        | Hacettepe Üniversitesi |
| Seçil KARATAY      | Kastamonu Üniversitesi |
| Selçuk HELHEL      | Akdeniz Üniversitesi   |
| Sema DUMANLI OKTAR | Boğaziçi Üniversitesi  |
| Şimşek DEMİR       | ODTÜ                   |
| Şükrü ÖZEN         | Akdeniz Üniversitesi   |
| Tayfun NESİMOĞLU   | ODTÜ                   |
| Vakur ERTÜRK       | Bilkent Üniversitesi   |

## BİLDİRİ DEĞERLENDİRME HAKEMLERİ

|                       |                                   |
|-----------------------|-----------------------------------|
| Adnan KAYA            | İzmir Katip Çelebi Üniversitesi   |
| Ahmet Arda COŞAN      | MSÜ                               |
| Ahmet Cemal DURGUN    | ODTÜ                              |
| Ahmet Hayrettin YÜZER | Karabük Üniversitesi              |
| Ahmet Mete ELBİR      | İstinye Üniversitesi              |
| Ahmet ÖNCÜ            | Boğaziçi Üniversitesi             |
| Ali KARA              | Gazi Üniversitesi                 |
| Ali Özgür YILMAZ      | ODTÜ                              |
| Ali Yapar             | İTÜ                               |
| Alp KUŞTEPELİ         | İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü  |
| Alparslan ÇINAR       | Akdeniz Üniversitesi              |
| Asım Egemen YILMAZ    | Ankara Üniversitesi               |
| Ayhan AKBAL           | Fırat Üniversitesi                |
| Aysu BELEN            | İskenderun Teknik Üniversitesi    |
| Bahadır HİÇDURMAZ     | Kütahya Dumlupınar Üniversitesi   |
| Bilge ŞENEL           | Süleyman Demirel Üniversitesi     |
| Birsen SAKA           | Hacettepe Üniversitesi            |
| Çağatay AYDIN         | Ege Üniversitesi                  |
| Caner MURAT           | Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi |

|                        |                                       |
|------------------------|---------------------------------------|
| Cemanur AYDINALP       | İTÜ                                   |
| Cemile BARDAK          | Manisa Celal Bayar Üniversitesi       |
| Deniz TÜRKPENÇE        | İTÜ                                   |
| Doğu Çağdaş ATILLA     | Altınbaş Üniversitesi                 |
| Elif Merve KÜÇÜKÖNER   | Süleyman Demirel Üniversitesi         |
| Erdem YAZGAN           | TED Üniversitesi                      |
| Erdoğan TİMOÇİN        | Mersin Üniversitesi                   |
| Evren EKMEKÇİ          | Süleyman Demirel Üniversitesi         |
| Fadıl KUYUCUOĞLU       | Manisa Celal Bayar Üniversitesi       |
| Fatih DİKMEN           | Gebze Teknik Üniversitesi             |
| Fatih KABURCUK         | Sivas Bilim ve Teknoloji Üniversitesi |
| Fatih YAMAN            | İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü      |
| Gökhan DEMİRKIRAN      | Yaşar Üniversitesi                    |
| Gülbin DURAL           | ODTÜ                                  |
| Gülşah Yıldız ALTINTAŞ | İTÜ                                   |
| Hayrettin ODABAŞI      | Eskişehir Osmangazi Üniversitesi      |
| Hulusi AÇIKGÖZ         | Ankara Medipol Üniversitesi           |
| İbrahim ALTUNBAŞ       | İTÜ                                   |
| İbrahim KÜÇÜK          | Erciyes Üniversitesi                  |
| İbrahim TEKİN          | Sabancı Üniversitesi                  |
| İbrahim ÜNAL           | İnönü Üniversitesi                    |
| İhsan KANBAZ           | Gazi Üniversitesi                     |
| İnan GÜLER             | Gazi Üniversitesi                     |
| Kağan TOPALLI          | Meta                                  |
| Kamil KARAÇUHA         | İTÜ                                   |
| Kemal GÜVENLİ          | Hitit Üniversitesi                    |
| Lale ALATAN            | ODTÜ                                  |
| Mahmut Ahmet GÖZEL     | Süleyman Demirel Üniversitesi         |
| Mehmet Ali BELEN       | İskenderun Teknik Üniversitesi        |
| Mehmet ALTUNTAŞ        | Türk Telekom                          |
| Mehmet BAŞARAN         | TURKCELL                              |
| Mehmet ÇAKIR           | Bayburt Üniversitesi                  |

|                             |                                        |
|-----------------------------|----------------------------------------|
| Mehmet ÇİYDEM               | Gazi Üniversitesi                      |
| Mehmet ÜNLÜ                 | TOBB ETÜ                               |
| Merih PALANDÖKEN            | İzmir Katip Çelebi Üniversitesi        |
| Mustafa SEÇMEN              | Yaşar Üniversitesi                     |
| Mustafa TÜRKMEN             | Erciyes Üniversitesi                   |
| Nalan ÖZKURT                | Yaşar Üniversitesi                     |
| Nezihe KARACAN              | Süleyman Demirel Üniversitesi          |
| Ömer KASAR                  | Karadeniz Teknik Üniversitesi          |
| Özgür Özdemir               | İTÜ                                    |
| Özhan ÜNVERDİ               | Yaşar Üniversitesi                     |
| Özlem Aydın ÇİVİ            | ODTÜ                                   |
| Özlem ÖZGÜN                 | Hacettepe Üniversitesi                 |
| Salim KAHVECİ               | Karadeniz Teknik Üniversitesi          |
| Seçil KARATAY               | Kastamonu Üniversitesi                 |
| Selçuk HELHEL               | Akdeniz Üniversitesi                   |
| Sema Dumanlı OKTAR          | Boğaziçi Üniversitesi                  |
| Semih DOĞU                  | İTÜ                                    |
| Serkan AKSOY                | Gebze Teknik Üniversitesi              |
| Serkan ŞİMSEK               | İTÜ                                    |
| Seyit Ahmet SIS             | Balıkesir Üniversitesi                 |
| Sıddık Cumhur BAŞARAN       | Akdeniz Üniversitesi                   |
| Şehabettin Taha İMECİ       | Fatih Sultan Mehmet Vakıf Üniversitesi |
| Şimşek DEMİR                | ODTÜ                                   |
| Şükrü ÖZEN                  | Akdeniz Üniversitesi                   |
| Tayfun NESİMOĞLU            | ODTÜ                                   |
| Uğur SORGUCU                | Nevşehir Üniversitesi                  |
| Yavuz AŞCI                  | Uşak Üniversitesi                      |
| Yeşim Serinağaoğlu DOĞRUSÖZ | ODTÜ                                   |
| Yeşim ZORAL                 | Dokuz Eylül Üniversitesi               |

## DAVETLİ KONUŞMACILAR

*Antenna Simulation and the Dynamic Mission: A Case Study in Airborne Radar  
Altimeter and 5G Coexistence*

**Mr. Jason Bommer**

Principal Application Engineer, Ansys, Seattle, WA, USA

8 Eylül Pazartesi, 10:25 – 11:10, Ana Konferans Salonu

*Türkiye’de ve Dünyada Kuantum Hesaplama Teknolojilerinin Mevcut Durumu ve  
Geleceği*

**Prof. Dr. Mehmet ÜNLÜ**

TOBB ETÜ, Ankara, Türkiye

8 Eylül Pazartesi, 14:00 – 14:45, Ana Konferans Salonu

*Opportunities of Lens Antennas for Satellite Communications*

**Prof. Dr. Oscar QUEVEDO-TERUEL**

KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden

8 Eylül Pazartesi, 14:45 – 15:30, Ana Konferans Salonu

## Altın Sponsorlar

**aselsan**

 **TURKCELL**

**Türk Telekom**  
Değerli Hissettirir 

## Gümüş Sponsorlar

 **aktif nesor**<sup>®</sup>

 **Savronik**

## Bronz Sponsorlar

  
**IDA TEST ELEKTRONİK**

 **FIGES**  
applied physics & mathematics

 **numesys**  
NUMERICAL SYSTEMS

## Yaka Kartı Sponsorları

  
**TUALCOM**

**EONX**

 **Engitek  
Mühendislik**



## ÖZET TEKNİK PROGRAM

### 08 Eylül 2025 Pazartesi (1. Gün)

|               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                               |                               |
|---------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| 09:40 – 10:25 | Açılış Konuşmaları<br>Prof. Dr. Levent Kandiller, Yaşar Üniversitesi Rektörü<br>Prof. Dr. Ayhan Altıntaş, URSI Türkiye Komitesi Başkanı<br>Mehmet Altıntaş, Türk Telekom Mobil Erişim Direktörü<br>Dr. Gökhan Kalem, Turkcell Yeni Nesil Ar-Ge Proje Yöneticisi<br>Prof. Dr. Mustafa Seçmen, URSI TR 2025 Kongre Başkanı<br><b>Ana Konferans Salonu</b> |                               |                               |
| 10:25 – 11:10 | Davetli Konuşmacı 1 - Mr. Jason Bommer<br><b>Ana Konferans Salonu</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                   |                               |                               |
| 11:10 – 11:40 | Kahve Arası                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |                               |                               |
| 11:40 – 13:00 | <b>Aselsan Özel Oturumu 1</b><br><b>Ana Konferans Salonu</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                            | <b>PZT1 – F1 Oturumu F001</b> | <b>PZT1 – F4 Oturumu F004</b> |
|               | ID 87                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | ID 43                         | ID 72                         |
|               | ID 90                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | ID 60                         | ID 73                         |
|               | ID 91                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | ID 77                         | ID 102                        |
|               | ID 92                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | ID 142                        | ID 117                        |
| 13:00 – 14:00 | Öğle Yemeği                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |                               |                               |
| 14:00 – 14:45 | Davetli Konuşmacı 2 - Prof. Dr. Mehmet Ünlü<br><b>Ana Konferans Salonu</b>                                                                                                                                                                                                                                                                              |                               |                               |
| 14:45 – 15:30 | Davetli Konuşmacı 3 - Prof. Dr. Oscar Quevedo-Teruel<br><b>Ana Konferans Salonu</b>                                                                                                                                                                                                                                                                     |                               |                               |
| 15:30 – 16:00 | Kahve Arası                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |                               |                               |
| 16:00 – 17:20 | <b>Aselsan Özel Oturumu 2</b><br><b>Ana Konferans Salonu</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                            | <b>PZT2 – F1 Oturumu F001</b> | <b>PZT2 – F4 Oturumu F004</b> |
|               | ID 94                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |                               | ID 47                         |
|               | ID 107                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | ID 71                         | ID 74                         |
|               | ID 113                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | ID 88                         | ID 123                        |
|               | ID 120                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | ID 136                        | ID 161                        |
| 17:20 – 17:50 | Young Professionals<br><b>Fuaye Alanı</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |                               |                               |
| 18:00 – 19:00 | Açılış Kokteyli<br><b>Fuaye Alanı</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |                               |                               |

| <b>09 Eylül 2025 Salı (2. Gün)</b> |                                                                            |                                   |                                   |                                   |
|------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 09:20 – 11:00                      | <b>Öğrenci Bildiri Yarışması Oturumu 1<br/>Ana Konferans Salonu</b>        | <b>SAL1 – F1 Oturumu<br/>F001</b> | <b>SAL1 – F2 Oturumu<br/>F002</b> | <b>SAL1 – F4 Oturumu<br/>F004</b> |
|                                    |                                                                            | ID 34                             | ID 45                             | ID 54                             |
|                                    | ID 16                                                                      | ID 46                             | ID 83                             | ID 75                             |
|                                    | ID 25                                                                      | ID 58                             | ID 84                             | ID 85                             |
|                                    | ID 33                                                                      | ID 65                             | ID 124                            | ID 149                            |
|                                    | ID 128                                                                     | ID 148                            | ID 153                            | ID 173                            |
| 11:00 – 11:30                      | Kahve Arası ( <b>Fuaye Alanı</b> )<br>Women in EMT ( <b>Senato Odası</b> ) |                                   |                                   |                                   |
| 11:30 – 13:10                      | <b>Öğrenci Bildiri Yarışması Oturumu 2<br/>Ana Konferans Salonu</b>        | <b>SAL2 – F1 Oturumu<br/>F001</b> | <b>SAL2 – F2 Oturumu<br/>F002</b> | <b>SAL2 – F4 Oturumu<br/>F004</b> |
|                                    | ID 129                                                                     | ID 54                             | ID 20                             | ID 13                             |
|                                    | ID 144                                                                     | ID 59                             | ID 21                             | ID 96                             |
|                                    | ID 151                                                                     | ID 81                             | ID 57                             | ID 171                            |
|                                    | ID 152                                                                     | ID 82                             | ID 109                            | ID 134                            |
|                                    | ID 167                                                                     | ID 101                            | ID 106                            | ID 163                            |
| 13:10 – 14:00                      | Öğlen Yemeği                                                               |                                   |                                   |                                   |
| 14:00 – 15:40                      | <b>Özel Oturum (Ceyhan Türkmen Anısına)<br/>Ana Konferans Salonu</b>       | <b>SAL3 – F1 Oturumu<br/>F001</b> | <b>SAL3 – F2 Oturumu<br/>F002</b> | <b>SAL3 – F4 Oturumu<br/>F004</b> |
|                                    | ID 143                                                                     |                                   |                                   |                                   |
|                                    | ID 62                                                                      | ID 15                             | ID 30                             | ID 11                             |
|                                    | ID 66                                                                      | ID 27                             | ID 44                             | ID 97                             |
|                                    | ID 68                                                                      | ID 28                             | ID 138                            | ID 105                            |
|                                    | ID 158                                                                     | ID 49                             | ID 155                            | ID 170                            |
| 15:40 – 16:10                      | Kahve Arası                                                                |                                   |                                   |                                   |
| 16:10 – 17:30                      | <b>SAL4 – RS Oturumu<br/>Ana Konferans Salonu</b>                          | <b>SAL4 – F1 Oturumu<br/>F001</b> | <b>SAL4 – F2 Oturumu<br/>F002</b> | <b>SAL4 – F4 Oturumu<br/>F004</b> |
|                                    | ID 29                                                                      | ID 51                             | ID 12                             | ID 146                            |
|                                    | ID 80                                                                      | ID 78                             | ID 56                             | ID 164                            |
|                                    | ID 141                                                                     | ID 98                             | ID 69                             | ID 168                            |
|                                    | ID 150                                                                     | ID 132                            | ID 112                            | ID 172                            |
| 19:00 – 23:00                      | Gala Yemeği ve 9 Eylül Eğlencesi<br><b>İzmir Marriott Otel</b>             |                                   |                                   |                                   |

| 10 Eylül 2025 Çarşamba (3. Gün) |                                                                                      |                                       |                                       |                                       |                                       |
|---------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 09:00 – 10:40                   | <b>CAR1 – RS<br/>Oturumu<br/>Ana Konferans<br/>Salonu</b>                            | <b>CAR1 – F1<br/>Oturumu<br/>F001</b> | <b>CAR1 – F2<br/>Oturumu<br/>F002</b> | <b>CAR1 – F3<br/>Oturumu<br/>F003</b> | <b>CAR1 – F4<br/>Oturumu<br/>F004</b> |
|                                 |                                                                                      | ID 111                                | ID 26                                 | ID 126                                | ID 22                                 |
|                                 | ID 14                                                                                | ID 122                                | ID 39                                 | ID 133                                | ID 95                                 |
|                                 | ID 40                                                                                | ID 125                                | ID 41                                 | ID 139                                | ID 100                                |
|                                 | ID 48                                                                                | ID 159                                | ID 50                                 | ID 156                                | ID 110                                |
|                                 | ID 76                                                                                | ID 162                                | ID 89                                 | ID 157                                | ID 64                                 |
| 10:40 – 11:30                   | Kahve Arası ( <b>Fuaye Alanı</b> )<br>Genel Kurul Toplantısı ( <b>Senato Odası</b> ) |                                       |                                       |                                       |                                       |
| 11:30 – 12:50                   | <b>CAR2 – RS<br/>Oturumu<br/>Ana Konferans<br/>Salonu</b>                            | <b>CAR2 – F1<br/>Oturumu<br/>F001</b> | <b>CAR2 – F2<br/>Oturumu<br/>F002</b> | <b>CAR2 – F3<br/>Oturumu<br/>F003</b> | <b>CAR2 – F4<br/>Oturumu<br/>F004</b> |
|                                 | ID 52                                                                                | ID 17                                 | ID 103                                | ID 115                                | ID 35                                 |
|                                 | ID 55                                                                                | ID 108                                | ID 145                                | ID 104                                | ID 36                                 |
|                                 | ID 70                                                                                | ID 119                                | ID 147                                | ID 137                                | ID 130                                |
|                                 | ID 79                                                                                | ID 116                                | ID 154                                | ID 166                                | ID 175                                |
| 12:50 – 13:10                   | Kapanış Konuşması<br><b>Ana Konferans Salonu</b>                                     |                                       |                                       |                                       |                                       |
| 13:10 – 14:00                   | Öğlen Yemeği                                                                         |                                       |                                       |                                       |                                       |
| 14:00 – 19:30                   | Şirince Gezisi                                                                       |                                       |                                       |                                       |                                       |

## **AYRINTILI BİLDİRİ OTURUMLARI PROGRAMI**

**Tarih: 08.09.2025, Pazartesi**

**Saat: 11:40 – 13:10**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: Aselsan Özel Oturumu – 1**

**Konu: ASEA/Faz Dizili Sistemler/Mimariler – 1**

**Oturum Başkanı: Özlem Aydın Çivi, ODTÜ**

**ID 87: Yüksek Voltajlı GaN HEMT Transistörlerle 80 W Güç Yükselteç Tasarımı**  
Muhammed Tonga, Ahmet Değirmenci, Ahmet Aktuğ

**ID 90: AESA Radarlar İçin Tek Kanallı GaAs Huzme Yönlendirici Çekirdek Çip Tasarımı**  
Berk As, Can Soygür

**ID 91: Ortak Açıklıklı Antenler İçin 0.7-5.0 GHz Dizi Anteni Tasarımı**  
Kaan Arda, Gülbin Dural

**ID 92: Dairesel Polarize Konformal Tek Port Beslemeli 4x4 Sıkı Etkileşimli Dizi Anten Tasarımı**  
Kaan Arda, Kadir İşeri

**Tarih: 08.09.2025, Pazartesi**

**Saat: 11:40 – 13:10**

**Yer: F001**

**Oturum: PZT1 – F1**

**Konu: Radyo Astronomi, Plazmalarda Dalgalar**

**Oturum Başkanı: Orhan Arıkan, Bilkent Üniversitesi**

**ID 43: Tekil Değer Ayrışımı ile Gezegenlerarası Manyetik Alan Verilerinde Ekinoksal Asimetri Analizi**  
Semih Çağatay Özyiğit, Feza Arıkan, Orhan Arıkan

**ID 60: 2023 Kahramanmaraş Depremlerinin GNSS İstasyonlarında ENU Koordinat Sisteminde Gözlenen İzgel Karakteristiklerinin Analizi**  
Ali Çınar, Seçil Karatay, Faruk Erken, Feza Arıkan, Atınç Pırtı

**ID 77: 2023 Kahramanmaraş Depremleri Öncesi İyonküre Bozulmalarının TEİ Tabanlı Granger Nedensellik Testi ile İncelenmesi**  
Nazlıcan Gengeç Zorkun, Makbule Hilal Mütevellî Öncül, Seçil Karatay, Faruk Erken, Feza Arıkan

**ID 142: Spiral Floresan ile Plazma Anten Tasarımı**  
Kenan Kort, Mithat Kaya

**Tarih: 08.09.2025, Pazartesi**

**Saat: 11:40 – 13:10**

**Yer: F004**

**Oturum: PZT1 – F4**

**Konu: Soğurucu, Polarizasyon Dönüştürücü Malzemeler/Yapılar**

**Oturum Başkanı: Bilge Şenel, Süleyman Demirel Üniversitesi**

**ID 72: Ultra İnce Saydam Esnek Metamalzeme Polarizasyon Dönüştürücü**  
Mevlüt Boz, Olcay Yiğit, Gökhan Öztürk

**ID 73: Ultra İnce Saydam Esnek Metamalzeme Elektromanyetik Soğurucu Tasarımı**  
Mevlüt Boz, Olcay Yiğit, Gökhan Öztürk

**ID 102: Tabakalı Yapılarda Kalınlık Optimizasyonu ile Elektromanyetik Sönümleme**  
Salih Nişancı, Ali Yapar

**ID 117: RKA Optimizasyonu ve Radar Görünürlüğünün Azaltılması**  
Özlem Şahin, Selin Buket Yalçın, İsmail Çor, Mustafa Namdar

**Tarih: 08.09.2025, Pazartesi**

**Saat: 16:00 – 17:20**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: Aselsan Özel Oturumu – 2**

**Konu: ASEA/Faz Dizili Sistemler/Mimariler – 2**

**Oturum Başkanı: Lale Alatan, ODTÜ**

**ID 94: Ölçeklenebilir X Bant AESA Mimariler İçin PCB Teknolojisine Dayalı TR Yapıtaşı Tasarımı**  
Kaan Temir

**ID 107: Üçgen Dizilimli Geniş Taramalı Sızdırmaz Aktif Fazlı Dizi Anteni**  
Ömer Bayraktar, İbrahim Semih Küçük, Erdiç Erçil, Muhammet Kurt, Mustafa Demircan, Ertuğrul Gür

**ID 113: S-Bant Direk RF Örnekleme Yöntemi ile Sayısal Almaç Göndermeç Anten Dizi Mimarisi**  
Tolga Keleş, Hasan Mercan, Doğanay Doğan

**ID 120: X-Bant Mikroşerit Sirkülatör Tasarımı**  
Remzi Köksal, Cengizhan Şahin, Fırat Altuntaş, Kahraman Güçlü Köprülü

**Tarih: 08.09.2025, Pazartesi**

**Saat: 16:20 – 17:20**

**Yer: F001**

**Oturum: PZT2 – F1**

**Konu: Frekans Seçici Yüzeyler**

**Oturum Başkanı: Dilek Uzer, Konya Teknik Üniversitesi**

**ID 71: 2.4 GHz Mikrodalga Uygulamaları İçin Sekizgen Halka Temelli Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarımı**

Zahit Ülkü, Dilek Uzer, Ayşe Özge Çınar Ak

**ID 88: 3 Boyutlu Yazıcı Teknolojisi Kullanılarak Üretilen Toprak Düzlemi Bozulmuş Kare Halka Anten ve Frekans Seçici Yüzeyden Oluşan Hibrit Sensör İle Glikoz Konsantrasyonunun Nümerik Olarak İncelenmesi**

Talha Uyar, Naci Kaan Okan, Umut Köse, Mesut Kartal

**ID 136: Geniş Bant Metamalzeme Tabanlı İnce ve Esnek Soğurucu Frekans Seçici Yüzey Analiz ve Tasarımı**

Hamza Buğrahan Bölükbaşı, Mehmet Emre Eralp, Uğur Oğuz, Özlem Aydın Çivi

**Tarih: 08.09.2025, Pazartesi**

**Saat: 16:00 – 17:20**

**Yer: F004**

**Oturum: PZT2 – F4**

**Konu: Radar Uygulamalarında Antenler**

**Oturum Başkanı: Elif Merve Küçüköner, Süleyman Demirel Üniversitesi**

**ID 47: Yeni Bir Vivaldi Anten Tasarımı ile Yapay Açıklık Radarı (SAR) Benzetimi**

Samet Rahmi Selam, Mehmet Ünal

**ID 74: 5G Teknolojisi için Telematik Ünite Anten Modülü Tasarımı**

Olca Yigit, Mustafa Seçmen

**ID 123: Yer Altı Radar Sistemleri İçin Geniş Bantlı Katmanlı Papyon Anten Yapısı Tasarımı**

Ahmet Bal, Elif Merve Küçüköner

**ID 161: Yere Nüfuz Eden Radar Uygulamaları için Vivaldi Anten Tasarımı**

Ferdi Gümüş, Salih Mehmed Bostan

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 09:40 – 11:00**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: Öğrenci Bildiri Yarışması – 1**

**Oturum Başkanı: İbrahim Tekin, Sabancı Üniversitesi**

**ID 16: Zamanla Değişen Metamalzemeler ve Kompozitler için Maxwell Garnett Etkin Ortam Modeli**

Suat Barış İplikçioğlu, M. İrşadi Aksun

**ID 25: Zaman uzayı elektromanyetik sistemleri için dispersif süperparamanyetik toprakların KS-ZUSF yöntemiyle modellenmesi**

Talha Saydam, Osman Said Bişkin, Serkan Aksoy

**ID 33: Aydınlık-Karanlık Mod Anahtarlama ile Metal-Dielektrik Hibrit Rezonatör Tabanlı Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık Uygulaması**

Hasan Çetin, Evren Ekmekçi

**ID 128: Diyelektrik ve Kayıplı İletken Yüzeyler İçeren Problemler için Hibrit Empedans Sınır Koşulu Denklemi Formülasyonu**

Özgür Eriş, Uğur Oğuz ve Özgür Ergül

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 09:20 – 11:00**

**Yer: F001**

**Oturum: SAL1 – F1**

**Konu: Sensörler, Rezonatörler**

**Oturum Başkanı: Birsen Saka, Hacettepe Üniversitesi**

**ID 34: Tamamı Dielektrik Soğurucu Tabanlı Sensör Yapısı ile Yapay Sinir Ağları Kullanılarak X Bant Frekans Bölgesinde Sıvıların Dielektrik Sabiti Tespiti**

Dudu Okkan, Nezihe Karacan, Ufuk Özkaya, Evren Ekmekçi

**ID 46: Tamamlayıcı Ayrık Halka Rezonatöre ve Bükülü Mikroşerit Hatlara Sahip Mikrodalga Sıvı Sensörü**

Aybüke Gökçen Özül, Fulya Bağcı, Çağlar Kaya, Barış Akaoglu

**ID 58: Kısa devrelenmiş Işıma Örüntüsü Yeniden Yapılandırılabilir Yama Anten Yapısında Tümlen Yarı Halka Rezonatör Kullanılarak Yalıtım İyileştirmesi**

Gülsüm Beyza Altundal, Kübra Tiryaki, Kamil Karaçuha

**ID 65: Kısa Devreli Çeyrek Dalga Yama Antenlerde Yarı Halka Rezonatör Tabanlı Yalıtım İyileştirmesi**

Kübra Tiryaki, Gülsüm Beyza Altundal, Kamil Karaçuha

**ID 148: Mikroşerit Yama Antene Kare Şekilli Yarı Halka Rezonatör Metamalzeme Entegrasyonunun Performans Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi**

Ferhat Aldemir, Enes İbiş, Mehmet Ünal

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 09:20 – 11:00**

**Yer: F002**

**Oturum: SAL1 – F2**

**Konu: Konformal Antenler**

**Oturum Başkanı: Yavuz Aşcı, Uşak Üniversitesi**

- ID 45: Helikopterler için Eğimli/Kavisli  $2 \times 2$  Yama Anten Dizi Tasarımı**  
Ceren İstanbul, Miraç Alperen Yücel, Mustafa Seçmen, Mesut Erol, Şükrü Özen
- ID 83: Hava Platformlarına Yönelik Kavite Arkalıklı Konformal Anten Tasarımı ve Prototip Doğrulaması**  
Ece Yılmazbilek
- ID 84: 6 – 18 GHz Frekansları Arasında Geniş Bantta Sabit Kazanç ve Hüzmeye Sahip 3 Katmanlı Kompakt Dielektrik Rod Anten Tasarımı**  
Ahmet Canberk Songur, Koray Tap, Mustafa Kuloğlu
- ID 124: Helikopterler İçin Eğimli/Kavisli Anten Tasarımı Geliştirilmesi**  
Mehmet Akif Görgülü, Burak Uzman, Mehmet Çiydem
- ID 153: İletken Sıvı Yardımıyla Yer Çekimine Göre Işıma Örüntüsünü Yapılandıran Dönence Anten**  
Mehmet Emre Korkmaz, Sema Dumanlı

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 09:40 – 11:00**

**Yer: F004**

**Oturum: SAL1 – F4**

**Konu: Filtreler**

**Oturum Başkanı: Korkut Kaan Tokgöz, Sabancı Üniversitesi**

- ID 75: Mikroşerit RF Filtrelerde Kaplamanın Araya Girme Kaybına Olan Etkisi**  
Yiğit Yalçınkaya, Salih Can Aksoy
- ID 85: Yüksek Güç Dayanımlı Ultra Geniş Bantlı İkileyici Tasarımı**  
Ahmet Önal, Onur Ozan Öztürk, Nevzat Yıldırım
- ID 149: Minyatür Mikroşerit Band Geçiren Filtre Tasarımı**  
İbrahim Serhat Aksu, Ceyhun Karpuz
- ID 173: RF Uygulamalar İçin Minyatür Monoblok Filtre Tasarımı**  
Baran Yalçın, Damla Cansu Özkan, Utku Topuz, Bülent Alıcıoğlu



**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 11:30 – 13:10**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: Öğrenci Bildiri Yarışması – 2**

**Oturum Başkanı: İbrahim Tekin, Sabancı Üniversitesi**

**ID 129: Şeffaf Antenlerin Araçlar Üzerinde Eşdeğer Kaynaklarla Modellenmesi ve Analizleri**

Özgür Eriş, Mehmet Emre Eralp, Lale Alatan, Özlem Aydın Çivi, Özgür Ergül

**ID 144: Süt Yağ Oranının Tespiti İçin Ayırık Halka Rezonatör Yapılı İletim Hattı Tabanlı Mikrodalga Sensör**

Mustafa Yıldırım, Mahmut Ahmet Gözel

**ID 151: Kablosuz pH Algılama için Hidrojel Tabanlı İmplant Halhal Çınlaç**

İpek Hilal Kacar, Burak Ferhat Özcan, Zeliha Cansu Canbek Özdil, Sema Dumanlı

**ID 152: Eklemeli İmalat İle Üretilen Dielektrik Saçıcı Yüzeylerin Analizi ve Tasarımı**

Mehmet Emre Eralp, Özgür Eriş, Özlem Aydın Çivi

**ID 167: SUEX Malzemesinin Mikrodalga Frekans Bandı için Elektriksel Özelliklerinin Elde Edilmesi**

Şekip Dalgaç, Kholoud Elmabruk, Saim Ekici, Nihan Öznazlı, Mehmet Ünlü

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 11:30 – 13:10**

**Yer: F001**

**Oturum: SAL2 – F1**

**Konu: Antenler – 1**

**Oturum Başkanı: Doğanay Doğan, Aselsan**

**ID 54: Frekansa Bağımlı Malzemeler ile Kaplanmış Cisimlerin Radar Kesit Alanının Zamanda Sonlu Farklar Yöntemiyle Analizi**

Mert Ötenel, Özlem Özgün

**ID 59: Radyal Dalga Kılavuzu Beslemeli Düzlemsel Anten Mimarisi ve Hüzme Şekillendirme Optimizasyonu**

Alp Emre Kamış, Erdiñ Erçil

**ID 81: Birleşik Asterisk Yarıklar Kullanarak Geniş Açılı Hüzme Tarayan Substrat Tümlleşik Dalga Kılavuzu Temelli Yüksek Verimli Sızdıran-Dalga Anten**

Göksel Turan, Gökhan Çınar, Hayrettin Odabaşı, İhsan Kanbaz, Okan Yurduseven

**ID 82: Dalga Kılavuzu Tabanlı Tamamen Metal (All-Metal) Lens Antenler**

Erdiñ Erçil, Burak Eser

**ID 101: Sierpinski Halısı Geometrisinde 2.45 GHz’de Çalışan Fraktal Anten Tasarımı ve Frekans Analizi**

Mustafa Ünal, Gülşah Yıldız, Cemanur Aydınalp

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 11:30 – 13:10**

**Yer: F002**

**Oturum: SAL2 – F2**

**Konu: Radar Sistemleri ve Uygulamaları**

**Oturum Başkanı: Gökhan Demirkıran, Yaşar Üniversitesi**

**ID 20: Çoklu Sabit Radar Sisteminde Makine Öğrenmesi Temelli Hedef Konumlandırılması**

Musa Burak Baytok, Sude Nida Kılıç, Edip Emir Koçoğlu, Ali Özgür Yılmaz

**ID 21: Gömülü İletken ve Dielektrik Cisimlerin Konum ve Derinliklerinin Radar ile Tespiti**

Beste Yağmur Avanoğlu, Elif Koçak, Egemen Bilgin

**ID 57: Milimetre Dalga Yonga-Üzeri-Sistem Radarlarına Yönelik Gereksinim Bazlı Başarım Analizi**

Adem Şahin, Ali Kara

**ID 109: Radar Tabanlı Küçük İHA Sınıflandırmasında Makine Öğrenimi: Son Gelişmeler ve Değerlendirmeler**

Duygu Güldal, Yaser Dalveren, Ali Kara

**ID 106: Küçük İHA'lar için Hafif ve Yüksek Güçlü FMCW SIMO Radar Sistemi**

Berk Omuz, Ahmet Öncü

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 11:30 – 13:10**

**Yer: F004**

**Oturum: SAL2 – F4**

**Konu: Aktif Devreler, Elektronik – 1**

**Oturum Başkanı: Sedat Kılınç, İstanbul Üniversitesi – Cerrahpaşa**

**ID 13: 340° Faz Değişimli Varaktör Tabanlı X-Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı**

Ecem Özçelik, Birsen Saka

**ID 96: Ayarlanabilir Uyumlama Devresi ile Anten Empedans Uyumsuzluğunun ve Merkez Frekans Sapmasının Düzeltilmesi**

Evren Uysal, Metin Yazgı, Tayfun Nesimoğlu

**ID 171: Josephson Parametrik Amplifikatörünün Zaman Alanında Tasarımı ve Girdi-Çıktı Teorisi ile Karşılaştırılması**

Emre Küçükylmaz, Mehmet Ünlü, Ali Bozbey

**ID 134: Akıllı Fabrika Sistemleri İçin RFID Anten Tasarımlarına Yönelik Yapay Zeka Destekli Faz Kaydırıcı Devrelerinin Geliştirilmesi ve Uygulaması**

İldem Ekinci, İsmail Akdağ, Adnan Kaya

**ID 163: CMOS Tabanlı Geniş Band Aktif İndüktör Tasarımı ve Empedans Uyumlama Devre Uygulaması**

Merve Kılınç, Fırat Kaçar, Sedat Kılınç

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 14:00 – 15:40**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: Özel Oturum (Ceyhan Türkmen anısına)**

**Oturum Başkanları:** Mustafa Seçmen, Yaşar Üniversitesi

Mehmet Altuntaş, Türk Telekom

**ID 143: Yüksek Kazançlı Kutu Yansıtıcı Açıklık Kuplajlı Beslemeli Manyetoelektrik Dipol Anten**

Yavuz Aşçı

**ID 62: İn Vitro Uygulamalar İçin 3.5 GHz Bandında Tekdüze Özgül Soğurma Oramı Dağılımı Sağlayan Dalga Kılavuzu Tasarımı**

Mustafa Pehlivan, Elçin Özgür Büyükalay, Mustafa Seçmen

**ID 66: Ka-Bant Çapraz Polarizasyon Karıştırma Uygulamaları için Oluklu Boynuz Anten Tasarımı ve Üretimi**

Göksenin Bozdağ, Mustafa Kuloğlu

**ID 68: Boyutu Çift Yarı Çember Yapılarla Küçültülmüş Basılı Log-Periyodik Çift Kutuplu Anten**

Mehmet Can Özgönül, Mustafa Seçmen

**ID 158: Meme Kanseri Mikrodalga Görüntüleme İçin AMC Entegreli Yama Anten Tasarımı**

Ayşenur Özbek, Melisa Kulcu, Serdar Okuyucu, Yusuf Öztürk

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 14:20 – 15:40**

**Yer: F001**

**Oturum: SAL3 – F1**

**Konu: Nümerik ve Analitik Yöntemler**

**Oturum Başkanı:** Ali Kara, Gazi Üniversitesi

**ID 15: Merkezi-Halkalı Zaman Uzaı ElektroManyetik Sistemlerinin Açık ve Kapalı Zaman Uzaı Sonlu Farklar Yöntemleri ile Modellenmesi**

Osman Said Bişkin, Talha Saydam, Serkan Aksoy

**ID 27: 2B Çoklu Saıcılar için İyi Koşullandırılmış T-Matrisi Yönteminin HÇY ile Hızlandırılması**

Murat Enes Hatipoğlu, Fatih Dikmen

**ID 28: Düzlemsel Katmanlı Ortamlarda 1-B Periyodik Yapılar İçin Green Fonksiyonunun Hesaplanması**

M. Emin Geçer, M. Enes Hatipoğlu, Ali Şanlı, Aytaç Alparslan, Fatih Dikmen

**ID 49: Elektromanyetik Düzlemsel Dalgaların Mükemmel İletken Legendre Parçacıklarından Saılması**

Barış Ateş, Alp Kuştepeli

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 14:20 – 15:40**

**Yer: F002**

**Oturum: SAL3 – F2**

**Konu: Radyo Haberleşme Sistemleri ve Sinyal İşleme – 1**

**Oturum Başkanı: Ahmet Mete Elbir, İstinye Üniversitesi**

**ID 30: Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyli Haberleşme İçin Hüzme İndis Modülasyonu**  
Ahmet Mete Elbir

**ID 44: GPS Tekrarlayıcılar ile Kapalı Alanlarda 1D Konumlandırma**  
Abdulkadir Uzun, İbrahim Tekin

**ID 138: İHA İniş Sistemleri İçin Ultra Geniş Bant Tabanlı Hassas Konumlandırma Sistemi**  
Ahmet Öncü, Şener Yılmaz

**ID 155: Çok Taşıyıcılı Sistemlerde Faz Gürültüsünün Etkileri: Dar Bant Kanal Varsayımının Geçerlilik Sınırları**  
Didem Aydoğan, Korkut Kaan Tokgöz

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 14:20 – 15:40**

**Yer: F004**

**Oturum: SAL3 – F4**

**Konu: Pasif Mikrodalga Devreleri**

**Oturum Başkanı: Mehmet Çiydem, Gazi Üniversitesi**

**ID 11: 24 GHz de Sırt Aralığı Dalga Kılavuzu Tasarımı**  
Mustafa Suphi Gülsu, Sencer Koç, Tuğrul Gürsoy, Umut Aydın

**ID 97: Ku-Bant Üçüncü Derece Çift-Bant Durduran Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı**  
Yavuz Aşcı, Mustafa Seçmen

**ID 105: KA Bant Seramik Tabanlı Kompakt Wiggly Bağlaç Tasarımı ve Üretimi**  
Kağan Berk Tanaydın, Murat Koç, Mert Bozkurt

**ID 170: Kuantum Uygulamaları İçin Tersine Tasarımlı Minyatür ve Büyük Ölçekli 1B Izgaralı Dalga Kılavuz Geçişlerinin Deneysel Gösterimi**  
Ahmet Oğuz Sakın, Beyza Akçay, Mehmet Ünlü

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 16:10 – 17:30**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: SAL4 – RS**

**Konu: Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik – 1**

**Oturum Başkanı: Sema Dumanlı, Boğaziçi Üniversitesi**

**ID 29: Nemli Ağaç Talaşında Kemiğin Mikrodalga Görüntülenmesi: Klinik Öncesi Ortopedik Bir Araştırma**

Ercan Mengüç ve Selçuk Helhel

**ID 80: Fotoakustik Görüntüleme Sistemleri İçin Dayanıklı Doku Fantomlarının Geliştirilmesi**

Yasemin İnci, Özgür Özdemir

**ID 141: Mg Tabanlı Biyobozunur Ameliyat Süturun Beden-Üstü Anten ile Kablosuz Takibi**

Özge Taylan Moral, Ahmet Bilir, Ozan Furkan Sezgen, Sema Dumanlı

**ID 150: 7'den 77'ye Bağlı Dielektrik Sabiti Değerlerini Kapsayan PEG-100 Stearat Bazlı Doku Fantomu Geliştirme Yöntemi**

Anıl Tülü, Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 16:10 – 17:30**

**Yer: F001**

**Oturum: SAL4 – F1**

**Konu: Uydu ve Uzayda Radyo Bilimi Uygulamaları – 1**

**Oturum Başkanı: Feza Arıkan, Hacettepe Üniversitesi**

**ID 51: Deprem Senaryosunda HAPS Bağlantı Bütçesi ve Kapasite Analizi**

Ebubekir Subatan, Funda Akleman, Güneş Karabulut Kurt

**ID 78: LEO Uyduları İçin Açılabilir Monopol Anten ve Yenilikçi Açılma Mekanizması Tasarımı**

Anıl Çetin, Barış Temel

**ID 98: Uydu Platformuna Konuşlu Ku Bant Faydalı Yüğü Anteni'nde Reflektör Yüzey Hatalarının Anten Performansına Etkisi**

Koray Tap

**ID 132: Uydu Haberleşme Sistemleri için Işıma Örüntüsü Şekillendirilebilir Dairesel Polarize Anten Tasarımı**

Çağlar Gök, Lale Alatan, Özlem Aydın Çivi

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 16:10 – 17:30**

**Yer: F002**

**Oturum: SAL4 – F2**

**Konu: Birim Hücre/Eleman Tasarımları**

**Oturum Başkanı: Serdar Okuyucu, Antalya Bilim Üniversitesi**

**ID 12: FSY Uygulamaları için Dört Kollu Yıldız Tipi Birim Hücre Tasarımı Önerisi**  
Naciye Karagül, Bilge Şenel

**ID 56: Geniş Açık Taramaya Uygun Dielektrik Rezonatör Anten Tabanlı Birim Eleman Tasarımı**  
Mahmut Semih Baş, Burak Şevik, Kamil Karaçuha

**ID 69: Yükseklik Açısında Geniş Tarama Yapabilen Anten Dizisi İçin Birim Eleman Tasarımı**  
Burak Şevik, Feza Turgay Çelik, Kamil Karaçuha

**ID 112: 6. Nesil Haberleşme Sistemleri İçin Geniş Bantlı RIS Birim Hücre Tasarımı**  
Elif Rana Nayiş, Çağatay Aydın, Mustafa Seçmen

**Tarih: 09.09.2025, Salı**

**Saat: 16:10 – 17:30**

**Yer: F004**

**Oturum: SAL4 – F4**

**Konu: Aktif Devreler, Elektronik – 2**

**Oturum Başkanı: Mehmet Ünlü, TOBB ETÜ**

**ID 146: Tek PIN Diyot ile Genlik ve Faz Kontrolü Yapabilen Yansıtıcı Dizi Anten: Yan Kulakçık Seviyesini İyileştirmek için Yeni Bir Yaklaşım**  
Baran Ekrem, Fikret Tokan

**ID 164: Geniş-Bantlı ve İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı için SRFT Tabanlı Bir Optimizasyon Aracı**  
Sedat Kılınç, Mehmet Aytuğ Ormancı, B. Sıddık Yarman

**ID 168: Kuantum Fotonik Sistemler için Tam Aşındırılmış Silikon Izgara Bağdaştırıcıların Tasarımı**  
Beyza Akçay, Ahmet Oğuz Sakın, Ahmet Canberk Songur, Mehmet Ünlü

**ID 172: Kuantum Uygulamaları İçin Termal Kontrollü Süperiletken Anahtar Tasarımı ve Analizi**  
Osman Bera Akkaya, Mehmet Ünlü, Ali Bozbey

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 09:20 – 10:40**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: CAR1 – RS**

**Konu: Uydu ve Uzayda Radyo Bilimi Uygulamaları – 2**

**Oturum Başkanı: Kamil Karaçuha, İstanbul Teknik Üniversitesi**

**ID 14: LEO Uydu Haberleşmesi için S-Bant Tam Çift Yönlü Çift Dairesel Polarizasyonlu Horn Anten ve Besleme Ağı Tasarımı**

Anıl Çetin, İlker Karaman, Mahmut Aykut Yazar

**ID 40: K-Band Uydu Haberleşmesi için Yansıtıcı Dizi Anten Tasarımı ve Performans Analizi**

Mehmet Can Demirci, Funda Akleman

**ID 48: 868 MHz Bandında LoRa Modülü ile Yüksek İrtifa Balonu Haberleşmesi**

Mehlika Zeynep Arslan, Batuhan Can Azakoğlu, Şafak Akça, Bilge Demirköz

**ID 76: Uydu Ağlarında Kuantum ve 6G Entegrasyonu: Fırsatlar ve Zorluklar**

Sedat Çimen

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 09:00 – 10:40**

**Yer: F001**

**Oturum: CAR1 – F1**

**Konu: Biyoloji ve Tıpta Elektromanyetik – 2**

**Oturum Başkanı: Caner Murat, Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi**

**ID 111: Parçacık Sürü Optimizasyonu Tabanlı Anten Besleme Parametresi Belirlenmesi ile Hedefe Yönelik Mikrodalga Hipertermi Uygulaması**

Sena Keleşer, Cemanur Aydınalp, Gülşah Yıldız

**ID 122: In Vitro Ortamda Böbrek Kanserine Yönelik Non-İnvaziv Darbeli Manyetik Alan Terapisinin Etkinliği**

Dilek Kaya, Cumhur Gündüz, Adnan Kaya

**ID 125: Meme Kanserinin Mikroşerit Anten ile Tedavisi**

Uğur Bozkurt, Mehmet Ünal

**ID 159: Yagi-Uda Anten Tabanlı Epidermal Gerinim Sensörü**

Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı

**ID 162: Biyobozunur Kraniyal Implantlarda Kemik Yenilenme Sürecinin Beden Üstü Yarık Anten ile Takibi**

Mahdi Salimitorkamani, Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 09:00 – 10:40**

**Yer: F002**

**Oturum: CAR1 – F2**

**Konu: Elektromanyetik Gürültü ve Girişim**

**Oturum Başkanı: Hulusi Açıkgöz, Ankara Medipol Üniversitesi**

**ID 26: 4–6 GHz Aralığında Nikel Takviyeli CFRP Kompozitlerin Elektromanyetik Kalkanlama Performansı**

Uğur Erbaş, Şeyma Atıcı, Taha Yasin Eken, Burak Küçükelyas, Cantekin Kaykılarlı, Mehmet Barış Tabakcıoğlu

**ID 39: İletişim Bantlarında Elektromanyetik Kirliliğin Önlenmesi İçin Çift Bantlı Mikrodalga Absorber Tasarımı**

Mehmet Emre Yavuz, Merih Palandöken

**ID 41: 6G Sistemlerinde Elektromanyetik Girişimin Bastırılmasında Quantum Makine Öğrenmesi Yaklaşımları**

Deniz Karhan, Merve Güllü, Sedat Çimen

**ID 50: Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE/5G Hücreli Haberleşmenin Stabilizasyonu için Anten Performans Testlerinin İyileştirilmesi**

Tuba Seven İyison, Göktürk Poyrazoğlu, Mustafa Seçmen

**ID 89: S/C bantlarına yönelik EM cilt tasarımı**

Zeynep Sıdika Seven, Sultan Can

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 09:00 – 10:40**

**Yer: F003**

**Oturum: CAR1 – F3**

**Konu: Kablosuz Haberleşme Antenleri**

**Oturum Başkanı: Ömer Kasar, Karadeniz Teknik Üniversitesi**

**ID 126: GSM ve 5G Uygulamaları için Çift Bantlı ve Kutuplu Anten Tasarımı**

Mehmet Sami Ersöz, Feza Turgay Çelik, Kamil Karaçuha

**ID 133: 1.9 GHz GSM Uygulamaları için Mikroşerit Anten Tasarımında Farklı Makine Öğrenmesi Modellerinin Karşılaştırılması**

Erhan Kayır, İsmail Akdağ, Adnan Kaya

**ID 139: 5G MIMO Anten Sistemleri için Hammer Dekuplaj Mekanizması Tasarımı**

Tuğberk Akpınar, Elif Merve Küçüköner

**ID 156: 2.4 GHz Bandında Çalışan Yönlü Silindirik Dalga Kılavuzu Anten Tasarımı ve Performans Analizi**

Kenan Berke Çalıoğlu, Sedat Kılınç, Fırat Kaçar

**ID 157: IoT ve Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin 3–6 GHz Aralığında Çalışan Kompakt Çok Katmanlı Çip Anten Tasarımı**

Adam Alizade, Kutlu Karayahşi



**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 09:00 – 10:40**

**Yer: F004**

**Oturum: CAR1 – F4**

**Konu: Radyo Haberleşme Sistemleri ve Sinyal İşleme – 2**

**Oturum Başkanı: Nalan Özkurt, Yaşar Üniversitesi**

**ID 22: EMG Destekli Kimlik Doğrulamada El Hareketlerinin Rolü: En Etkili Biyometrik İşaretlerin Tespiti**

Enes Halit Aydın, Önder Aydemir

**ID 95: Gerçek Zamanlı Nesne Tespiti ile Robotik Kol ve Jammer Destekli Drone İmha Sistemi**

Emirhan Göker, Salim Kahveci

**ID 100: BLE Tabanlı Enerji İzleme Sistemi Altyapısı**

Cansu Kenar, Seda Üstün Ercan

**ID 110: Hasta Düşme Algılama Sistemi**

Şamil Yağız Tufan, Ahmet Alp Ertas, Melih Can Şağban, Seda Üstün Ercan

**ID 64: Radar Uygulamaları için 11 Katmanlı SIW Mimarili Piramit Huni Anten Tasarımı**

Kemal Güvenli, Sibel Yenikaya, Mustafa Seçmen

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 11:30 – 12:50**

**Yer: Ana Konferans Salonu**

**Oturum: CAR2 – RS**

**Konu: Yama Antenler**

**Oturum Başkanı: Evren Ekmekçi, Süleyman Demirel Üniversitesi**

**ID 52: Işıma Yapmayan Kenarları Kısa Devrelenmiş Deseni Yeniden Yapılandırılabilir Çeyrek Dalga Yama Anten Tasarımı**

Duygu Topçuoğlu, Elif Kaya, Kamil Karaçuha

**ID 55: Kısa Devrelenmiş Çeyrek Dalga Işıma Örüntüsü Yeniden Yapılandırılabilir Yama Antende Yalıtım İyileştirilmesi**

Elif Kaya, Duygu Topçuoğlu, Kamil Karaçuha

**ID 70: Milimetre Dalga Bandında Diferansiyel Beslemeli Isı Dağıtıcı Eklenmiş Yama Anten Tasarımı**

Feza Turgay Çelik, Kevin Chaw Gonzales, Alexander Yarovoy, Yankı Aslan

**ID 79: Ku Bandı Radar Uygulamaları İçin Seri-beslemeli Yarık Yama Dizisine Dayanan Kararlı Işıma Karakterine Sahip Sızdıran-Dalga Anten**

Göksel Turan, Gökhan Çınar, Hayrettin Odabaşı

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 11:30 – 12:50**

**Yer: F001**

**Oturum: CAR1 – F1**

**Konu: İyonosferik Radyo Yayılımı**

**Oturum Başkanı: İbrahim Ünal, İnönü Üniversitesi**

**ID 17: Orta Enlem İyonküresinde Ortanca Tabanlı Kuzey-Güney Asimetri Analizi**  
Şölen Kumbay Yıldız, Orhan Arıkan, Feza Arıkan

**ID 108: Mayıs 2024 Jeomanyetik Süper Fırtınası Boyunca Türkiye’de GIC Modellenmesi: Python Tabanlı Bölgesel Bir Yaklaşım**  
Erdoğan Timoçin, İbrahim Ünal

**ID 119: 6 Şubat 2023 Türkiye Depremi Öncesi İyonküre Bozulmalarının BiLSTM Tabanlı Gelişmiş Yöntemlerle Sınıflandırılması**  
Saide Eda Gül, Seçil Karatay, Feza Arıkan

**ID 116: HF Zayıf Sinyal Propagasyon Raporu (WSPR) ve Amatör Telsiz İstasyonu İSTASYOF**  
Ömer Kasar, Ayşenur Naldöğen, Elif Koca, Furkan Bülent Çıkrıkçı

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 11:30 – 12:50**

**Yer: F002**

**Oturum: CAR2 – F2**

**Konu: Antenler – 2**

**Oturum Başkanı: Mustafa Kuloğlu, Aselsan**

**ID 103: Fraktal Anten Tasarımında Otomasyon: Ön Çalışma**  
Furkan Kaygusuz, Muhammed İsmail Pençe, Cemanur Aydınalp

**ID 145: Hüzme Yönlendirme ve OAM Uygulamaları için 6 GHz Çift Modlu Dairesel Polarizasyonlu Anten Dizisi**  
Mehmet Yıldız, İbrahim Tekin

**ID 147: Geniş Bantlı Tek Yönlü Monopol Anten Tasarımı**  
Ertuğrul Çiçek, Yasemin Estekin, Alper Ünal

**ID 154: Gümüş Nanotel Tabanlı Optik Şeffaf Anten Tasarımları**  
Mehmet Emre Eralp, Reyhan Baktur, Özlem Aydın Çivi

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 11:30 – 12:50**

**Yer: F003**

**Oturum: CAR2 – F3**

**Konu: Elektromanyetik Metroloji**

**Oturum Başkanı: Özhan Ünverdi, Yaşar Üniversitesi**

**ID 115: Aydınlatma Direklerinin GNSS Ölçüm İstasyonuna Oluşturduğu Gürültü Üzerine Bir Çalışma**

Ömer Kasar, Utkan Mustafa Durdağ, Alperen Gece

**ID 104: Açık Uçlu Koaksiyel Probon Geometrik Parametrelerinin Yansıma Katsayısına Etkisi: Ön Çalışma**

Melike Miray Taşcı, Cemanur Aydınalp, Muhammed İsmail Pençe

**ID 137: X ve Ku Bandında Farklı Yüzey Profillerine Sahip Eksenel Oluklu Konik Boynuz Antenlerin Işıma Özelliklerinin Kıyaslanması**

Alp Emir Gürsoy, Mustafa Kuloğlu, Kamil Karaçuha

**ID 166: Kuantum Bilgisayma Uygulamaları için Josephson Parametrik Yükselticilerinin Karakteristikleri**

Hüsnü Erman Nadas, Emre Küçükyılmaz, Hasan Alper Güneş, Kahraman Güçlü Köprülü, Mehmet Ünlü

**Tarih: 10.09.2025, Çarşamba**

**Saat: 11:30 – 12:50**

**Yer: F004**

**Oturum: CAR2 – F4**

**Konu: Dalga Yayılımı ve Uzaktan Algılama**

**Oturum Başkanı: Fatih Dikmen, Gebze Teknik Üniversitesi**

**ID 35: Gömülü Dielektrik Silindirik Cisimlerin Konum ve Boyut Tespitinde Yapay Sinir Ağı Tabanlı Yaklaşım**

Ceren Özkal, Fatih Yaman

**ID 36: UHF RFID Etiketlerinin AoA (Angle of Arrival) Yöntemiyle Konum Tespiti**

Sefa Oktay, Olcay Yiğit

**ID 130: Radyo Yayılımının Tahmini için 1D-CNN Tabanlı Derin Öğrenme Yaklaşımı**

Tahir Bekiryazıcı, Uğur Erbaş, Gürkan Aydemir, Mehmet Barış Tabakcıoğlu

**ID 175: Quasi-Bessel Vortex Beams of Enhanced Propagation Characteristics**

Vladimir Yurchenko, Mehmet Çiydem, Sencer Koç

# BİLDİRİLER

(ID NO SIRASINA GÖRE)

| ID No | Bildiri Başlığı                                                                                                                                    | Sayfa No |
|-------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|
| 11    | 24 GHz de Sırt Aralığı Dalga Kılavuzu Tasarımı                                                                                                     | 1–3      |
| 12    | FSY Uygulamaları için Dört Kollu Yıldız Tipi Birim Hücre Tasarımı Önerisi                                                                          | 4–6      |
| 13    | 340° Faz Değişimli Varaktör Tabanlı X-Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı                                                                                  | 7–9      |
| 14    | LEO Uydu Haberleşmesi için S-Bant Tam Çift Yönlü Çift Dairesel Polarizasyonlu Horn Anten ve Besleme Ağı Tasarımı                                   | 10–12    |
| 15    | Merkezi-Halkalı Zaman Uzayı ElektroManyetik Sistemlerinin Açık ve Kapalı Zaman Uzayı Sonlu Farklar Yöntemleri ile Modellenmesi                     | 13–15    |
| 16    | Zamanla Değişen Metamalzemeler ve Kompozitler için Maxwell Garnett Etkin Ortam Modeli                                                              | 16–18    |
| 17    | Orta Enlem İyonküresinde Ortanca Tabanlı Kuzey-Güney Asimetri Analizi                                                                              | 19–21    |
| 20    | Çoklu Sabit Radar Sisteminde Makine Öğrenmesi Temelli Hedef Konumlandırılması                                                                      | 22–24    |
| 21    | Gömülü İletken ve Dielektrik Cisimlerin Konum ve Derinliklerinin Radar ile Tespiti                                                                 | 25–27    |
| 22    | EMG Destekli Kimlik Doğrulamada El Hareketlerinin Rolü: En Etkili Biyometrik İşaretlerin Tespiti                                                   | 28–30    |
| 25    | Zaman uzayı elektromanyetik sistemleri için dispersif süperparamanyetik toprakların KS-ZUSF yöntemiyle modellenmesi                                | 31–33    |
| 26    | 4–6 GHz Aralığında Nikel Takviyeli CFRP Kompozitlerin Elektromanyetik Kalkanlama Performansı                                                       | 34–36    |
| 27    | 2B Çoklu Saçıcılar için İyi Koşullandırılmış T-Matrisi Yönteminin HÇY ile Hızlandırılması                                                          | 37–39    |
| 28    | Düzlemsel Katmanlı Ortamlarda 1-B Periyodik Yapılar İçin Green Fonksiyonunun Hesaplanması                                                          | 40–42    |
| 29    | Nemli Ağaç Talaşında Kemiğin Mikrodalga Görüntülenmesi: Klinik Öncesi Ortopedik Bir Araştırma                                                      | 43–45    |
| 30    | Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyli Haberleşme İçin Hüzme İndis Modülasyonu                                                                               | 46–48    |
| 33    | Aydınlık-Karanlık Mod Anahtarlama ile Metal-Dielektrik Hibrit Rezonatör Tabanlı Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık Uygulaması                   | 49–51    |
| 34    | Tamamı Dielektrik Soğurucu Tabanlı Sensör Yapısı ile Yapay Sinir Ağları Kullanılarak X Bant Frekans Bölgesinde Sıvıların Dielektrik Sabiti Tespiti | 52–54    |
| 35    | Gömülü Dielektrik Silindirik Cisimlerin Konum ve Boyut Tespitinde Yapay Sinir Ağı Tabanlı Yaklaşım                                                 | 55–57    |
| 36    | UHF RFID Etiketlerinin AoA (Angle of Arrival) Yöntemiyle Konum Tespiti                                                                             | 58–60    |
| 39    | İletişim Bantlarında Elektromanyetik Kirliliğin Önlenmesi İçin Çift Bantlı Mikrodalga Absorber Tasarımı                                            | 61–63    |

|    |                                                                                                                                                |         |
|----|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| 40 | K-Band Uydu Haberleşmesi için Yansıtıcı Dizi Anten Tasarımı ve Performans Analizi                                                              | 64–66   |
| 41 | 6G Sistemlerinde Elektromanyetik Girişimin Bastırılmasında Quantum Makine Öğrenmesi Yaklaşımları                                               | 67–69   |
| 43 | Tekil Değer Ayrışımı ile Gezegenlerarası Manyetik Alan Verilerinde Ekinoksal Asimetri Analizi                                                  | 70–72   |
| 44 | GPS Tekrarlayıcılar ile Kapalı Alanlarda 1D Konumlandırma                                                                                      | 73–75   |
| 45 | Helikopterler için Eğimli/Kavisli $2 \times 2$ Yama Anten Dizi Tasarımı                                                                        | 76–78   |
| 46 | Tamamlayıcı Ayrık Halka Rezonatöre ve Bükülü Mikroşerit Hatlara Sahip Mikrodalga Sıvı Sensörü                                                  | 79–81   |
| 47 | Yeni Bir Vivaldi Anten Tasarımı ile Yapay Açıklık Radarı (SAR) Benzetimi                                                                       | 82–84   |
| 48 | 868 MHz Bandında LoRa Modülü ile Yüksek İrtifa Balonu Haberleşmesi                                                                             | 85–87   |
| 49 | Elektromanyetik Düzlemsel Dalgaların Mükemmel İletken Legendre Parçacıklarından Saçılması                                                      | 88–90   |
| 50 | Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE/5G Hücreli Haberleşmenin Stabilizasyonu için Anten Performans Testlerinin İyileştirilmesi     | 91–93   |
| 51 | Deprem Senaryosunda HAPS Bağlantı Bütçesi ve Kapasite Analizi                                                                                  | 94–96   |
| 52 | İşima Yapmayan Kenarları Kısa Devrelenmiş Deseni Yeniden Yapılandırılabilir Çeyrek Dalga Yama Anten Tasarımı                                   | 97–99   |
| 54 | Frekansa Bağımlı Malzemeler ile Kaplanmış Cisimlerin Radar Kesit Alanının Zamanda Sonlu Farklar Yöntemiyle Analizi                             | 100–102 |
| 55 | Kısa Devrelenmiş Çeyrek Dalga İşima Örüntüsü Yeniden Yapılandırılabilir Yama Antende Yalıtım İyileştirilmesi                                   | 103–105 |
| 56 | Geniş Açık Taramaya Uygun Dielektrik Rezonatör Anten Tabanlı Birim Eleman Tasarımı                                                             | 106–108 |
| 57 | Milimetre Dalga Yonga-Üzeri-Sistem Radarlarına Yönelik Gereksinim Bazlı Başarım Analizi                                                        | 109–111 |
| 58 | Kısa Devrelenmiş İşima Örüntüsü Yeniden Yapılandırılabilir Yama Anten Yapısında Tümlen Yarı Halka Rezonatör Kullanılarak Yalıtım İyileştirmesi | 112–114 |
| 59 | Radyal Dalga Kılavuzu Beslemeli Düzlemsel Anten Mimarisi ve Hüzme Şekillendirme Optimizasyonu                                                  | 115–117 |
| 60 | 2023 Kahramanmaraş Depremlerinde GNSS İstasyonlarının Koordinatlarında Gözlenen İzgel Karakteristiklerinin Analizi                             | 118–120 |
| 62 | İn Vitro Uygulamalar İçin 3.5 GHz Bandında Tekdüze Özgül Soğurma Oranı Dağılımı Sağlayan Dalga Kılavuzu Tasarımı                               | 121–123 |
| 64 | Radar Uygulamaları için 11 Katmanlı SIW Mimarili Piramit Hüni Anten Tasarımı                                                                   | 124–126 |
| 65 | Kısa Devreli Çeyrek Dalga Yama Antenlerde Yarı Halka Rezonatör Tabanlı Yalıtım İyileştirmesi                                                   | 127–129 |
| 66 | Ka-Bant Çapraz Polarizasyon Karıştırma Uygulamaları için Oluklu Boynuz Anten Tasarımı ve Üretimi                                               | 130–132 |
| 68 | Boyutu Çift Yarı Çember Yapılarla Küçültülmüş Basılı Log-Periyodik Çift Kutuplu Anten                                                          | 133–135 |
| 69 | Yükseklik Açısında Geniş Tarama Yapabilen Anten Dizisi İçin Birim Eleman Tasarımı                                                              | 136–138 |

|    |                                                                                                                                                                                                     |         |
|----|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| 70 | Milimetre Dalga Bandında Diferansiyel Beslemeli Isı Dağıtıcı Eklenmiş Yama Anten Tasarımı                                                                                                           | 139–141 |
| 71 | 2.4 GHz Mikrodalga Uygulamaları İçin Sekizgen Halka Temelli Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarımı                                                                                             | 142–144 |
| 72 | Ultra İnce Saydam Esnek Metamalzeme Polarizasyon Dönüştürücü                                                                                                                                        | 145–147 |
| 73 | Ultra İnce Saydam Esnek Metamalzeme Elektromanyetik Soğurucu Tasarımı                                                                                                                               | 148–150 |
| 74 | 5G Teknolojisi için Telematik Ünite Anten Modülü Tasarımı                                                                                                                                           | 151–153 |
| 75 | Mikroşerit RF Filtrelerde Kaplamanın Araya Girme Kaybına Olan Etkisi                                                                                                                                | 154–156 |
| 76 | Uydu Ağlarında Kuantum ve 6G Entegrasyonu: Fırsatlar ve Zorluklar                                                                                                                                   | 157–159 |
| 77 | 2023 Kahramanmaraş Depremleri Öncesi İyonküre Bozulmalarının TEİ Tabanlı Granger Nedensellik Testi ile İncelenmesi                                                                                  | 160–162 |
| 78 | LEO Uyduları İçin Açılabilir Monopol Anten ve Yenilikçi Açılma Mekanizması Tasarımı                                                                                                                 | 163–165 |
| 79 | Ku Bandı Radar Uygulamaları İçin Seri-beslemeli Yarıklı Yama Dizisine Dayanan Kararlı Işıma Karakterine Sahip Sızdıran-Dalga Anten                                                                  | 166–168 |
| 80 | Fotoakustik Görüntüleme Sistemleri İçin Dayanıklı Doku Fantomlarının Geliştirilmesi                                                                                                                 | 169–171 |
| 81 | Birleşik Asterisk Yarıklar Kullanarak Geniş Açılı Hüzme Tarayan Substrat Tümlşik Dalga Kılavuzu Temelli Yüksek Verimli Sızdıran-Dalga Anten                                                         | 172–174 |
| 82 | Dalga Kılavuzu Tabanlı Tamamen Metal (All-Metal) Lens Antenler                                                                                                                                      | 175–177 |
| 83 | Hava Platformlarına Yönelik Kavite Arkalıklı Konformal Anten Tasarımı ve Prototip Doğrulaması                                                                                                       | 178–180 |
| 84 | 6 – 18 GHz Frekansları Arasında Geniş Bantta Sabit Kazanç ve Hüzme Sahip 3 Katmanlı Kompakt Dielektrik Rod Anten Tasarımı                                                                           | 181–183 |
| 85 | Yüksek Güç Dayanımlı Ultra Geniş Bantlı İkileyici Tasarımı                                                                                                                                          | 184–186 |
| 87 | Yüksek Voltajlı GaN HEMT Transistörlerle 80 W Güç Yükselteç Tasarımı                                                                                                                                | 187–189 |
| 88 | 3 Boyutlu Yazıcı Teknolojisi Kullanılarak Üretilen Toprak Düzlemi Bozulmuş Kare Halka Anten ve Frekans Seçici Yüzeyden Oluşan Hibrit Sensör İle Glikoz Konsantrasyonunun Nümerik Olarak İncelenmesi | 190–192 |
| 89 | S/C bantlarına yönelik EM cilt tasarımı                                                                                                                                                             | 193–195 |
| 90 | AESA Radarlar İçin Tek Kanallı GaAs Hüzme Yönlendirici Çekirdek Çip Tasarımı                                                                                                                        | 196–198 |
| 91 | Ortak Açıklıklı Antenler İçin 0.7-5.0 GHz Dizi Anteni Tasarımı                                                                                                                                      | 199–201 |
| 92 | Dairesel Polarize Konformal Tek Port Beslemeli 4x4 Sıkı Etkileşimli Dizi Anten Tasarımı                                                                                                             | 202–204 |
| 94 | Ölçeklenebilir X Bant AESA Mimariler İçin PCB Teknolojisine Dayalı TR Yapıtışı Tasarımı                                                                                                             | 205–207 |
| 95 | Gerçek Zamanlı Nesne Tespiti ile Robotik Kol ve Jammer Destekli Drone İmha Sistemi                                                                                                                  | 208–210 |
| 96 | Ayarlanabilir Uyumlama Devresi ile Anten Empedans Uyumsuzluğunun ve Merkez Frekans Sapmasının Düzeltilmesi                                                                                          | 211–213 |
| 97 | Ku-Bant Üçüncü Derece Çift-Bant Durduran Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı                                                                                                                             | 214–216 |
| 98 | Uydu Platformuna Konuşlu Ku Bant Faydalı Yüklü Anteni'nde Reflektör Yüzey Hatalarının Anten Performansına Etkisi                                                                                    | 217–219 |

|     |                                                                                                                                |         |
|-----|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| 100 | BLE Tabanlı Enerji İzleme Sistemi Altyapısı                                                                                    | 220–222 |
| 101 | Sierpinski Halısı Geometrisinde 2.45 GHz’de Çalışan Fraktal Anten Tasarımı ve Frekans Analizi                                  | 223–225 |
| 102 | Tabakalı Yapılarda Kalınlık Optimizasyonu İle Elektromanyetik Sönümlleme                                                       | 226–228 |
| 103 | Fraktal Anten Tasarımında Otomasyon: Ön Çalışma                                                                                | 229–231 |
| 104 | Açık Uçlu Koaksiyel Proben Geometrik Parametrelerinin Yansıma Katsayısına Etkisi: Ön Çalışma                                   | 232–234 |
| 105 | KA Bant Seramik Tabanlı Kompakt Wiggly Bağlaç Tasarımı ve Üretimi                                                              | 235–237 |
| 106 | Küçük İHA’lar için Hafif ve Yüksek Güçlü FMCW SIMO Radar Sistemi                                                               | 238–240 |
| 107 | Üçgen Dizilimli Geniş Taramalı Sızdırmaz Aktif Fazlı Dizi Anteni                                                               | 241–243 |
| 108 | Mayıs 2024 Jeomanyetik Süper Fırtınası Boyunca Türkiye’de GIC Modellenmesi: Python Tabanlı Bölgesel Bir Yaklaşım               | 244–246 |
| 109 | Radar Tabanlı Küçük İHA Sınıflandırmasında Makine Öğrenimi: Son Gelişmeler ve Değerlendirmeler                                 | 247–249 |
| 110 | Hasta Düşme Algılama Sistemi                                                                                                   | 250–252 |
| 111 | Parçacık Sürü Optimizasyonu Tabanlı Anten Besleme Parametresi Belirlenmesi ile Hedefe Yönelik Mikrodalga Hipertermi Uygulaması | 253–255 |
| 112 | 6.Nesil Haberleşme Sistemleri İçin Geniş Bantlı RIS Birim Hücre Tasarımı                                                       | 256–258 |
| 113 | S-Bant Direk RF Örneklem Yöntemi ile Sayısal Almaç Göndermeç Anten Dizi Mimarisi                                               | 259–261 |
| 115 | Aydınlatma Direklerinin GNSS Ölçüm İstasyonuna Oluşturduğu Gürültü Üzerine Bir Çalışma                                         | 262–264 |
| 116 | HF Zayıf Sinyal Propagasyon Raporu (WSPR) ve Amatör Telsiz İstasyonu İSTASYOF                                                  | 265–267 |
| 117 | RKA Optimizasyonu ve Radar Görünürlüğünün Azaltılması                                                                          | 268–270 |
| 119 | 6 Şubat 2023 Türkiye Depremi Öncesi İyonküre Bozulmalarının BiLSTM Tabanlı Gelişmiş Yöntemlerle Sınıflandırılması              | 271–273 |
| 120 | X-Bant Mikroşerit Sirkülatör Tasarımı                                                                                          | 274–276 |
| 122 | In Vitro Ortamda Böbrek Kanseri Yönelik Non-İnvaziv Darbeli Manyetik Alan Terapisinin Etkinliği                                | 277–279 |
| 123 | Yer Altı Radar Sistemleri İçin Geniş Bantlı Katmanlı Papyon Anten Yapısı Tasarımı                                              | 280–282 |
| 124 | Helikopterler İçin Eğimli/Kavisli Anten Tasarımı Geliştirilmesi                                                                | 283–285 |
| 125 | Meme Kanseri için Mikroşerit Anten ile Tedavisi                                                                                | 286–288 |
| 126 | GSM ve 5G Uygulamaları için Çift Bantlı ve Kutuplu Anten Tasarımı                                                              | 289–291 |
| 128 | Dielektrik ve Kayıplı İletken Yüzeyler İçeren Problemler için Hibrit Empedans Sınır Koşulu Denklemi Formülasyonu               | 292–294 |
| 129 | Şeffaf Antenlerin Araçlar Üzerinde Eşdeğer Kaynaklarla Modellenmesi ve Analizleri                                              | 295–297 |
| 130 | Radyo Yayılımının Tahmini için 1D-CNN Tabanlı Derin Öğrenme Yaklaşımı                                                          | 298–300 |
| 132 | Uydu Haberleşme Sistemleri için Işıma Örüntüsü Şekillendirilebilir Dairesel Polarize Anten Tasarımı                            | 301–303 |

|     |                                                                                                                                             |         |
|-----|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| 133 | 1.9 GHz GSM Uygulamaları için Mikroşerit Anten Tasarımında Farklı Makine Öğrenmesi Modellerinin Karşılaştırılması                           | 304–306 |
| 134 | Akıllı Fabrika Sistemleri İçin RFID Anten Tasarımlarına Yönelik Yapay Zeka Destekli Faz Kaydırıcı Devrelerinin Geliştirilmesi ve Uygulaması | 307–309 |
| 136 | Geniş Bant Metamalzeme Tabanlı İnce ve Esnek Soğurucu Frekans Seçici Yüzey Analiz ve Tasarımı                                               | 310–312 |
| 137 | X ve Ku Bandında Farklı Yüzey Profillerine Sahip Eksenel Oluklu Konik Boynuz Antenlerin Işıma Özelliklerinin Kıyaslanması                   | 313–315 |
| 138 | İHA İniş Sistemleri İçin Ultra Geniş Bant Tabanlı Hassas Konumlandırma Sistemi                                                              | 316–318 |
| 139 | 5G MIMO Anten Sistemleri için Hammer Dekuplaj Mekanizması Tasarımı                                                                          | 319–321 |
| 141 | Mg Tabanlı Biyobozunur Ameliyat Süturun Beden-Üstü Anten ile Kablosuz Takibi                                                                | 322–324 |
| 142 | Spiral Floresan ile Plazma Anten Tasarımı                                                                                                   | 325–327 |
| 143 | Yüksek Kazançlı Kutu Yansıtıcı Açıklık Kuplajlı Beslemeli Manyetoelektrik Dipol Anten                                                       | 328–330 |
| 144 | Süt Yağ Oranının Tespiti İçin Ayırık Halka Rezonatör Yapılı İletim Hattı Tabanlı Mikrodalga Sensör                                          | 331–333 |
| 145 | Hüzme Yönlendirme ve OAM Uygulamaları için 6 GHz Çift Modlu Dairesel Polarizasyonlu Anten Dizisi                                            | 334–336 |
| 146 | Tek PIN Diyot ile Genlik ve Faz Kontrolü Yapabilen Yansıtıcı Dizi Anten: Yan Kulakçık Seviyesini İyileştirmek için Yeni Bir Yaklaşım        | 337–339 |
| 147 | Geniş Bantlı Tek Yönlü Monopol Anten Tasarımı                                                                                               | 340–342 |
| 148 | Mikroşerit Yama Antene Kare Şekilli Yarık Halka Rezonatör Metamalzeme Entegrasyonunun Performans Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi         | 343–345 |
| 149 | Minyatür Mikroşerit Band Geçiren Filtre Tasarımı                                                                                            | 346–348 |
| 150 | 7'den 77'ye Bağlı Dielektrik Sabiti Değerlerini Kapsayan PEG-100 Stearat Bazlı Doku Fantomu Geliştirme Yöntemi                              | 349–351 |
| 151 | Kablosuz pH Algılama için Hidrojel Tabanlı İmplant Halhal Çınlaç                                                                            | 352–354 |
| 152 | Eklemeli İmalat İle Üretilen Dielektrik Saçıcı Yüzeylerin Analizi ve Tasarımı                                                               | 355–357 |
| 153 | İletken Sıvı Yardımıyla Yer Çekimine Göre Işıma Örüntüsünü Yapılandıran Dönence Anten                                                       | 358–360 |
| 154 | Gümüş Nanotel Tabanlı Optik Şeffaf Anten Tasarımları                                                                                        | 361–363 |
| 155 | Çok Taşıyıcı Sistemlerde Faz Gürültüsünün Etkileri: Dar Bant Kanal Varsayımının Geçerlilik Sınırları                                        | 364–366 |
| 156 | 2.4 GHz Bandında Çalışan Yönlü Silindirik Dalga Kılavuzu Anten Tasarımı ve Performans Analizi                                               | 367–369 |
| 157 | IoT ve Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin 3–6 GHz Aralığında Çalışan Kompakt Çok Katmanlı Çip Anten Tasarımı                               | 370–372 |
| 158 | Meme Kanseri Mikrodalga Görüntüleme İçin AMC Entegreli Yama Anten Tasarımı                                                                  | 373–375 |
| 159 | Yagi-Uda Anten Tabanlı Epidermal Gerinim Sensörü                                                                                            | 376–378 |
| 161 | Yere Nüfuz Eden Radar Uygulamaları için Vivaldi Anten Tasarımı                                                                              | 379–381 |
| 162 | Biyobozunur Kraniyal İmplantlarda Kemik Yenilenme Sürecinin Beden Üstü Yarık Anten ile Takibi                                               | 382–384 |



|     |                                                                                                                                 |         |
|-----|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| 163 | CMOS Tabanlı Geniş Band Aktif İndüktör Tasarımı ve Empedans Uyumlaşım Devre Uygulaması                                          | 385–387 |
| 164 | Geniş-Bantlı ve İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı için SRFT Tabanlı Bir Optimizasyon Aracı                          | 388–390 |
| 166 | Kuantum Bilgisayma Uygulamaları için Josephson Parametrik Yükselticilerinin Karakteristikleri                                   | 391–393 |
| 167 | SUEX Malzemesinin Mikrodalga Frekans Bandı için Elektriksel Özelliklerinin Elde Edilmesi                                        | 394–396 |
| 168 | Kuantum Fotonik Sistemler için Tam Aşındırılmış Silikon Izgara Bağdaştırıcıların Tasarımı                                       | 397–399 |
| 170 | Kuantum Uygulamaları İçin Tersine Tasarımlı Minyatür ve Büyük Ölçekli 1B Izgaralı Dalga Kılavuz Geçişlerinin Deneysel Gösterimi | 400–402 |
| 171 | Josephson Parametrik Amplifikatörünün Zaman Alanında Tasarımı ve Girdi-Çıktı Teorisi ile Karşılaştırılması                      | 403–405 |
| 172 | Kuantum Uygulamaları İçin Termal Kontrollü Süperiletken Anahtar Tasarımı ve Analizi                                             | 406–408 |
| 173 | RF Uygulamalar İçin Minyatür Monoblok Filtre Tasarımı                                                                           | 409–411 |
| 175 | Quasi-Bessel Vortex Beams of Enhanced Propagation Characteristics                                                               | 412–414 |

## 24 GHz de Sırt Aralığı Dalga Kılavuzu Tasarımı

Mustafa Suphi GÜLSU<sup>1</sup>, Sencer KOÇ<sup>2</sup>, Tuğrul GÜRSOY<sup>3</sup>, Umut AYDIN<sup>4</sup>

<sup>1,2</sup>Ortana A.Ş., R&D Center, Sincan, Ankara

<sup>3</sup>Ortana A.Ş., Ortadoğu Teknik Üniversitesi Teknokent, Ankara

<sup>4</sup>Ortana Endüstriyel A.Ş., Çankırı Karatekin Üniversitesi Teknokent, Çankırı, Türkiye

mustafasuphi.gulsu@ortana.com sencer.koc@ortana.com tugrul.gursoy@ortana.com umut.aydin@ortana.com

**Özet:** 24 GHz’de çalışan, sırt aralığı dalga kılavuzu (SADK) tasarımı sunulmuştur. Üretim sürecinde alüminyum ve yarı mamul Akrilonitril Bütadien Stiren (ABS) plastik malzemeler kullanılmış ve ABS malzemesi elektroliz kaplama yoluyla 5 µm bakırla kaplanmıştır. Özellikle otomotiv ve trafik uygulamaları için kompakt, uygun maliyetli ve üretimi kolay plastik anten tasarımlarını geliştirmek amacıyla bir ön çalışma gerçekleştirilmiştir.

**Abstract:** The design of a ridge gap waveguide (RGW) operating at 24 GHz is presented. Aluminum and semi-finished Acrylonitrile Butadiene Styrene (ABS) plastic materials were used in the fabrication and the ABS material was coated with 5 µm copper by electroplating. The ridge gap waveguide has been realized as a preliminary study to develop compact, cost-effective, and easy-to-produce plastic antenna designs, especially for automotive and traffic applications.

### 1. Giriş

Son yıllarda, otomotiv radarları ve yüksek çözünürlüklü görüntüleme gibi uygulamalar için milimetre ve milimetre altı dalga boylarında çalışan düşük maliyetli, yüksek verimli cihazlara yönelik talep giderek artmaktadır [1]. 30 GHz’in üzerindeki frekanslarda, geleneksel üretim yöntemlerini kullanarak düşük kayıplı mikroşerit antenler ve dalga kılavuzu bileşenleri üretmek, küçük cihaz boyutları, sıkı üretim toleransları ve son derece hassas elektriksel hat bağlantılarına duyulan ihtiyaç nedeniyle zor ve pahalı hale gelmektedir [2,3].

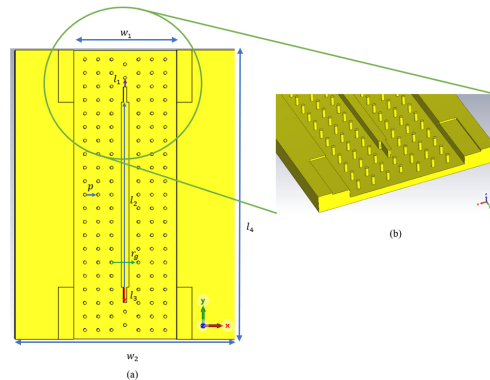
Yüksek frekanslarda çalışan dalga kılavuzlarının üretim zorluklarının üstesinden gelebilmek için, SADK önerilmektedir. SADK yapısı "Mükemmel Elektrik İletken" (MEI) ve "Mükemmel Manyetik İletken" (MMC) plakaların oluşur [4–6]. Paralel plakalar arasındaki mesafe  $\lambda/4$ ’den daha az olduğunda, plakalar arasında elektromanyetik dalga yayılımına izin vermezler. MMC yapısı, metal pimlerin ince bir metal plaka üzerine belirli bir periyodik düzende yerleştirilmesiyle elde edilirken, MEI plakası, çok yüksek elektrik iletkenliğe sahip pürüzsüz düz bir metal yüzeydir. SADK tasarımlarının en önemli avantajlarından birisi, geleneksel dalga kılavuzları gibi düşük kayıplı bir iletim sağlarken, metal plakalar arasında fiziksel bağlantıya ihtiyaç olmamasıdır.

Bu çalışmanın amacı, 24 GHz’de SADK teknolojisini araştırmak ve kaplamalı plastik anten tasarım uygulamalarına yönelik ön bir çalışma yapmaktır [7]. Elektromanyetik (EM) benzetim programları kullanılarak SADK tasarımları yapılmış ve EM dalga analizleri elde edilmiştir. SADK hem alüminyum kütük hem de yarı mamul Akrilonitril Bütadien Stiren (ABS) plastik üzerinde frezeleme yöntemi kullanılarak üretilmiştir. Plastik dalga kılavuzu, akımsız kaplama yoluyla bakır ile kaplanmıştır. Ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır.

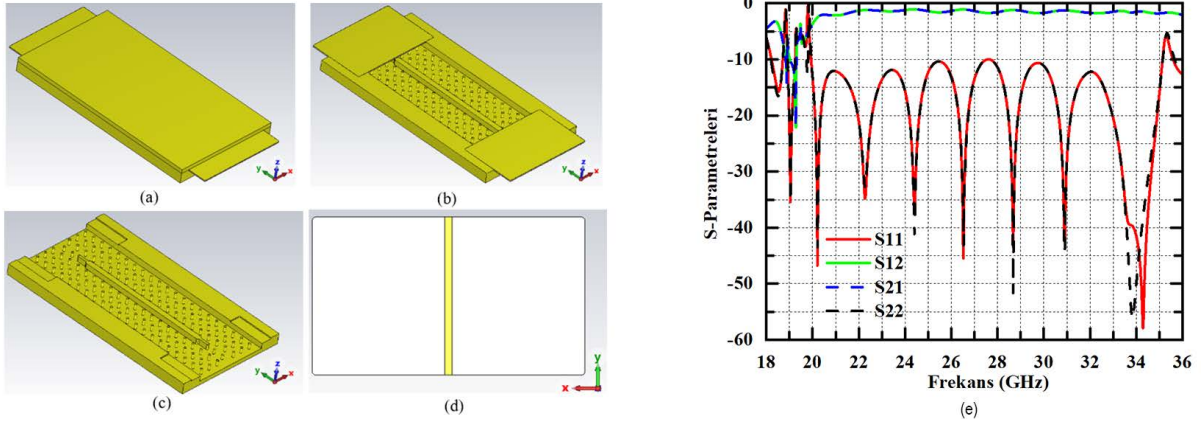
### 2. Sırt Aralığı Dalga Kılavuzunun Tasarımı ve Üretimi

SADK, tasarımı Şekil.1 de verilmiştir. Boyutları  $l_1 = 2.55$  mm,  $l_2 = 62.5$  mm,  $l_3 = 3.125$  mm,  $l_4 = 94$  mm,  $p = 4.4$  mm,  $r_g = 7.9$  mm,  $w_1 = 34$  mm ve  $w_2 = 72.5$  mm.dir.

Benzetim sonucu elde edilen S parametreleri Şekil.2 de gösterilmiştir. SADK ile mikroşerit iletim hattı arasındaki bağlantı, mekanik sıkıştırma ve elektromanyetik kuplaj yoluyla yapılır [8,9].



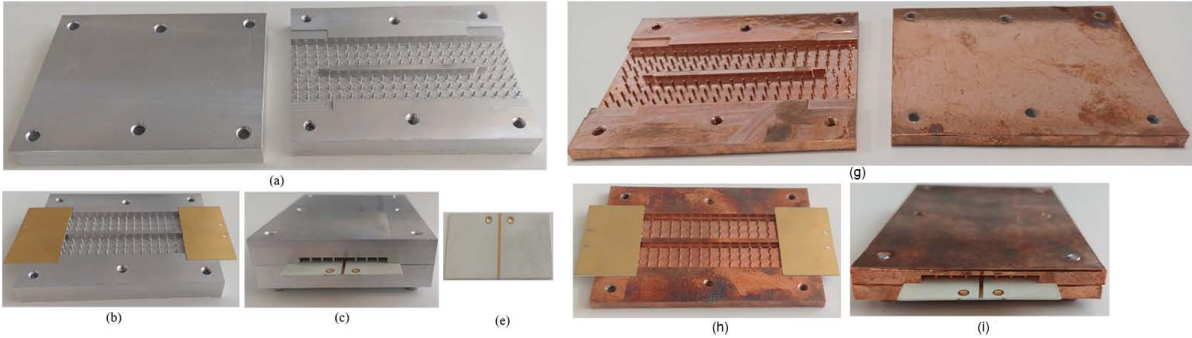
Şekil 1. SADK yapısının detaylandırılmış yapısı.



**Şekil 2.** Tasarım modeli, (a) mikroşerit beslemeli SADK tasarımı, (b) mikroşerit beslemenin sırt hattı üzerine yerleşimi, (c) SADK yapısı, (d) mikroşerit hat, ve (e) benzetimden elde edilen S parametreleri.

Uygun mekanik ve elektriksel bağlantı için, sırtın giriş ve çıkış uçları, mikroşerit hattın 50 ohm'luk hat genişliğine uygun olacak şekilde tasarlanmış ve giriş ve çıkış uç uzunlukları tasarım frekansında (24 GHz)  $\lambda_g/4$  olarak seçilerek, mikroşerit ve sırt arasında verimli bir uyumlama sağlanmıştır.

Şekil 2c'de verilen yapı farklı malzemeler ile üretilmiş ve Şekil 3' de gösterilmiştir. Üretim için iki tür malzeme kullanılmıştır: alüminyum ve yarı mamul ABS plastik. Alüminyum, işleme kolaylığı ve düşük maliyeti nedeniyle seçilirken, ABS plastik mukavemeti yüksek, yüksek ve düşük ısı dayanımı, kimyasallara karşı güçlü direnci, işleme kolaylığı ve akımsız kaplama yöntemiyle kaplanabilme özelliklerine sahip olmasından dolayı seçilmiştir.

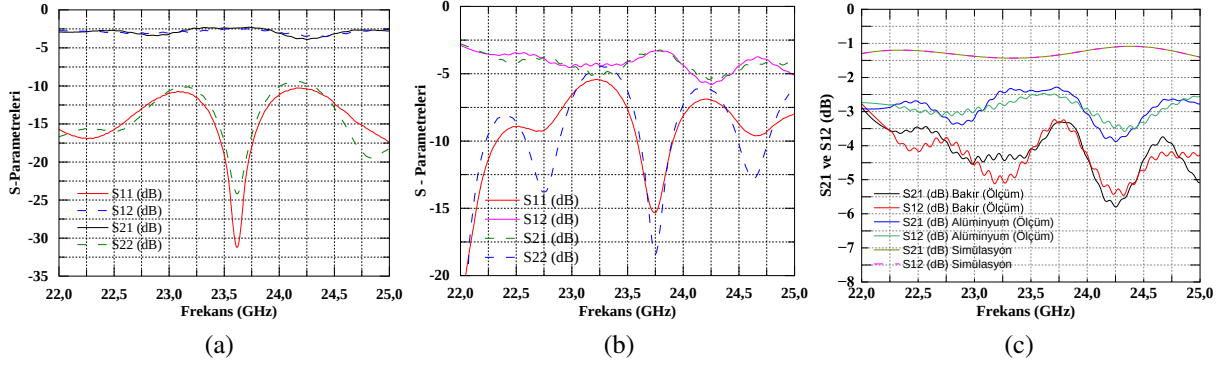


**Şekil 3.** Alüminyum frezeleme ile üretim ve montaj (a-c), yarı mamul ABS plastik malzeme frezeleme, bakır kaplama ve montaj (g-i) ve mikro şerit hat (e).

Alüminyum ve bakır kaplı ABS tabanlı sırt aralığı dalga kılavuzu ölçümlerinden ele edilen S parametre sonuçları Şekil 4 de gösterilmektedir. Ölçümler KEYSIGHT FieldFox N9918A Mikrodalga Analizör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Analizör 26.5 GHz frekansa kadar ölçüm yapabilmektedir. 22-25 GHz çalışma frekans aralığı için, araya girme kaybı yaklaşık olarak sırasıyla, -3 ile -3,8 dB ve -4,3 ile -5,8 dB arasındadır. 22-25 GHz aralığında, geri dönüş kaybı sırasıyla, -10 ve -5 dB'nin altındadır. S-parametreleri incelendiğinde,  $|S_{11}|$  ve  $|S_{22}|$  aralarında çok küçük bir fark gözlemlenmiştir.

Simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında, SADK'da yüzey pürüzlülüğü ve montaj hassasiyetinin kılavuz performansı üzerinde önemli etkileri olduğu görülmektedir. Simülasyonda ideal koşullar sağlandığından dolayı, 24 GHz de  $|S_{11}|$  -40 dB'ye kadar inerken, ölçümlerde bu değer alüminyum ve plastik bazlı yapı için, yaklaşık olarak sırasıyla -15 dB ve -10 dB seviyelerindedir. Benzer şekilde,  $|S_{21}|$  parametresi simülasyonda -1 dB iken, ölçümlerde -3 ile -5 dB arasında değiştiği gözlemlenmiştir. Ortaya çıkan bu farklar, alüminyum ve plastik malzemenin işlenmesi sırasında oluşan yüzey pürüzlülüğü, plastik malzemenin metal kaplama işlemi sırasında ortaya çıkan

kaplama kusurları ve mikroşerit-sırt arayüzündeki hizalama gibi üretim kaynaklı, hatalardan kaynaklanmaktadır. Yapılan simülasyonlar da bu sonucu doğrulamaktadır. Özellikle yüksek frekanslarda, bu küçük üretim toleransları empedans uyumsuzluklarına ve ciddi performans kayıplarına neden olmaktadır. Bu nedenle, tasarım kadar üretim kalitesi ve malzeme seçimi de tasarım performansının belirlenmesinde kritik rol oynamaktadır.



**Şekil 4.** Sırt aralığı dalga kılavuzlarından elde edilen ölçüm sonuçları ( $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$ ), Alüminyum, b) Bakır kaplı ABS, ve c) yöntemlerin karşılaştırılması.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada 24 GHz’de çalışan SADK tasarımları karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, tasarımların performansları ve üretim avantajları arasında açık bir değiş tokuş olduğunu vurgulamaktadır. Plastik parçanın metal parçaya göre çok yumuşak bir malzeme olmasından dolayı işlenme sırasında daha fazla yüzey pürüzlülüğü, montaj ve kaplama kusurları gibi etkilerden dolayı TEM dalgasının sırt üzerinde düzgün bir şekilde yayılmasını engellemiştir. Bu performans farkına rağmen, plastik bazlı, metal kaplamalı dalga kılavuzları daha düşük maliyet, daha düşük ağırlık ve üretim kolaylığı gibi önemli pratik avantajlar sunmaktadır.

### Kaynaklar

- [1] Vosoogh A., Haddadi A., Uz Zaman A., Yang J., Zirath H. ve Kishk AA., "W Band Low Profile Monopulse Slot Array Antenna Based on Gap Waveguide Corporate Feed Network," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.66 no.12, s.4496-4509, 2019. <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2874427>
- [2] Uchimura H., Takenoshita T. ve Fujii M., "Development of a Laminated Waveguide," IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, cilt.46 no.12, s.2438-2443, 1998. <https://doi.org/10.1109/22.739232>
- [3] Deslandes D. ve Wu K., "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," IEEE Microwave And Wireless Components Letters, cilt.11 no.2, s.68-70, 2001. <https://doi.org/10.1109/7260.914305>
- [4] Alfonso E., Kildal PS., Valero-Nogueira A. ve Baquero M., "Study of the Characteristic Impedance of a Ridge Gap Waveguide," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, North Charleston, SC, USA; s.1-4, 2009. <https://doi.org/10.1109/APS.2009.5172183>
- [5] Brazalez A., Flygare J., Yang J., Vassilev V., Baquero-Escudero M. ve Kildal PS., "Design of F-band Transition from Microstrip to Ridge Gap Waveguide including Monte Carlo Assembly Tolerance Analysis," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.64 no.4, s.1245-1254, 2016. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2016.2535334>
- [6] Fan F., Yang J., Vassilev V. ve Uz Zaman A., "Bandwidth Investigation on Half-Height Pin in Ridge Gap Waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018 cilt.66 no.1, s.100-108, 2018. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2017.2732983>
- [7] Domínguez AT., González JMF. ve Pérez MS., "Metal-Coated 3D-Printed Waveguide Devices for mm-Wave Applications," IEEE Microwave Magazine 2019 cilt. 20 no.9, s.18-31, 2019. <https://doi.org/10.1109/MMM.2019.2922121>
- [8] Brazález AA., Zaman AU. and Kildal PS., "Investigation of a Microstrip-to-Ridge Gap Waveguide transition by electromagnetic coupling," Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation; Chicago, IL, USA, 2012. <https://doi.org/10.1109/APS.2012.6349302>
- [9] Yao HW., Abdelmonem A., Liang JF. ve Zaki KA., "Analysis and design of microstrip-to-waveguide transitions," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.42 no.12, p.2371-2380, 1994. <https://doi.org/10.1109/22.339769>

## FSY Uygulamaları için Dört Kollu Yıldız Tipi Birim Hücre Tasarımı Önerisi

Naciye KARAGÜL\*, Bilge ŞENEL\*  
Süleyman Demirel Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Isparta

[karagulnaciye00@gmail.com](mailto:karagulnaciye00@gmail.com), [bilgeturkel@sdu.edu.tr](mailto:bilgeturkel@sdu.edu.tr),

**Özet:** Bu çalışmada, 2.48 GHz'de çalışan, iç kısımlarında dört kollu çapraz açıklık yıldız şekline benzer yapı bulunan kare çerçeveli bir bant durdurucu Frekans Seçici Yüzey (FSY) tasarlanmıştır. Yapının analizleri Sonlu Elemanlar Yöntemine (FEM-Finite Element Method) dayalı CST Studio Suite programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yapılan simülasyonlar sonucunda, S bandında da (2–4 GHz) çalışabilecek geniş bantlı, yüksek durdurma bandı karakteristiğine sahip, polarizasyon ve açı duyarlı bir FSY yapısı elde edilmiştir. Önerilen FSY 2.48 GHz merkez frekansında yaklaşık -45 dB'lik  $S_{21}$  ve yaklaşık -0.045 dB'lik  $S_{11}$ 'e ve 3.1 GHz bant genişliğine sahiptir.

**Abstract:** In this study, a bandstop Frequency Selective Surface (FSS) with a square frame and a four-arm cross-aperture star-like structure operating at 2.48 GHz was designed. The analyses of the structure were carried out using the CST Studio Suite program based on the Finite Element Method (FEM). As a result of the simulations, a wide-band, high stop-band characteristic, polarization, and angle insensitive FSS structure that could also operate in the S-band was obtained. The FSS has approximately -45 dB  $S_{21}$  and -0.045 dB  $S_{11}$  and 3.1 GHz bandwidth at 2.48 GHz center frequency.

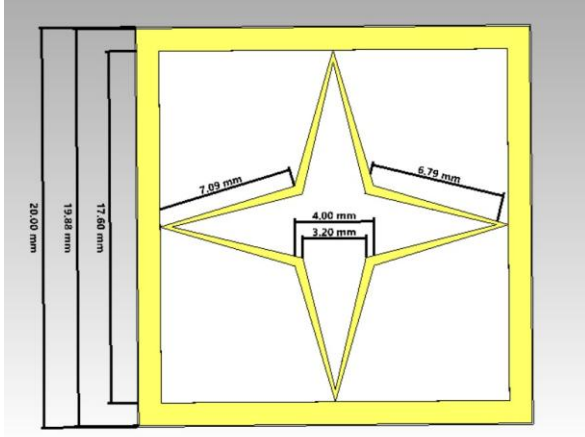
### 1. Giriş

Frekans Seçici Yüzeyler (FSY), elektromanyetik dalgalara karşı olan frekans tepkisiyle belirli frekanslarda yansıtma ve belirli frekanslarda geçirgenlik özellikleri sergileyen iki boyutlu yüzeylerdir. Bu yapılar elektrodinamik yapıların belirli bir geometrik dizilim ile tasarlandığı açıklık veya yama yapılardan oluşmaktadır. FSY'ler, radom tasarımından mikrodalga entegre devrelerine, uydu ve kablosuz haberleşme sistemlerinden anten tasarımlarına kadar geniş bir kullanım alanına sahiptir [1]. Ayrıca elektromanyetik uyumluluk uygulamalarında [2], yüksek gizlilik gerektiren haberleşme teknolojilerinde [3], enerji hasatlama sistemlerinde [4] ve 5G gibi yeni nesil haberleşme altyapılarında da önemli bir rol oynamaktadır [5]. Özellikle FSY'ler, bu sistemlerin performansını optimize etmek, elektromanyetik girişimi azaltmak ve belirli frekanslarda iletim veya yansıtma özelliklerini kontrol etmek amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu nedenle, mühendislik ve malzeme bilimi gibi çeşitli disiplinlerden araştırmacılar, FSY teknolojisinin geliştirilmesi ve uygulama alanlarının genişletilmesi üzerine yoğun çalışmalar yürütmektedir. Tasarlanan FSY'nin elektromanyetik dalgalarla etkileşimi sonucu ortaya çıkan iletim, yansıtma ve soğurma özellikleri; birim hücrede kullanılan malzemenin türü, dielektrik tabakanın kalınlığı, elektromanyetik dalganın geliş açısı, iletken desenlerin boyutları, geometrik yapıları ve simetri eksenlerinin konumu gibi çeşitli parametrelere bağlıdır [6]. FSY'lerde, elemanların simetrik olarak düzenlenmesi, tüm açılardan gelen sinyallere karşı eşdeğer bir yanıt üretilmesini sağlarken aynı zamanda hem TE (Transverse Electric) hem de TM (Transverse Magnetic) modları için aynı frekans yanıtını sunar böylelikle polarizasyon duyarlılığı elde edilir [7]. FSY'lerde birim hücrelerin arasındaki mesafenin sabit ve değişmez bir uzunlukta belirlenmesi de, tasarımın tutarlı performans göstermesi için temel bir kriter olarak öne çıkmaktadır [8]. FSY'lerde  $S_{21}$  grafiğinde -10 dB referans alınarak Bant Genişliği (BG) hesaplanır [9]. Bu çalışma kapsamında, alışlagelmiş tek halka FSY tasarımlarından farklı bir yapı geliştirilmiş ve analizleri gerçekleştirilmiştir. İlerleyen bölümlerde, tasarlanan yapının karakteristik özellikleri detaylı bir şekilde açıklanmış, analiz sonuçları değerlendirilmiş ve incelenen parametreler doğrultusunda önerilen yapı tanıtılmıştır. Çalışmanın ikinci bölümünde FSY birim hücre tasarımı ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Üçüncü bölüm olan sonuç bölümüyle de çalışma sonuçları değerlendirilerek makale tamamlanmıştır.

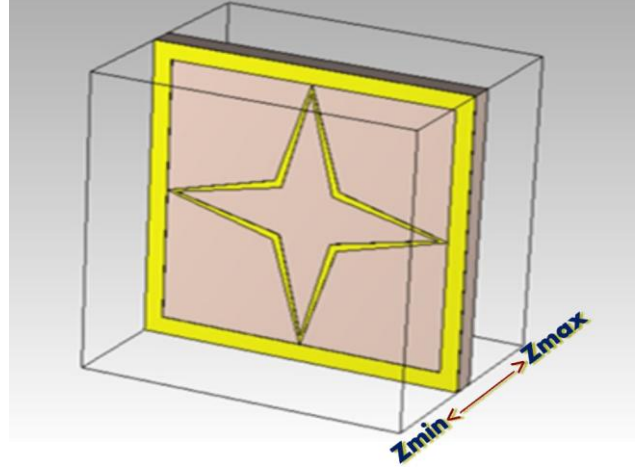
### 2. FSY Birim Hücre Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada tek-katmanlı bant-durdurucu filtre karakteristiği gösteren, merkez frekansı ( $f_c$ ) 2.48 GHz olan açıklık formda bir FSY yapısının elektromanyetik davranışını incelemek amacıyla CST kullanılarak birim hücre analizi gerçekleştirilmiştir. Alttaş malzeme olarak FR-4 kullanılmıştır ( $h=1.6\text{mm}$ ,  $t=35\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_r=4.6$ ,  $\tan\delta=0.025$ ) ve üzerine ise iletkenlik katsayısı ( $\sigma$ )  $5.8 \times 10^7$  S/m olan bakır malzeme kullanılmıştır. Tasarlanan FSY'nin ölçeklendirilmiş birim hücre modeli Şekil 1.a'da ve 3 boyutlu şematığı ise Şekil 1.b'de gösterilmiştir.



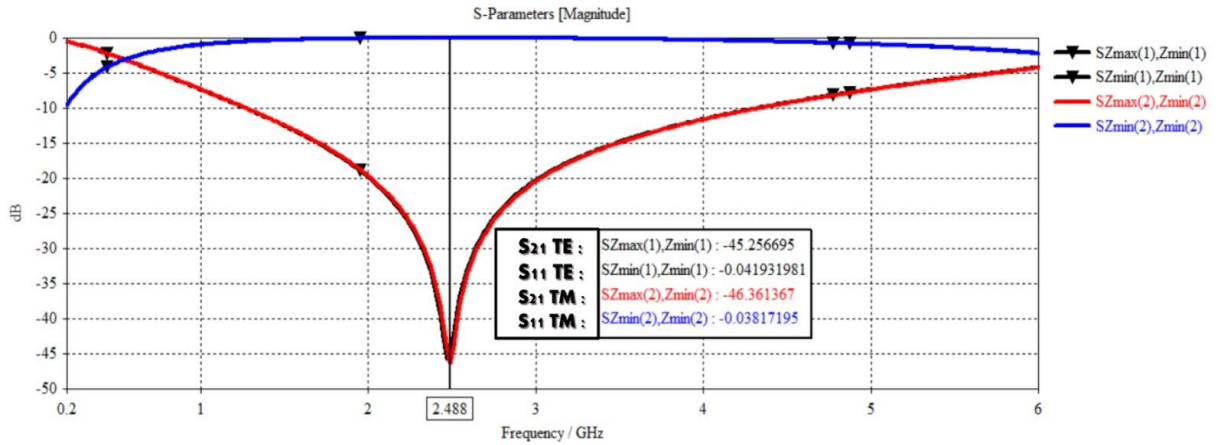


Şekil 1.a FSY ölçeklendirilmiş şematiği



Şekil 1.b. FSY 3 boyutlu şematiği

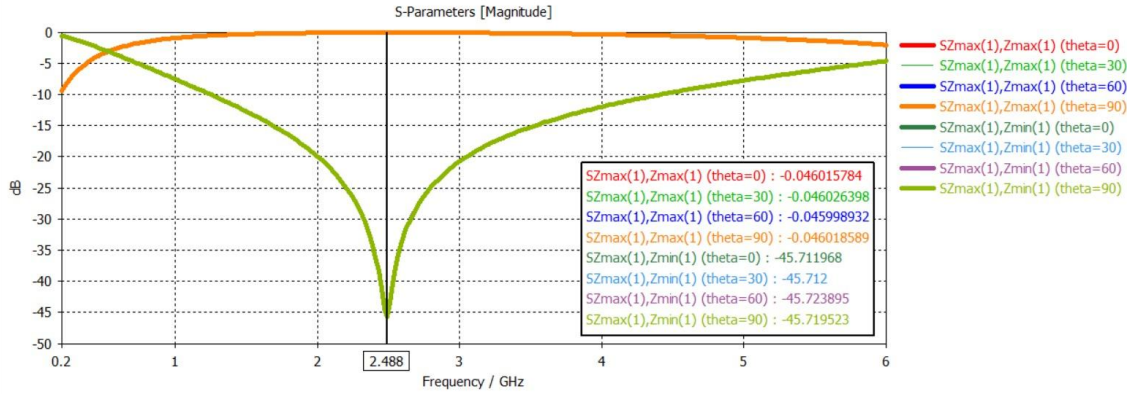
Analizlerde  $x$  ve  $y$  eksenlerinde "birim hücre" sınır koşulları tanımlanmış, yapı elektromanyetik dalgaların yüzeye dik (normal) olarak gelmesi koşuluyla uyarılarak analiz edilmiştir. Çalışmada yapılan simülasyonlarda, Şekil 1.b.'de gösterildiği gibi elektromanyetik dalga  $Z_{min}$  yönünden uygulanmış olup,  $Z_{min}$  yüzeyi FSY'nin iletken (ön) kısmını,  $Z_{maks}$  yüzeyi ise dielektrik tabakanın bulunduğu arka kısmı temsil etmektedir. Yapılan simülasyonlarda elektromanyetik dalga  $z$ -ekseni boyunca  $Z_{min}$  yönünden uygulanmıştır. Simülasyon sonuçlarında görülen parantez içi numaralandırmalar farklı kutuplanma modlarını ifade etmekte olup, (1) TE modunu, (2) ise TM modunu göstermektedir. Tasarlanan FSY'nin TE ve TM modları için S-parametre ( $S_{21}$  ve  $S_{11}$ ) grafikleri Şekil 2'de gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar TE ve TM'de önemli bir değişim göstermediğinden simetriye sahip yapılar için polarizasyon duyarlılığı doğrulanmış olur. Bu sayede çalışmada tasarlanan yapının polarizasyona duyarlı olmadığı da gösterilmiştir.



Şekil 2. TE ve TM modları için ( $S_{11}$  ve  $S_{21}$ ) grafikleri

Önerilen bant durdurucu FSY, iletimin ( $S_{21}$ ) -10 dB'nin altına düştüğü 1.2 GHz ile 4.3 GHz frekans aralığında yaklaşık 3,1 GHz'lik BG sunmaktadır.

Çalışmada önerilen FSY'nin farklı geliş açıları ( $\theta$ ) altında uygulanmış olan elektromanyetik dalgalar için  $S_{21}$  ve  $S_{11}$  grafikleri Şekil 3'te sunulmuştur. Bu simülasyonda ise parantez içinde verilen (1) ifadesi kutuplanma modlarında olan TM modunu ifade etmekte ve sadece yapımızın açısı değişim ( $\theta$ ) sonucu sergilediği performans ölçülmüştür. Yapılan analizler, yapının farklı  $\theta$  değerlerinde frekans yanıtında önemli bir değişim göstermediğini ve performans kararlılığını büyük ölçüde koruduğunu ortaya koymuştur. Bu durum, oluşturulan FSY yapısının açısal kararlılık açısından da uygun bir performans sergilediğini göstermektedir.

Şekil 3. Farklı geliş açıları için  $S_{21}$  grafiği

Önerilen FSY 2.48 GHz merkez frekansında yaklaşık -45 dB'lik  $S_{21}$  ve yaklaşık -0.045 dB'lik  $S_{11}$  değerine ve 3.1 GHz BG'ye sahiptir. Elde edilen simülasyon sonuçları, tasarlanan FSY'nin hedeflenen merkez frekansta etkin bir durdurma bandı oluşturduğunu ve geniş bantlı bir frekans yanıtı sergilediğini ortaya koymuştur. Ayrıca, farklı geliş açıları altında yapılan analizler, yapının açısal kararlılık açısından da başarılı bir performans sunduğunu göstermektedir. Bu doğrultuda, önerilen FSY 2.4 GHz kablosuz haberleşme uygulamalarında kullanılabilir olacaktır.

### 3.Sonuç

Sonuç olarak bu çalışmada, 2.48 GHz'de çalışan, dört kollu açıklık yapısına sahip kare çerçeveli bir FSY tasarlanmıştır. CST simülöründe gerçekleştirilen analizler sonucunda, önerilen yapının S-bandında (2–4 GHz) geniş bantlı durdurma karakteristiği ve yüksek durdurma derinliği sunduğu görülmüştür. Önerilen FSY, literatürdeki benzer çalışmalara kıyasla S-bandı uygulamaları için farklı geometrisi ve yeterli simülasyon sonuçları ile etkili bir alternatif oluşturmaktadır. Elde edilen sonuçlar, yapının kablosuz iletişim sistemlerinde belirli frekansların etkin şekilde engellenmesi amacıyla kullanılabilirliğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, öncelikle önerilen FSY'nin üretimi yapılarak sonuçlar karşılaştırılacak daha sonra bu yapının farklı açıklık geometrileri, çok katmanlı tasarımlar veya aktif elemanlar kullanılarak bant genişliğinin artırılması ve ayarlanabilir özelliklerin kazandırılması hedeflenmektedir.

### Kaynaklar

- [1] Aydınalp, Cemanur, Mustafa Mikail Özçiloğlu ve Kemal Delihacıoğlu. "X-Bant Anten Uygulamaları için Yama İletken FSY ile Filtre Tasarımı." URSI-TR'21 Bilimsel Kongresi, Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli, 2021.
- [2] Celozzi, S., Araneo, R., Burghignoli, P., & Lovat, G., "Frequency Selective Surfaces. In Electromagnetic Shielding" Chapter 12, Wiley, 2022.
- [3] Kapoor, Ankush, Ranjan Mishra, and Pradeep Kumar. "Frequency selective surfaces as spatial filters: Fundamentals, analysis and applications." Alexandria Engineering Journal 61.6 (2022): 4263-4293.
- [4] Keyrouz, S., Perotto, G. and Visser, H.J., "Frequency selective surface for radio frequency energy harvesting applications. IET Microw. Antennas Propag", 2014.
- [5] Afzal, Waseem, et al. "Frequency Selective Surfaces: Design, Analysis, and Applications." Telecom. Vol. 5. No. 4. MDPI, 2024.
- [6] Cihan T., Selma Ç., Sultan C., A. Egemen Y. "KU ve K Bant Uygulamaları için Birleşik Altıgen Frekans Seçici Yüzey Tasarımı." URSI-TR'14 Bilimsel Kongresi, Elazığ, 2014.
- [7] Yang, Yiming, et al. "Polarization insensitive and transparent frequency selective surface for dual band GSM shielding." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 69.5 (2020): 2779-2789.
- [8] Afzal, Waseem, et al. "Frequency Selective Surfaces: Design, Analysis, and Applications." Telecom. Vol. 5. No. 4. MDPI, 2024.
- [9] Bashiri M, Ghobadi Ch, Nourinia J, Majidzadeh M. "An explicit single layer frequency selective surface design with wide stop band frequency response.", International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2018.

## 340° Faz Değişimli Varaktör Tabanlı X-Bant Faz Kaydırıcı Tasarımı

Ecem Özçelik, Birsen Saka  
ASELSAN A.Ş.  
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara  
ecemozcelik@aselsan.com  
  
Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği  
Ankara  
birsen@ee.hacettepe.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, maksimum faz farkı elde etmek amacıyla farklı varaktör konfigürasyonları ile faz doğrusallığı ve bant genişliğini artırmak için çeşitli bağlaştırmacı yapılar analiz edilmiştir. Uç eleman yüklü bağlı hat bağlaştırmacının faz doğrusallığını iyileştirmede diğer bağlaştırmacı yapılarına üstünlük sağladığı gösterilmiştir. Farklı varaktör ağı ve bağlaştırmacıyla tasarlanan faz kaydırıcılara ait devre seviyesinde analizler yapılmış, elektromanyetik simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlara göre, uç eleman yüklü bağlı hat bağlaştırmacıyla tasarlanan faz kaydırıcı merkez frekansında  $352.6^\circ$  maksimum faz farkı üretmiş,  $1.2 \pm 0.5$  dB geçiş kaybı gözlenmiştir. Faz doğrusallığı sapması  $15^\circ$ 'ye kadar düşmüştür. Empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacı faz kaydırıcı üretilmiş, ölçülmüş sonuçları değerlendirilmiştir.

**Abstract:** In this study, various varactor configurations were analyzed to achieve maximum phase difference, and different coupler structures were investigated to improve phase linearity and bandwidth. It was demonstrated that the loaded coupled-line coupler with terminal elements provides superior performance in enhancing phase linearity compared to other coupler structures. Circuit-level analyses and electromagnetic simulations were carried out for the phase shifters designed using different varactor networks and coupler structures. According to the simulations, the phase shifter designed with the terminal-element-loaded coupled-line coupler achieved a maximum phase difference of  $352.6^\circ$  at the center frequency, with an observed insertion loss variation of  $1.2 \pm 0.5$  dB. The phase linearity deviation was reduced down to  $15^\circ$ . A phase shifter based on an impedance-transforming hybrid c

### 1. Giriş

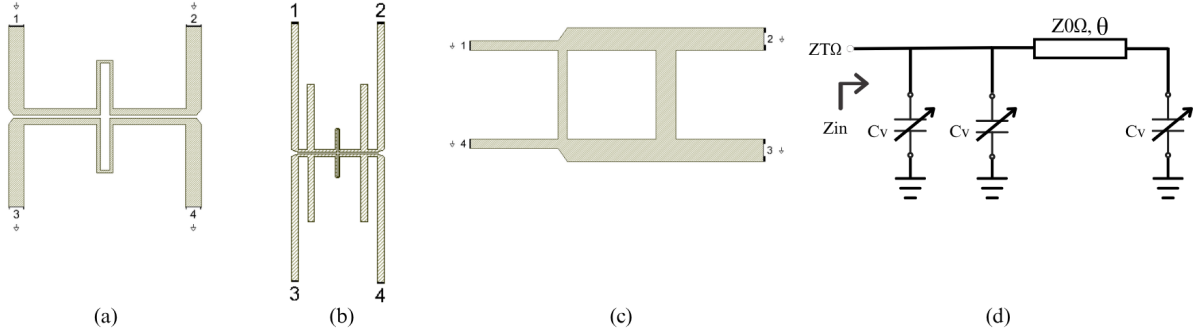
Faz kaydırıcılar; sinyal üretimi, vektör modülatörler ve fazlı dizi anten yapılarında kritik bir rol üstlenmektedirler. Bir alt türü olan yansıtıcı tip faz kaydırıcılar ise kompakt yapıları, sürekli faz değişimi sağlayabilmeleri ve geniş bant özellikleriyle dikkat çekmektedir. Yansımali tip faz kaydırıcılar, genellikle giriş sinyalini eşit olarak bölen ve çıkış portları arasında  $90^\circ$  faz kayması oluşturan bir bağlaç ile tasarlanırlar. Yansıma miktarı çıkış portlarındaki yansıma katsayısı ile ilgilidir. Yansıma miktarının sürekli değişimi, ters gerilim besleme voltajına göre farklı kapasitans değerleri sunan varaktör diyotlar ile sağlanır. Bu çalışmada Macom firmasının MA46H120 varaktörü kullanılmıştır. Faz kaydırıcılar için önemli tasarım parametreleri maksimum faz farkı, faz doğrusallığı, geçiş kaybı ve bant genişliğidir. Varaktör ağı ve bağlaç yapısı söz konusu tasarım kriterlerini belirleyecek unsurlardır. [6] çalışmasında ise geçiş kaybı değişimini minimuma indirgeyecek optimizasyonlar yapılmıştır. Maksimum faz farkı olarak değerlendirildiğinde çalışmaların çoğunun  $360^\circ$ 'ye ulaştığı görülmektedir, ancak burada kullanılan varaktör diyotların kapasitans aralığına dikkat çekilmesi gerekir. Bunun yanı sıra [7] çalışmasında bir adet varaktör kullanılması sebebiyle maksimum faz farkının  $190^\circ$  ile sınırlı kaldığı görülmektedir. Bant genişliği açısından değerlendirildiğinde, bağlı hat kullanılarak tasarlanan faz kaydırıcının [4] çalışmasında elde edilen 3.3 GHz'lik bant genişliği ile diğer çalışmalara kıyasla üstünlük sağladığı görülmektedir. [4] çalışmasında ise bağlı hat bağlaştırmacıların yüksek faz doğrusallığına sahip olmasının bant genişliği üzerinde önemli bir etkisi olduğu vurgulanmaktadır. Kuvvetli bağlaşımı elde etmek için gereken fiziksel özelliklerin üretimsel açıdan getirdiği zorlukların üstesinden gelmek amacıyla iki farklı zayıf kuplaj sunan mikroşerit hat çifti ile istenen güçlü kuplaj elde edilebildiği gösterilmiştir [3]. Bu çalışmada ise, [4]'teki bağlaç yapısının [5] çalışmasındaki eklemeler yapıldığı bağlaç yapısı kullanılmıştır. Bu eklemeler sayesinde, eş ve ters faz modu hızları arasındaki farklılık azaltılmış, duran dalgalara müdahale edilmiş ve sonuç olarak bağlacın yönlülüğü artırılmıştır. Bu bağlaç yapısı ve üç varaktörden oluşan  $\pi$  tipi varaktör ağ yapısı birlikte kullanılarak maksimum faz farkından ödün vermeden faz doğrusallığı yüksek bir faz kaydırıcı tasarımı elde edilmesi amaçlanmıştır.



## 2. Yansımali Tip Faz Kaydırıcı Tasarımı

$$\Delta\phi = 2 \left[ \tan^{-1} \left( \frac{Z_o X_{\max}^2 - Z_o^2 X_{\max} \tan \theta}{Z_p (3Z_o X_{\max}^2 - 2Z_o^2 X_{\max} \tan \theta + X_{\max}^2 \tan \theta)} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{Z_o X_{\min}^2 - Z_o^2 X_{\min} \tan \theta}{Z_p (3Z_o X_{\min}^2 - 2Z_o^2 X_{\min} \tan \theta + X_{\min}^2 \tan \theta)} \right) \right] \quad (1)$$

İlk olarak maksimum faz farkını verecek varaktör ağ yapısı tasarlanmıştır. Denklem 1’de üçlü varaktör yapısına ait maksimum faz farkı, maksimum ve minimum reaktans değerleri, mikroşerit hattın karakteristik empedansı, port empedansı ve elektriksel uzunluğu cinsinden verilmiştir. Bu denklemde yer alan elektriksel uzunluk parametresi  $45^\circ$  olarak sabit tutulmuştur.

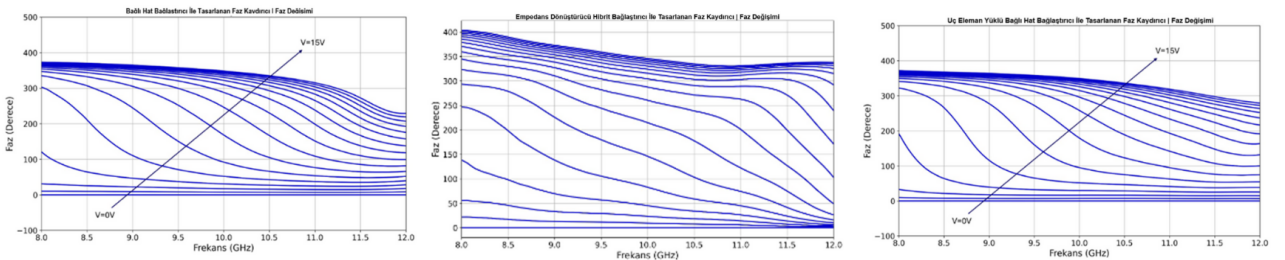


Şekil 1. Sırasıyla; bağlı hat, uç eleman yüklü bağlı hat ve empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacı tasarımı.

Literatürde seri indüktör ya da seri iletim hattından oluşan L tipi [1], iki ya da üç varaktörden oluşan  $\pi$  tipi varaktör ağ yapıları [2] çalışılmıştır. Üç varaktörden oluşan  $\pi$  tipi varaktör ağ yapısının maksimum faz farkını vermede etkili olduğu görülmektedir ve maksimum faz farkını artırmakla kalmayıp aynı zamanda faz farkının mikroşerit hattın empedansına olan bağımlılığını ortadan kaldırır. Şekil 1’de sırasıyla bağlı hat, uç eleman yüklü bağlı hat ve empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacılara ait devre şematigi ve üç varaktörden  $\pi$  tipi varaktör ağ yapısına ait görsel yer almaktadır.

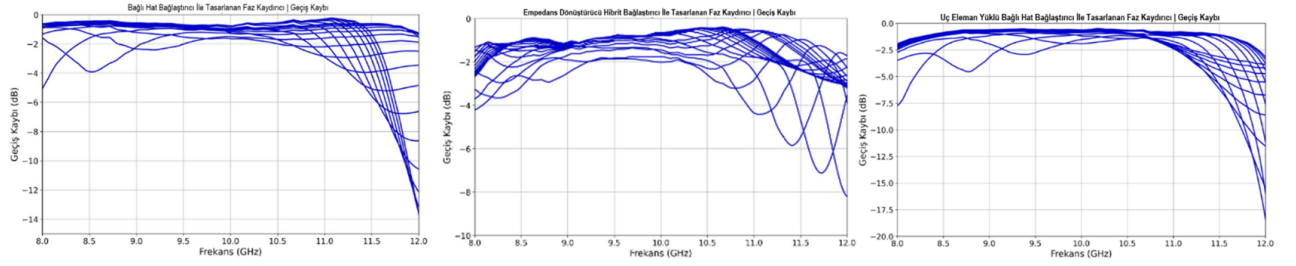
## 3. Sonuçların Değerlendirilmesi

Şekil 2’de gösterildiği üzere, tüm tasarımların yaklaşık olarak  $350^\circ$  maksimum faz farkı sunduğu görülmektedir. Uç eleman yüklü bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcının, diğer alternatiflere kıyasla daha üstün bir faz doğrusallığı performansı sergilediği tespit edilmiştir. Faz doğrusallığını karşılaştırırken, bağlaştırmacının performanslarına da değinmek gerekir çünkü bağlaştırmacının  $S_{21}$  ve  $S_{31}$  değerleri birbirlerine ve  $-3$  dB’ye ne kadar yakınsa faz kaydırıcının faz doğrusallığı performansının da o kadar iyileştiği görülmektedir.



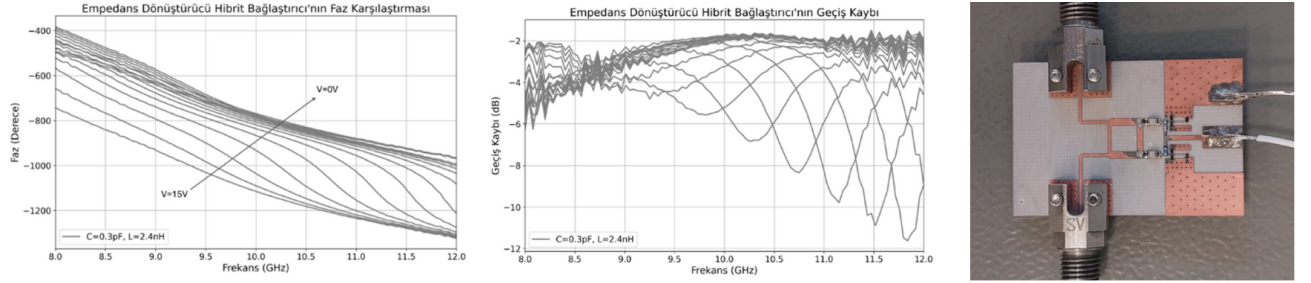
Şekil 2. Sırasıyla; bağlı hat, empedans dönüştürücü hibrit ve uç elemanla yüklü bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcılara ait faz değişimi.

Şekil 3’te ise sırasıyla bağlı hat, uç eleman yüklü ve empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcılara ait geçiş kaybı grafikleri yer almaktadır. Merkez frekansında benzer kayıpların görülmesinin sebebi; merkez frekansında bütün bağlaştırmacı yapılarının ideal bağlaştırmacı yapısına en yakın performansı göstermesi ve bütün faz kaydırıcı tasarımlarında aynı varaktör ağ yapısının kullanılması olarak açıklanabilir.



**Şekil 3.** Sırasıyla; bağlı hat, empedans dönüştürücü hibrit ve uç elemanla yüklü bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcılara ait geçiş kaybı performansı.

Şekil 4'de üretimi gerçekleştirilmiş olan empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcıya ait ölçüm sonuçları yer almaktadır. Maksimum faz farkı merkez frekansında  $344^\circ$  iken geçiş kaybının  $3 \pm 2$  dB olduğu görülmektedir. Uç eleman yüklü bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcı çalışma bandı boyunca daha doğrusal bir faz karakteristiği gösterse de empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacının üretimsel olarak sunduğu kolaylıklar ve port empedansı konusunda sağladığı esneklik sayesinde birçok uygulama için uygun bir çözüm yolu sunar.



**Şekil 4.** Üretimi gerçekleştirilen empedans dönüştürücü hibrit bağlaştırmacı ile tasarlanan faz kaydırıcıya ait faz değişimi ve geçiş kaybı ölçüm sonuçları.

## Kaynaklar

- [1] Chien-San Lin ve Sheng-Fuh Chang and Chia-Chan Chang ve Yi-Hao Shu, "Design of a Reflection-Type Phase Shifter With Wide Relative Phase Shift and Constant Insertion Loss", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt. 55, s.1862 - 1868, 2007.
- [2] Chien-San Lin ve Sheng-Fuh Chang and Chia-Chan Chang ve Yi-Hao Shu, "Design of Compact Reflection-Type Phase Shifters With High Figure-of-Merit", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt. 63, s.1883 - 1893, 2015.
- [3] Yongle Wu ve Weinong Sun ve Sai-Wing Leung ve Yinliang Diao ve Kwok-Hung Chan ve Yun-Ming Siu, "Single-Layer Microstrip High-Directivity Coupled-Line Coupler With Tight Coupling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt. 61, 746-753, 2013.
- [4] Johannes J. P. Venter ve Tinus Stander and Philippe Ferrari, "X-Band Reflection-Type Phase Shifters Using Coupled-Line Couplers on Single-Layer RF PCB", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 28, s.807 - 809, 2018.
- [5] Bhavana Yaduvanshi ve Deepak Bhatia, "Stub-based Design of Coupled Line Directional Couplers", 2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering, Eylül 2016.
- [6] Yoo, Song, and Park. "360° reflection-type analogue phase shifter implemented with a single 90° branch-line coupler." Electronics Letters 33.3 (1997): 224-226.
- [7] Singh, Abinash, and Mrinal Kanti Mandal. "Electronically tunable reflection type phase shifters." IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs 67.3 (2019): 425-429.
- [8] Burdin, Francois, et al. "Design of compact reflection-type phase shifters with high figure-of-merit." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 63.6 (2015): 1883-1893.

## LEO Uydu Haberleşmesi için S-Bant Tam Çift Yönlü Çift Dairesel Polarizasyonlu Horn Anten ve Besleme Ağı Tasarımı

Anıl Çetin, İlker Karaman  
Plan-S Uydu ve Uzay Teknolojileri  
RF ve Anten Tasarım Mühendisliği Departmanı  
Ankara, Türkiye  
anil.cetin@plan.space, ilker.karaman@plan.space

Mahmut Aykut Yazar  
Plan-S Uydu ve Uzay Teknolojileri  
Mekanik Tasarım Mühendisliği Departmanı  
Ankara, Türkiye  
aykut.yazar@plan.space

**Özet:** Bu çalışmada, 1.9–2.4 GHz frekans bandında çalışan, iki portlu ve çift dairesel polarizasyonlu bir horn anten ve besleme ağı tasarımı sunulmuştur. Anten, tam çift yönlü haberleşmeyi desteklemek üzere geliştirilmiş olup, parabolik yansıtıcılarda besleyici eleman olarak kullanılmak üzere optimize edilmiştir. Elektromanyetik ve mekanik tasarım süreçleri detaylı olarak ele alınmış, 2 dB altında eksenel oran,  $< -10$  dB yansıma katsayısı ve yüksek izolasyon değerleri simülasyonlarla doğrulanmıştır. Tasarlanan yapı, düşük maliyetli ve üretilebilir olması açısından da avantaj sağlamaktadır.

**Abstract:** This study presents a dual-port, dual circularly polarized horn antenna and feed network operating in the 1.9–2.4 GHz band. Designed to support full-duplex communication, it is optimized as a feed element for parabolic reflectors. Electromagnetic and mechanical design details are discussed, with simulations confirming an axial ratio below 2 dB, reflection coefficient under  $-10$  dB, and high isolation. The design also offers advantages in cost-effectiveness and manufacturability.

### 1. Giriş

Uydu haberleşme sistemlerinde artan ihtiyaçlar doğrultusunda, yer istasyonlarında çift yönlü çalışma ve polarizasyon kontrolü sağlayan antenler kritik öneme sahiptir. Bu çalışmada, LEO (Low Earth Orbit) uydularıyla haberleşmek için S-band (1.8–2.4 GHz) aralığında çalışan, Sağ El Dairesel Polarizasyon (RHCP) ve Sol El Dairesel Polarizasyon (LHCP) modlarını destekleyen, tam çift yönlü haberleşmeye uygun bir horn anten tasarımı sunulmuştur. İki portlu besleme ağı, yüksek izolasyonla birlikte modlar arasında geçiş imkânı sağlamaktadır. Tasarım, eşzamanlı gönderim ve alım desteğiyle haberleşme verimliliğini artırmayı hedeflemekte olup, antenin elektromanyetik yapısı ve temel performans kriterleri ayrıntılı şekilde değerlendirilmiştir.

### 2. Daha Önce Yapılan Çalışmalar

Horn antenler, yüksek kazanç ve yönlü yayılım gibi avantajlarıyla uydu haberleşmesi ve yansıtıcı anten beslemelerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Literatürde farklı frekans ve yapılarda birçok horn anten tasarımı sunulmuştur. Örneğin, Sadhukhan ve Chakrabarti, Ka bandında RHCP/LHCP sağlayan konik horn anten tasarlamıştır [1]. Salem ve ark. ise geniş bantta düşük yan loblu oluklu yapı geliştirmiştir [2]. Diğer çalışmalarda da yüksek frekanslara veya geniş bantlara odaklanılmıştır [3]-[4]-[5]. Yapılan literatür taramasında Çift yönlü haberleşmeye uygun şekilde aynı anda RHCP ve LHCP çalışabilen S-band horn anten uygulamaları oldukça sınırlıdır. Bu bağlamda, sunulan çalışma hem iki portlu ve çift dairesel polarizasyonlu hem de tam çift yönlü haberleşmeye uyumlu S-band horn anten mimarisi ile bu boşluğu doldurmayı hedeflemektedir.

### 3. Yapılan Tasarımın Gereksinimleri

Horn anten, 1.9–2.4 GHz bandında parabolik antenler için besleyici olarak tasarlanmıştır. 8 dBi civarında kazanç,  $\pm 40^\circ$  hüzmeye genişliği ve maksimum 2 dB eksenel oran ve çift dairesel polarize olması hedeflenmiştir. Anten, bu gereksinimler parabolik sistemlerde etkin besleme performansı için en iyilenmiştir.

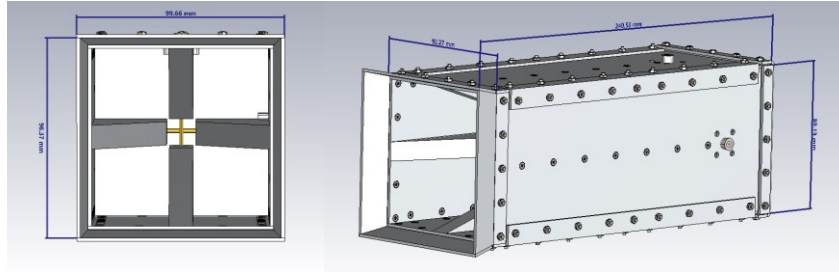
Tablo 1. Tasarım Gereksinimleri

| Özellik                       | Değer                                           |
|-------------------------------|-------------------------------------------------|
| Frekans Aralığı               | 1.9–2.4 GHz                                     |
| Kazanç (Gain)                 | $< 8$ dBi                                       |
| Hüzmeye Genişliği (Beamwidth) | $\pm 40^\circ$                                  |
| Polarizasyon                  | RHCP ve LHCP                                    |
| Eksenel Oran (Axial Ratio)    | Maks. 2 dB (Yarım Güç Hüzmeye Genişliği İçinde) |

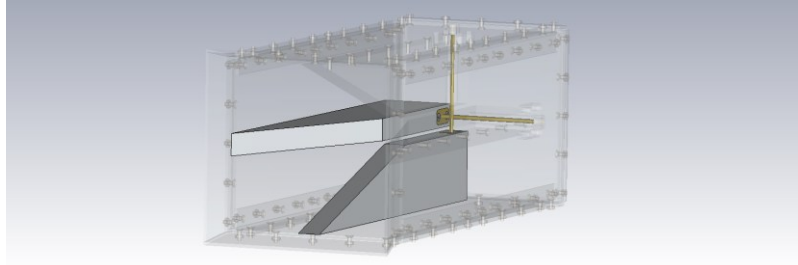
#### 4. Anten Tasarımı

Şekil 1.'de gösterilen tasarıma sahip horn anten, 1.9–2.4 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde optimize edilmiştir. Anten hem RHCP hem de LHCP modlarında çalışabilen iki portlu bir yapıya sahiptir. Bu yapı sayesinde tam çift yönlü haberleşme desteği sunulmakta ve aynı anda çift yönlü veri iletimi mümkün olmaktadır.

Elektromanyetik tasarım sürecinde CST Microwave Studio kullanılarak anten yapısının tasarımı ve optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Besleme noktalarının yerleşimi, açıklık boyutları, boynuz geometrisi, istenilen kazanç, ışıma deseni ve polarizasyon performansını sağlayacak şekilde iteratif analizlerle belirlenmiştir. Mekanik tasarım sürecinde ise anten yapısının hafif, dayanıklı ve üretilebilir olması öncelikli kriterler arasında değerlendirilmiştir. Anten gövdesi, alüminyum levhalardan büküm yöntemiyle üretilecek şekilde tasarlanmıştır. Alüminyumun yüksek iletkenliği, hafifliği ve yapılacak alodin kaplamanın oksidasyona karşı dayanıklılığı, dış ortam koşullarında kullanılacak anten sistemleri için önemli avantajlar sağlamaktadır. Antenin beslendiği kısım ise Şekil 2.'de gösterildiği gibi lehimleme kolaylığı, yüksek mekanik dayanımı ve elektromanyetik performans açısından uygunluğu nedeniyle pirinç malzemeden imal edilecektir. Antenin montajı, CNC lazer kesim ve hassas büküm işlemleri ile gerçekleştirilecek olup, tüm parçalar birbirine vida bağlantıları veya iletken yüzey temaslarıyla birleştirilecektir.



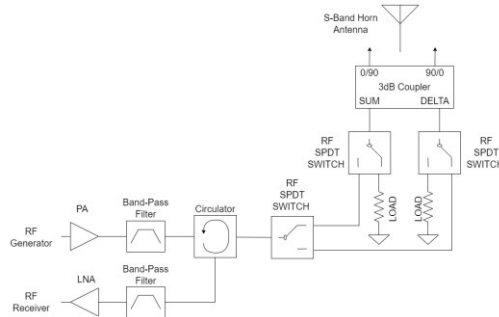
Şekil 1. Antenin Üç Boyutlu Tasarımı



Şekil 2. Anten Besleme Hattı

#### 5. Besleme Ağı Tasarımı

Şekil 3.'de gösterilen besleme ağı, hem çift dairesel polarize hem de tam çift yönlü iletişime olanak sağlayacak şekilde tasarlanmıştır.

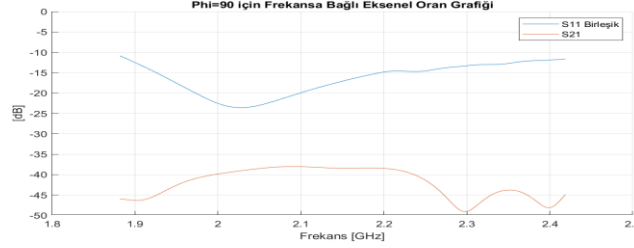


Şekil 3. Besleme Ağı Tasarımı

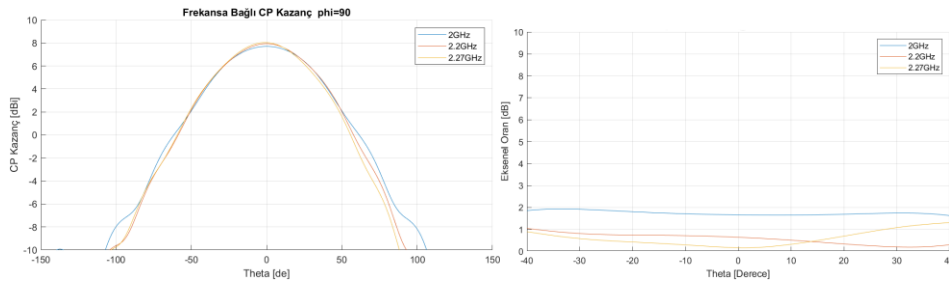
RF jeneratöründen çıkan sinyal, güç yükselteç (PA) ile istenen seviyeye çıkarıldıktan sonra bant geçiren filtreden geçerek sirkülatöre yönlendirilir. Sirkülatör, gönderim ve alım yollarını izole ederek aynı anten üzerinden tam

çift yönlü iletişimi sağlar. Gönderim sinyali, RF anahtar ve  $90^\circ$  faz farkı veren 3 dB hibrit kuplör aracılığıyla RHCP ve LHCP bileşenlerine ayrılır; ilgili SPDT anahtarlarla polarizasyon modu seçimi yapılabilir. Alım yolu da benzer şekilde çalışır; sinyal sirkülatöre, ardından bant geçiren filtre ve LNA'ya iletilerek alıcıya aktarılır. Bu mimari, aynı antenle eşzamanlı gönderim-alım ve dairesel polarizasyon modları arasında geçiş imkanı sunar.

## 6. Simülasyon Sonuçları



Şekil 4.  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$  Grafiği



Şekil 5. Kazanç ve Eksenel Oran Grafikleri

Tasarımın elektromanyetik performansı CST Microwave Studio yazılımında değerlendirilmiş ve Şekil 3 ve Şekil 4.'deki grafiklerde gösterilmiştir. 2.0, 2.2 ve 2.27 GHz frekanslarında anten performansı incelenmiş; ana lobda  $\sim 8$  dBi kazanç ve  $\pm 40^\circ$  hüzmü genişliği elde edilmiştir. Eksenel oran bant boyu 2dB'nin altında tutulmuştur. Yansıma katsayısı ( $S_{11}$ ), 1.9–2.4 GHz bandında  $-10$  dB altında kalarak %25 bant genişliği oranıyla geniş bantlı empedans uyumu sağlandığını göstermiştir. Polarizasyonlar arası izolasyon ( $S_{21}$ )  $-40$  dB'nin altında ölçülerek çift yönlü iletişime uygun yüksek ayrışma sunmuştur. Ayrıca, yarım güç hüzmü genişliği bölgesinde eksenel oran tüm frekanslarda 2 dB'nin altında tutulmuş, böylece dairesel polarizasyon kararlılığı doğrulanmıştır.

## 7. Sonuç

Bu çalışmada, 1.9–2.4 GHz frekans bandında iki portlu, çift dairesel polarizasyonlu ve tam çift yönlü haberleşmeye uygun bir horn anten tasarımı sunulmuştur. Tasarım, parabolik anten besleme elemanı olarak optimize edilmiş; elektromanyetik simülasyonlarla düşük yansıma katsayısı, yüksek izolasyon ve düşük eksenel oran değerleri doğrulanmıştır. Ayrıca, mekanik yapının üretilebilirliği ve maliyet etkinliği göz önünde bulundurulmuştur. Elde edilen sonuçlar, önerilen anten yapısının yer istasyonlarında güvenilir ve esnek çift yönlü iletişim uygulamaları için uygun olduğunu göstermektedir.

## Kaynaklar

- [1] G. Sadhukhan ve S. Chakrabarti, "Dual Feed Dual Circularly Polarized Horn Antenna at Ka Band," 2019 International Conference on Range Technology (ICORT), Balasore, Hindistan, 2019, ss. 1-4.
- [2] M. N. Salem, M. I. Ahmed ve A. H. Hussein, "Corrugated Quad-Ridged Dual-Polarized Wideband Horn Antenna For mm-Wave Applications," 41st National Radio Science Conference (NRSC), Yeni Damietta, Mısır, 2024, ss. 1-5.
- [3] F. Oktafiani, E. Y. Hamid ve A. Munir, "Performance Characterization of Aluminium-based Dual-Polarized Wideband Quad-Ridged Horn Antenna," 2020 27th International Conference on Telecommunications (ICT), Bali, Endonezya, 2020, ss. 1-5.
- [4] S. S. Roy, M. S. Bhimrao, T. Nagasekhar, C. S. Padmavathy, G. Uma Devi ve C. Saha, "Dual Band (S/Ka) Composite Dual Polarized Monopulse Feed for LEO Satellite Tracking," 2018 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP), Haydarabad, Hindistan, 2018, ss. 1-5.
- [5] A. Zhao, H. Li ve L. Bi, "Design of S-band High-power Low Sidelobe Horn Antenna Based on Finite Size," 2024 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Chengdu, Çin, 2024, ss. 1-6.

## Merkezi-Halkalı Zaman Uzaı ElektroManyetik Sistemlerinin Açık ve Kapalı Zaman Uzaı Sonlu Farklar Yöntemleri ile Modellenmesi

Osman Said Bişkin, Talha Saydam, Serkan Aksoy

Gebze Teknik Üniversitesi

Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kocaeli

obiskin@gtu.edu.tr, tsaydam@gtu.edu.tr, saksoy@gtu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada kayıplı yarı-uzay ve ince üst katman altında iletken gömülü cisim içeren kayıplı yarı-uzay problemleri difüzyon denklemi tabanlı açık (explicit) İleri-Farklar (İF), kapalı (implicit) Geri-Euler (GE) ve Crank-Nicolson (CN) Zaman Uzaı Sonlu Farklar (ZUSF) yöntemleriyle çözülmüştür. İki boyutlu Kartezyen koordinatlarda verici anten ile merkezindeki alıcı anten hava-toprak ara yüzeyine yerleştirilmiştir. İlk problem analitik çözüm ile, ikinci problem kapalı ZUSF sonuçlarının açık ZUSF sonuçları ile karşılaştırması ile doğrulanmıştır. Sonuçlara göre GE-ZUSF ve CN-ZUSF, İF-ZUSF'ye kıyasla sırasıyla 1.07 ve 1.20 kat fazla bellek harcamasına rağmen, hesap süreleri 44.60 ve 40.46 kat hızlanmaktadır.

**Abstract:** In this study, problems of lossy half-space and lossy half-space with a conductive buried object under a thin layer are solved by diffusion equation based explicit Forward-Difference (FD), implicit Backward-Euler (BE) and Crank-Nicolson (CN) FDTD methods. In two dimensional Cartesian coordinates, a transmitter antenna and a receiver antenna at its center are placed on the air-soil interface. The first problem is verified by the analytical solution and the second problem is verified by comparing the implicit FDTD results with the explicit FDTD results. According to the results, BE-FDTD and CN-FDTD consume 1.07 and 1.20 times more memory compared to FD-FDTD, respectively while their computational times are reduced by 44.60 and 40.46 times.

### 1. Giriş

Zaman Uzaı ElektroManyetik, ZUEM (Time Domain ElectroMagnetics, TDEM) sistemleri düşük frekanslarda çalıştıklarından sinyalleri toprakta daha derinlere iletebilirler. Bu nedenle yeraltı suyu, mineraller, gaz, petrol vb. kaynakların tespitinde kullanılmaktadır [1]. ZUEM problemlerinde toprak altına uygulanan düşük frekanslı darbe akımları genellikle büyük halka antenler veya uzun teller aracılığıyla uyarılır. Böylece yeraltında indüklenen Eddy akımlarının alıcıda oluşturduğu manyetik alan değişimleri ile toprak altı hedefler tespit edilebilir. ZUEM problemleri düşük frekanslı bileşenler içeren (kuvazi-statik yaklaşım altında) darbe kaynağı kapsamında difüzyon davranışı sergilediğinden, modellemelerinde Maxwell denklemleri yanında difüzyon denklemi yaygın olarak kullanılır. Bu denklemin nümerik çözümü için kullanılan Zaman Uzaı Sonlu Farklar, ZUSF (Finite Difference Time Domain, FDTD) yöntemi açık (explicit) ve kapalı (implicit) zaman adımı türlerine göre farklılık gösterir. Açık ZUSF'de matris tersi alınmadığı için bilgisayar yükü düşük olmakla birlikte, koşullu kararlılık (conditional stability) kriterinden dolayı hesap süreleri çok uzun olabilmektedir. Kapalı ZUSF ise matris tersi hesabı gereksinimine rağmen, koşulsuz kararlı (unconditionally stable) olduğu için büyük zaman adımlarına izin verdiği için, ZUEM problemleri daha hızlı çözülebilir. Bu çalışmada kayıplı yarı-uzay ve ince üst katman altında iletken gömülü cisim içeren kayıplı yarı-uzay problemleri difüzyon denklemi tabanlı açık İleri-Farklar (İF), kapalı Geri-Euler (GE) ve Crank-Nicolson (CN) ZUSF yöntemleriyle iki boyutlu (2B) Kartezyen koordinatlarda çözülmüştür. İlk problem analitik  $t^{-2}$  sonucu ile doğrulanırken [2], ikinci problemin analitik çözümü olmadığından açık ve kapalı ZUSF çözümleri birbirleriyle karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

### 2. Açık (İF) ve Kapalı (GE ve CN) ZUSF Yöntemleri

Difüzyon denkleminde  $\Delta \vec{B} - \sigma \mu \partial_t \vec{B} = -\mu \nabla \times \vec{J}$  kaynak  $\vec{J} = J_z \vec{z}$  seçildiğinde  $B_z = 0$  olur ( $B_x, B_y \neq 0$ ). Burada  $\sigma$  kayıp parametresini ve  $\mu$  manyetik geçirgenliği göstermektedir. 2B'ta bu denklem konumda merkezi-farklar ve zamanda ileri-farklar uygulanarak ayrıklaştırılırsa, İF-ZUSF güncelleme denklemi

$$B_p|_{i,j}^{n+1} = B_p|_{i,j}^n + \frac{\Delta t}{\mu \sigma|_{i,j} \Delta^2} (B_p|_{i+1,j}^n + B_p|_{i-1,j}^n + B_p|_{i,j+1}^n + B_p|_{i,j-1}^n - 4B_p|_{i,j}^n) + \frac{\Delta t}{2\sigma|_{i,j} \Delta} (k[J_z|_{i,j+1}^n - J_z|_{i,j-1}^n] + (k-1)[J_z|_{i+1,j}^n - J_z|_{i-1,j}^n]) \quad (1)$$

halini alır ( $\sigma(i\Delta x, j\Delta y) = \sigma|_{i,j}$  ve  $\Delta = \Delta x = \Delta y$ ). Burada  $i, j$  ve  $n$  sırası ile konum ve zaman indislerini gösterir. Ayrıca  $p = (x, y)$  ve  $p = x$  iken  $k = 1$ ,  $p = y$  iken  $k = 0$ 'dır. Zaman türevlerinin hesabında merkezi-farklar kullanımı her zaman kararsız olduğundan [3], ileri-farklar'ın kullanımı gereksinimi nedeni ile  $\Delta t \leq \Delta t_{max} = \mu\sigma_{min}\Delta^2/4$  kararlılık şartına uyulmak zorundadır [4]. Koşulsuz kararlı olan GE-ZUSF ise  $n + 1$ 'e göre konumda merkezi-farklar ve zamanda geri-farklar (backward-Euler) kullanır. Böylece GE-ZUSF güncelleme denklemi

$$B_p|_{i,j}^n = B_p|_{i,j}^{n+1} - \frac{\Delta t}{\mu\sigma|_{i,j}\Delta^2} (B_p|_{i+1,j}^{n+1} + B_p|_{i-1,j}^{n+1} + B_p|_{i,j+1}^{n+1} + B_p|_{i,j-1}^{n+1} - 4B_p|_{i,j}^{n+1}) - \frac{\Delta t}{2\sigma|_{i,j}\Delta} (k[J_z|_{i,j+1}^{n+1} - J_z|_{i,j-1}^{n+1}] + (k-1)[J_z|_{i+1,j}^{n+1} - J_z|_{i-1,j}^{n+1}]) \quad (2)$$

olur. Burada  $B_p|^{n+1}$  terimi ortak paranteze alınamayacağından

$$AB_p|^{n+1} = B_p|^n + CJ_z|^{n+1} \Rightarrow B_p|^{n+1} = A^{-1} (B_p|^n + CJ_z|^{n+1}) \quad (3)$$

şeklinde matris sistemi yardımıyla çözülür. Burada  $A$  ve  $C$  sırasıyla  $B_p|^{n+1}$  ve  $J_z|^{n+1}$ 'in katsayı matrisleridir. Benzer şekilde koşulsuz kararlı CN-ZUSF, GE-ZUSF'den farklı olarak hem  $n + 1$  hem de  $n$ 'ye göre konumda merkezi-farklar kullanırken, yalnızca  $n + 1$ 'de zaman türevi için geri-farklar kullanır. Bu kapsamda CN-ZUSF güncelleme denklemi

$$B_p|_{i,j}^n = B_p|_{i,j}^{n+1} - \frac{\Delta t}{2\mu\sigma|_{i,j}\Delta^2} \left( B_p|_{i+1,j}^{n+1} + B_p|_{i-1,j}^{n+1} + B_p|_{i,j+1}^{n+1} + B_p|_{i,j-1}^{n+1} - 4B_p|_{i,j}^{n+1} \right) + \frac{\Delta t}{4\sigma|_{i,j}\Delta} (k[J_z|_{i+1,j}^{n+1} - J_z|_{i-1,j}^{n+1} + J_z|_{i+1,j}^n - J_z|_{i-1,j}^n] + (k-1)[J_z|_{i,j+1}^{n+1} - J_z|_{i,j-1}^{n+1} + J_z|_{i,j+1}^n - J_z|_{i,j-1}^n]) \quad (4)$$

olarak bulunur. Bu denklem matris sistemi ile çözülerek,  $B_p|^{n+1}$

$$B_p|^{n+1} = A^{-1} (DB_p|^n + C(J_z|^n + J_z|^{n+1})) \quad (5)$$

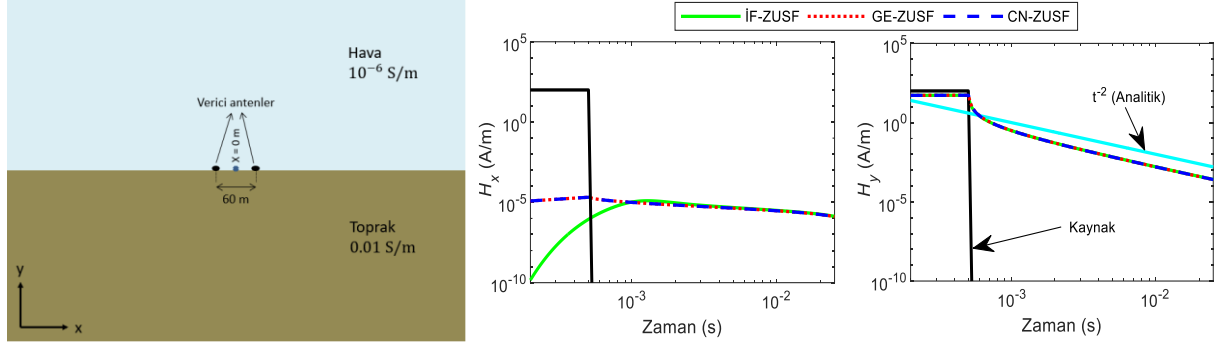
şeklinde bulunur. Burada  $D$  ve  $C$  sırasıyla  $B_p|^n$  ve  $(J_z|^n + J_z|^{n+1})$ 'in katsayı matrisleridir.

#### 4. Sayısal Örnek ve Doğrulama

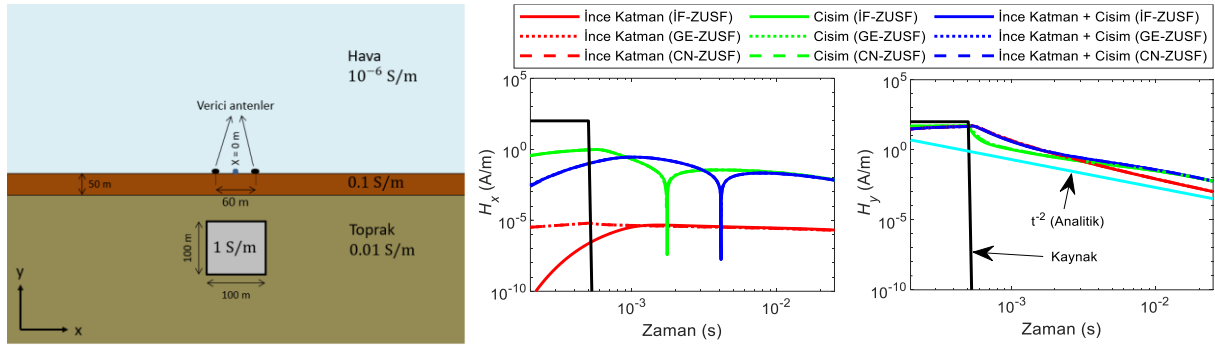
2B kayıplı yarı-uzay probleminin geç zamandaki analitik çözümüne göre manyetik alanın dikey ( $H_y$ ) bileşeni  $t^{-2}$  eğimi ile değişmektedir, ancak yatay bileşeni ( $H_x$ )'in davranışı analitik olarak tam bilinmemektedir. Bu çalışmada 30 m yarıçaplı verici halka anten darbe akım kaynağıyla [5] uyarılmıştır. Toprak ve hava iletkenlikleri sırasıyla 0.01 S/m ve  $10^{-6}$  S/m olarak kabul edilmiştir. GE-ZUSF ve CN-ZUSF zaman adımları İF-ZUSF zaman adımının  $10^5$  katıdır. Alıcı anten verici antenin merkezinde yani merkezi-halkalı (central-loop) iken hesaplanan manyetik alan bileşenleri Şekil 1'de gösterilmiştir. İlk problemde sonuçlar merkezde manyetik alanın dikey bileşeni  $H_y$ 'nin  $t^{-2}$  eğimi ile uyumlu olduğunu, yatay bileşeni  $H_x$ 'in ise merkezde çok zayıf olduğunu göstermektedir [2]. İkinci problem olarak toprak yüzeyinden 50 m altına kadar 0.1 S/m iletkenlikli ince katman eklenmiş ve ayrıca 100 m x 100 m boyutlarında ve 1 S/m iletkenlikli bir cisim 100 m derinlikte gömülerek hesaplamalar yapılmıştır. Bu problemin analitik çözümü olmadığından, doğrulama açık ve kapalı ZUSF çözümleri arasında yapılmıştır. Şekil 2'de gösterilen sonuçlara göre ince katman etkisi yatay ( $H_x$ ) ve dikey ( $H_y$ ) manyetik alan bileşenlerinde birinci probleme göre oldukça azdır. Bununla birlikte, iletken gömülü cisim özellikle manyetik alanın yatay bileşenini ( $H_x$ ) işaret değişimi (sign reversal) oluşturacak şekilde önemli ölçüde etkilerken, dikey bileşeni ( $H_y$ ) çok daha az etkilemiştir. Yine ince katman ve cisim birlikte iken, ince katman gözlenen işaret değişimini (sign reversal) zamanda ötelemektedir. Özel olarak manyetik alanın dikey ( $H_y$ ) bileşeni  $t^{-2}$  eğimine daha geç zamanlarda ulaşılabilir. Özel olarak manyetik alanın dikey ( $H_y$ ) bileşeni  $t^{-2}$  eğimine daha geç zamanlarda ulaşılabilir.

İlk ve ikinci problem için GE-ZUSF ve CN-ZUSF, İF-ZUSF'ye kıyasla sırasıyla 1.07 ve 1.20 kat fazla bellek harcamasına rağmen, hesap süreleri 44.60 ve 40.46 kat azalmıştır. Yani 2B problemlerde GE-ZUSF ve CN-ZUSF matrislerinin seyrek (sparse) yapıda olması sayesinde çözümleri,  $10^5$  kat fazla zaman verisine sahip İF-ZUSF'ye benzer bellek yükü getirmiştir. Diğer yandan  $\Delta t$ 'nin  $10^5$  kat büyümesi hesap süresini önemli ölçüde hızlandırmıştır.





Şekil 1. Birinci ZUEM problemi geometrisi ile  $H_x$  ve  $H_y$  zaman imzaları.



Şekil 2. İkinci ZUEM problemi geometrisi ile  $H_x$  ve  $H_y$  zaman imzaları.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada merkezi-halkalı bir ZUEM sistemi için iki farklı problemi difüzyon denklemi tabanlı İF-ZUSF, GE-ZUSF ve CN-ZUSF yöntemleriyle çözülmüştür. İlk problemde merkezde manyetik alanın dikey bileşeni analitik  $t^{-2}$  ile uyumlu olup, yatay bileşeni ise oldukça düşük genlikli bulunmuştur. İkinci problemde toprak yüzeyi altına eklenen ince üst katman belirgin bir etki oluşturmazken, iletken gömülü cisim manyetik alanın yatay bileşenini önemli ölçüde etkilemektedir. GE-ZUSF ve CN-ZUSF, İF-ZUSF'ye kıyasla sırasıyla 1.07 ve 1.20 kat fazla bellek harcamasına rağmen, 44.60 ve 40.46 kat hızlı olup, doğruluk açısından analitik  $t^{-2}$  eğimi ve birbirleriyle uyumlu sonuçlar vermiştir. Bu yönüyle ZUEM problemleri için koşulsuz kararlı ZUSF yöntemlerinin başarısı gösterilmiştir. Gelecekte dispersif süperparamanyetik ZUEM problemlerinin [6] GE-ZUSF ve CN-ZUSF yöntemleri ile çözümlere bellek, hız ve doğruluk açısından incelenmesi hedeflenmektedir.

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 124E687 numaralı 1001 projesi kapsamında desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1]. Ward S. H. ve Hohmann G. W., Electromagnetic Theory for Geophysical Applications, Electromagnetic Methods in Applied Geophysics, Society of Exploration Geophysicists, cilt.1, 1987.
- [2]. Newman G. A., Hohmann G. W. ve Anderson W. L., "Transient electromagnetic response of a three-dimensional body in a layered earth", Geophysics, cilt.51, no.8, s.1608-1627, 1986.
- [3]. Langtangen H. P. ve Linge S., Finite Difference Computing with PDEs: A Modern Software Approach, Springer International Publishing, Texts in Computational Science and Engineering, cilt.16, 2017.
- [4]. Oristaglio M. L. ve Hohmann G. W., "Diffusion of electromagnetic fields into a two-dimensional earth: A finite-difference approach", Geophysics, cilt.49, n.7, s.870-894, 1984.
- [5]. Saydam T., Bişkin O. S. ve Aksoy S., "Kayıplı yarı uzay toprağın kuvazi-statik zaman uzayı sonlu farklar yöntemi ile zaman imzası hesabı", 11. URSI Ulusal Bilim Kongresi, İstanbul, Türkiye, s.1-3, Ağustos-Eylül 2023.
- [6]. Saydam T. ve Aksoy S., "QS-FDTD modeling of dispersive superparamagnetic soils for time domain electromagnetic method", IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 22, 7505405, s.1-5, 2025.



## Zamanla Değişen Metamalzemeler ve Kompozitler için Maxwell Garnett Etkin Ortam Modeli

Suat Barış İplikçioglu,<sup>1,2</sup> M. İrşadi Aksun<sup>3</sup>

(1) Koç Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul  
siplikcioglu15@ku.edu.tr

(2) Profen Teknoloji, Vakum Elektronik Cihazları Bölümü, İstanbul

(3) Özyeğin Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul  
irsadi.aksun@ozyegin.edu.tr

**Özet:** Elektromanyetik özellikleri zamana bağlı bir şekilde değişen metamalzemeler, standart malzemelerdeki doğal sınırları aşmaları nedeni ile fizik ve mühendislik camiasında büyük ölçüde ilgi çekmektedir. Bu çalışmada, metamalzeme ve kompozit yapıların etkin ortam modellemesinde sıklıkla kullanılan Maxwell Garnett etken ortam teorisi operatör yaklaşımı ile doğrusal ve zamanla değişen malzeme yapılarına uyarlanmıştır. Önerilen teori kullanılarak bağıl dielektrik özellikleri dinamik olarak değişen birim hücrelerden oluşan dispersif bir metamalzeme katmanının yansıma ve iletim tepkisi incelenmiş ve tam dalga analizleri ile uyumlu sonuçlar elde edilmiştir.

**Abstract:** Time-varying metamaterials with temporally modulated constitutive parameters have attained a flurry of interest in physics and engineering communities, owing to their ability to surpass inherent bounds in conventional materials. In this work, the Maxwell Garnett approximation, widely used in the effective medium modeling of metamaterials and composites, is extended to linear time-variant structures by virtue of an operator-based approach. The proposed method is applied for the analysis of a metamaterial slab with dynamically-pumped and dispersive unit scatterers; the results are verified against full-wave simulations.

### 1. Giriş

Zamanla değişen metamalzemeler, elektromanyetik özellikleri zamana bağlı olarak kiplenebilen aktif yapılardır. Bu yapılar, zamanla değişmeyen ve doğrusal eşdeğerlerinin aksine frekans dönüşümü, parametrik amplifikasyon, mıknatıssız tek yönlü iletim ve yapay bianizotropi benzeri birçok alışılmadık fiziksel olguların gerçekleşmesini mümkün kılmaktadır [1]. Buna karşın bu malzemelerin zamana bağlı olan özellikleri mevcut analiz yöntemlerinin modifiye edilmesini gerekli kılmıştır. Bu kapsamda zamanda ve uzay-zamanda kiplenen metamalzemelerin çok boyutlu homojenizasyonu için etken ortam teorileri öne sürülmüştür [2, 3, 4].

Bu çalışmada mevcut yaklaşımlara alternatif olarak dispersif birim hücreleri zamanla değişen metamalzeme ve kompozit yapılarının uzay boyutunda etken ortam olarak modellenmesi için alternatif bir yöntem ortaya konmuştur. Malzemelerin çoklu frekans özelliklerinin korunduğu bu yaklaşımda zamana bağlı katmanlı yapılar için öne sürülen operatör yöntemi [5] kullanılmış ve küre şeklinde birim saçıcılar için matris formunda bir Maxwell Garnett formülü [6, 7] elde edilmiştir. İlgili formül, zamanla değişen metayüzeyler için elde edilen analitik yüzey duyarlılığı ifadelerinin [8] 3B eşdeğerleri olarak yorumlanabilmektedir. Önerilen etken ortam modeli kullanılarak dielektrik özellikleri kiplenen metamalzeme katmanlarındaki dalga iletimi incelenmiş ve elde edilen sonuçlar sonlu elemanlar yazılımı COMSOL ile doğrulanmıştır.

### 2. Teori

Kompozit bileşenlerin birim parçacıklarının özellikleri ile etken makroskopik dielektrik sabitini bağdaştıran Maxwell Garnett yaklaşımı her ne kadar literatürde sıklıkla incelenmiş olsa da [6, 7], bu çalışmada önerilen yaklaşım doğrultusunda yeniden türetilenektir. Bu yapılarda zamanla değişen malzeme özellikleri sistemdeki farklı frekanslar arasında eşlenime yol açacaktır: bu eşlenim frekanstan frekansa geçişi tasvir eden dielektrik sabiti operatörleri ile tanımlanabilir [5]. Operatörlerin kullanılması Maxwell denklemlerinin matris diferansiyel denklemleri formunda tanımlanmasını ve Fourier tabanında gerçekleştirilecek bir ayrıklaştırma ile standart frekans uzayı analiz yöntemlerinin uygulanmasını mümkün kılacaktır. Bu bağlamda etkin ortam modeli, statik kompozit malzemelerin dispersiyon davranışını açıklayan analog bir problemdekine benzer bir operatör yaklaşımı [9] ile elde edilebilir. Küre şeklinde olduğu ve kübik bir kafeste periyodik olarak dizildiği varsayılan parçacıkların ve arka plan ortamının dielektrik sabitleri  $\hat{\epsilon}_i$  ile  $\hat{\epsilon}_b$  operatörleri ile ifade edilebilir. Bu çalışmada, arka plan dielektrik sabitinin dispersiyonsuz olduğu varsayılmıştır ( $\hat{\epsilon}_b = \epsilon_b I$ ). Yapı ile etkileşen frekans spektrumunun dalga boylarının

kürelerin boyutlarından büyük olduğu varsayıldığında bileşenlerin kutuplanabilirlikleri yarı-statik yaklaşım [9] ile türetilir:

$$\hat{\alpha} = 3\epsilon_0 V [\hat{\epsilon}_i - \hat{\epsilon}_b] [\hat{\epsilon}_i + 2\hat{\epsilon}_b]^{-1} \hat{\epsilon}_b \quad (1)$$

Bu ifadedeki şapka işareti ilgili bileşenin operatör formunda olduğunu belirtir. Kürelerin kutuplanabilirliği ile malzemenin etken dielektrik sabiti ise yerel elektrik alan yaklaşımı ile ifade edilebilir [9]:

$$\mathbf{E}_L = \mathbf{E}_e + \frac{1}{3\epsilon_0} \hat{\epsilon}_b^{-1} \mathbf{P} = \mathbf{E}_e + \frac{1}{3\epsilon_0} \hat{\epsilon}_b^{-1} [\hat{\alpha} N \mathbf{E}_L] \quad (2)$$

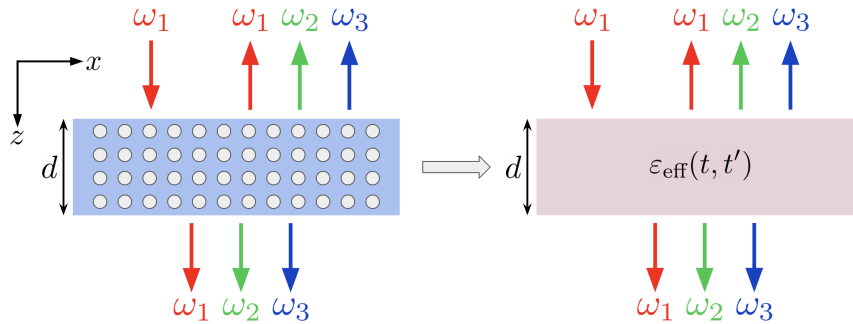
Bu formülde  $\mathbf{E}_L$  küreleri kutuplayan ve diğer kürelerin etkilerini de içeren etken yerel elektrik alanı,  $\mathbf{E}_e$  malzemeyi uyaran elektrik alanı ve  $N$  ise birim hacim başına düşen küre sayısını ifade eder. Yerel elektrik alan kullanılarak malzemenin hacimsel polarizasyon yoğunluğu türetilir. Bu polarizasyon ifadesi ve arka plan dielektrik sabiti kullanılarak etken dielektrik sabiti operatörü  $\hat{\epsilon}_{\text{eff}}$  için Maxwell Garnett formülü elde edilir:

$$\hat{\epsilon}_{\text{eff}} = \hat{\epsilon}_b + 3f [\hat{\epsilon}_i - \hat{\epsilon}_b] [\hat{\epsilon}_i + 2\hat{\epsilon}_b - f(\hat{\epsilon}_i - \hat{\epsilon}_b)]^{-1} \hat{\epsilon}_b \quad (3)$$

Klasik yaklaşımın doğrudan matris karşılığı olan bu ifadede  $f$ , küre hacminin birim hücre hacmine oranını belirtir ve doluluk oranı olarak tanımlanır. Dielektrik sabiti operatörleri, geniş bantta fiziksel olarak geçerli sonuçlar elde edilebilmesi için malzemenin frekans dispersiyonu ve zamana bağlı değişim mekanizması dikkate alınarak tanımlanmalıdır. Optik olarak kiplenebilen ITO ve benzeri şeffaf iletken oksit malzemelerin özellikleri Drude modeli kapsamında ele alınır [5]: bu model doğrultusunda malzeme özelliklerinde optik bir uyarım kaynaklı bir değişim zamana bağlı bir osilatör kuvveti ( $n(t)$ ) şeklinde tasvir edilebilir [8]:

$$\frac{d^2 \mathbf{P}}{dt^2} + \gamma \frac{d\mathbf{P}}{dt} = \epsilon_0 n(t) \omega_p^2 \mathbf{E} \quad (4)$$

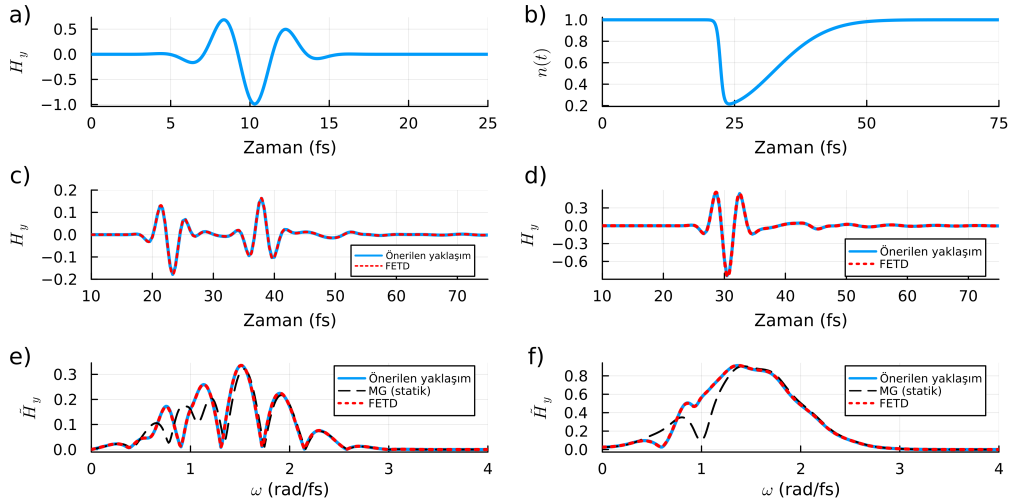
Bu diferansiyel denklemde  $\omega_p$  ve  $\gamma$  malzemenin plazma ve kayıp frekansını belirtir. Kompozit yapıda sadece kürelerin zamana göre değiştiği varsayıldığında ilgili dielektrik sabiti operatörü ilgili Denk. 4 aracılığıyla ayırık Fourier dönüşümü matrisi kullanılarak türetilir [8]. Zamanla değişen  $d$  kalınlığında bir metalmalzeme katmanının yansıma ( $\hat{\Gamma}$ ) ve iletim ( $\hat{t}$ ) operatörleri ise mod eşleme yöntemi [5] ile elde edilir.



Şekil 1. Dielektrik özellikleri zamanla değişen  $d$  kalınlığında bir kompozit katman ve homojen eşdeğeri

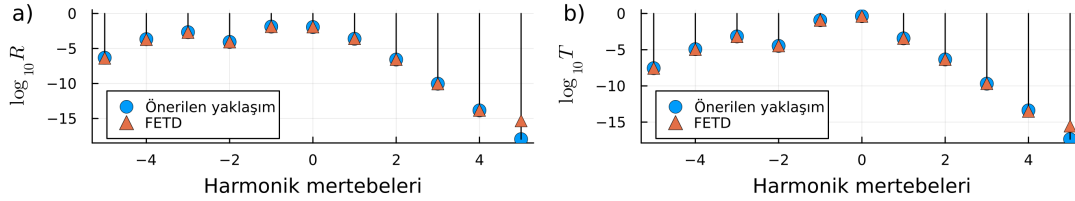
### 3. Sonuçlar

Önerilen operatör yöntemi kullanılarak bir darbe ile aperiodyk olarak uyarılan bir metalmalzeme katmanının yansıma ve iletim tepkisi incelenmiştir. Katmanın kırılma indisi 1.45 olan bir dielektrik malzeme içinde kübik olarak dizili kürelerden oluştuğu, küre yarıçapı ile kafes sabitinin ise sırası ile 15 ve 75 nm olduğu varsayılmıştır. 20 birim hücreden oluşan katmana dik olarak gelen düzlem ışık dalgasının boşluk dalga boyu  $\lambda_{\text{inc}} = 1300$  nm olarak alınmıştır. Küreler Drude modeli kullanarak ITO'nun malzeme özellikleri [5] ile modellenmiştir; malzemeye çarpan ışık darbesinin ve kürelerin osilatör kuvvetlerinin dalga biçimleri Şekil 2a ve 2b ile verilmiştir. Yansıyan ve iletilen manyetik alan dağılımları için elde edilen sonuçlar ise Şekil 2c ve 2d'de COMSOL yazılımın zaman uzayı modülü ile elde edilen tam dalga sonuçlar ile karşılaştırılmış ve büyük ölçüde uyumlu sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 2e ile 2f'de yansıyan ve iletilen alanların frekans dağılımları incelendiğinde ise zaman kiplemesinin saçıcı kürelerin plazmonik özellik gösterdiği frekanslarda katmanın Fabry-Pérot rezonanslarını statik ortama kıyasla belirgin şekilde değiştirdiği gözlemlenmiştir.



**Şekil 2.** Dinamik metamatlze katmanının zamandaki tepkisi: a) Katmana doğru ilerleyen düzlem dalga işareti; b) Plazma osilatör kuvvetinin zamana bağlı değişimi; c) Katmanın  $\lambda_{inc}$  gerisinde yansıyan manyetik alan; d) Katmanın  $\lambda_{inc}$  ilerisine iletilen manyetik alan; e) Yansıyan alan spektrumu; f) İletilen alan spektrumu

Önerilen yaklaşım ile benzer bir konfigürasyon altında periyodik olarak zamanla değişen bir Floquet metamatlze katmanının tepkisi de incelenmiştir. Doluluk oranı 0.16 olan ve  $n(t) = 1 + 0.5 \cos(\omega_m t)$  fonksiyonu ile modüle edilen 20 birim hücreli katmanın yansıma ve iletim oranları Şekil 3 ile verilmiştir. Farklı harmonik mertebelerinin sonuçlarının tam dalga analizleri ile uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.



**Şekil 3.** Bir Floquet metamatlze katmanının  $\omega_m = 0.8$  rad/fs için harmoniklere göre tepkisi: a) Yansıma oranı; b) İletim oranı

## Kaynaklar

- [1] E. Galiffi v.d., “Photonics of time-varying media,” Adv. Photonics, cilt. 4, no. 1., s. 014002, Şubat 2022.
- [2] M. Kreiczler ve Y. Hadad, “Wave analysis and homogenization of a spatiotemporally modulated wire medium,” Phys. Rev. Appl., cilt. 16, no. 5., s. 054003, Kasım 2021.
- [3] P. Garg v.d., “Two-step homogenization of spatiotemporal metasurfaces using an eigenmode-based approach,” Opt. Mater. Express, vol. 14, no. 2., p. 549, Ocak 2024.
- [4] F. R. Prudêncio ve M. G. Silveirinha, “Engineering nonreciprocal responses in traveling-wave spacetime crystals via Clausius-Mossotti homogenization,” Phys. Rev. Appl., cilt. 22, no. 5., s. 054080, Kasım 2024.
- [5] S. A. R. Horsley, E. Galiffi ve Y.-T. Wang, “Eigenpulses of dispersive time-varying media,” Phys. Rev. Lett., cilt. 130, no. 20., s. 203803, Mayıs 2023.
- [6] V. A. Markel, “Introduction to the Maxwell Garnett approximation: tutorial,” J. Opt. Soc. Am. A, cilt. 33, no. 7., s. 1244, Haziran 2016.
- [7] A. Sihvola, Electromagnetic Mixing Formulas and Applications. London: IET, 1999.
- [8] S. B. İplikçioğlu and M. I. Aksun, “Analytical modeling of time-varying and dispersive metasurfaces with surface susceptibility operators,” Phys. Rev. B, cilt. 111, no. 24, s. 245141, Haziran 2025.
- [9] G. Kristensson, S. Rikte ve A. Sihvola, “Mixing formulas in the time domain,” J. Opt. Soc. Am. A, cilt. 15, no. 5., s. 1411, Mayıs 1998.

## Orta Enlem İyonküresinde Ortanca Tabanlı Kuzey-Güney Asimetri Analizi

Şölen Kumbay Yıldız<sup>1\*</sup>, Orhan Arıkan<sup>2</sup>, Feza Arıkan<sup>1</sup>

<sup>1\*</sup>Hacettepe Üniversitesi,

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

<sup>2</sup>Bilkent Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

[solen@ee.hacettepe.edu.tr](mailto:solen@ee.hacettepe.edu.tr), [oarikan@ee.bilkent.edu.tr](mailto:oarikan@ee.bilkent.edu.tr), [arikan@ee.hacettepe.edu.tr](mailto:arikan@ee.hacettepe.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 2000–2024 yılları arasındaki GIM verileri kullanılarak, Atlantik Okyanusu üzerindeki orta enlem İyonküresi için düzlemsel TEİ yönseme modeli katsayılarının aylık-saatlik ortanca değerleri hesaplanmış ve kuzey-güney yarımküreler arasındaki asimetri irdelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, ekinoks dönemlerindeki benzer yönsemelere rağmen, TEİ seviyelerinde belirgin bir yarımküre asimetrisi olduğunu göstermektedir. Bu farkın, jeomanyetik konuma ek olarak, bölgelerin coğrafi konumlarından da kaynaklandığı ortaya konmuştur.

**Abstract:** In this study, planar trend model coefficients for midlatitude ionospheric TEC over the Atlantic Ocean were estimated from GIM data between 2000 and 2024 and analyzed through their 2-hourly monthly medians. Results reveal a clear north-south asymmetry in TEC levels, even during equinox periods when trends appear similar. This asymmetry is attributed not only to geomagnetic configuration but also to differences in geographic proximity to the equator.

### 1. Giriş

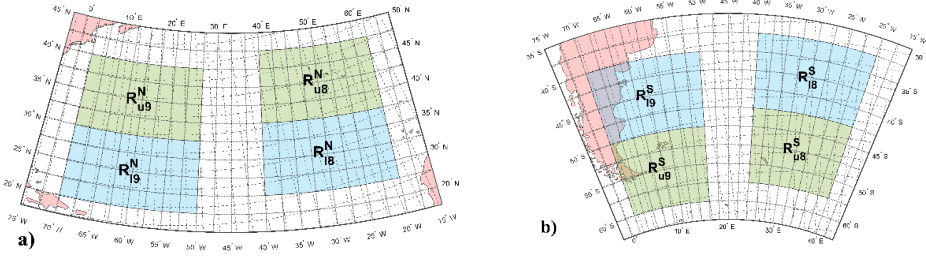
İyonküre, Güneş ve kozmik radyasyon etkisiyle iyonize olan atmosfer katmanı olarak, radyo dalgalarının yayılımı ve uydu tabanlı iletişim sistemleri açısından kritik öneme sahiptir. Özellikle orta enlem İyonküresi, Güneş radyasyonu, jeomanyetik aktivite ve atmosferik etkilerin etkileşimiyle şekillendiği için dikkatle incelenmektedir. Bu bölgedeki önemli parametrelerden biri olan Toplam Elektron İçeriği (TEİ), hem uzamsal hem zamansal değişkenlik gösterir. Önceki çalışmalar, TEİ'nin enlem ve boylamın bir fonksiyonu olarak düzlemsel modellerle temsil edilebileceğini göstermiştir [1], [2]. Bu kapsamda, 2000–2022 yıllarına ait küresel 48 orta enlem bölgesi için kapalı formda elde edilen düzlemsel model katsayılarının yüksek doğrulukla geçerli olduğu ortaya konmuştur [3]. Orta enlem İyonküresi, jeomanyetik ve coğrafi ekvatorun örtüşmemesi gibi nedenlerle kuzey-güney yönünde asimetritler ve bölgesel anomaliler sergiler [4]. Bu çalışmada, 2000–2024 yılları arasındaki güneş aktivitesi seviyelerine göre elde edilen düzlemsel model katsayılarının aylık-iki saatlik medyanları üzerinden, Atlantik Okyanusu üzerindeki kuzey ve güney orta enlem bölgeleri karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Horvath ve Lovell'in çalışmaları, Güney Atlantik Manyetik Anomalisi'nin (SAMA) İyonküre yapısı üzerindeki etkisini ortaya koyarken, kuzey yarımküredeki yaz dönemi yoğunluk artışlarının da bölgesel ve mevsimsel etkilerle sınırlı kaldığını göstermektedir [5]. Bu bağlamda, sekiz bölge üzerinde yapılan analiz, Atlantik üzerindeki orta enlem İyonküresindeki kuzey-güney asimetrisini nicel olarak ortaya koymaktadır. Kuzey-güney yarımküreler arasında tespit edilen bu asimetritler, İyonküresel gecikmelerin tahmininde ve İyonküre tabanlı hata modellerinin geliştirilmesinde doğrudan etkili olmaktadır. Bu durum, özellikle GNSS tabanlı konumlama ve uydu haberleşme sistemlerinde yön bağımlı hata kaynaklarının modellenmesinde dikkate alınmalıdır.

### 2. Yönseme Modeli ve Seçilen Bölgeler

Orta enlemde seçilen  $10^\circ \times 20^\circ$  boyutlarındaki bir bölge için TEİ dağılımı, düzgelenmiş enlem ve boylam koordinatlarında  $(\theta', \phi')$  zamana bağlı düzlemsel bir modelle ifade edilebilir [1-3]:

$$\mu(\theta', \phi'; n_t) = a_\mu(n_t) + a_\theta(n_t)\theta' + a_\phi(n_t)\phi' \quad (1)$$

Burada,  $a_\mu(n_t)$  TEİ'nin TECU cinsinden sabit seviyesini,  $a_\theta(n_t)$  ve  $a_\phi(n_t)$  ise sırasıyla enlem ve boylam doğrultusundaki TECU/° biriminden eğimini temsil eder. Modelin katsayıları, 2000-2024 yıllarını kapsayacak şekilde, JPL/NASA tarafından sağlanan ve uzamsal çözünürlüğü enlemde  $2,5^\circ$ , boylamda  $5^\circ$  olan GIM-TEİ verileri kullanılarak kestirilmiştir. Küresel İyonküre Haritaları (Global Ionosphere Maps-GIM), GPS alıcılarından elde edilen ölçümlerle İyonküredeki TEİ'yi yüksek doğrulukla tahmin eden ampirik modellerdir. Bu çalışmada Şekil 1'de gösterilen dördü kuzey, dördü ise güney yarımkürede olan ve Atlantik Okyanusu üzerinde yer alan sekiz orta enlem bölgesi dikkate alınmıştır. Bölgeler, geçmiş çalışmalarda gösterimlere sadık kalınarak isimlendirilmiştir. Buna göre R bölge (region), Bölgeler, önceki çalışmalarda gösterimlere sadık kalınarak



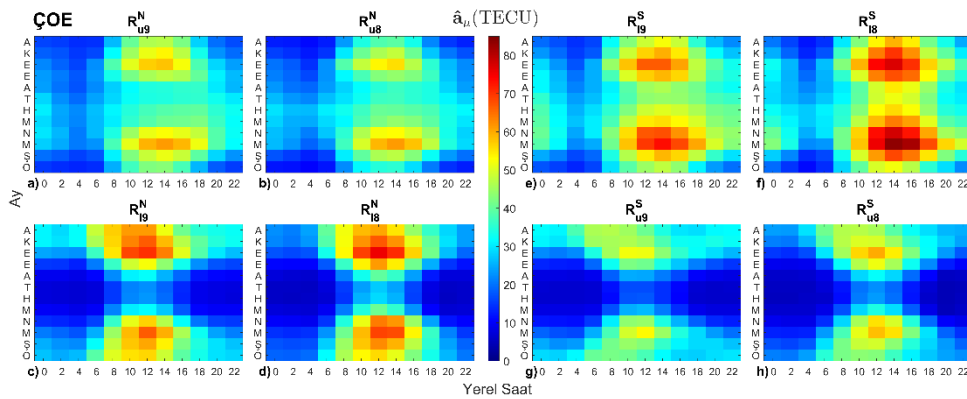
Şekil 1. Atlantik Okyanusu üzerindeki orta enlem bölgeleri. a) Kuzey yarımkürede yer alan  $R_{u8}^N$ ,  $R_{u9}^N$  ve  $R_{l8}^N$ . b) Güney yarımkürede yer alan  $R_{l8}^S$ ,  $R_{l9}^S$ ,  $R_{u8}^S$  ve  $R_{u9}^S$ .

adlandırılmıştır. Bu gösterimde, 'R' bölgeyi (region), 'N' ve 'S' sırasıyla kuzey (North) ve güney (South) yarımküreyi, 'u' ve 'l' ise üst (upper) ve alt (lower) bantları ifade etmektedir. '8' ve '9' ise, orta enlemi temsil eden ve her iki bantta 1'den 12'ye kadar numaralandırılan bölgeler içinde, Atlantik Okyanusu üzerindeki bölgelerin sıra numaralarını göstermektedir. Şekilde coğrafi koordinat çizgileri noktalı çizgilerle, jeomanyetik koordinatlar ise kesikli çizgilerle gösterilmiştir.

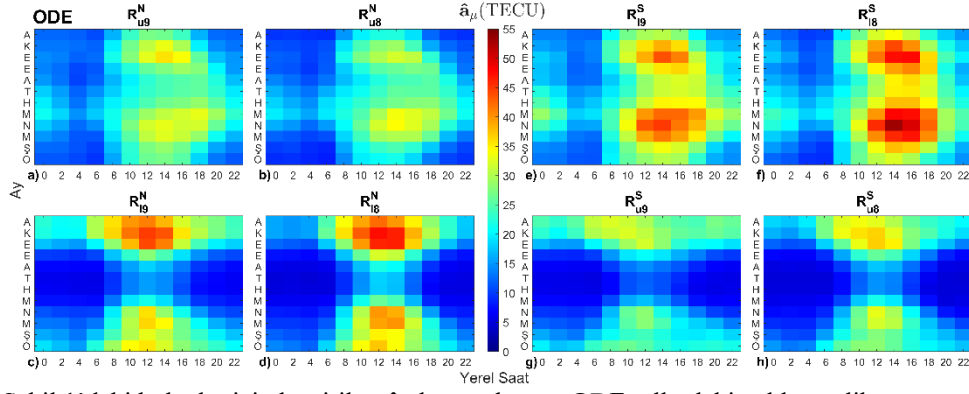
### 3. Yöntem ve Analiz

Kestirilen  $a_\mu$  katsayısı ( $\hat{a}_\mu$ ), farklı Güneş etkinliğine sahip yıllara göre gruplandırılmış [6] ve aylara göre 2 saatlik zaman çözünürlüğüyle sıralanmıştır. Elde edilen bu veri setinin ortancası alınarak ilgili Güneş etkinliğine sahip yılların her ayının yerel saatlerini temsil eden tek bir  $\hat{a}_\mu$  değeri elde edilmiştir, diğer bir deyişle, uç değerler elenerek veri setinin yönsemesi (eğilimini) ortaya çıkarılmıştır. Bu çalışmada seçilen bölgeler için sırasıyla çok etkin (ÇOE), orta derece etkin (ODE) ve az etkin (AZE) yıllar gözetilerek ortalanca  $\hat{a}_\mu$  değerleri hesaplanmıştır. ÇOE, ODE ve AZE yıllar için elde edilen sonuçlar Şekil 2, 3 ve 4'te gösterilmiştir.

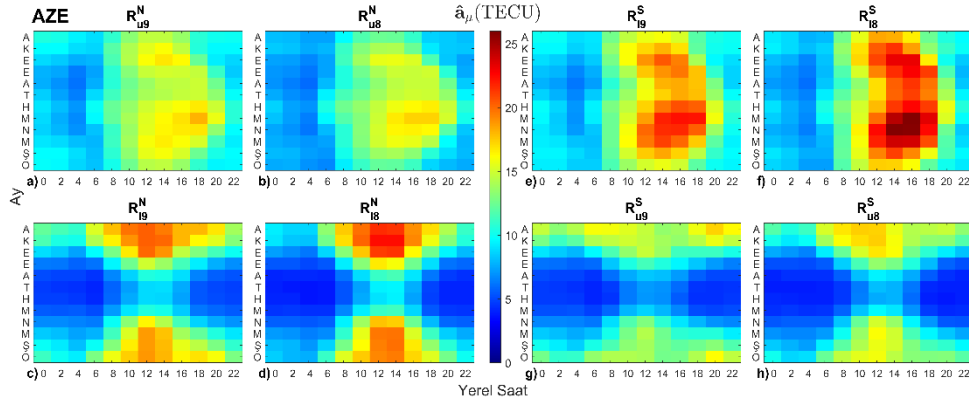
ÇOE yıllarda elde edilen ortalanca  $\hat{a}_\mu$  değerleri, hem kuzey (Haziran–Ağustos) hem de güney (Aralık–Şubat) yarımküre yaz aylarında ve öğle saatlerinde artış göstermektedir. Bununla birlikte, her iki yarımkürede de TEİ değerlerinin literatürle uyumlu şekilde ekinoks dönemlerinde tepe yaptığı gözlenmektedir. Ancak bu benzer yönsemeye rağmen, ekinoks aylarında kuzey ve güney yarımküreler arasında belirgin bir seviye farkı mevcuttur. Kuzey yarımküredeki bölgeler, coğrafi ekvatora güneydeki eşleniklerine göre daha yakın konumlandıkları için, aynı jeomanyetik bantta yer almalarına rağmen daha yüksek TEİ medyan değerlerine sahiptir. Bu durum, düzlemsel modelin ortaya koyduğu kuzey-güney asimetrisinin yalnızca manyetik yapıdan değil, coğrafi konum farklarından da kaynaklandığını göstermektedir. ODE yıllarda genel TEİ seviyeleri düşmekle birlikte, Mart ve Eylül aylarında her iki yarımkürede de belirgin artışlar gözlenmektedir. Bu dönemlerde güneş ışınımı daha simetrik dağılmasına rağmen, kuzey yarımküredeki bölgeler TEİ açısından daha yüksek ortalanca değerlere ulaşmaktadır. Güney yarımkürede ise özellikle sabah saatlerinde ve ilkbahar/sonbahar aylarında daha düzensiz ve düşük seviyeler dikkat çekmektedir. Bu durum, eğilimlerin benzerliğine karşın düzey farklarının sürdüğünü ve asimetrinin korunduğunu göstermektedir. Ayrıca, bölgesel coğrafi farklılıkların TEİ değişkenliği üzerindeki etkisi, güneş etkinliği azaldıkça daha belirgin hale gelmektedir. AZE yıllarında TEİ seviyeleri tüm bölgelerde azalmakla birlikte, Mart ve Eylül ekinoks dönemlerinde yine her iki yarımkürede dikkat çekici artışlar gözlenmektedir. Ancak bu dönemlerde bile kuzey yarımküre bölgeleri, coğrafi ekvatora daha yakın olmaları sayesinde sistematik olarak daha yüksek medyan  $\hat{a}_\mu$  değerleri sergilemektedir. Güney yarımküredeki eşlenik bölgeler, özellikle gece ve sabah saatlerinde daha düşük TEİ düzeyleriyle dikkat çekerken, SAMA gibi yerel anomaliler bu farkı daha da



Şekil 2. Şekil 1'deki bölgeler için kestirilen  $\hat{a}_\mu$  katsayılarının ÇOE yıllardaki aylık-saatlik ortalanca değerleri.



Şekil 3. Şekil 1’deki bölgeler için kestirilen  $\hat{a}_\mu$  katsayılarının ODE yıllardaki aylık-saatlik ortalama değerleri.



Şekil 4. Şekil 1’deki bölgeler için kestirilen  $\hat{a}_\mu$  katsayılarının AZE yıllardaki aylık-saatlik ortalama değerleri.

derinleştirmektedir. Aynı jeomanyetik bantta yer almalarına rağmen, coğrafi enlem farkı güneş ışınımı alma koşullarını ve dolayısıyla TEİ birikimini etkileyerek yarımküreler arası dengesizliğe neden olmaktadır.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, Atlantik Okyanusu üzerindeki sekiz orta enlem bölgesine ait düzlemsel TEİ yönseme modelinin sabit seviye katsayısının, 2000–2024 yılları arasında 2 saatlik çözünürlükte hesaplanan aylık ortalama değerleri incelenmiştir. Farklı Güneş etkinliği yıllarında, ekinoks dönemlerinde benzer yönsemeler görülsede, kuzey ve güney yarımküreler arasında belirgin seviye farkları tespit edilmiştir. Aynı jeomanyetik bantta yer alan bölgeler arasındaki bu farklar, yalnızca manyetik yapı ile açıklanamayacak kadar sistematik olup, kuzey yarımkürenin coğrafi ekvatora yakınlığı ve güneydeki yerel anomaliler (Güney Atlantik Manyetik Anomalisi-SAMA gibi) bu farklılıkları artırmaktadır. Bulgular, orta enlem İyonküresindeki kuzey–güney asimetrisinin manyetik ve coğrafi konumun bileşik etkileriyle oluştuğunu ve bu etkinin modelleme çalışmalarında dikkate alınması gerektiğini göstermektedir. Ayrıca, tespit edilen asimetrielerin GNSS konumlama doğruluğu ve uydu haberleşme bağlantı güvenilirliği üzerinde yön bağımlı İyonküresel hata kaynakları oluşturabileceği değerlendirilmektedir.

#### Kaynaklar

- [1]. Kumbay Yildiz, S. ve Arikan, F., “Estimation of planar trend model parameters for midlatitude ionosphere”, Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt.125 no.2, s.e2019JA027223, 2020.
- [2]. Yildiz, S. K., “Investigation of the planar midlatitude ionospheric trend under different levels of solar activity”, Advances in Space Research, cilt.71 no.5, s.2252-2268, 2023.
- [3]. Yildiz, S. K., Arikan, O., ve Arikan, F., “Planar trend model for the midlatitude ionosphere”, Advances in Space Research, 2025.
- [4]. Gulyaeva, T. L., Arikan, F., Hernandez-Pajares, M., ve Veselovsky, I. S., “North-south components of the annual asymmetry in the ionosphere”, Radio Science, cilt.49 no.7, s.485-496, 2014.
- [5]. Horvath, I., ve Lovell, B. C., “Investigating the relationships among the South Atlantic Magnetic Anomaly, southern nighttime midlatitude trough, and nighttime Weddell Sea Anomaly during southern summer”, Journal of Geophysical Research: Space Physics, cilt. 114 no. A2, 2009.
- [6]. Ardic, F., “Tekil Değer Ayırımı ile 2-B Toplam Elektron İçeriği Yeniden Yapılandırılması”. MSc Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Hacettepe Üniversitesi, 2023.

## Çoklu Sabit Radar Sisteminde Makine Öğrenmesi Temelli Hedef Konumlandırılması

Musa Burak Baytok, Sude Nida Kılıç\*, Edip Emir Koçoğlu\*, Ali Özgür Yılmaz\*

Anketek Elektronik Teknoloji

Ankara

musa.baytok@anketek.com.tr

\*Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

sude.kilic@metu.edu.tr, emir.kocoglu@metu.edu.tr, aoyilmaz@metu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, çoklu sabit (multistatik) radar sistemlerinden elde edilen menzil gözlemleri kullanılarak hedef konumlandırması yapan makine öğrenmesi temelli bir yöntem sunulmaktadır. Menzil gözlemleri eşiklenip ızgaraya aktarılmakta, oluşturulan bu ızgara bir yapay sinir ağına verilmekte ve ağ çıktısı ikinci bir eşikleme adımıyla işlenerek hedef tespiti ve konumlandırma gerçekleştirilmektedir. Önerilen yöntem, konumlandırma sırasında az sayıda hayalet hedef üretmekte ve tek radar senaryosuna kıyasla daha doğru konum sonuçları vermektedir.

**Abstract:** This study proposes a machine learning-based method for target localization using range observations collected from a multistatic radar system. The range observations are thresholded and mapped onto a grid, which is then fed into a neural network. The network output is processed through a second thresholding step to perform target detection and localization. The proposed approach generates few ghost targets during localization and achieves more accurate localization results compared to single-radar scenarios.

### 1. Giriş

Hedef konumunun multistatik radar sistemleriyle hassas şekilde belirlenmesi, günümüz radar teknolojilerinde önemli bir konudur. Geleneksel tekli sabit radar (monostatik) sistemlerine kıyasla, multistatik yapıları daha geniş bir açıklık sağlayarak konum doğruluğunu artırmakta ve büyük açıklıklı sistemlerin yerini alabilmektedir [1]. Bu sistemlerde, farklı radarların ölçtüğü menzil verileri birleştirilerek hedef konumu merkezi olarak hesaplanır. Zhang ve arkadaşları, hedef konumu ve hızı bilinmeyen durumlar için geliştirdikleri merkezileştirilmiş genellenmiş olabilirlik oranı testi (GLRT) tabanlı bir dedektör ile multistatik radar sistemlerinde çoklu hareketli hedef tespitini ele almış, “hayalet hedef” oluşumunu azaltmak için maksimum olabilirlik kestirimi (MLE) destekli bir doğrulama mekanizması önermiştir [2]. Hayalet hedef, gerçek bir hedefin bulunmadığı ızgara hücrelerinde ortaya çıkan ve aslında diğer hedeflerden gelen yankı bileşenlerinin bu hücreye yansıtılması sonucu oluşan yanlış tespittir.

Bu çalışmada, multistatik radar verilerini kullanarak hedef konumlandırmasını sağlamak amacıyla U-Net [3] tabanlı bir makine öğrenmesi yaklaşımı önerilmektedir. Model, radar gözlemlerinden uzamsal örüntüleri öğrenerek hedef tespiti ve konumlandırmasının yanı sıra, hayalet hedef sayısını da düşük tutmayı hedeflemektedir.

### 2. Radar ve Sinyal Modeli

Multistatik radar sistemi, uzamsal olarak ayrık ve sayısı  $K > 1$  olan radarları içermektedir. Her bir radarın konumu  $\mathbf{p}_{R,k} = [x_{R,k}, y_{R,k}]^T$  ile gösterilir ve  $k = 0, 1, \dots, K-1$  aralığında numaralandırılmıştır. Tüm radarların menzil hücresi düzeyinde zaman senkronizasyonuna sahip olduğu varsayılmaktadır. Radarlar ortak bir gözetleme bölgesine aynı anda hüzmeye gönderimi yapmaktadırlar. Gözetleme bölgesi içinde  $L > 0$  adet hedef  $\mathbf{p}_{T,l}$  konumunda ( $l = 0, 1, \dots, L-1$ ) bulunmaktadır. Tüm hedefler farklı konumdadır. Bu çalışmada, yalnızca mesafe bilgisi üzerinden hedef konumlandırılması yapıldığı için, genelliği bozmadan, her bir radarın  $M = 1$  adet darbe sinyali gönderdiği varsayılmıştır. Zaman gecikmesi  $\tau_{k,l} = \frac{R_{k,l}(\mathbf{p}_{T,l})}{c}$  olarak tanımlanır. Burada  $R(\cdot)$ , radar-hedef mesafesini ve  $c$  ise ışık hızını temsil eder. Hedeften yansıyor,  $k$  numaralı radar tarafından alınan yankı (1)’deki gibi ifade edilir.

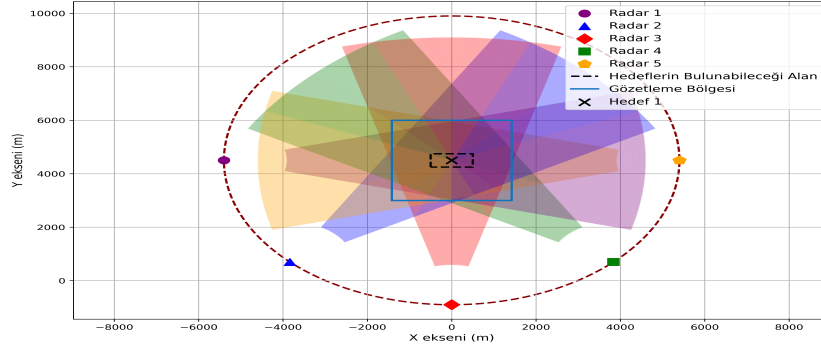
$$\mathbf{R}_k = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} \mathbf{s}_k(\mathbf{p}_{T,l}) + \mathbf{W}_k \quad (1)$$

Burada  $\alpha_{k,l}$  hedefin karmaşık saçılım katsayısı,  $\mathbf{s}_k(\mathbf{p}_{T,l})$  hedeften alınan sinyal ve  $\mathbf{W}_k$ , Gauss dağılımlı, sıfır ortalamalı, çembersel simetrik ve varyansı  $\sigma_i^2$  olan gürültüdür.



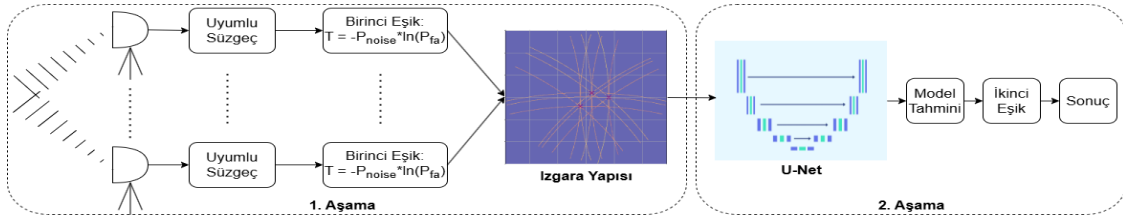
### 3. Multistatik Radar Senaryosu ve Sinyal İşleme

Şekil 1, uzayda birbirinden ayrık şekilde konumlandırılmış 5 adet bileşenden oluşan örnek bir multistatik radar sistemini göstermektedir. Radarların yatay hüzmeye genişliği  $30^\circ$  olup, hepsi ortak bir gözlem bölgesine yönlendirilmiştir. Gözetleme bölgesi içerisinde hedeflerin bulunabileceği alan kesikli kutucuk ile sınırlandırılmıştır. Hedefler, Swerling 1 modeline göre üretilmiş olup, her radarın hedefleri istatistiksel olarak bağımsız radar kesit alanı (RKA) değerleriyle gözlemlendiği varsayılmıştır.



Şekil 1. Radar gözlemlerinin Kartezyen ızgarada birleştirilmesi.

Hedeyten yansıyan sinyallere, her bir radarda uyumlu süzme (matched filtering) uygulanmakta ve sonuçlar bir eşikleme işleminden geçirilerek Şekil 2'de birinci aşamada gösterildiği gibi iki boyutlu bir Kartezyen ızgara üzerine aktarılmaktadır. Radar gözlemlerinin bu ızgara üzerinde temsil edilmesiyle, tespit edildiği varsayılan hedef konumlarına karşılık gelen koordinatlarda farklı radarların gözlemleri kesişmektedir. Olabildiğince fazla tespiti ızgaraya geçirebilmek amacıyla birinci eşikte  $P_{fa} = 10^{-2}$  olarak seçilmiştir.



Şekil 2. Önerilen hedef tespit metodu. (Gerçek hedef konumları çarpı ile gösterilmiştir.)

Oluşturulan ızgara yapısı, ikinci aşamada uygulanan derin öğrenme modeline verilmekte; modelin çıktısı ise ikinci bir eşikleme (eşik değeri = 0.2) işlemine tabi tutularak hedef tespiti ve konumlandırılması gerçekleştirilmektedir.

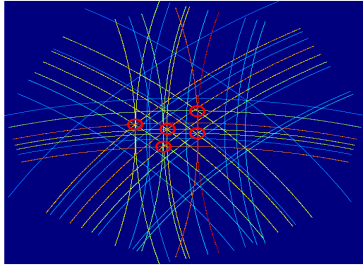
### 4. Derin Öğrenme Modeli

Bu çalışmada, ızgara görüntüsünden hedef tespiti yapabilen bir U-Net modeli kullanılmıştır. Eğitimin temel varsayımı, ızgara üzerinde radar gözlemlerinin kesiştiği noktaların hedefi temsil ettiği, diğer bölgelerin ise önemsiz olduğudur. Etiketler, gerçek hedef konumlarına karşılık gelecek şekilde üretilmiştir. U-Net mimarisi, kodlayıcı-çözücü yapısındadır. Kodlayıcı bölümde evrişim, ReLU aktivasyonu, küme normalizasyonu ve maksimum ortaklama; çözücü bölümde ise örnekleme çoğaltma ve atlama bağlantıları yer almaktadır. Çıkış katmanında  $1 \times 1$  evrişim ve sigmoid aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Eğitim sürecinde, ikili çapraz entropi kayıp fonksiyonu ve Adam eniyileme algoritması ile 0,001 öğrenme çarpanı kullanılmıştır. Şekil 3, beş hedef içeren örnek bir senaryoyu göstermektedir. Şekil 3(a), yapay sinir ağına verilen girdiyi, Şekil 3(b), hedeflerin gerçek konumlarını gösteren etiketi ve Şekil 3(c) ise modelin çıktısının ikinci eşikten geçirilerek elde edilen nihai sonucu göstermektedir. Yapay sinir ağı, eğitimi sırasında hedef sayısı 1–9 aralığında değişken senaryolar kullanılarak eğitilmiştir.

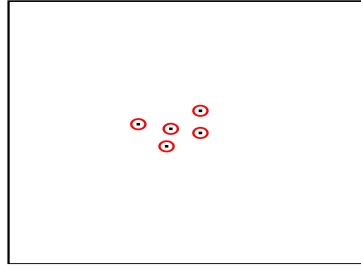
### 5. Performans Analizi

Bu bölümde, performans değerlendirmesi yapılacaktır. Şekil 4(a), farklı hedef sayıları için, eğitilen yapay sinir ağının tespit başarımını, monostatik sistemle karşılaştırmalı olarak göstermektedir. Monostatik senaryosunda yalnızca birinci eşikleme ( $P_{fa} = 10^{-6}$ ) uygulanarak tespit yapılmıştır. Önerilen yöntem, monostatik senaryosuna

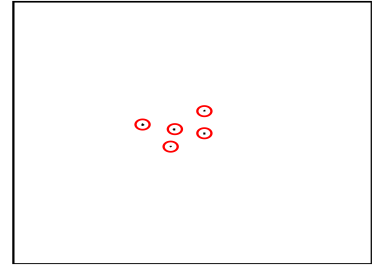




(a) Yapay sinir ağına verilen girdi.



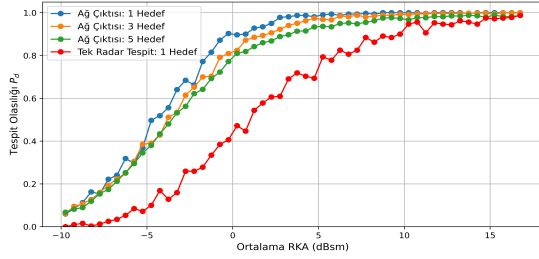
(b) Yapay sinir ağına verilen etiket.



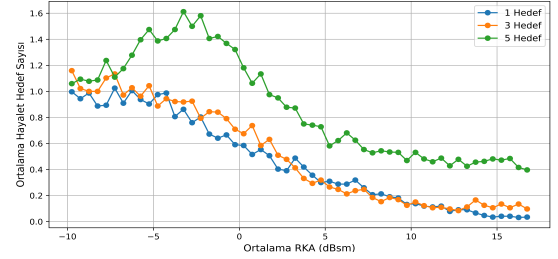
(c) Yapay sinir ağı tarafından üretilen çıktı.

**Şekil 3.** Bir sahne için yapay sinir ağına verilen girdi, kullanılan etiket ve model çıktısı.

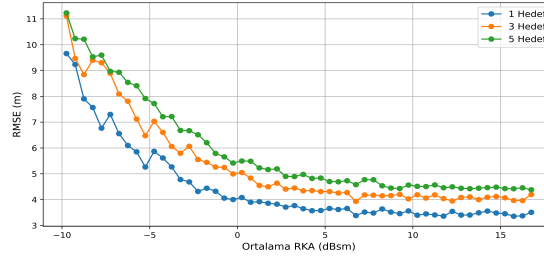
kıyasla tespitte yaklaşık 7–8dB avantaj sağlamaktadır. Ancak, monostatik sisteme teorik olarak multistatik sistemle eşdeğer güç verilmesi durumunda tespit başarımları benzer hâle gelmektedir. Buna karşılık, önerilen sistem hedeflerin Kartezyen konumlarını doğrudan tahmin edebilmektedir. Şekil 4(b), modelin tahminleri sonucunda oluşan ortalama hayalet hedef sayılarını göstermektedir. En fazla 1,6 olarak gözlenen bu değer, RKA arttıkça belirgin şekilde azalmaktadır. Şekil 4(c) ise, modelin yalnızca tespit edilen hedefler üzerinden hesaplanan kök ortalama kare hata (RMSE) değerlerini göstermektedir. RKA arttıkça, RMSE değerlerinde azalma gözlenmektedir.



(a) Tespit performansı.



(b) Ortalama hayalet hedef sayıları.



(c) RMSE değerleri.

**Şekil 4.** Yapay sinir ağının farklı hedef sayılarındaki performansı.

## 6. Sonuç

Bu çalışmada, multistatik radar sistemlerine ait menzil gözlemlerinden hedef konumu çıkarımı yapılması amacıyla makine öğrenmesi temelli bir yöntem sunulmuştur. Eğitilen yapay sinir ağı, gerçek hedef konumlarını ızgara yapısından tahmin etmeyi öğrenmiştir. Önerilen yöntem, monostatik senaryoya göre daha doğru hedef konumlandırması sağlamakta ve düşük sayıda hayalet hedef oluşturmaktadır.

## Kaynaklar

- [1] Malanowski M. ve Kulpa K., “Two Methods for Target Localization in Multistatic Passive Radar,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, cilt.48, no.1, s.572-580, Ocak 2012.
- [2] S. Zhang, L. Du, Y. Zhou, Z. Zhang, L. Zhang, ve S. Cheng, “Centralized multiple moving target detection using multistatic radar system,” *2021 CIE Int. Conf. Radar (Radar)*, Haikou, China, Aralık 2021, s.2600–2603.
- [3] Ronneberger O., Fischer P. ve Brox T., “U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation,” *MICCAI 2015*, 18. Uluslararası Konferans, Münih, Almanya, 5–9 Ekim 2015, Springer, Cilt III, s.234–241.

## Gömülü İletken ve Dielektrik Cisimlerin Konum ve Derinliklerinin Radar ile Tespiti

Beste Yağmur Avanoğlu, Elif Koçak, Egemen Bilgin

Mef Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İstanbul

[avanoglube@mef.edu.tr](mailto:avanoglube@mef.edu.tr), [kocake@mef.edu.tr](mailto:kocake@mef.edu.tr), [bilgine@mef.edu.tr](mailto:bilgine@mef.edu.tr)

**Özet:** Yeraltı görüntüleme radarları gömülü nesneleri tespit etmek ve yer altındaki nesne hakkında bilgi sahibi olmak için yaygın olarak kullanılan sistemlerdir. Özellikle derinde gömülü dielektrik cisimleri içeren senaryolarda sistem başarısında düşme gözlenmektedir. Bu çalışmada bu problemin çözümü için 1-2 GHz frekans aralığında çalışan bir Horn anten ile monostatik yapıda kompleks S parametreleri elde edilmiş; bu S parametreleri Hermisyen simetriye sahip olacak şekilde dönüştürüldükten sonra zaman domenine aktarılmıştır. Antenin iç yansımaları ve toprak yüzeyinden yansımanın etkisi referans ölçüm sonuçları kullanılarak elimine edilmiştir. Simülasyon ortamında farklı derinliklerdeki iletken ve dielektrik cisimlerle testler sonucu yöntemin yeterli doğrulukta sonuç ürettiği görülmüştür.

**Abstract:** Ground Penetrating Radars are widely used to detect buried objects and provide information about the object underground. In this study, complex S parameters are obtained in a monostatic structure via a Horn antenna operating in the 1-2 GHz frequency range; then, these S parameters are transformed to have Hermitian symmetry before being transformed into the time domain. The internal reflections of the antenna and the effects of reflection from the ground surface are eliminated using reference measurement outputs. The simulation results show that the proposed system can accurately detect the locations and depths of conducting and dielectric buried objects.

### 1. Giriş

Yeraltı görüntüleme radarları invaziv olmayan biçimde gömülü cisimlerin tespit edilmesinde ve konumlandırılmasında yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Bu sistemlerde toprak altı bölge, antenlerden yayılan elektromanyetik dalgalar tarafından aydınlatılır ve yansıyan dalgalardan yola çıkarak bu bölgenin görüntülenmesi hedeflenir. Kullanılan radarın yapısına göre sistem darbe [2] veya sürekli dalga [3] tipli olabilir. Bunun dışında anten modeli, bant genişliği veya kullanılan işaret işleme teknikleri gibi parametreler de sistemin başarısı üzerinde etkili olmaktadır.

Bu çalışmada darbe tipli bir radar sistemi için öncelikle geniş bantlı bir Horn anten CST ortamında tasarlanmıştır. Horn antenler geniş bantta yüksek güç aktarımına imkan sağladıkları için yeraltı görüntülemelerde tercih edilmektedir [4,5]. Burada anten 1-2 GHz bandında çalışacak şekilde optimize edilmiştir. Bu değer aralığı hem toprak altında derine nüfuz edecek kadar düşük, hem de yeterli çözünürlüğe sahip olacak kadar yüksek olması bakımından tercih edilmiştir. Sistemsel karmaşıklığı düşük tutmak adına monostatik bir yapı kullanılmış, yani aynı anten hem alıcı hem verici olarak kullanılmıştır.

Gerçek ölçüm sistemlerinde topraktan yansıyan dalganın taşıdığı bilginin alıcı antenden alınan kompleks S parametrelerinden okunması gerekmektedir. Burada temel sorun S parametresinin tek taraflı olarak ölçülmesidir. Bu verilerin zaman domenine aktarılması için öncelikle Hermisyen simetrik hale getirilmeleri gerekmektedir [6]. Bu işlemin sonucunda zaman domenine aktarılan veriden yansıtıcı nesnelerin konum bilgisi çıkartılabilir.

Son aşamada göz önüne alınması gereken nokta gömülü cisimden yansıyan dalganın toprak yüzeyinden yansıyan dalgaya göre çok zayıf olmasıdır. Bu nedenle ölçüm sonuçlarından gömülü cisimler hakkında bilgi elde etmek için öncelikle toprağın etkisinin ortadan kaldırılması gerekir [7]. Burada bu amaç için referans ölçüm sonucundan çıkarma ve ortalamadan çıkarma yöntemleri kullanılmıştır. Bu yöntemler bağımsız bileşenler analizi (ICA) gibi görece kompleks tekniklere nazaran daha kolay gerçekleştirilebilir olmaları bakımından tercih edilmiştir. Sonuç olarak, monostatik Horn anten, Hermisyen dönüşüm ve toprak kaldırmadan oluşan önerilen yapı CST ortamında dielektrik ve iletken cisimler ile test edilmiştir. Bu yapı simülasyon sonuçlarından görüldüğü kadarıyla cisimleri konumlandırma ve derinliklerini tespit etmede tatmin edici performans göstermektedir. Dolayısıyla yapay açıklık (SAR) veya kompleks radar işaret işleme teknikleri kullanılmaksızın yeraltı görüntüleme yapabilecek bir sistemin altyapısını oluşturabileceği sonucuna varılabilir.

**Tablo I.** Horn Anten Parametreleri

| İsim                     | Değer (mm) |
|--------------------------|------------|
| Konik Açı (derece)       | 30         |
| Horn Anten Uzunluğu      | 340        |
| Yüzey Kalınlığı          | 127        |
| Dalga Kılavuzu Genişliği | 112        |
| Dalga Kılavuzu Uzunluğu  | 56,2       |

## 2. Anten ve Uyarılma Sinyali

Giriş bölümünde belirtildiği üzere bu çalışmada 1-2 GHz bandında çalışan kare açıklıklı Horn anten kullanılmıştır. Anten simülasyonları CST ortamında yapılmış ve anten parametreleri istenilen aralık için optimize edilmiştir. Kare açıklıklı Horn antenin temel parametreleri Tablo 1’de verilmiştir.

Radar uygulamalarında çözünürlüğü belirleyen bir diğer etmen de kullanılan uyarılma sinyalidir. Darbe tipli bir radarda çözünürlük kullanılan sinyalin bant genişliği ile doğru orantılı olacaktır. Darbe genişliğini artırmadan geniş bant sağlamak için bu çalışmada doğrusal frekans modülasyonlu sinyal (LFM, up-chirp) kullanılmıştır. Kullanılan işaretin frekansının zamanla değişimi şu şekildedir:

$$f(t) = f_0 + C_R \cdot t \quad (1)$$

Burada, başlangıç frekansı  $f_0$  1 GHz, frekans artış oranı  $C_R$  ise 0,4 olarak seçilmiştir. Darbenin toplam süresi ise 5 nanosaniyedir. Bu çalışmadaki tüm simülasyonlarda bu sinyal kullanılmıştır.

## 3. Hermisyen Simetri ve Çözünürlük

2. bölümde açıklanan anten ve uyarılma sinyali ile ölçüm gerçekleştirildiğinde sonuç olarak tek taraflı, yani sadece pozitif frekanslarda değerler alan kompleks S parametreleri elde edilecektir. Bu çalışmada monostatik yani alıcı ve verici olarak aynı antenin kullanıldığı ölçüm düzeni modellendiğinden sadece  $s_{11}$  yansıma parametresi CST ortamında üretilmiştir. Simülasyon sonucu elde edilen  $f_{\min} = 1,42$  GHz ve  $f_{\max} = 1,78$  GHz aralığında 1001 noktalı kompleks  $s_{11}$  parametresi ham radar verisi olarak kullanılmıştır.

Bu  $s_{11}$  verisinde negatif frekans değerleri temsil edilmediğinden doğrudan ters Fourier dönüşümü ile zaman domenine aktarmak anlamlı olmayacaktır. Bu nedenle verinin önce Hermisyen simetriye sahip olacak şekilde dönüştürülmesi gerekmektedir [6]. Bu amaçla frekans adım aralığı  $\Delta f = 3,6 \cdot 10^{-4}$  GHz sabit kalacak şekilde  $[-f_{\max}; -f_{\min}]$  aralığı için  $s_{11}$  değerleri orijinal  $[f_{\min}; f_{\max}]$  aralığındaki  $s_{11}$  değerlerinin kompleks eşleniği olacak şekilde belirlenir. Yine  $[-f_{\min}; f_{\min}]$  aralığı da sıfır ile doldurularak  $[-f_{\max}; f_{\max}]$  aralığında  $L = 9921$  nokta uzunluğunda Hermisyen simetrik  $s_{11}$  parametreleri üretilmiş olur. Bu Hermisyen simetrik veri, ters Fourier dönüşümü ile doğrudan zaman domenine aktarılabilir.

Bu senaryoda zaman domenindeki adım aralığı  $\Delta t = 1/(\Delta f \cdot L) = 0,28$  ns olarak belirlenecektir. Radar sisteminin tanım bağıntısı göz önüne alınarak uzaydaki çözünürlük  $\Delta x$  ise  $\Delta x = 0,5 \cdot (\Delta t \cdot c) = 4,2$  cm şeklinde hesaplanabilir. Buna göre bu sistemle ideal durumda cisimlerin mesafesi 4,2 cm hata payıyla belirlenebilmektedir. Burada  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s boş uzaydaki ışık hızıdır.

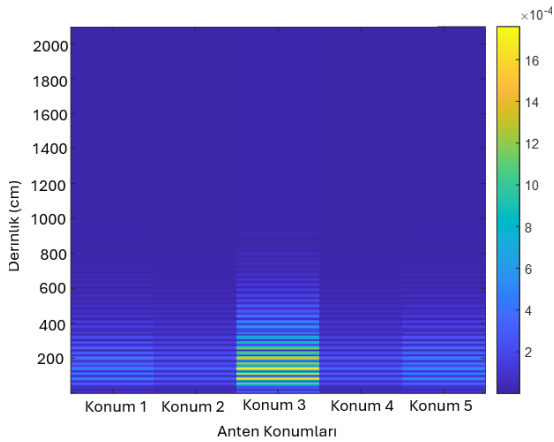
## 4. Sonuçlar

Önerilen sistem yine CST ortamında gömülü iletken ve dielektrik cisimlerle test edilmiştir.  $2,5\text{m} \times 1,5\text{m} \times 10\text{m}$  boyutlarındaki toprak bloğu içinde farklı derinliklere  $20\text{cm} \times 20\text{cm} \times 10\text{cm}$  ebatlarında bakır ve ahşap cisimler yerleştirilmiş ve bu yapı önceki bölümde belirtilen antenle aydınlatılmıştır. Anten toprak yüzeyinden 10 cm yukarıya yerleştirilmiştir. Böylece 50 cm boyundaki antenin faz merkezi toprak yüzeyinden 60 cm yukarıda konumlanmış olur. Anten bir pozisyonda sabitlenip ölçüm yapıldıktan sonra 0,5 m yana kaydırılarak yeni ölçüm

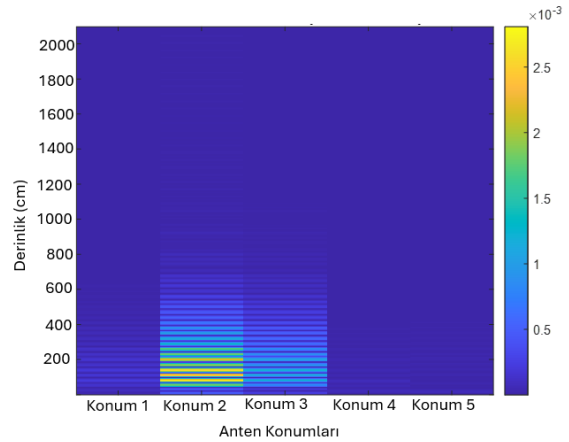
pozisyonuna getirilerek işlem tekrar edilmektedir. Bu şekilde üretilen her bir ölçüm sonucu yan yana yerleştirilerek iki boyutlu görüntüleme grafiği (B Scan) oluşturulur. Burada gömülü cisimden yansımanın tespit edilebilmesi için antenin iç yansımaları ve toprak yüzeyinden yansımanın katkısının elimine edilmesi gerekmektedir [7]. Bu amaç için kullanılabilecek farklı yöntemler arasından ortalama çıkarma ve toprak kaldırma teknikleri bu çalışmada tercih edilmiştir. Yapılan simülasyonlarda iki tekniğin benzer sonuçlar ürettiği gözlemlenmiştir.

CST ortamında üretilen simülasyon verileri kullanılarak iki boyutlu görüntüleme grafikleri oluşturulmuştur. Burada verilen örneklerde beş farklı anten konumunda ölçüm yapıp zaman domen analiziyle cisimlerin varlıkları ve derinlikleri tespit edilmektedir. İlk örnekte iletken bakır cisim 55 cm derinliğe gömülerek ölçümler yapılmıştır. Cismin konumu üçüncü anten pozisyonunun altına karşılık düşmektedir. Görüntüleme grafiği Şekil 1’de verilmiştir. Grafikte beklendiği gibi üçüncü anten konumunda cismin varlığı belirgin bir şekilde görülmektedir. Derinliği belirlerken ise üçüncü konumda genliğin maksimum olduğu nokta referans alınır. Grafikte bu nokta  $x=113$  cm noktasına tekabül etmektedir. 60 cm’lik faz merkezi farkı çıkarıldığında cismin derinliği 53 cm olarak bulunur.

İkinci örnekte dielektrik cisim için görüntüleme yapılmıştır. Ahşap cisim bu kez ikinci ölçüm konumunun altına denk gelecek şekilde 75 cm derinliğe gömülmüştür. Bu senaryo için görüntüleme grafiği Şekil 2’de verilmiştir. Bu grafikte de ikinci ölçüm konumunda cismin varlığı net olarak gözükmemektedir. Derinlik için referans alınan tepe noktası ikinci ölçüm konumu için bu kez  $x=134$  cm konumundadır. Bu da 74 cm’lik bir derinliğe tekabül eder. Sonuç olarak Horn anten, Hermisyen simetri ve ortalama çıkarmadan oluşan sistemin farklı konum ve derinliklerde dielektrik veya iletken cisimleri konumlandırabildiği sonucuna varılabilir. Bu anlamda pratik bir sistemin altyapısını oluşturma potansiyelini taşımaktadır.



**Şekil 1.** 55 cm derinlikteki bakır cisim için sonuç. Cisim 3. ölçüm konumunda yer almaktadır.



**Şekil 2.** 75 cm derinlikteki ahşap cisim için sonuç. Cisim 2. ölçüm konumunda yer almaktadır.

## Kaynaklar

- [1]. D.J. Daniels, “Ground Penetrating Radar”, John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [2]. Li L, Tan A C, Jhamb K, Rambabu K, “Buried object characterization using ultra-wideband ground penetrating radar” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol 60(8) p 2654-2664, 2012.
- [3]. Liang H and He Z; “Study on signal processing of FMCW ground penetrating radar” Proceedings of the IEEE International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation p 528-53, 2009.
- [4]. Zych, M.. “Ground penetrating radar simulations of non-homogeneous soil with CST Studio Suite”. Przegląd Elektrotechniczny, 89(7), 182-185. 2013.
- [5]. Joret, A., Sulong, M. S., Abdullah, M. F. L., Madun, A., & Dahlan, S. H., “Design and simulation of horn antenna using CST software for GPR system”. In Journal of physics: conference series (Vol. 995, No. 1, p. 012080). IOP Publishing, 2018.
- [6]. M. Perotoni, C. Junior, and K. Santos, “Conversion of Scattering Parameters to Time-Domain for Imaging Applications: Rules and Examples,” Journal of Communication and Information Systems, vol. 36, no. 1, pp. 62–69, 2021.
- [7]. S. Tjora, E. Eide, and L. Lundheim, “Evaluation of methods for ground bounce removal in gpr utility mapping”, in Proceedings of 10th International Conference on Ground Penetrating Radar, 2004, pp. 379382

## EMG Destekli Kimlik Doğrulamada El Hareketlerinin Rolü: En Etkili Biyometrik İşaretlerin Tespiti

Enes Halit AYDIN, Önder AYDEMİR  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Trabzon  
[eneshalit@ktu.edu.tr](mailto:eneshalit@ktu.edu.tr), [onderaydemir@ktu.edu.tr](mailto:onderaydemir@ktu.edu.tr),

**Özet:** Bu çalışmada, biyometrik tanımlama sistemlerine farklı bir perspektif kazandırılarak, gerçekleştirilen el hareketleri arasında katılımcıyı en iyi tanımlayacak hareketin belirlenmesine çalışılmıştır. 40 katılımcıdan alınan 10 farklı el hareket verisinin değerlendirildiği çalışmada, hangi temel hareketin kişi tanıma sürecinde daha etkili olduğu incelenmiştir. Ayrıca, katılımcıların el hareketlerini ayırt edebilmek için 10 farklı makine öğrenme yöntemi denenmiştir. Denenen yöntemler arasında en yüksek sınıflandırma doğruluğu %65,15 ile Random Forest yönteminde elde edilmiştir. Ayrıca flexion ve adductionda hareketleri kişi tanımda sırasıyla %65,33, %66,33 doğrulukla en iyi tanımlanabilen sistemler olmuştur. Önerilen bu yaklaşımın, bireylerin kimlik tanıma sürecinde hızlı ve güvenilir bir çözüm sunma potansiyelini artıracakı düşünülmektedir.

**Abstract:** In this study, the gesture that best identifies the participant among the hand gestures was determined. In the study, 10 different hand gesture data from 40 participants were evaluated and it was examined which basic gesture is more effective in the person recognition process. 10 different machine learning methods were tested and the highest classification accuracy was obtained in the Random Forest method with 65.15%. Adduction gesture was the most prominent gesture in person recognition with 66.33% accuracy. It is thought that this approach will increase the potential of providing a fast and reliable solution for identity recognition.

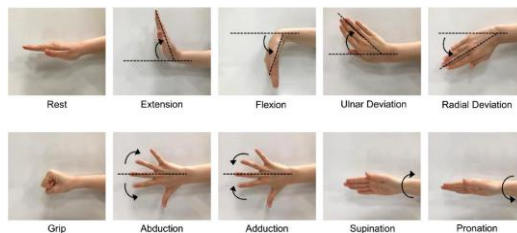
### 1. Giriş

El hareketlerinin makine öğrenme algoritmalarıyla tanımlanması, protez cihazlar ve rehabilitasyon araçlarının geliştirilmesinde önemli bir rol oynamaktadır. El Hareketi Tanıma (EHT) sistemleri, hareketi tanıyıp anı belirlemeye odaklanır ve biyometrik uygulamalar, video oyunları, işaret dili tanıma gibi alanlarda kullanılır [1]. EHT de veriler, invaziv (iğne elektrot) veya invaziv olmayan yüzey EMG (sEMG) yöntemleriyle toplanmaktadır. sEMG, el hareketlerinin tanınması, robot kontrolü, protezler, rehabilitasyon dış iskeletleri, teleoperasyon ve genişletilmiş gerçeklik gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılır ve bu alanda temel araştırma konusudur [2], [3].

EMG sinyalleriyle sınıflandırma, yalnızca protez kol uygulamaları için değil, gelişen teknolojiyle veri güvenliği açısından da önem kazanmıştır. Parmak izi ve yüz tanıma gibi güvenlik yöntemlerinin yanı sıra daha belirleyici biyometrik tanıma sistemlerine artık ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sistemler, geleneksel yöntemlerden daha güvenilir olup, kullanıcının dinamik fizyolojik ve davranışsal hareketlerine odaklanarak kapsamlı bir tanımlama sunmaktadır [4]-[6]. Özellikle EMG verilerinden alınan kas aktivitelerine dayalı özgün bilgilerin, yüksek güvenlik gerektiren uygulamalarda sahteciliğe karşı koruma sağlayacağı düşünülmektedir. Literatürde parmak izi, yüz tanıma gibi klasik biyometrik tanımlama sistemleri üzerine çalışmalar bulunsa da EMG ile kimlik tanımlama çalışmaları oldukça sınırlıdır.

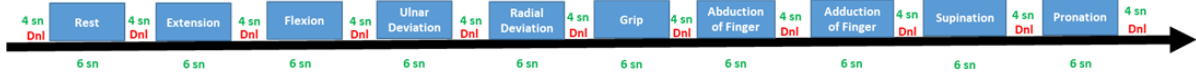
### 2. Yöntem

Çalışmada, eşit cinsiyet dağılımına sahip 40 katılımcıdan elde edilen 4 kanallı sEMG verileri kullanılmıştır [7]. Veri seti, toplam 10 farklı el hareketini kapsamaktadır. Şekil 1’de katılımcılara ait 10 farklı el hareketinin yapılışı gösterilmiştir.



Şekil 1. Gerçekleştirilen on el hareketi [7].

Veri kaydı alınırken her bir hareketten önce ve sonra 4 sn'lik bir dinlenme, ardından ilgili hareket yapılmıştır. Bu hareketler 5 döngü halinde tekrar edilmiştir. Bir döngü toplam 104 saniye sürmektedir. Her bir döngü arasında da 30 sn'lik bir mola verilmektedir. Böylece tüm veri toplama süreci toplam 640 saniye sürmektedir. EMG sinyalleri, 2 kHz örnekleme frekansında filtrelenmiş biçimde kaydedilmiştir. Sinyallerin genliği -10 ila 10 mV arasında olup, her el hareketi 5 döngüde 4 kanalda tekrarlanmıştır. Her bir katılımcıya ait veri seti  $4 \times 1.280.000$  (640 s veri toplama süresi, 2000 Hz örnekleme) boyutunda bilgileri içermektedir. Şekil 2'de veri kaydının (1 döngü için) zaman çizelgesi görülmektedir.



Şekil 2. Veri toplama aşamasında kullanılan bir döngünün zaman çizelgesi

EMG veri setleri oluştururken gürültünün önlenmesi adına bir ön işleme adımı uygulanır. Bu da sınıflandırma doğruluğunun artırılması adına önemli bir aşamadır [5]. sEMG gürültülü bir sinyal olduğu için sinyalin durağan olmayan yapısı, genellikle filtreleme ile azaltılabilir [2]. Çalışmada, 5-500 Hz aralığında altıncı dereceden bir Butterworth bant geçiren filtre ve 50 Hz'de ikinci dereceden bir çentik filtresi kullanılmıştır. Hareket kaynaklı gürültü artefaktlarını engellemek için, elektrot bölgeleri önce tıraş edilip alkolle temizlenerek düşük empedans sağlanmıştır. Ekranlı-bükümlü kablolarla kısa hatlar kullanılıp diferansiyel yükseltici-topraklama düzeni (CMRR > 100 dB) kurularak 50/60 Hz' deki gürültüler bastırılmıştır.

Farklı deneklerden, hatta farklı seanslardan gelen sEMG sinyalleri arasında muazzam farklılıklar vardır. Bu farklılıkları telafi etmek için verileri normalleştirmek gerekir. Çalışmada elde edilen öz niteliklere Z-skor normalizasyonu uygulanmıştır.

Veriyi sınıflandırmadan önce yapılan işlemlerden biri de segmentasyondur. Segmentasyon aşaması, veri setini düzenleme ve kayan pencereleme ile öz niteliklere ayırma olmak üzere iki bölümden oluşmaktadır. Kullanılan veri seti ilk önce  $[12000 \times 2000 \times 4]$  boyutunda üç boyutlu bir matris haline getirilmiştir. Burada  $12000 =$  her bir hareket için deneme sayısını ( $6sn \times 2000$  örnek),  $2000 = 40$  kişiyi  $\times 5$  denemeyi  $\times 10$  hareketi, 4 ise kanal sayısını temsil etmektedir. Ardından bu büyük matris ile kişi bazlı bir sınıflandırma yapabilmek adına her bir hareket sinyali 1 saniyelik parçalara ayrılmıştır. Böylece, elde edilen yeni matris=  $[10 \times 40 \times 30 \times 2000 \times 4]$  boyutlarında olmuştur. Burada  $10 =$  hareket sayısını,  $40 =$  kişi sayısını,  $30 = 6$  saniye  $\times 5$  tekrar sayısını,  $2000 = 1$  sn lik örnek sayısını, 4 ise kanal sayısını temsil etmektedir. Burada her 1 saniyelik deneme (2000 örnek) %50 overlap ile kayan pencereye bölünür. Her deneme %50 overlap kullanılarak kayan pencere yöntemiyle (pencere uzunluğu = 1000 örnek, adım = 500 örnek) 3 parçaya bölünmüştür. Bu sayede, toplamda 36.000 pencere elde edilmiştir.

Veri setinden öz nitelikleri çıkarmak için zaman ve frekans değerlerini kullanan öz nitelikler tercih edilmiştir. Çalışmada, literatürde sıkça kullanılan dalga formu uzunluğu, ortalama mutlak değerler, ortalama karekök, sıfır geçişleri, eğim işareti değişimi olmak üzere 5 adet zaman öz niteliği kullanılmıştır. Bunlara ek olarak Pik Frekans ve Spektral Enerji (log dönüşümlü) olmak üzere iki adet de frekans alanı öz niteliği kullanılmıştır. Zaman frekans değerleri almak için ise Wavelet dalgacık dönüşümü kullanılmıştır. Sonuç olarak her pencere için 4 kanaldan 9 öz nitelik (zaman-alanı, Frekans alanı ve zaman-frekans alanı öz nitelikleri) çıkarılarak  $36000 \times 36$  boyutlarında bir öz nitelik vektörü oluşturulmuştur.

Etiketleme aşamasında her pencerenin etiketi, o pencereyi üreten kişinin numarası (1'den 40'a kadar) olarak belirlenmiştir. Bu durumda model, verilen öz nitelikler temelinde hangi kişinin o el hareketini gerçekleştirdiğini tahmin etmeye çalışmaktadır.

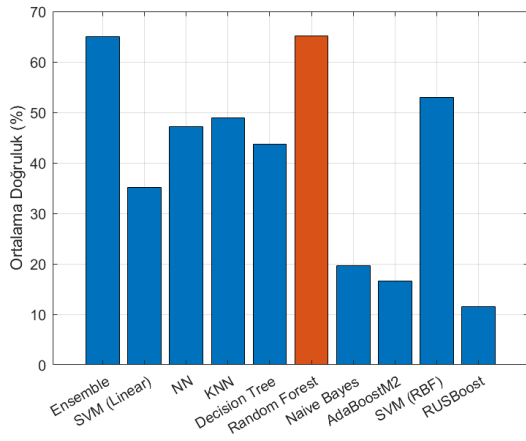
Çalışmada, tüm veri seti (örtüşme, kayan pencere yöntemiyle çıkarılan öz nitelik vektörleri) aynı şekilde hazırlanmıştır. Daha sonra, kişi tanıma problemi için (etiketler kişi numarası olarak atanmıştır) bu aynı veri seti üzerinde 10 farklı sınıflandırıcı ayrı ayrı eğitilmiştir. Sonuç olarak önerilen model, hangi kişinin bu el hareketini gerçekleştirdiğini %65,15 oranında doğru şekilde belirleyebilmektedir.

### 3. SONUÇLAR

Bu çalışmada, öncelikle 10 el hareketi, 40 kişi, 30 deneme ( $6$  sn'lik veri  $\times 5$  tekrar) ve her denemede 2000 örnek içeren sEMG verisi kullanılarak, her deneme %50 örtüşme ile kayan pencerelere bölünmektedir (pencere uzunluğu 1000 örnek, adım 500 örnek). Böylece yaklaşık 3 pencere elde edilmektedir. Her pencere için, 4 kanaldan 9 öz nitelik olmak üzere toplam 36 öz nitelik çıkarılmaktadır. Bu öz nitelikler, zaman alanında (ortalama mutlak değer, ortalama karekök, dalga uzunluğu, sıfır geçişi, eğim işareti değişimi), frekans alanında hızlı fourier dönüşümü ve zaman frekans alanında dalgacık dönüşümü olarak belirlenmiştir. Çıkarılan öz nitelikler z-skor yöntemiyle normalize edildikten sonra, her el hareketi için ayrı ayrı, o hareketi gerçekleştiren kişileri tanımayaya yönelik sınıflandırma problemi oluşturulmuştur. Veriler 10 farklı sınıflandırıcı ile eğitilmiştir. Ardından her el



hareketi için elde edilen doğruluklar hesaplanmıştır. Sonuçlar, her hareket için sınıflandırıcı bazında doğruluklar (en yüksek sınıflandırma doğruluğu elde edilen 3 yöntem) olarak şekil 3 b’de gösterilmiştir. Bu sayede, çıkarılan özneteliklere dayalı olarak, her el hareketi için o hareketi gerçekleştiren kişiyi tanıma performansı kapsamlı bir biçimde ele alınmıştır. Sınıflandırma doğruluğu flexion ve adductionda sırasıyla %65.33, %66.33 olurken diğerlerinde daha düşük sonuçlar vermiştir. Bu da, biyometrik tanılama için flexion ve adduction hareketlerinin diğer hareketlerden daha belirleyici olduğu gerçeğini ortaya çıkarmıştır. Şekil 3 a’da çalışmada kullanılan 10 farklı sınıflandırıcının performansları karşılaştırılmaktadır. Burada en yüksek sınıflandırma başarısını Random Forest (RF) yöntemi göstermiştir. Kıyaslanan yöntemler arasında ortalama sınıflandırma doğruluğu RF yönteminde %65,15 ile en yüksek değerini göstermiştir. EMG tabanlı kimlik doğrulama sistemleri, günlük kullanımda pratiklik açısından zorluklar taşısa da giyilebilir teknolojilerle birlikte EMG sensörlerinin akıllı saat, bileklik veya giysi gibi cihazlara entegre edilmesi, veri toplamanın kullanıcı müdahalesine gerek kalmadan yapılmasını sağlayabilir. Ayrıca, kimlik doğrulama istenen bina vb. yerlerin girişlerine entegre edilebilecek pasif sensörler, kullanıcının el hareketlerini temassız izleyerek sürekli kimlik doğrulaması sunabilir. Bu sebeple EMG verilerinin biyometrik verilerle entegrasyonu ve gelişmiş sinyal işleme teknikleri, kısa sürede çok faktörlü kimlik doğrulama sistemlerinde güvenliği artırarak günlük uygulamalarda da kolaylıkla kullanılabilir hale gelebileceği düşünülmektedir. Gerçek zamanlı entegrasyonda sensör gürültüsünün birikmesi ve karar eşiği optimizasyonundaki hassasiyet, tanıma performans metriklerinde (FAR/FRR)  $\pm 1-3$ ’lük sapmalara neden olarak güvenilirliği etkileyen olumsuz bir faktör olarak görülse de önerilen bu yaklaşım, bireylerin kimlik tanıma sürecinde hızlı ve güvenilir bir çözüm sunma potansiyeli barındırmaktadır.



a.

| Hareket              | Ensemble (%) | Random Forest (%) | SVM (RBF) (%) |
|----------------------|--------------|-------------------|---------------|
| 1 (Rest)             | 62.58        | 63.81             | 47.31         |
| 2 (Extansion)        | 63.58        | 62.75             | 48.25         |
| 3 (Flexion)          | 65.33        | 64.44             | 49.19         |
| 4 (Ulnar Deviation)  | 58.64        | 57.94             | 43.67         |
| 5 (Radial Deviation) | 59.5         | 58.67             | 42.78         |
| 6 (Grip)             | 63.0         | 63.86             | 48.39         |
| 7 (Abduction)        | 58.97        | 59.58             | 46.97         |
| 8 (Adduction)        | 65.53        | 66.33             | 50.64         |
| 9 (Supination)       | 62.22        | 63.11             | 46.56         |
| 10 (Pronation)       | 58.06        | 58.86             | 45.06         |

b.

Şekil 3. a.) 10 sınıflandırıcının ortalama doğruluk karşılaştırması, b.) harekete göre kişi tanıma sınıflandırma sonuçları

## Kaynaklar

- [1]. Qi, J., Jiang, G., Li, G., Sun, Y., & Tao, B., "Intelligent human-computer interaction based on surface EMG gesture recognition", IEEE Access, cilt.7, s.61378-61387, 2019.
- [2]. Li, W., Shi, P., & Yu, H., "Gesture recognition using surface electromyography and deep learning for prostheses hand: state-of-the-art, challenges, and future", Frontiers in Neuroscience, cilt.15, s.621885, 2021.
- [3]. Nsugbe, E., Phillips, C., Fraser, M., & McIntosh, J., "Gesture recognition for transhumeral prosthesis control using EMG and NIR", IET Cyber-Systems and Robotics, cilt.2, no.3, 122-131, 2020.
- [4]. Gursoy, M. I., "Biometric Authentication Based on EMG Hand Gestures Signals Using CNN", Elektronika ir Elektrotechnika, cilt.30, no.2, s. 54-62, 2024.
- [5]. Su, T., Dai, C., Liu, X., & Jiang, X., "EMG Biometric Verification Via Disentangled Representations", IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2025.
- [6]. Layes, M. C. E., Benahmed, S., & Kermia, O., "Making Biometric Identification with EMG Easier: Using a Single Channel for Specific Purposes", 2024 3rd International Conference on Advanced Electrical Engineering, s. 1-5, IEEE, Kasım 2024.
- [7]. Ozdemir, M. A., Kisa, D. H., Guren, O., & Akan, A., "Dataset for multi-channel surface electromyography (sEMG) signals of hand gestures", Data in Brief, cilt. 41, makale no.107921, 2022.

## Zaman Uzaı Elektromanyetik Sistemleri İçin Dispersif Süperparamanyetik Toprakların KS-ZUSF Yöntemiyle Modellenmesi

Talha Saydam, Osman Said Bişkin, Serkan Aksoy

Gebze Teknik Üniversitesi

Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kocaeli

[tsaydam@gtu.edu.tr](mailto:tsaydam@gtu.edu.tr), [obiskin@gtu.edu.tr](mailto:obiskin@gtu.edu.tr), [saksoy@gtu.edu.tr](mailto:saksoy@gtu.edu.tr)

**Özet:** Zaman Uzaı ElektroManyetik (ZUEM) sistemleri yeraltı suları ve mineral yatakların tespiti için jeofizik araştırmalarında kullanılmaktadır. Süperparamanyetik (SPM) toprakların manyetik dispersif etkisi, bu sistemlerin performansını azaltmaktadır. Dispersif SPM topraklar genellikle manyetik parçacıkların zaman-gevşeme sabitlerinin sonlu bir zaman aralığında düzgün olarak dağıldığı log-üniform modeliyle incelenir. Bu alışmada, SPM toprakların ZUEM sistemlerine etkisi Kuvazi-Statik Zaman Uzaı Sonlu Farklar (KS-ZUSF) yöntemiyle incelenmiştir. Log-üniform modeliyle dispersif SPM toprağın KS-ZUSF yönteminde uygulanması Yardımcı Diferansiyel Denklem (YDD) tekniğıyle gerçekleştirilmiştir. Nümerik sonuçlar dispersif SPM yarı-uzay probleminin analitik çözümüyle doğrulanmıştır. Daha sonra karmaşık dispersif problemler özölmüştür. Elde edilen sonuçlar manyetik dispersif topraklar için ZUEM sistem cevaplarının yorumlanması bakımından önemlidir.

**Abstract:** Time Domain ElectroMagnetic (TDEM) systems are used in geophysics to detect groundwater and minerals deposits. Superparamagnetic (SPM) soils' dispersion affects performance of these systems. Dispersive SPM soils are generally modelled using a log-uniform distribution of magnetic particles where time-relaxation constants are uniformly distributed over a finite time interval. This study investigates SPM effects on TEM systems using Quasi-Static Finite Difference Time Domain (QS-FDTD) method. The treatment of dispersive SPM soil with the log-uniform model in the QS-FDTD method is performed by Auxiliary Differential Equation (ADE) technique. The numerical results are validated by a dispersive SPM half-space problem. Then, complex dispersive problems are solved. The obtained results are important to evaluate the TDEM responses for magnetic dispersive soils.

### 1. Giriş

ZUEM sistemleri yer altından yansıyan ikincil elektromanyetik alanların alıcı antende algılanması prensibine dayanan düşük frekanslı Elektromanyetik İndüksiyon (EMI) cihazlarıdır. Bu sistemlerde genellikle toprak yüzeyine yerleştirilen halka antenler veya topraklanmış ince teller darbe tipi akımların uyarılmasıyla verici anten olarak kullanılır. Böylece yeraltı katmanlarının tespiti temassız olarak sağlanır. Toprak veya kayalardaki manyetik viskozite ultra ince ferrimanyetik parçacıkların manyetik gevşemesiyle ilişkilidir. ZUEM sistemlerinde manyetik alanın iletildiği süre boyunca, topraktaki SPM özellikteki bu parçacıklar manyetize olur ve kaynak akımı kapandıktan sonra manyetizasyonlarını yavaşça kaybederler. Bu nedenle alıcıda indüklenen gerilim  $t^{-1}$  ile orantılı olarak azalır [1]. Bu SPM etkisinin toprağın özdirencinin doğru ölçölmesini engellediğı gösterilmiştir [2]. SPM toprak içeren ZUEM problemi için literatürde analitik ve nümerik özömler yer almaktadır [3], [4]. Ancak bu çalışmalarda tam dalga Maxwell denklemleri çözümü yerine genellikle deplasman akımlarının ihmal edildiğı difüzyon denklemi çözümü ele alınmıştır. Bu durumda problemin fiziğı (dalga yayılma davranışı) ve tam faz bilgisi sonsuz yayılma hızı varsayımı nedeniyle kaybolduğundan, Maxwell denklemlerinin tam dalga çözümü önemlidir. Bu çalışmada dispersif SPM toprak içeren ZUEM problemleri YDD tekniğı kapsamında KS-ZUSF yöntemiyle özölmüştür. KS-ZUSF yönteminde [5] sayısal özömden olayın fiziğini korumak amacıyla dalga yayılım hızı yavaşlatılmak olup, yer değıştirme akımları ihmal edilmez. YDD uygulamasında manyetizasyonu modeli için log-üniform manyetik duyarlılık modelinden manyetizasyon diferansiyel denklemi zaman uzayında elde edilmiştir. Daha sonra bu YDD ve Maxwell denklemleri KS-ZUSF yöntemiyle iteratif olarak birlikte çözölmüştür. özölen problemlerin doğrulanması SPM yarı-uzay probleminin analitik çözümü ile sağlanmıştır. Daha sonra ince SPM üst katmanı ve bu katmanın altına gömölü iletkin cisim içeren kayıplı yarı-uzay problemi çözölerek ince SPM üst katmanının maskeleyme etkisi gösterilmiştir. Son olarak daha karmaşık bir dispersif problem de özölmüştür.

### 2. SPM Toprağın Zaman Uzaında Manyetizasyonu

SPM ortamda statik bir manyetik alan  $H$ ,  $t = 0$  anında kapatılırsa  $t > 0$  için manyetizasyon ifadesi ve zamanda birinci türevi, SPM parçacıklarının log-üniform dağılımı durumunda  $\tau_1 < \tau < \tau_2$  olmak üzere



$$M(t) \cong \frac{\chi_0 H}{\ln(\tau_2/\tau_1)} (\ln(\tau_2) - \ln(t) - 0.577), \quad \frac{dM(t)}{dt} \cong -\frac{\chi_0 H}{\ln(\tau_2/\tau_1)} \frac{1}{t} \quad (1)$$

şeklinde yaklaşık olarak ifade edilebilir [6]. Burada  $\chi_0$  DC manyetik duyarlılığı,  $\tau_1$  ve  $\tau_2$  manyetik gevşeme katsayısının limitlerini gösterir. (1)'deki türev denklemi KS-ZUSF çözümünde YDD olarak kullanılacaktır.

### 3. ZUSF Yöntemi ve YDD Tekniği

Bu çalışmada incelenen dispersif ZUEM problemi için Maxwell denklemleri

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{d\vec{H}}{dt} - \mu_0 \frac{d\vec{M}}{dt}; \quad \nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} + \sigma \vec{E} + \vec{J} \quad (2)$$

şeklinde ele alınmıştır. Burada  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{M}$  ve  $\vec{J}$  sırasıyla elektrik alan, manyetik alan, manyetizasyon ve kaynak akım yoğunluğu vektörleridir. Örnek olarak manyetik alanın  $H_x$  bileşeni için ZUSF güncelleme denklemi

$$H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = H_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}} \left[ -\frac{E_z|_{i,j+1,k+\frac{1}{2}}^n - E_z|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} + \frac{E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k+1}^n - E_y|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n}{\Delta z} \right] - \left[ M_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - M_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} \right] \quad (3)$$

şeklinde bulunur. (3) denklemindeki son iki manyetizasyon terimi, (1)'deki YDD kullanılarak ayrıştırılıp,

$$M_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{-M_{n0}}{\log(\tau_2/\tau_1)} \frac{1}{n} + M_x|_{i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}}^{n-\frac{1}{2}} \quad (4)$$

şeklinde hesaplanır.

### 4. Kuvazi-Statik (KS) ZUSF Yöntemi

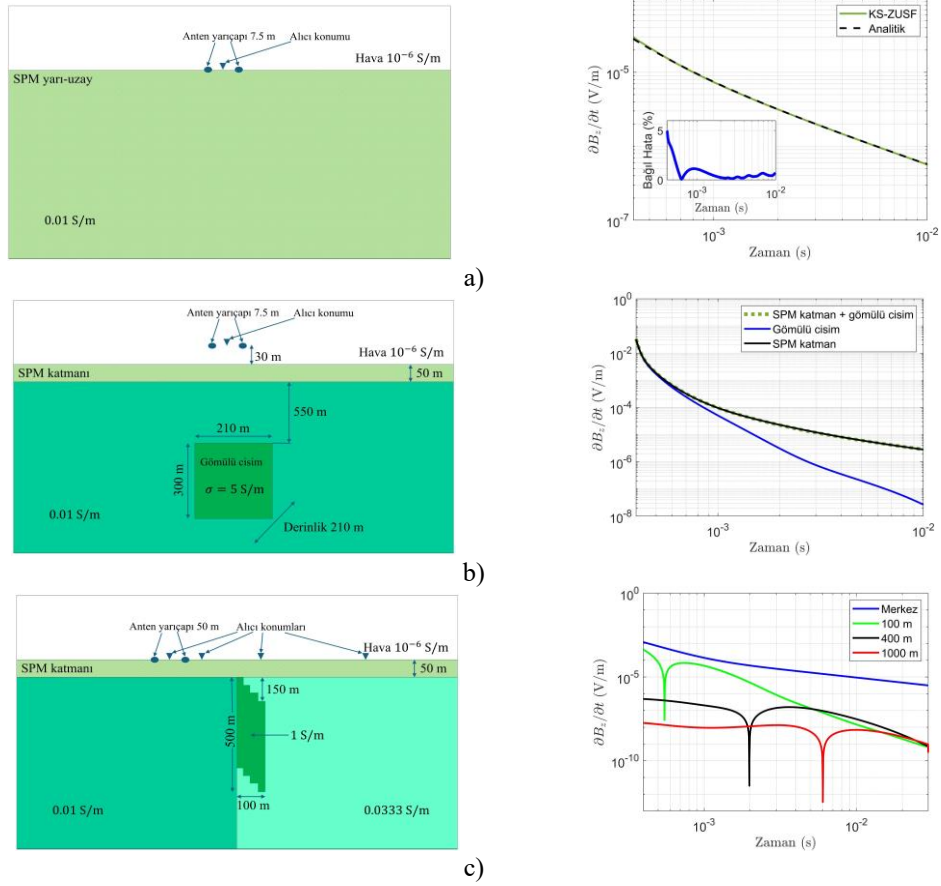
Klasik ZUSF yöntemi kayıplı ortamlardaki düşük frekanslı problemler için kararlılık gereksinimi ve yüksek çözünürlüklerde konum/zaman ayrıklaştırmasını gerektirmesi nedeni ile pratik olmayan hesap süresine ve hafıza kullanımına yol açar. Dahası klasik ZUSF yöntemi düşük frekanslarda kayıplı ortamlarda dalga yayılma hızının yavaşlamasını doğru bir şekilde modelleyemez. Bu problemlerin üstesinden gelmek için, yayılma hızını uygun bir ölçeklemeyle yavaşlatmak zorunludur. Bu amaç için yalnızca dielektrik geçirgenliği  $\varepsilon$ -ölçeklenmesinin doğru seçenek olduğu gösterilmiştir [5]. Bu ölçekleme tekniğini kullanan ZUSF yöntemi KS-ZUSF yöntemi olarak bilinir. ZUEM problemleri deplasman akımları indüklenen akımlardan çok küçük olduğu için Manyeto-Kuvazi-Statik koşulunu sağlamaktadır. Bu durumda deplasman akımları ihmal edilirse difüzyon denklemi elde edilir. Ancak bu ihmal süreklilik denklemini ve sonlu hızda dalga yayılımı ilkesini ihlal eder. Bu nedenle tam dalga Maxwell denklemlerinin çözümü önemlidir. Bu çalışmada dispersif SPM ZUEM problemi tam dalga Maxwell denklemleri için KS-ZUSF yöntemiyle çözülmüştür. KS-ZUSF yöntemi ve  $\varepsilon$ -ölçeklenmesinin detayları [5]'te verilmiştir.

### 5. Sayısal Sonuçlar

KS-ZUSF yöntemini doğrulamak için ilk olarak kayıplı ve dispersif SPM yarı-uzay probleminin analitik çözümü KS-ZUSF nümerik sonuçları ile karşılaştırılmıştır [3]. Bu problemde bir halka anten toprağın yüzeyine yerleştirilmiştir. Toprağın SPM parametreleri  $\chi_0 = 0.001$ ,  $\tau_1 = 10^{-6}$  s,  $\tau_2 = 10^{-1}$  s ve  $\sigma = 0.01$  S/m olarak alınmıştır. Hava bölgesindeki iletkenlik ise  $10^{-6}$  S/m alınmıştır. Şekil 1a'da  $\partial \vec{B} / \partial t$  KS-ZUSF nümerik sonucu ve analitik sonuç karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Daha sonra, Şekil 1b'de gösterilen ince bir dispersif SPM üst katmanı ve bu katmanın altına gömülü iletken bir cisim içeren kayıplı yarı-uzay problemi çözülmüştür. Şekil 1b'de SPM katmanının maskeleye etkisi gözlemlenmektedir.

Son örnek olarak, Şekil 1c'de gösterilen dispersif SPM katman içeren daha karmaşık bir problem çözülmüştür. Şekil 1c'de dispersif SPM katmanını alıcının sadece merkezde olduğu durumda maskeleye etkisi gösterdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 1. SPM a) yarı-uzay problemi, b) katman ve gömülü cisim problemi, c) karmaşık problem için

## 6. Sonuç

Bu çalışmada dispersif SPM toprakların ZUEM sistem performansı üzerine etkisi KS-ZUSF nümerik çözümü ile incelenmiştir. YDD tekniğinin kullanımında log-üniform dispersif SPM modeli uygulanmıştır. Yöntem dispersif SPM yarı-uzay problemin analitik çözümünü doğrulanmıştır. Daha sonra gömülü iletken cisim ve ince SPM katman problemi çözülmüştür. Sonuçlar ince SPM üst katman etkisinin gömülü iletken cismin ZUEM tepkisini maskeleyeceğini göstermektedir. Son olarak, SPM üst katman içeren karmaşık bir problem çözülmüştür. Alıcı vericinin merkezindeyken SPM etkisi geç zaman sinyallerine hakim olurken, alıcı-verici ayrıldığında SPM etkisi gözlenmemiştir. Bu sonuçlar dispersif ZUEM problemlerinde görünür öz direnç değerlendirmeleri için önemlidir.

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 124E687 numaralı 1001 projesi kapsamında desteklenmiştir.

## Kaynaklar

- [1]. Aksoy S., Time Domain Electromagnetic (TDEM) Systems, Dynamic E-Book, 2023.
- [2]. Buselli G., "The effect of near-surface superparamagnetic material on electromagnetic measurements", Geophysics, cilt.47 no.9, s.1315-1324, 1982.
- [3]. Lee T., "The transient electromagnetic response of a magnetic or superparamagnetic ground", Geophysics, cilt.49 no.7, s.854-860, 1984.
- [4]. Liu H., Ji Y., Yu Y. ve Zhao X., "3-D B-field modeling method of magnetic viscosity effect in time-domain electromagnetic surveys", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.72 no.8, s.6561-6571, 2024.
- [5]. Özakın M. B. ve Aksoy S., "Application of magneto quasi-static approximation in the finite difference time domain method", IEEE Trans. on Magnetics, cilt.52 no.8, 7209809, 2016.
- [6]. Cowan D. C., Song L. P. ve Oldenburg D. W., "Transient VRM response from a large circular loop over a conductive and magnetically viscous half-space", IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, cilt.55 no.7, s.3669-3678, 2017.

## 4–6 GHz Aralığında Nikel Takviyeli CFRP Kompozitlerin Elektromanyetik Kalkanlama Performansı

Uğur Erbaş<sup>1</sup>, Şeyma Atıcı<sup>2</sup>, Taha Yasin Eken<sup>3</sup>, Burak Küçükelyas<sup>4</sup>, Cantekin Kaykılarlı<sup>5</sup>, Mehmet Barış Tabakcıoğlu<sup>6</sup>

<sup>1,6</sup>Bursa Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
Bölümü, Bursa  
<sup>1</sup>ugur.erbas@btu.edu.tr,  
<sup>6</sup>mehmet.tabakcioglu@btu.edu.tr

<sup>2</sup>Bursa Uludağ Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
Bölümü, Bursa  
<sup>2</sup>seymaatici@uludag.edu.tr,

<sup>3,4,5</sup>Bursa Teknik Üniversitesi  
Metalurji ve Malzeme Mühendisliği  
Bölümü, Bursa  
<sup>3</sup>yasin.eken@btu.edu.tr  
<sup>4</sup>burak.kucukelyas@btu.edu.tr  
<sup>5</sup>cantekin.kaykilarli@btu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, %5, %10 ve %15 oranlarında nikel takviyeli Twill, UD ve Plain dokuma karbon fiber kumaşlardan üretilmiş epoksi bazlı kompozitlerin 4–6 GHz frekans aralığında elektromanyetik kalkanlama performansları değerlendirilmiştir. VNA ölçümleri ile elde edilen sonuçlara göre, en yüksek elektromanyetik kalkanlama %5 Plain numunesinde (61.19 dB @ 5520 MHz) gözlenmiştir. Twill dokumalar arasında %10 katkılı numune en iyi ortalama performansı sunmuştur. UD yapılar, diğer dokumalara kıyasla daha düşük zayıflama göstermiştir. Sonuçlar, dokuma tipi ve katkı oranının kalkanlama performansında belirleyici olduğunu göstermektedir.

**Abstract:** In this study, epoxy-based composites reinforced with nickel at rates of %5, %10, and %15 using Twill, UD, and Plain woven carbon fiber fabrics were evaluated in terms of their electromagnetic shielding performance within the 4–6 GHz frequency range. According to the results obtained from VNA measurements, the highest shielding effectiveness was observed in the %5 Plain specimen (61.19 dB @ 5520 MHz). Among Twill fabrics, the %10 reinforced sample exhibited the best average performance. UD structures showed lower attenuation compared to others. The results indicate that weave type and reinforcement ratio significantly affect shielding efficiency.

### 1. Giriş

Kablosuz iletişim teknolojilerinin gelişmesi yaşam tarzımızı önemli ölçüde dönüştürmüştür. Bu teknolojiler, daha akıllı ve bağlantılı bir yaşam sunarken, aynı zamanda elektromanyetik (EM) kirliliğin artmasına da yol açmıştır. Bu durum, elektromanyetik radyasyonun olumsuz etkilerini azaltmak için yeni ve etkili çözümler geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır. Elektromanyetik Girişim (EMI) kalkanlama malzemeleri genellikle metaller, alaşımlar, iletken polimerler ve karbon bazlı malzemelerden oluşur. Yüksek elektriksel iletkenlikleriyle bilinen metaller ve alaşımlar, ağır olmaları ve korozyona karşı duyarlı olmaları gibi dezavantajlara sahiptir [1]. Karbon bazlı malzemeler, esneklikleri, düşük maliyetleri ve çevre dostu olmaları nedeniyle EM kalkanlaması için cazip bir seçenek haline gelmiştir [2]. Özellikle karbon fiber takviyeli polimer kompozitleri (CFRP), yüksek dayanıklılıkları ve korozyon direncileri ile öne çıkmaktadır [3]. CFRP, EMI kalkanlamasında etkili olmakla birlikte, elektriksel iletkenlik ve mekanik özelliklerin yeterli seviyede olması için literatürde çeşitli katkı malzemeleriyle çalışmalar yapılmıştır. Demir tozu, çeşitli demir oksitler ve nikel kaplamalar yapılan çalışmalardandır [4] [5] [6]. İlgili çalışmalar incelendiğinde Nikel kaplı CFRP'lerin EMI kalkanlama performansını artırdığı, mekanik özellikleri yükselttiği ve gevrek olan CFRP kırılma davranışını daha sünek hale getirdiği gözlenmiştir [5]. Bu çalışmada Nikel katkının CFRP'lerin EMI kalkanlama özelliklerine etkisini incelemek amacıyla ağırlıkça farklı oranlarda Nikel katkıları ve farklı dokumalarda CFRP'ler üretilmiş ve vektör ağ (VNA) analizörü ile ölçümler gerçekleştirilmiştir.

### 2. Materyal ve Yöntem

#### 2.1. Materyal

Epoksi reçine (Metkon Epocold-R) ve kürleme ajanı (Metkon Epocold-H) 5:1 oranında karıştırılmıştır. Takviye malzemesi olarak %99,5 saflıkta, 325 mesh nikel (Nanografi) kullanılmıştır. Ana takviye olarak 3k 245 g/m<sup>2</sup> yoğunlukta Twill, UD ve Plain dokuma karbon fiber kumaşlar tercih edilmiştir. Kompozitler, balmumu kaplı 250 × 250 mm cam plaka üzerinde hazırlanmıştır. Nikel tozlarının epoksida daha homojen dağılması ve dibe çökmemesi için etanol ile Sodyum Poliakrilat Polyacrylate (C3H3NaO2) epoksi karışımında kullanılmıştır.

## 2.2. Kompozit Üretimi

Nikel takviyeli CFRP kompozitler, karbon fiber (%50) ve epoksi matrisi kullanılarak iki katmanlı dokuma levhalar halinde üretildi. Nikel, epoksi reçineye 2 saat sonikasyon (Bandelin Sonoplus HD 3200) ile dağıtıldı, ardından karışım manyetik karıştırıcıda (500 rpm, 30 dk) homojenleştirildi. 200 × 200 mm boyutlarındaki karbon fiberler 90° açıyla yerleştirildi. Balmumu ile kaplanmış kalıba, kürlleme ajanı eklenen reçine fırçayla uygulanarak hand lay-up yöntemiyle numuneler oluşturuldu ve oda sıcaklığında 24 saat kürlendi.

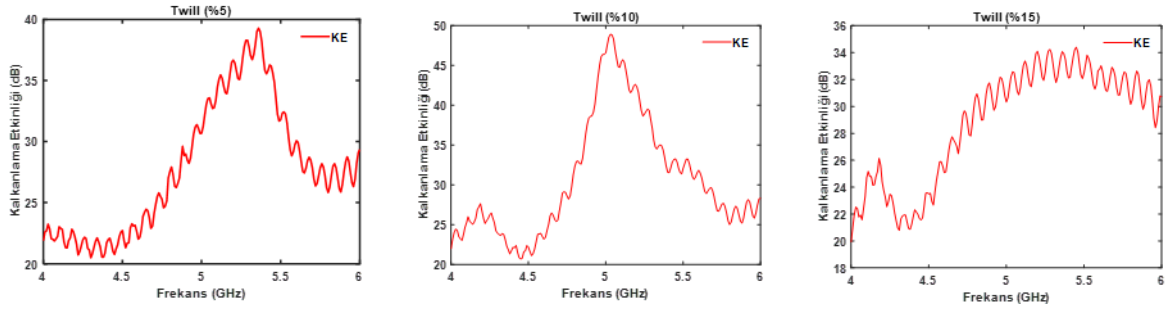
## 2.3. EM Kalkanlaması Hesaplama

Ölçümler, Vektör Ağ Analizörü (VNA) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu süreçte, numunenin elektromanyetik dalgaları yansıtma ve iletme davranışlarını temsil eden  $S_{11}$  (yansıma katsayısı) ve  $S_{21}$  (iletim katsayısı) parametreleri elde edilmiştir. Elde edilen bu parametreler kullanılarak, numunenin elektromanyetik kalkanlama etkinliği (EMKE) hesaplanmıştır. Toplam kalkanlama etkinliği (EMKE) ile yansıma (KEY), absorpsiyon (KEA) ve çoklu yansımanın (KEÇ) katkıları arasındaki ilişki, Denklem X ile ifade edilmektedir.

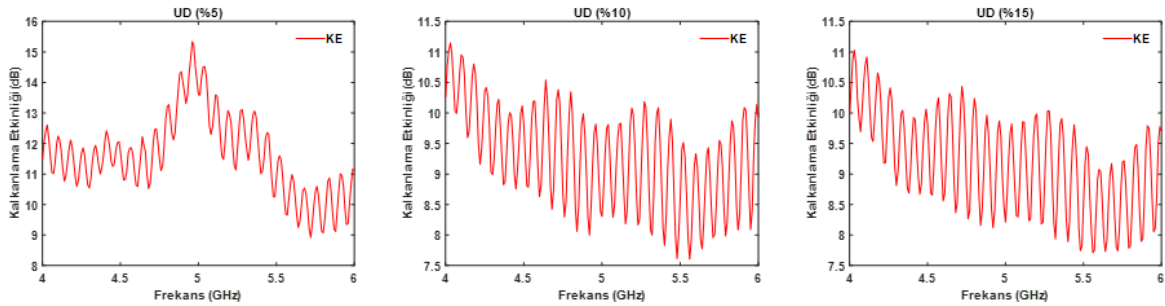
$$KEA = -10 \log_{10} \left( \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right), \quad KEY = -10 \log_{10} (1 - |S_{11}|^2), \quad EMKE = KEA + KEY + KEÇ \quad (1)$$

## 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, %5, %10 ve %15 oranlarında takviye edilmiş Twill, UD ve Plain dokuma karbon fiber kumaşlarla üretilen kompozit numunelerin 4–6 GHz aralığında gerçekleştirilen vektör ağ analizörü (VNA) ölçümleri değerlendirilmiştir. Farklı dokuma tiplerinin frekanslara bağlı elektromanyetik kalkanlama davranışları incelenmiş; Twill dokumalı numunelere ait ölçüm sonuçları Şekil 1’de, UD dokumalı numunelere ait sonuçlar Şekil 2’de ve Plain dokumalı numunelere ait sonuçlar ise Şekil 3’te sunulmuştur.

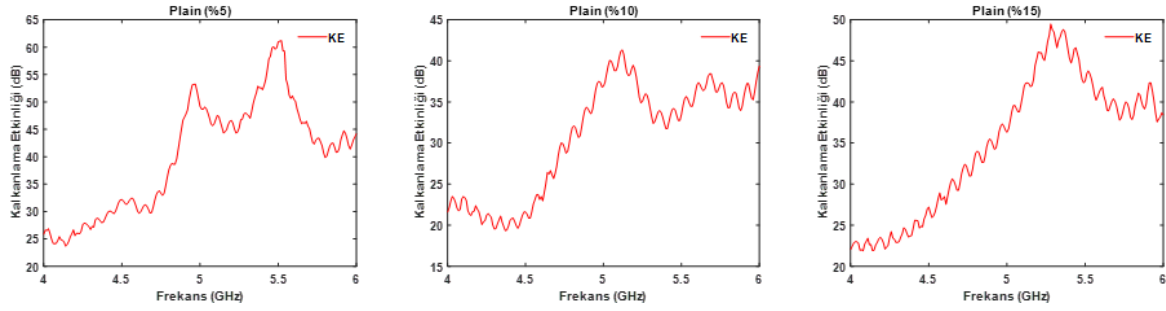


Şekil 1. Twill.



Şekil 2. UD.

Elde edilen verilere göre, %5 Plain numune, 61.19 dB değerine 5520 MHz frekansında ulaşarak numuneler arasında en yüksek elektromanyetik kalkanlama performansını göstermiştir. Bu numuneyi, %15 Plain CFRP (49.48 dB @ 5280 MHz) ve %10 Twill CFRP (48.89 dB @ 5100 MHz) takip etmiştir. Öte yandan, en düşük performans %10 UD takviyeli numunede, 7.61 dB (5560 MHz) olarak ölçülmüştür. Bu sonuç, UD dokuma yapısının elektromanyetik girişim (EMI) sönümleme açısından düşük performans sunduğunu ortaya koymaktadır. Dokuma türleri özelinde değerlendirildiğinde; Twill grubunda en yüksek performans %10 nikel katkılı numunede (48,89 dB @ 5100 MHz), en düşük performans ise %5 katkılı numunede (39,30 dB @ 5430 MHz) elde edilmiştir. Ortalama



Şekil 3. Plain.

kalkanlama açısından %10 Twill numunesi 30,63 dB ile en iyi performansı göstermiştir. Bu sonuçlar, %10 katkı seviyesinin hem maksimum hem de ortalama kalkanlama açısından optimal olduğunu göstermektedir. UD grubunda ise en yüksek performans %5 UD numunede (15,34 dB @ 4690 MHz) ölçülmüştür. En düşük değer %10 UD numunesinde (7,61 dB @ 5560 MHz) bulunmuştur. Ortalama kalkanlama değerleri %5 katkıda 11,63 dB iken, katkı oranı arttıkça ortalama değerler düşmüştür. Bu bulgular, UD yapısındaki yüksek katkı seviyelerinin performans kaybına yol açtığını göstermektedir. Plain grubunda ise en yüksek kalkanlama %5 katkılı numunede (61,19 dB @ 5520 MHz) elde edilmiştir. Ortalama kalkanlama açısından %5 Plain numunesi 40,04 dB ile en yüksek değeri sunarken, %15 Plain 34,85 dB, %10 Plain ise 30,66 dB değerlerine sahiptir. Plain dokusunun düşük katkı oranlarında daha iyi EMI kalkanlama sağladığı söylenebilir. Sayısal veriler Tablo 1’de ayrıntılı olarak sunulmuştur.

Table 1. Numune ölçüm sonuçları

| Numune      | 4 GHz (dB) | 6 GHz (dB) | Ortalama (dB) | En Yüksek  |               | En Düşük   |               |
|-------------|------------|------------|---------------|------------|---------------|------------|---------------|
|             |            |            |               | Değer (dB) | Frekans (MHz) | Değer (dB) | Frekans (MHz) |
| Twill (%5)  | 21.8892    | 29.3647    | 27.7924       | 39.2971    | 5430          | 20.4846    | 4300          |
| UD (%5)     | 11.4789    | 11.1182    | 11.6261       | 15.3422    | 4690          | 8.9221     | 5720          |
| Plain (%5)  | 25.8422    | 44.1720    | 40.0379       | 61.1893    | 5520          | 23.6683    | 4140          |
| Twill (%10) | 21.9841    | 28.3110    | 30.6322       | 48.8910    | 5100          | 20.6977    | 4450          |
| UD (%10)    | 10.2638    | 9.9372     | 9.2997        | 11.1520    | 4030          | 7.6054     | 5560          |
| Plain (%10) | 21.5824    | 39.3593    | 30.6568       | 41.3391    | 5120          | 19.3402    | 4370          |
| Twill (%15) | 19.9321    | 30.7248    | 28.8209       | 34.4065    | 5440          | 19.9321    | 4000          |
| UD (%15)    | 9.9791     | 9.7069     | 9.1955        | 11.0323    | 4030          | 7.7098     | 5560          |
| Plain (%15) | 22.0277    | 38.4197    | 34.8524       | 49.4816    | 5280          | 21.8707    | 4080          |

## Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK 1002 programı kapsamında, 222M403 proje numarası ile desteklenmiştir.

## Kaynaklar

- [1] Liu H., Wu S., You C., Tian N., Li Y., Chopra N., “Recent progress in morphological engineering of carbon materials for electromagnetic interference shielding,” *Carbon*, vol. 172, ss. 569–596, Feb. 2021.
- [2] Gupta S., Tai N. H., “Carbon materials and their composites for electromagnetic interference shielding effectiveness in X-band,” *Carbon*, vol. 152, pp. 159–187, Nov. 2019.
- [3] Wu J., Ye Z., Ge H., Chen J., Liu W., Liu Z., “Modified carbon fiber/magnetic graphene/epoxy composites with synergistic effect for electromagnetic interference shielding over broad frequency band,” *Journal of Colloid and Interface Science*, vol. 506, ss. 217–226, Nov. 2017.
- [4] Jang, D., ve diğerleri, “Improved electromagnetic wave shielding capability of carbonyl iron powder-embedded lightweight CFRP composites,” *Composite Structures*, vol. 286, 115326, 2022.
- [5] Tugirumubano, A., ve diğerleri, “Investigation of mechanical and electromagnetic interference shielding properties of nickel–CFRP textile composites,” *Journal of Materials Engineering and Performance*, vol. 27, ss. 2255–2262, 2018.
- [6] Eken T. H., Kaykilarli C., Kucukelyas B., Tabakcioglu M. B., “Electromagnetic Shielding Effectiveness and Impact Test Performance of Carbon Fiber Reinforced Polymer Composites with Hematite and Goethite,” *Macromolecular Materials and Engineering*, vol. 309, 2300271, Feb. 2024.

## 2B Çoklu Saçıcılar için İyi Koşullandırılmış T-Matrisi Yönteminin HÇY ile Hızlandırılması

Murat Enes Hatipoğlu, Fatih Dikmen

Gebze Teknik Üniversitesi

Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kocaeli

[hatipoglume@gtu.edu.tr](mailto:hatipoglume@gtu.edu.tr), [dikmen@gtu.edu.tr](mailto:dikmen@gtu.edu.tr),

**Özet:** Çok sayıda iki boyutlu dielektrik saçıcı için T-Matrisi yöntemi, Analitik Regülerleştirme Yöntemi'ndeki fikirlere dayanarak iyi bir şekilde koşullandırılabilir. Bu yöntem için Hızlı Çok-Kutuplu Yöntem hızlandırmasının özel bir uygulaması yeniden ele alınmıştır. Belirli bir kalan hatası için yinelemeli çözücü için yineleme sayısının azaltılması açısından, birinci tür yerine ikinci tür doğrusal cebirsel denklemlerle çalışmanın avantajları vurgulanmıştır.

**Abstract:** The T-Matrix method for a multitude of two-dimensional dielectric targets can be well-conditioned based on the ideas on Analytical Regularization Method. A peculiar implementation of Fast Multipole Acceleration for this method is revisited. The advantages of working with linear algebraic equations of the second kind instead of the first kind are underlined in terms of reduction in the number of iterations for the iterative solver for a specific residual error.

### 1. Giriş

Saçılma matrisi yöntemi veya genişletilmiş sınır koşulu yöntemi [1] olarak da bilinen T-Matris yöntemini çoklu saçılma problemlerinde bir standart olarak anmak, devam eden kapsamlı çabalar göz önünde tutulduğunda abartı olmayacaktır [2]. Bu yöntem, ilgili boyutlarda uygun öz fonksiyonlarına açılmış saçılan alanın bilinmeyen katsayılarını belirlemeyi amaçlar. Cismin uzunluğu veya girintiliği bu açılımların simetrisini ihlal etmediği sürece pratik bir araçtır. Işık dalgası cihazlarının ve fotonik kristallerin [3-5] veya meta malzemelerin [5,6] modellenmesinde ortaya çıkan iki boyutlu (2B) çoklu saçılma problemleri T-Matris yönteminin 2B versiyonu ile incelenebilir. Hızlı Çok Kutuplu Yöntem (HÇY) algoritması, T-Matris yöntemine uyarlanmıştır ve bunların biçimini keyfi derecedeki Hankel fonksiyonları belirlemektedir [7].

Bununla birlikte, T-Matris yöntemi birinci türden doğrusal denklem sistemiyle sonuçlanır (DDS1). Bu tür sistemlerin kötü koşullandırılmış doğası ve bunlara karşılık gelen sayısal dezavantajların üstesinden gelme çabaları iyi bilinmektedir [8, 9]. Bunlar, DDS1'i  $l_2$ 'de (yani, kareleri toplanabilir dizilerin fonksiyonel uzayında) bir DDS2'ye indirgemeyi amaçlayan Analitik Regülerleştirme Yöntemi (ARY) çerçevesinde düşünülebilir. Bir DDS2,  $(\bar{I} + \bar{K})\mathbf{y} = \mathbf{g}$ ;  $\mathbf{y}, \mathbf{g} \in l_2$  biçimindedir; burada  $\bar{I}$  birim operatördür ve  $\bar{K}$ ,  $l_2$ 'deki kompakt operatördür. Böyle bir DDS2 için, kesilmiş sistemin koşul sayısı, sistemin artan boyutuyla düzgün bir şekilde sınırlıdır [10, 11]. Bu nedenle,  $\mathbf{y}$  çözümü, kullanılan bilgisayarın sağlayabileceği tüm hassasiyet içinde, yani matris ters alması nedeniyle oluşan yuvarlatma hatalarından arınmış olarak elde edilir. DDS2, HÇY uygulamaları için de daha uygundur çünkü kullanılan yinelemeli süreçlerin yakınsama performansları, sistem boyutlarının artmasıyla sayısal olarak kararsız çözümlere yol açan DDS1'den çok daha yüksektir.

Yukarıda belirtilen ARY, yinelemeli tipteki 2B T-Matrisi uygulamalarına [12] ve dairesel kesitler dışındaki silindirik cisimlere [13] kararlı sayısal başarımla uyarlanmıştır. Burada, aynı amaçla HÇY ile hızlandırılmış T-Matrisi algoritması için uygulanan ARY'nin sonuçlarını araştırmayı amaçlıyoruz.

### 2. Formülasyon

#### DDS1 T-Matrisi

Bilinmeyi, çok sayıda dairesel dielektrik silindirden saçılan dalgalarının silindirik harmonik açılımının karmaşık genlikleri olan T-Matris yönteminin [7] DDS1 için iyi bilinen gösterimi şu biçimde verilir,

$$(\bar{I} - \bar{T} \cdot \bar{S}) \cdot \mathbf{f} = \bar{T} \cdot \mathbf{a} \quad (1)$$

ve  $\bar{I}$  birim matris;  $\bar{T}$ ,  $\bar{T} = \text{diag}\{\bar{T}_{1(1)}, \bar{T}_{2(1)}, \bar{T}_{3(1)} \dots, \bar{T}_{N_c(1)}\}$ ; biçiminde verilen yalıtılmış saçıcıların T matrislerini içeren blok köşegen matris,  $\mathbf{f} = [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_{N_c}]^T$  vektörü saçılan dalga açılımının bilinmeyenlerini ve

$\mathbf{a} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_{N_c}]^T$  vektörü de tüm çubukların üzerine gelen alanın açılım katsayılarının barındırır.  $\mathbf{S}$  bileşik aktarım matrisi şöyle verilmiştir

$$\bar{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{A}_{12} & \dots & \mathbf{A}_{1N_c} \\ \mathbf{A}_{21} & 0 & \dots & \mathbf{A}_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_{N_c1} & \mathbf{A}_{N_c2} & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\bar{\mathbf{S}}$  depolama maliyeti  $N^2$  ( $N = \sum_{p=1}^{N_c} (2M_p + 1)$  (1)'deki matris ve vektörlerin boyutu) mertebesinde neredeyse dolu bir matristir.  $q$  ve  $p$  saçıcılarının etkileşim matrisi  $\mathbf{A}_{qp}$  ise şöyle verilir

$$\mathbf{A}_{qp}(m, n) = H_{m-n}^{(2)}(k\rho_{pq})e^{-j(m-n)\phi_{pq}} \quad (3)$$

burada,  $\rho_{pq} = |\vec{\rho}_p - \vec{\rho}_q|$  ve  $\phi_{pq} = \arg\{\vec{\rho}_p - \vec{\rho}_q\}$  olarak tanımlıdır.

### HÇY Hızlandırması ve DDS2 T-Matrisi

Çok sayıda 2D saçıcı için HÇY, (1)'deki DDS1'i çözmenin o kadar hızlı bir şekilde hızlanmasını sağlar ki,  $N$ 'nin tüm nesneler için kullanılan toplam harmonik sayısı olduğu halde, doğrudan ters almanın  $O(N^2)$  hesaplama karmaşıklığı,  $O(N^{1.5})$ 'e düşer. [7]'deki T-Matris yöntemi için HÇY'nin uyarlanmış bir formülasyonu, (1)'i şuna dönüştürür:

$$\left[ \bar{\mathbf{I}} - \bar{\mathbf{T}} \cdot \left( \bar{\mathbf{S}}_N + \frac{1}{Q} \bar{\mathbf{V}}^+ \cdot \bar{\mathbf{M}} \cdot \bar{\mathbf{V}} \right) \right] \cdot \mathbf{f} = \bar{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{a} \quad (4)$$

burada  $\bar{\mathbf{S}}_N$  yakın grup etkileşimlerini barındırırken,  $\bar{\mathbf{V}}^+ / \bar{\mathbf{V}}$  seyrek matrisleri dağıtma/toplama matrislerini ve  $\bar{\mathbf{M}}$  ise uzak gruplara aktarım matrislerini göstermektedirler. Bu formüllerin türetilmesi ve algoritmanın karmaşıklığı ile ilgili tartışmalar için okuyucuyu [7]'ye yönlendirip, uzak grupların içeriğinin (3)'e dair şu yaklaşıklığa dayandığını belirtmekle yetiniyoruz:

$$\bar{\mathbf{A}}_{qp}^F(m, n) = \frac{1}{Q} \bar{\mathbf{V}}_q^+ \cdot \bar{\mathbf{M}}_{qp} \cdot \bar{\mathbf{V}}_p \quad (5)$$

Burada '+' sembolü devrik-eşlenik matrisi gösterir;  $\bar{\mathbf{V}}_p(\bar{\mathbf{V}}_q)$   $Q \times (2M_{p(q)} + 1)$  boyutlu bir matristir ve elemanları

$$\bar{\mathbf{V}}_{p(q)}(r, n) = \tilde{\beta}_{ps(qt)}(n, \alpha_r); \quad n \in [-M_{p(q)}, M_{p(q)}] \quad (6)$$

olarak verilirken,  $\bar{\mathbf{M}}_{qp}$  köşegen bir  $Q \times Q$  matristir ve elemanları  $T_{st}^P(\alpha_r)$ ,  $r = 1, 2, \dots, Q$  olur. (5) ve (6)'da  $\tilde{\beta}_{ps(qt)}(n, \alpha_r)$  ve  $T_{st}^P(\alpha_r)$  şöyle tanımlıdır:

$$\tilde{\beta}_{ps(qt)}(n, \alpha_r) = e^{jk(x_{ps(qt)} \cos \alpha_r + y_{ps(qt)} \sin \alpha_r) + jn(\alpha_r + \frac{\pi}{2})} \quad (7)$$

$$T_{st}^P(\alpha_r) = \sum_{l=-P}^P H_l^{(2)}(k\rho_{st})e^{-jl(\phi_{st} - \alpha_r - \frac{\pi}{2})} \quad (8)$$

(7) ve (8)'de,  $\alpha_r = \frac{2\pi r}{Q-1}$  düzlem dalga tayfı açılarıdır ve (5)'teki matris çarpımı sırasında  $\bar{\mathbf{A}}_{qp}^F(m, n)$  yi  $Q$  adet düzgün aralıklı yönde örneklemekte kullanılır [7].  $x_{ps}$  ve  $y_{ps}$   $p$ 'inci cisim ile kaynak grubu merkezi  $g_s$  arasındaki  $x$  ve  $y$  koordinat farklarıdır. Benzerlikle,  $x_{qt}$  ve  $y_{qt}$   $q$ 'üncü cisim ile hedef grubu merkezi  $g_t$  arasındaki farklardır.

Yani  $x_{ps(qt)} = x_{p(q)} - x_{s(t)}$  ve  $y_{ps(qt)} = y_{p(q)} - y_{s(t)}$ .  $\tilde{\mathbf{E}} = \bar{\mathbf{L}}_T \cdot \bar{\mathbf{E}} \cdot \bar{\mathbf{R}}_T$ ,  $(\bar{\mathbf{L}}_T, \bar{\mathbf{R}}_T) = (\bar{\mathbf{R}}^{-1}, \bar{\mathbf{R}})$ , ve  $\mathbf{f} = \bar{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{y}$  tanımları verilsin. Bunlardan sonuncusu [10]'da ayrıntılı olarak işlenen ARY uygulamasının ilk adımında saçılan alan katsayılarının hızlı azalan parçasının çarpanlarına ayrılmasını gösterir. Diğer ikisi ise bu çarpanın (4) denkleminde işlenmesi için uygun tanımlamaları verir:

$$\left[ \bar{\mathbf{I}} - \tilde{\mathbf{T}} \cdot \left( \tilde{\mathbf{S}}_N + \frac{1}{Q} \tilde{\mathbf{L}}_T \cdot \bar{\mathbf{V}}^+ \cdot \bar{\mathbf{M}} \cdot \bar{\mathbf{V}} \cdot \bar{\mathbf{R}}_T \right) \right] \cdot \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{T}} \cdot \tilde{\mathbf{L}}_T \cdot \mathbf{a} \quad (13)$$

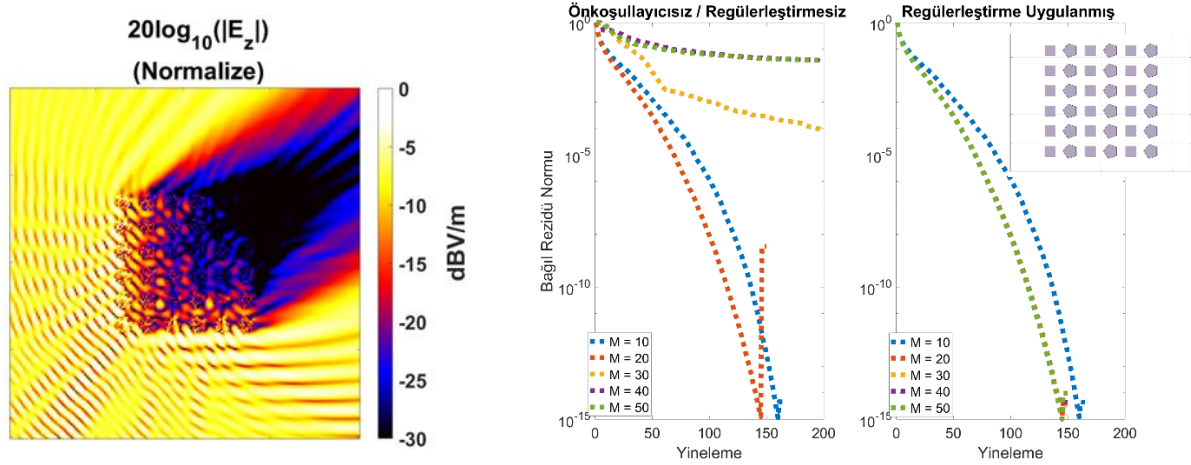
Böylece ARY yaklaşımı ile varılan DDS2, HÇY biçiminde yinelemeli çözücülerin matris vektör çarpımlarını besleyecek düzenek ile iyi koşullandırılmış T-Matrisi için HÇY hızlandırması olarak elde edilmiş olur.

### 3. Sonuç

T-Matris yönteminin iyi koşullandırılmış formülasyonunun HÇY uygulamaları için uyarlanması ele alınmıştır. Seçilen örnek vakaya karşı gelen matrislerinin kötü ve iyi koşullandırılmış versiyonlarının koşul sayıları arasındaki büyük fark, yinelemeli çözücü GMRES'in, bağıl kalıntı normu performans göstergesi olacak biçimde takip edilir. Saçılma problemi için LAES2, hızlı ve kararlı bir şekilde istenen tolerans seviyesine yakınsar. Herhangi bir kesme



sayısı için sağlanan bu doğa, ilgili FMM uygulamaları için avantajlıdır. Bu tür iyi koşullandırılmış sistemi kullanan uygulamalar, sunum sırasında gösterilecek daha fazla hesaplama ve sonuca konu edilecektir.



**Şekil 1.** Zirkonyum-oksit ( $\epsilon_r=23.52 - j0.2285$ ,  $\mu_r=1-0.0000138$ ) ve merkezleri arası uzaklıkları 5.5mm olan 2mm yarıçaplı dairelerce kapsanan dörtgen ve beşgen çubuklardan oluşan sağ en üstteki 6x6 ızgaraya yerleştirilmiş saçıcı sistemin 77Ghz frekanstaki  $(\theta, \phi)=(\pi/2, \pi/6)$  yönlü TM kutuplu düzlem dalga ile uyarılması sonrası oluşan toplam alan solda verilmiştir. Sağda kötü ve iyi koşullu FMM için oluşturulmuş matrislerin çeşitli kesme sayılarındaki yineleme başarımları yer almaktadır.

## Teşekkür ve Destek Beyanı

Bu çalışma Gebze Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'nce desteklenmiştir. Proje Numarası: 2024-A-102-02

## Kaynaklar

- [1] W. C. Chew, *Waves and Fields in Inhomogeneous Media*, Wiley-IEEE Press, 1999.
- [2] M. I. Mishchenko, "Comprehensive thematic T-matrix reference database: a 2017–2019 update," *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, vol. 242, 106692, 2020.
- [3] G. Tayeb and D. Maystre, "Rigorous theoretical study of finite-size two-dimensional photonic crystals doped by microcavities," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 14, pp. 3323–3332, 1997.
- [4] E. P. Li, Q. X. Wang, Y. J. Zhang, and B. L. Ooi, "Analysis of finite-size coated electromagnetic bandgap structure by an efficient scattering matrix method," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 11, pp. 485–492, 2005.
- [5] C. H. Kuo and Z. Ye, "Negative-refraction-like behavior revealed by arrays of dielectric cylinders," *Phys. Rev. E - Stat. Physics, Plasmas, Fluids, Relat. Interdiscip. Top.*, vol. 70, 026608, 2004.
- [6] A. Shooshtari and A. R. Sebak, "Electromagnetic scattering by parallel metamaterial cylinders," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 57, pp. 165–177, 2006.
- [7] Y. J. Zhang and E. P. Li, "Fast multipole accelerated scattering matrix method for multiple scattering of a large number of cylinders," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 72, pp. 105–126, 2007.
- [8] J. C. Bolomey and A. Wirgin, "Numerical Comparison of The Green's Function and The Waterman and Rayleigh Theories of Scattering From a Cylinder with Arbitrary Cross-Section," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 121, pp. 794–804, 1974.
- [9] E. A. Ivanov, *Diffraction of Electromagnetic Waves from Two Bodies*. in Russian, Translated to English as NASA TTF-597. Nauka i Tekhnika, Minsk (1968).
- [10] F. Dikmen, E. Sever, S. Vatansever, and Y. A. Tuchkin, "Well-conditioned algorithm for scattering by a few eccentrically multilayered dielectric circular cylinders," *Radio Sci.*, vol. 50, pp. 99–110, 2015.
- [11] E. Sever, F. Dikmen, Y. A. Tuchkin, and C. Sabah, "A numerically stable algorithm for scattering from several circular cylinders including metamaterials with different boundary conditions," *Optik (Stuttg.)*, vol. 168, pp. 667–676, 2018.
- [12] M. E. Hatipoğlu, F. Dikmen, E. Sever, and Y. A. Tuchkin, "Numerical Stabilization of Recursive T Matrix Method in 2D for TM-z Scattering from Circular Boundaries," in *Proceedings of International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory, DIPEd*, 2018.
- [13] M. E. Hatipoğlu and F. Dikmen, "On Regularization of the T Matrix Method for Cylindrical Objects with Arbitrary Cross Section," *Bremen Zoom Workshop on Light Scattering 2021 Leibniz-Institut für Werkstofforientierte Technologien - IWT*, 2020.



## Düzlemsel Katmanlı Ortamlarda 1-B Periyodik Yapılar İçin Green Fonksiyonunun Hesaplanması

M. Emin Geçer, M.Enes Hatipoğlu, Ali Şanlı\*, Aytaç Alparslan\*\*, Fatih Dikmen  
Gebze Teknik Üniversitesi  
Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Kocaeli  
[emingecer@gtu.edu.tr](mailto:emingecer@gtu.edu.tr), [hatipoglume@gtu.edu.tr](mailto:hatipoglume@gtu.edu.tr), [dikmen@gtu.edu.tr](mailto:dikmen@gtu.edu.tr)

\*Softel Ltd.  
İstanbul  
[alisanli@gmail.com](mailto:alisanli@gmail.com)

\*\*Trakya Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Edirne  
[aytacalparslan@trakya.edu.tr](mailto:aytacalparslan@trakya.edu.tr)

**Özet:** Modern hesaplamalı elektromanyetizma modelleri, tekrarlayan kaynak ya da katmanlardan oluşan ortam sınırlarının sistemli biçimde hesaplara katılması ile modüler yapılarını korumak eğilimine sahip çıkar. Bu, Green fonksiyonu kavramının etkin kullanımı ile mümkün olur. Burada, düzlemsel katmanlı bir ortamda, katmanlardan birine serili sonsuz periyodik çizgisel kaynakların temsili için Green fonksiyonunun elde edilmesi konu edilmektedir. Elde olunan formül, çizgisel bir kaynağın katmanlı yapıdaki düzlem dalga tayfının kompleks düzlemde Sommerfeld integrasyon yolu üzerinden düzgün aralıklı örneklenmiş ayırık bir toplamdan ibarettir. Bu toplamın, sonlu ama yeteri kadar çok sayıda çizgisel kaynağın alan dağılımına benzerliği sergilenmiştir.

**Abstract:** Modern computational electromagnetism keeps modularity by systematical inclusions of the layered medium or periodic sources. Effective use of the Green's function concept is the key, and it is obtained for the representation of infinite periodic linear sources spread over one of the layers in a planar layered medium. The formula obtained is a discrete sum of the plane wave spectrum of a linear source in planar layers, sampled uniformly over the Sommerfeld integration path in the complex plane. The similarity of this sum to the field distribution of a finite but sufficiently large number of linear sources is demonstrated.

### 1. Giriş

Düzlemsel katmanlı yapılarda elektromanyetik alanların incelenmesi sırasında bu uzaya ilişkin Green fonksiyonunun varlığı sınır integral denklemleri yöntemleri ile boş uzaya dair kurulu hesaplama düzeneklerini modüler bir güncelleme ile kullanılabilir kılar. Kullanım alanlarının ve gitgide karmaşılaşan modellerin çeşitlendirdiği araştırma seyrinde 3 boyutlu periyodik, yatay ([1],[2]) ve düşey ([3],[4]) dipollere dayalı modellerin yanı sıra, 2 boyutlu uygulamaların da ([5],[6]) modern modellerinin ilgi konusu olduğu aşikardır. Burada, düzlemsel katmanlı bir ortamda sonsuz periyodikliğe sahip bir saçıcı için Helmholtz denkleminin Green fonksiyonuna [7] ve [8]'deki formülasyonların uygun bir kombinasyonu olarak değiniyoruz ve her birinin faydalarını nihai kullanıma aktarıyoruz.

### 2. Formülasyon

[8]'de, katman #i'de bulunan tek bir elektromanyetik çizgisel kaynak için katman #j'de gözlenen Green, fonksiyonu,  $k_s$  dalga sayılı boş uzaydaki radyasyonu temsil eden doğrudan kısmın düzlemsel dalga tayfının kapalı biçim özdeşliklerine ek olarak, düzlemsel katmanların keyfi sayıdaki ortamından yansıyan ve iletilen tüm düzlemsel dalgaların tayfının sürekli entegrasyonunun uygun karelemeler yoluyla verimli bir şekilde başarımı sonrasında elde edilen alan katkıları ile gerçekleştirilir.

$$G_{toplaml}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = \delta_{i,j} G_{boş\ uzay}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') + G_{katmanda\ saçılan}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}'), \quad \delta_{i,i} = 1, \quad \delta_{i,j \neq i} = 0 \quad (1)$$

1 boyutlu periyodik ızgara yapılarının Green fonksiyonu için, uzaydaki sonsuz adet periyodik noktada, tek bir elektromanyetik çizgisel kaynak Green fonksiyonunun kullanılması sayısal hesaplamalar için uygun değildir çünkü yazılan uzamsal sonsuz toplam yeterince hızlı yakınsamaz. Boş uzay için Green fonksiyonu

$$G_{boş\ uzay}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = \frac{i}{4} H_0^{(1)}(k_s |\boldsymbol{\rho} - \boldsymbol{\rho}'|) \quad (2)$$

İçin sürekli düzlemsel dalga tayfına dair yukarıda anılan kapalı biçim özdeşliği, sözü edilen sonsuz uzamsal toplamı başka bir ayrık toplam ile değerlendirmek gerektiğinde önem kazanır. Çünkü, 1 boyutlu sözde-periyodik boş uzay Green fonksiyonu ele alındığında [7], gözlem noktası kaynak noktasından uzakta iken önem arz eden periyodik uzamsal işaretlerin  $\varphi_n$ 'e göre düzenlenen eşit aralıklı tayf örneklemelerine dayanan Poisson toplamları ortaya çıkar [9].

$$G_{boş\ uzay}^{1B\ sözde\ periyodik}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = -\frac{i}{4\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{i(\varphi_n(x-x') + \sqrt{k_s^2 - \varphi_n^2}|y-y'|)}}{\sqrt{k_s^2 - \varphi_n^2}} \quad (3)$$

[7]'de,  $G_{boş\ uzay}^{1B\ sözde\ periyodik}$ 'nin verimli hesaplanması, temel fonksiyonlar aracılığıyla ve kaynak ve gözlem noktaları birbirine yaklaştığındaki logaritmik tekilliği açığa çıkaran biçimde, (3)'ü hızlandırarak gerçekleştirilmiştir. Bu, sınır integral denklem modelleri [10] aracılığıyla iyi koşullandırılmış saçılma modelleri tasarlanırken çok kullanışlıdır. Şimdi, (1)'deki  $G_{katmanda\ saçılan}$ 'ın periyodik uzaysal sinyallerinin düzgün spektral örneklerini kullanarak, ayrık muadili  $G_{katmanda\ saçılan}^{1B\ sözde\ periyodik}$ , elde etmek istiyoruz ki katmanlı yapıdaki 1B sözde periyodik Green fonksiyonunu aşağıdaki biçimde elde edebilelim:

$$G_{toplam}^{1B\ sözde\ periyodik}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') = \delta_{i,j} G_{boş\ uzay}^{1B\ sözde\ periyodik}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}') + G_{katmanda\ saçılan}^{1B\ sözde\ periyodik}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\rho}'), \quad (4)$$

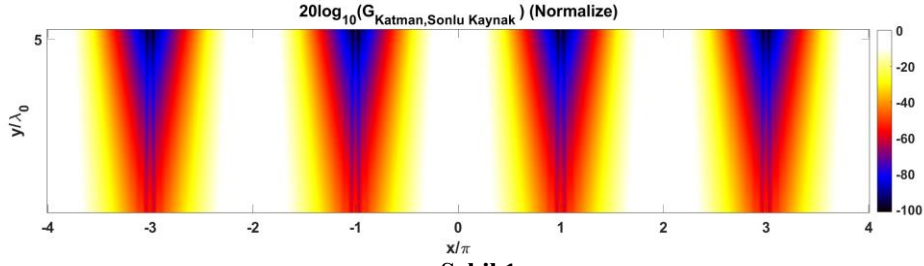
Bu örneklemeyi gerçekleştirmek için gerekli tayf bilgisi halihazırda (1)'in gerektirdiği düzlemsel katman konfigürasyonuna dair sonsuz sürekli tayfı Sommerfeld entegrasyon yolu boyunca entegre eden [8]'deki integrandlarda mevcuttur. (1) için Sommerfeld entegrasyon yolunun düzlemsel katmanların sınır koşullarını sağlamak için parametrelerinin en iyilenmesi süreci, ilgili Poisson toplamının yakınsak olması için ayrık sürümü için de aynı öneme sahiptir. Hesabının hızlandırılması gereken tüm uzaysal tekillik hala boş uzay kısmında (3) tutulur ve katmanlardan saçılan alanları temsil eden kısım sonsuz derecede düzgün bir fonksiyondur. Algoritma, (4) için Sommerfeld entegrasyon yolunun optimizasyonu ve alanların doğrudan uzaysal periyodik sonlu diziden hesaplanmasına göre ilgili yakınsamasının görüntülenmesi, sunum için temel çıktılardır.

### 3. Sayısal Sonuçlar ve Yorumlar

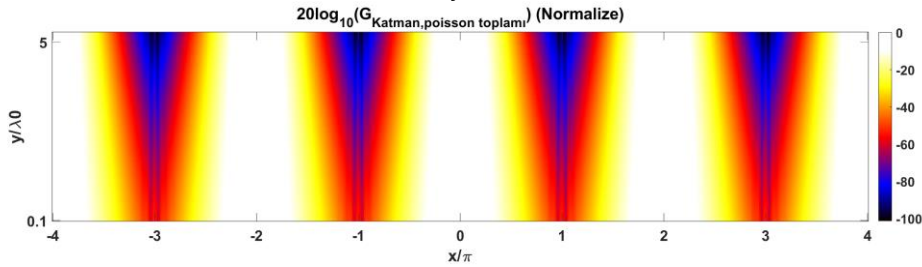
$y=0$  düzlemi dielektrik sabiti  $\varepsilon_2=(8-i0.01)\varepsilon_0$  olan alt yarım uzayın düzlemsel arayüzü olarak,  $\varepsilon_1=\varepsilon_0$  olan üst yarım uzayı ayırırken  $\mu_{1,2}=\mu_0$  olsun. Sonsuz ızgarayı test etmek üzere  $(x,y)=(0,0)$  noktasındaki  $z$  yönüne uzanmış  $f=1\text{GHz}$  olan bir çizgisel kaynak  $d=2\pi$  aralıklar ile  $-x$  ve  $x$  doğrultusuna  $20$ 'şer adet sonlu sayıdaki ayrık noktalara da serilmiş olsun. (2) formülünün bu noktalardan ışıyan alanlarının toplamı olan alanı  $x \in [-4\pi, 4\pi]$ ,  $y \in [0, 5\lambda_0]$  kesitinde gözlemek üzere Şekil 1a'daki dağılım elde edilmiştir. (4) uyarınca bulunan alanlar aynı kesitte Şekil 1b'deki gibi gözlenmektedir. Şekil 1c'de aynı kesit noktaları üzerindeki alan değerlerine dair bağıl hata  $|G_{toplam}^{1B\ sözde\ periyodik} - \Sigma G_{toplam}| / |G_{toplam}^{1B\ sözde\ periyodik}|$  formülü uyarınca logaritmik ölçekte verilmektedir. Yaklaşımın tutarlılığı verilen bağıl hata düzeylerinden izlenebilmektedir. Bu kavramsal ispat sayesinde düzlemsel katmanlı ortamın bir katmanına periyodik serili saçıcıların integral denklem formülasyonları için sayısal olarak kararlı bir çalışma çerçevesi oluşturulmuştur.

### Teşekkür ve Destek Beyanı

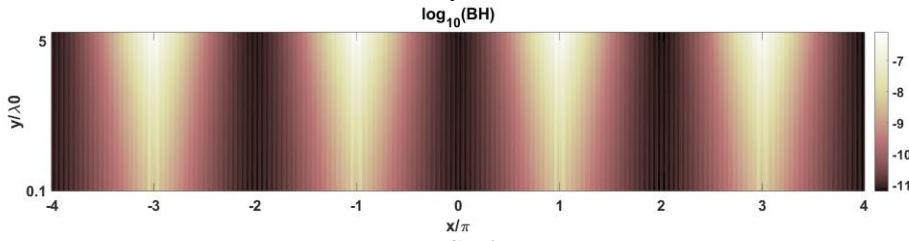
Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 1002-A Hızlı Destek Programı kapsamında yürütülen 124E428 numaralı proje ile desteklenmiştir.



Şekil 1a



Şekil 1b



Şekil 1c

## Kaynaklar

- [1]. R. M. Shubair and Y. L. Chow, "Efficient computation of the periodic Green's function in layered dielectric media," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 3, pp. 498-502, March 1993, doi: 10.1109/22.223751.
- [2]. Daoxiang Wang, Yung, Chen, Ding and Tang, "On evaluation of the Green function for periodic structures in layered media," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 3, pp. 133-136, 2004, doi: 10.1109/LAWP.2004.831076.
- [3]. Mahsa Valizdeh, Hoda Ameri, Reza Faraji-Dana, "Novel two-dimensional periodic Green's function for the efficient analysis of structures made of elements perpendicular to the dielectric substrate by complex images", IET Microwaves, Antennas & Propagation, V 13, N 10, P 1536-1545, 2019, doi:10.1049/iet-map.2018.5326
- [4]. G. Valerio, S. Paulotto, P. Baccarelli, D. R. Jackson, D. R. Wilton, W. A. Johnson, and A. Galli, "Convergent Expressions for Periodic Potentials in Stratified Media Using Asymptotic Extractions," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 52, no. 3, pp. 1-4, March 2016, Art no. 7207804, doi: 10.1109/TMAG.2015.2499087.
- [5]. J. Wang, J. Li, J. Liu and Q. H. Liu, "Spectral-Element Spectral-Integral (SESI) Method for the 1-D Bloch (Floquet) Periodic Problems With Scatterers Embedded in Multiple Regions of 2-D Layered Media," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 70, no. 2, pp. 1006-1015, Feb. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2021.3132350.
- [6]. J. Niu, Y. Ren and Q. H. Liu, "Spectral element boundary integral method with periodic layered medium dyadic Green's function for multiscale nano-optical scattering analysis", Opt. Express, vol. 25, no. 20, pp. 24199-24214, Oct. 2017.
- [7]. Y. A. Tuchkin, A. Şanlı and F. Dikmen, "Efficient Computation of Green's Function for 1-D Periodic Structures," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 19, no. 3, March 2020, pp. 373-377
- [8]. A. Alparslan, "Constituents of electromagnetic 2-D layered media Green's functions for all material types and radiation conditions", Waves in Random and Complex Media, (2023) DOI: 10.1080/17455030.2023.2203264
- [9]. C. A. Valagiannopoulos and N.K. Uzunoglu, "Green's function of a parallel plate waveguide with multiple abrupt changes of interwall distances", Radio Science, Vol. 44, RS5001, (2009), doi:10.1029/2008RS003985
- [10]. Y. A. Tuchkin, A. Şanlı and F. Dikmen, "Modeling of wave diffraction by complex metallic one-dimensionally periodic semitransparent gratings," 2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Verona, Italy, 2017, pp. 1454-1457.

## Nemli Ağaç Talaşında Kemiğin Mikrodalga Görüntülenmesi: Klinik Öncesi Ortopedik Bir Araştırma

Ercan Mengüç ve Selçuk Helhel

Akdeniz Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Antalya  
[ercanmenguc@gmail.com](mailto:ercanmenguc@gmail.com), [selcukhelhel@akdeniz.edu.tr](mailto:selcukhelhel@akdeniz.edu.tr)

**Özet:** Mikrodalga görüntüleme sistemleri (MGS), iyonlaştırıcı olmayan radyasyon kullanması sayesinde, iyonlaştırıcı etkisi bulunan manyetik rezonans (MR) ve X-ışını tomografisi gibi geleneksel görüntüleme sistemlerine alternatif haline gelmiştir. Bu çalışmada, görüntü elde etme ve görüntü kalitesini artırmaya yönelik iki temel adım bir araya getirilmiştir. İlk adımda, açısal faz bilgisi işlendiği için lineer analiz yöntemleri yerine dairesel istatistik yöntemleri kullanılmıştır. İkinci adımda ise çoklu frekans görüntü çeşitleme tekniği ile çözünürlük artırılmıştır. Yöntem, her bir odak noktasındaki piksel için en uygun veriyi seçerek daha kaliteli bir görüntü üretmektedir. Hedef kemiğin konumu ve boyutu, gerçek ölçümlerle karşılaştırıldığında  $x$  ve  $y$  eksenlerinde sırasıyla %1 ve %3 hata payıyla belirlenmiştir. Ayrıca, görüntü çeşitleme tekniği ile SNR (sinyal gürültü oranı), SCR (Sinyal dağınıklık oranı) ve CT (kontrast) sırasıyla 3.0 dB, 2.37 dB ve 0.6 dB iyileştirilmiştir.

**Abstract:** Microwave imaging systems (MIS) have become an alternative to conventional imaging systems such as magnetic resonance imaging (MRI) and X-ray tomography, which have ionizing effects, thanks to their use of non-ionizing radiation. In this paper, we combine two basic steps for image acquisition and image quality enhancement. In the first step, circular statistics methods are used instead of linear analysis methods since angular phase information is processed. In the second step, the resolution is increased with a multi-frequency image diversity technique. The method produces a better quality image by selecting the most appropriate data for each focal pixel. The position and size of the target bone were determined with an error margin of 1% and 3% on the  $x$  and  $y$  axes, respectively, compared to the actual measurements. Furthermore, SNR, SCR and CT are improved by 3.0 dB, 2.37 dB and 0.6 dB, respectively.

### 1. Giriş

X-ışını, tomografi, mamografi, pozitron emisyon tomografisi ve bilgisayarlı tomografi gibi geleneksel görüntüleme sistemleri, iyonlaştırıcı radyasyon sebebiyle hastalar üzerinde yan etkilere sahiptir ve bu yüzden genellikle tanı sürecinde her hasta için yılda iki kezle sınırlıdır. MGS, sürekli tarama için faydalı görüntüler sağlasa da, görüntü kalitesi modern geleneksel alternatif teknolojiler kadar yüksek değildir. Ancak, büyük ölçüm odalarına ihtiyaç duymamaları ve kullanım kolaylıkları sayesinde biyomedikal, askeri ve endüstriyel amaçlar da dahil olmak üzere çeşitli alanlarda alternatif bir görüntüleme sistemi haline gelmiştir [1-7].

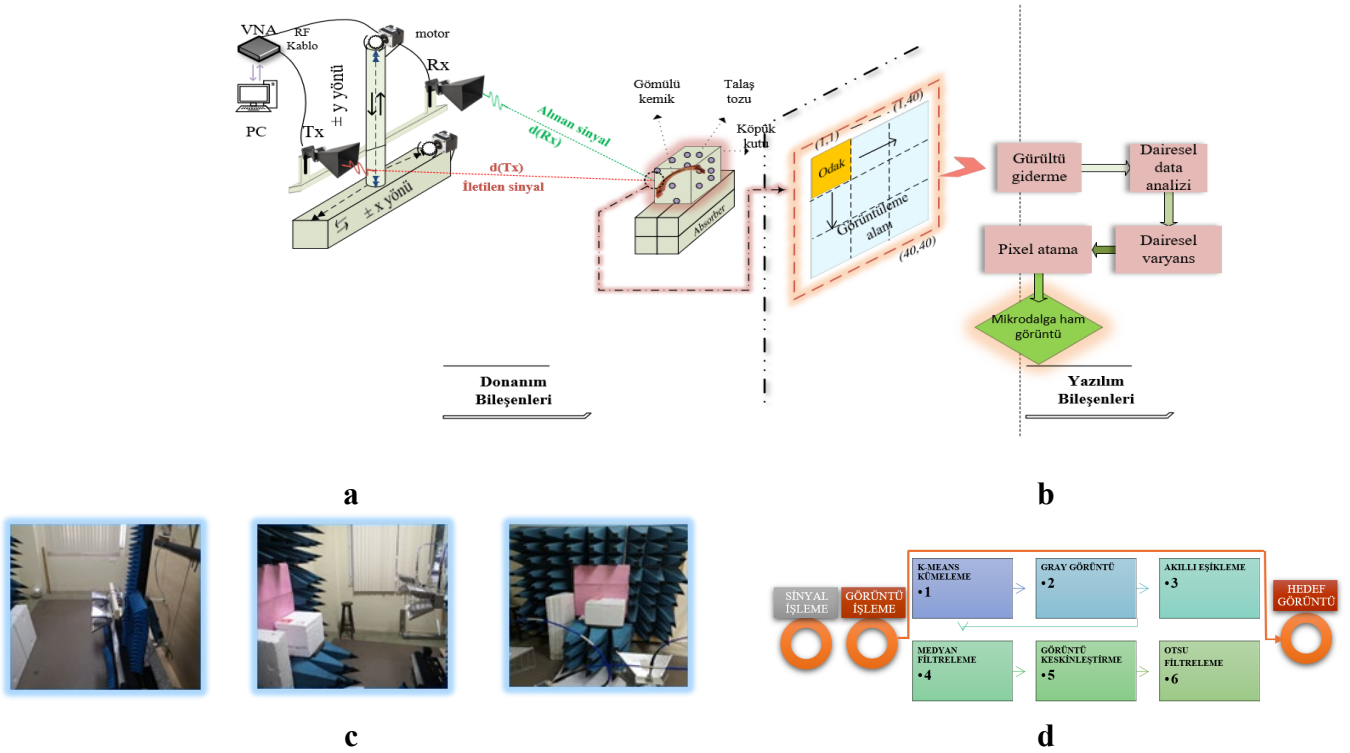
MGS sistemleri iki ana gruba ayrılır: İlk grup, ters saçılım problemlerine odaklanır ve hedefin frekansa bağlı permitivite ve iletkenlik profillerini çıkarmayı amaçlar [8, 9]. Bu yaklaşım, karmaşık ters saçılım matematiği içinde zorlu bir hesaplama süreci gerektirir, genellikle yinelemeli ve zaman alıcıdır. Yazarlar tarafından önerilen ikinci yaklaşım ise, vektör ağ analizörü aracılığıyla elde edilen  $s$ -parametre ölçümlerini kullanmakta ve ortamın dielektrik özelliklerindeki süreksizliklerle doğrudan ilgilenmemektedir. Bu yöntem, meme tümörlerinin sadece yerinin belirlenmesi ve meme görüntüleme gibi çeşitli tıbbi uygulamalar için araştırılan yeni bir tanı teknolojisi. Tıbbi amaçların ötesinde, tahribatsız test [3], malzemelerdeki çatlak tespiti, gömülü veya gizli cisimlerin belirlenmesi [7], iletken cisim tespiti ve gömülü metal görüntüleme gibi endüstriyel uygulamalarda da kullanılabilir.

Mevcut literatürün büyük kısmı, mikrodalga görüntü kalitesini artırarak nihai görüntüdeki çözünürlük farkını kapatmaya odaklanmaktadır. Veri toplama adımları, ölçüm düzenekleri, gürültü giderme yöntemleri ve çeşitli görüntü yeniden yapılandırma algoritmaları mikrodalga görüntüleme alanındaki yaygın işlem basamaklarıdır. Ancak, anten türleri, sistemdeki anten yerleşimi, veri hazırlığı, donanımsal ve yazılımsal bileşenler ve seçilen filtreler görüntü kalitesini artırmaya yönelik sürecin farklı aşamalarını oluşturmaktadır.

Bu çalışma, görüntü elde etme ve görüntü kalitesini artırmaya yönelik literatüre katkı sağlamayı amaçlayan iki çözüm üzerine odaklanmaktadır. İlk olarak, doğrusal veri analizinde giderilemeyen faz karışıklığı sorunlarını aşmak amacıyla, elde edilen S21 saçılma parametrelerine bağlı dairesel analiz yöntemlerinin uygulanarak dairesel varyans hesaplaması önerilmiştir. İkinci olarak ise, çoklu frekans görüntü çeşitleme tekniği ile görüntü kalitesi ve çözünürlüğü artırılmıştır. Bu yöntemde, farklı frekanslardan elde edilen görüntüler piksel bazında karşılaştırılarak her piksele en uygun veri atanmakta ve tüm pikseller tamamlandığında, daha nitelikli bir görüntü elde edilebilmektedir.

## 2. Mikrodalga Ölçümler

Ölçümler, önceden tanımlanmış görüntüleme alanını sistematik olarak tarayan ızgara tarama sistemi ve horn antenler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 1a ve b donanım ve yazılım bileşenleri ile birlikte mikrodalga görüntünün elde edilmesini göstermektedir. Şekil 1c görüntüleme sistemine anten ve içerisinde talaş tozu ve kemik bulunan köpük kutuyu göstermektedir. Şekil 1d ise yazılım bileşeninin bir parçası olan görüntü işleme basamaklarını tanımlamaktadır. Donanım, mikrodalga ham datanın elde edilmesini sağlarken, yazılım bileşenleri ise mikrodalga görüntülerin elde edilmesini mümkün kılmaktadır. İki anten, verici ve alıcı olarak kullanılmış ve uygun veri alımı için hedef; anten yakın alan bölgesine yerleştirilmiş ve yerinden oynatılmadan geniş bant karakterizasyonu gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1. Ölçüm sistemi: (a) Veri toplama, (b) Ham mikrodalga görüntülerin elde edilmesi, (c) Gerçek ölçüm fotoğrafları, (d) Ham mikrodalga görüntüler elde edildikten sonra uygulanan sinyal işleme adımları.

## 3. Dairesel Analiz Yöntemi

Sinyal bileşeni olarak  $S_{21}^{\theta_i}(f_i)$ , belirli bir piksel konumunda (odak noktası)  $f_i$  frekansında ölçülen büyüklüğü temsil eder.  $\theta_i$ , seçilen  $f_i$  frekansına ait faz olup,  $S_{21}$  karmaşık parametresine göre hesaplanır. Taranan alandaki tüm fazlar (1) numaralı denkleme göre tanımlanabilir. Dairesel varyans (DV), seçilen bir pikselin fazı ile o piksel hariç tüm diğer piksellerin daireysel ortalama fazı arasındaki farkı belirlemek için hesaplanır. Bu işlem, seçilen faz ile daireysel ortalama açısı arasındaki açısal mesafeyi verir.  $\theta_1$  durumu için açısal mesafe hesabı (2) ile gösterilmiştir. AU, DV,  $\theta$  ve  $\bar{\theta}$  sırasıyla açısal uzaklık, daireysel varyans, faz açısı ve tüm faz açılarının ortalamasını ifade eder. Her bir frekans için bütün piksel noktalarının AU değerleri denklem (3)'teki gibi hesaplanır.

$$\theta_i^{px} = S_{21}^{\theta_i}(f_i) \Big|_{i(1 \rightarrow F), (1 \rightarrow M \times N)} \quad (1)$$

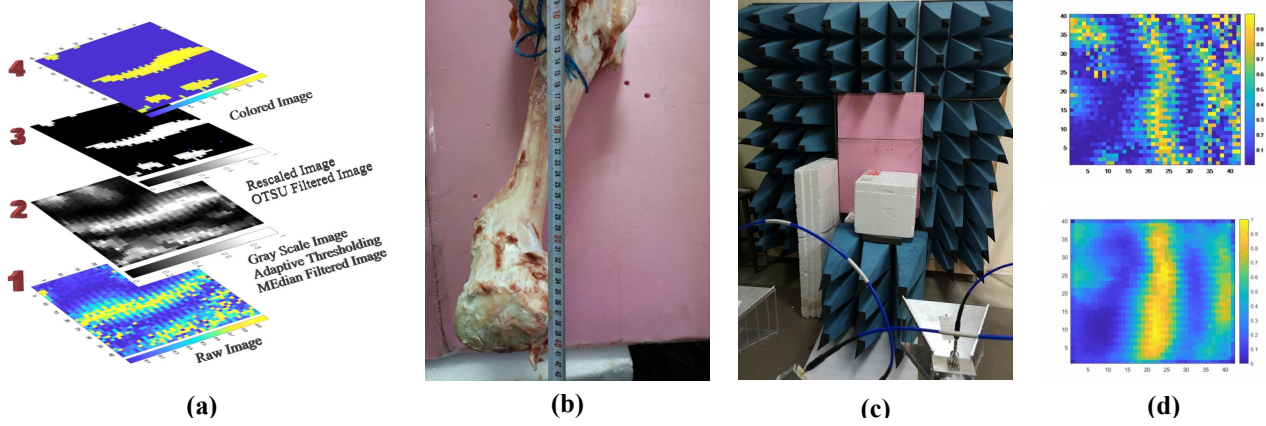
$$AU_i(\theta_1 | \theta_2, \dots, \theta_{M \times N}) = DV_i(\theta_1, \bar{\theta}(\theta_2, \dots, \theta_{M \times N})) \quad (2)$$

$$(PX)_{f_i} = AU(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{M \times N}) \quad (3)$$



#### 4. Görüntü İşleme

Şekil 2(a)' da gösterilen görüntüleme sürecine göre, görüntü işleme algoritmaları yeniden yapılandırma sürecinden sonra uygulanmalıdır. Hedefleri görselleştirmek için ham görüntülere görüntü sınıflandırma, geliştirme ve kenar algılama algoritmaları uygulanır. Yeniden yapılandırılmış mikrodalga ham görüntülere k-means kümeleme algoritması uygulanarak hedef, arka planından ayrılır. İkinci olarak, RGB görüntü gri tonlu bir görüntüye dönüştürülür. Gri tonlu görüntülere uyarlanabilir eşikleme algoritması uygulanır. Dördüncü olarak, gri tonlu görüntüler üzerinde medyan filtreleme yapılır. Son olarak, OTSU tipi filtreleme algoritması kullanılır.



Şekil 2. Sonuçlar: (a) Görüntü işleme basamakları, (b) Ölçümü yapılan kemik, (c) Gömülü kemik, (d) Tek ve çoklu frekanslı ham görüntü.

#### 5. Sonuçlar

Ölçüm düzeneği kullanılarak elde edilen ham veriler kullanılarak dairesel analiz yöntemleri ile ilk aşamada ham görüntüler oluşturulmuştur. İkinci aşamada çoklu frekans görüntü çeşitleme tekniği kullanılarak ham görüntülerin çözünürlüğü artırılmıştır. En son olarak da görüntü işleme teknikleri ile görüntü keskinliği artırılmıştır. İkinci aşamada ise, ham görüntülere görüntü işleme algoritmaları ve filtreleme yöntemleri uygulanarak nihai görüntü elde edilir. Şekil 2(b) ve (c) görüntülenen kemik ve gömülü bulunduğu köpük kutuyu göstermektedir. Şekil 3(d) ise üst ve alt sırasıyla tek bir frekansta ve çoklu frekansta elde edilen sonuçları göstermektedir. Elde edilen sonuçlara göre görüntüleme alanının tam orta noktasına yerleştirilen kemik orgin noktasına göre x ve y eksenlerinde sırasıyla %1 ve %3 hata oranında lokasyon tespiti yapılabilmektedir.

#### Kaynaklar

- [1] S. Helhel and O. Kurnaz, "Buried Metal Detection Within The Wooden Block by X-Band Measurements," Microwave and Optical technology Letters, vol. 58, no. 5, pp. 1245-1253, 2016.
- [2] O. Kurnaz, S. Helhel and S. Ozen, "Embedded Object Detection by Using Planar Antenna Measurement System," in PIERS 2012 Moscow: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Moscow, 2012.
- [3] E. Mengüç, M. Eren, A. Kocakuşak and S. Helhel, "Preliminary Results of Near Field Microwave Imaging System for Dielectric Material," in Photonics and Electromagnetic Research Symposium PIERS 2023, Prag, 2023.
- [4] M. Eren, E. Mengüç, A. Kocakuşak and S. Helhel, "Investigation of Usage Possibility FMCW Radar for Non-Destructive Corrosion Detection in Building Structures," in 2023 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Prag, 2023.
- [5] C. Gilmore, "A Wideband Microwave Tomography System With a Novel Frequency Selection Procedure," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 57, no. 4, pp. 894-904, 2010.
- [6] A. O. Asok, G. Nath and S. Dey, "Non-invasive breast tumor detection with antipodal Vivaldi antenna using monostatic approach," International Journal of RF and Microwave Computer-aided Engineering, pp. 1-14, 2022.
- [7] E. Aydın and S. Karacaoğlu, "Reference Breast Phantoms for Low-Cost Microwave Imaging," TEHNIČKI Glasnik, vol. 14, no. 4, pp. 411-415, 2020.
- [8] H. Song, S. Sasada, N. Masumoto, T. Kadoya and M. Okada, "A Two-Stage Rotational Surface Clutter Suppression Method for Microwave Breast Imaging With Multistatic Impulse-Radar Detector," IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 69, no. 12, pp. 9586-9598, 2020.
- [9] E. C. Fear, X. Li, S. C. Hagness and M. A. Stuchly, "Confocal Microwave Imaging for Breast Cancer Detection: Localization of Tumors in Three Dimensions," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 49, no. 8, pp. 812-821, 2002.

## Uyarlanabilir Akıllı Yüzeyli Haberleşme İçin Hüzme İndis Modülasyonu

Ahmet Mete Elbir

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstinye Üniversitesi, İstanbul, Türkiye  
ahmetmelbir@ieee.org

**Özet:** 5G ötesi (5GÖ) kablosuz ağlar, yüksek veri hızları ve yoğun bağlantı gereksinimlerini karşılamak için spektral ve enerji verimliliğini (SV/EE) artırmayı hedeflemektedir. Bu çalışmada, uyarlanabilir akıllı yüzey (UAY) destekli haberleşme indeks modülasyonu (İM) kullanılarak SV ve EE iyileştirilmesi araştırılmaktadır. İM, UAY üzerinden iletilen uzamsal yolların indekslerini kullanarak ek bitler iletirken; UAY, kapsama alanını ve ağ verimliliğini artırır. Seçilen İM yollarına karşılık gelen yönlendirme vektörlerine dayalı, düşük karmaşıklıkla bir hibrit hüzme oluşturma yöntemi önerilmektedir. Deneysel sonuçlar, önerilen yaklaşımın tam sayısal hüzme oluşturmada daha yüksek SV performansı sağladığını göstermektedir.

**Abstract:** Beyond 5G (B5G) wireless networks aim to enhance spectral and energy efficiency (SE/EE) to support high data rates and massive connectivity. This work explores the use of index modulation (IM) in reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted systems to improve SE and EE. IM transmits extra bits using the indices of spatial paths through the RIS, while RIS enhances coverage and network efficiency. We propose a low-complexity hybrid beamforming design based on steering vectors corresponding to selected IM paths. Numerical results show our approach achieves higher SE performance than fully-digital beamforming, demonstrating the potential of combining IM with RIS for efficient communications.

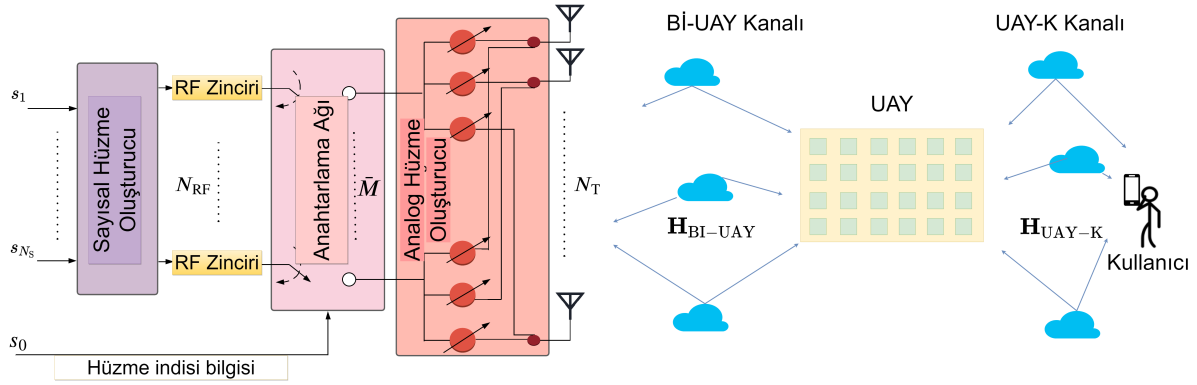
### 1. Giriş

UAY iki boyutlu meta-malzemelerden oluşan ve üzerine gelen elektromanyetik (EM) dalgasını belirli faz değişikliği yaratarak yansıtan yapılardır [1]. 5GÖ sistemlerde UAY kullanımının öngörülmesinin nedenleri şöyledir:

- Bu meta-malzemeler ve bunların arkasındaki sinyalizasyon yapısı diğer sayısal ve analog işaret işleme yapılarına göre basit ve ucuzdur.
- UAY ile doğrudan görüşün olmadığı durumlarda verici ile alıcı arasında yansıtıcı bir yüzey olarak haberleşmenin kalitesine faydası vardır.
- UAY kullanımı ile vericinin kapsama alanı genişler.

Bu makalede, UAY destekli massive çok-girişli çok-çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemleri için hüzme indis modülasyonu (HİM) tabanlı bir hibrit hüzmeleme tasarımı yaklaşımı sunuyoruz. Önerilen yaklaşım, tüm sistemin spektral verimliliğini (SV) maksimize etmeyi hedeflemekte olup, bu optimizasyon problemi iki alt probleme ayrılarak ele alınmaktadır: 1) baz istasyonunda (Bİ) hibrit analog ve sayısal hüzmeleyicilerin tasarımı ve 2) UAY faz elemanlarının tasarımı. HİM gerçekleştirebilmek için milimetre-dalga (mmDalga) kanalındaki uzamsal yol çeşitliliğinden faydalanılır. Özellikle, UAY üzerinden Bİ ile kullanıcı arasındaki uzamsal yolların bir kısmı seçilir ve bu yolların indisleri, indis bitlerine atanır. Kullanıcı tarafında, bu seçilen yollar ayrıştırılır ve indis bitleri geri kazanılır. Bu amaçla, Bİ-UAY ve UAY-kullanıcı bağlantılarının kanalları, kanal kestirimi yoluyla tahmin edilir. Daha sonra, Bİ'deki analog hüzmeleyici, seçilen uzamsal desenin kanal yönlerine karşılık gelen yönlendirme vektörleri olarak seçilen sütunlarla tasarlanır. Taban bant hüzmeleyiciler, tamamen sayısal (TS) hüzmeleyici kullanılarak sıfırlama tekniğiyle tasarlanır. İkinci alt problemde, verilen HİM senaryosu için UAY faz elemanları tahmin edilir. Özellikle, TS hüzmeleme için elde edilen SV ifadesi kullanılarak dışbükey bir optimizasyon problemi elde edilir ve UAY faz elemanları bulunur. Nümerik benzetimlerle, önerilen hibrit hüzmeleme temelli HİM yaklaşımının, ek olarak iletilen indis bitleri sayesinde, TS hüzmelemeye kıyasla daha yüksek spektral verimlilik sağladığını gösterdik.

Daha önce yapılan çalışmalarımızla [2, 3] kıyaslandığında, bu çalışmada UAY'nin olduğu senaryo incelenmiş ve buna karşılık gelen hem Bİ'deki hem de UAY'deki sistem parametrelerinin tasarımı yapılmıştır.



**Şekil 1.** UAY destekli ÇGÇÇ sistemi için HİM yaklaşımında, Bİ gelen veri akışlarını işler ve uzamsal yol indis bilgisi  $s_0$ 'ı bir anahtarlama ağı içerisinde kullanır. Bu anahtarlama ağı,  $N_{RF}$  adet RF zincirini analog hüzmeyicideki  $L$  adet tapa bağlar ve haberleşme için  $L$  yol içerisinde  $L_S$  tanesini kullanarak bu yolları etkin şekilde değerlendirir.

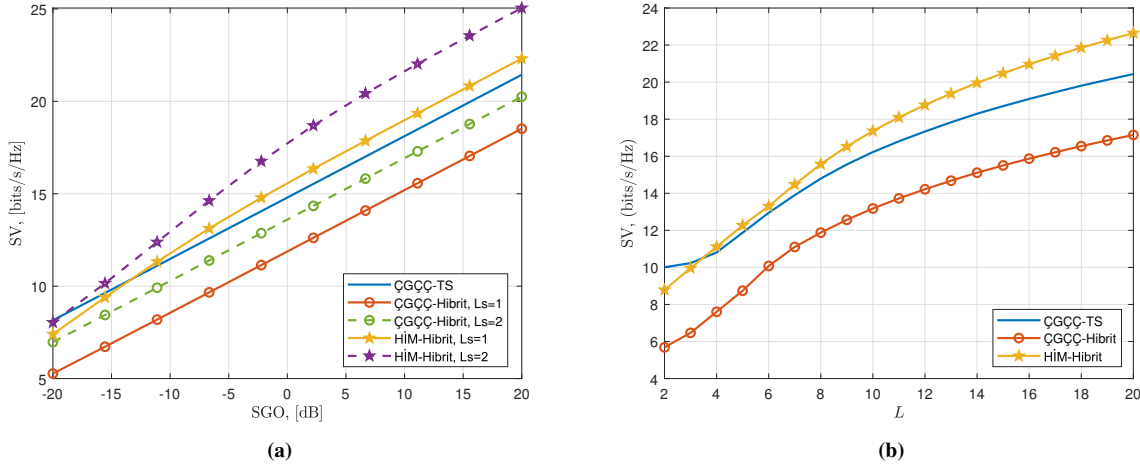
## 2. Sistem Modeli

Şekil 1'de gösterildiği gibi, UAY destekli bir mmDalga büyük ölçekli ÇGÇÇ sistemi ele alınmaktadır. Bu sistemde, Bİ,  $N$  adet anten içeren bir uniform doğrusal diziye (UDD) sahip olup,  $N_{RF}$  adet radyo-frekans (RF) zincirinden oluşan hibrit (analog/sayısal) hüzmeyeleme yapısına sahiptir [4]. Bİ, doğrudan görüş hattı bağlantısının engellendiği durumda, UAY aracılığıyla,  $\tilde{N}$  antene sahip kullanıcıyla iletişim kurmaktadır. UAY,  $y-z$  düzlemine yerleştirilmiş bir uniform düzlemsel dizi yapısına sahiptir ve iletişimi desteklemek üzere  $M$  pasif yansıtıcı yüzey elemanından oluşmaktadır. Bu senaryoda, Bİ, kullanıcıya  $N_S$  veri akışı üzerinden bilgi iletmektedir. Özellikle, Bİ, konvansiyonel genlik-faz modülasyonu (GFM) kullanarak  $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{N_S}]^T$  ( $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_{N_S}$ ) vektörünü iletir. Buna ek olarak, uzamsal yol indeks bilgisi olan  $s_0$ , Şekil 1'de gösterildiği gibi,  $N_{RF}$  RF zinciri çıkışlarını analog hüzmeyicinin  $L$  dokunağına atamak için bir anahtarlama ağına iletilir. Burada,  $L$ , Bİ'ye gelen toplam uzamsal yol sayısı olarak tanımlanır [2]. HİM'in uygulanabilmesi için,  $L$  yolun  $L_S$  kadarı iletişim için seçilir ve bu da  $N_{RF} = L_S$  eşitliğini sağlar. Bu sayede HİM, uzamsal yolların çeşitliliğini kullanmak amacıyla  $\left(\frac{L}{L_S}\right)$  farklı bağlantı seçeneği sunar. Dolayısıyla, Bİ, her biri  $N > L$  antene faz kaydırıcılar üzerinden bağlanan en fazla  $L_S$  girişi işleyebilir. Toplam uzamsal desen sayısı şu şekilde tanımlanır:  $S = 2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{L}{L_S}\right) \right\rfloor}$ , Bu ifade, uzamsal alanın en fazla  $\left\lfloor \log_2 \left(\frac{L}{L_S}\right) \right\rfloor$  bit bilgi taşıyabileceğini belirtir. Ayrıca, bu anahtarlama işleminin sembol süresi ile uyumlu olarak gerçekleştirilmesi gerektiği ve nanosaniye hızında çalışan düşük maliyetli anahtarlama bileşenlerinin mevcut olduğu not edilmelidir [2,4]. Özel bir durum olarak,  $L_S = L$  olduğunda, sunulan HİM konfigürasyonu, yalnızca tek bir haberleşme seçeneği olduğu için konvansiyonel bir mmDalga sistemine indirgenir.

$i$ -inci uzamsal desen için ( $i = 1, \dots, S$ ), Bİ, veri akışı  $\mathbf{s}'_i$ 'yi, taban bant hüzmeye oluşturucu  $\mathbf{B}_i \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times N_S}$  ve analog hüzmeye oluşturucu  $\mathbf{A}_i \in \mathbb{C}^{N \times N_{RF}}$  aracılığıyla işlenir; burada  $N_S \leq N_{RF} \leq N$ 'dir. Analog hüzmeye oluşturucu, sabit genlik kısıtına sahiptir:  $|\mathbf{A}_i|_{n,r}| = 1/\sqrt{N}$ ,  $n = 1, \dots, N$  ve  $r = 1, \dots, N_{RF}$ . Ayrıca, güç kısıtı  $\|\mathbf{A}_i \mathbf{B}_i\|_{\mathcal{F}}^2 = N_S$  şeklindedir. Sonuç olarak,  $N \times 1$  boyutundaki iletilen sinyal:  $\mathbf{x}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{B}_i \mathbf{s}$ , şeklinde olur ve bu sinyal, Bİ-UAY ve UAY-kullanıcı bağlantıları üzerinden mmDalga kanalı boyunca yayılır.

mmDalga haberleşmesinde, kablosuz kanal seyrek çok yollu bir yapıya sahiptir ve genellikle Saleh-Valenzuela (SV) kanal modeliyle,  $L$  adet yol bileşeninin katkısı olarak karakterize edilir. Bu nedenle, aşağı bağlantı kanallarını Bİ-UAY ve UAY-kullanıcı bağlantılarını için sırasıyla  $\mathbf{H}_{BR} \in \mathbb{C}^{M \times N}$  ve  $\mathbf{H}_{RU} \in \mathbb{C}^{\tilde{N} \times M}$  olarak tanımlarız. UAY destekli senaryoda, UAY üzerindeki elemanlar gelen sinyalleri birleştirir ve bunları kullanıcıya doğru ayarlanabilir faz kaymaları ile yeniden saçarlar.  $m$ -inci UAY elemanı tarafından uygulanan faz kayması  $\psi_m$  ile gösterilir ve  $\psi_m \in \left\{ \frac{2\pi b}{2^A} \mid b = 0, \dots, 2^A - 1 \right\}$  ayrık UAY faz kümesinden seçilir. Bu durumda, faz kayma matrisi  $\Psi = \text{diag}\{\psi\} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  olarak tanımlanır; burada  $\psi = [e^{j\psi_1}, \dots, e^{j\psi_M}]^T$ . Dolayısıyla, Bİ'den kullanıcıya UAY üzerinden oluşan  $\tilde{N} \times N$  boyutundaki kaskat aşağı bağlantı kanal matrisi  $\mathbf{H}$  şu şekilde tanımlanır:  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_{RU} \Psi \mathbf{H}_{BR}$ . Son olarak,  $i$ -inci uzamsal örüntü için kullanıcıdaki  $\tilde{N} \times 1$  sinyal şöyledir:  $\mathbf{y}_i = \mathbf{H} \mathbf{A}_i \mathbf{B}_i \mathbf{s} + \mathbf{n}$  ve  $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  gürültü ifadesidir.





Şekil 2. (a) SV'nin SGO'ya göre değişimi,  $L = 8$ ,  $L_S = \{1, 2\}$ ; (b) SV'nin  $L$ 'ye göre değişimi,  $L_S = N_S = 1$ .

### 3. Deneyler

Şekil 2(a),  $L = 8$  ve  $L_S \in \{1, 2\}$  durumunda, önerdiğimiz HİM yaklaşımının SV performansını, geleneksel hibrit (analog ve sayısal) ve TS hüzmecilerle karşılaştırmalı olarak sinyal-gürültü-oranına (SGO) göstermektedir. Geleneksel hibrit hüzmeciler, analog hüzmeciler sırasıyla en güçlü 1 ve 2 kanal yoluna ( $L_S = 1$  ve  $L_S = 2$ ) göre tasarlandığı ve sınırlı sayıda RF zinciri kullanıldığı için daha düşük SV elde etmektedir. Öte yandan, önerdiğimiz HİM yaklaşımı aynı sayıda RF zinciri kullanmasına rağmen,  $L = 8$  olan kanal yollarının uzamsal çeşitliliğinden faydalanmakta ve birden fazla uzamsal örüntüye karşılık gelen ek indis bitlerini ileterek SV'yi artırmaktadır. Bu sayede, TS hüzmecisinin sağladığı SV'nin bile üzerine çıkılabilmektedir.

Şekil 2(b),  $SGO = 0$  dB ve  $L_S = N_S = 1$  durumunda, HİM yaklaşımımızın  $L$  değerine göre performansını göstermektedir. Gözlemlerimize göre,  $L > 3$  olduğunda, HİM tabanlı hibrit hüzmeciler, TS tabanlı hüzmecilere kıyasla daha yüksek SV elde etmektedir. Bu da, yalnızca tek bir RF zinciri kullanılarak  $S = 3$  farklı uzamsal desenin yeterli olduğunu ve TS hüzmecisinin performansının üzerine çıkılabileceğini göstermektedir.

### 4. Sonuç

Bu çalışmada, UAY destekli mmDalga sistemler için bir HİM çerçevesi sunduk. Bu çerçevede, hibrit hüzmeciler, Bİ ile kullanıcı arasındaki UAY üzerinden gerçekleşen uzamsal saçılma yolları kullanılarak tasarlanmıştır. Sadece en güçlü yolun hüzmecisi tasarımı için seçildiği geleneksel sistemlerle karşılaştırıldığında, HİM sayesinde ciddi bir performans artışı sağlandığını gösterdik. Simülasyon sonuçları, önerilen yaklaşımın etkinliğini ortaya koymakta ve TS hüzmecisine kıyasla daha yüksek SV performansı elde edildiğini göstermektedir.

### Kaynaklar

- [1] Elbir, Ahmet M., ve diğerleri. "The Rise of Intelligent Reflecting Surfaces in Integrated Sensing and Communications Paradigms." IEEE Network, vol. 37, no. 6, 26 Ara. 2022, s. 224-31, doi:10.1109/MNET.128.2200446.
- [2] Elbir, Ahmet M., ve diğerleri. "Spatial Path Index Modulation in mmWave/THz Band Integrated Sensing and Communications." IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 23, no. 9, 21 Mar. 2024, s. 10788-0802, doi:10.1109/TWC.2024.3375899.
- [3] Elbir, Ahmet M., ve diğerleri. "Index Modulation for Integrated Sensing and Communications: A signal processing perspective." IEEE Signal Process. Mag., vol. 41, no. 5, 27 Kas. 2024, s. 44-55, doi:10.1109/MSP.2024.3444195.
- [4] Elbir, Ahmet M., ve diğerleri. "Twenty-Five Years of Advances in Beamforming: From convex and nonconvex optimization to learning techniques." IEEE Signal Process. Mag., vol. 40, no. 4, 6 Haz 2023, s. 118-31, doi:10.1109/MSP.2023.3262366.

## Aydınlık-Karanlık Mod Anahtarlama ile Metal-Dielektrik Hibrit Rezonatör Tabanlı Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık Uygulaması

Hasan Çetin<sup>1,2</sup>, Evren Ekmekçi<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Süleyman Demirel Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Isparta

hasan.cetin@sdu.edu.tr, evrenmekci@sdu.edu.tr,

<sup>2</sup>Uşak Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Uşak

hasan.cetin@usak.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada metalik ve dielektrik rezonatör yapılarının hibrit olarak kullanılması ile elde edilen Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık (EİS) benzeri yapılar tasarlanmıştır. Hibrit yapılar, metalik kapalı halka rezonatörü ve kesik hat yapılarının yapılandırılabilir geometrileri ile aydınlık ve karanlık modlar arasında anahtarlama yapılabilen iki ayrı dielektrik rezonatörün farklı kombinasyonlarda kullanılması ile oluşturulmuştur. Dielektrik yapıların, merkezindeki sabit dielektrik çubuğa kare kesitli farklı oyuklara sahip iki dielektriğin 0 ile 2 mm arasındaki mesafelerde konumlandırılması ile oluşan iletim spektrumları ve bu yapılandırmanın hibrit yapılar üzerinde yapılması ile elde edilen iletim pencereleri nümerik olarak analiz edilmiştir. Yapıların mod anahtarlama ile EİS benzeri etki gösterebildiği tespit edilmiştir.

**Abstract:** In this study, Electromagnetically Induced Transparency (EIT)-like structures are designed by hybrid use of metallic and dielectric resonator structures. The hybrid structures are formed by using metallic closed ring resonators and cut-wire structures with two separate dielectric resonators having configurable geometries that can switch between bright and dark modes in different combinations. Transmission spectra are numerically analyzed by placing two dielectrics with carved square cross-section at distances between 0 and 2 mm inside a fixed dielectric rod. Transmission windows obtained by applying this configuration to hybrid structures are also analyzed. Mode switching has shown EIT-like effects in the structures.

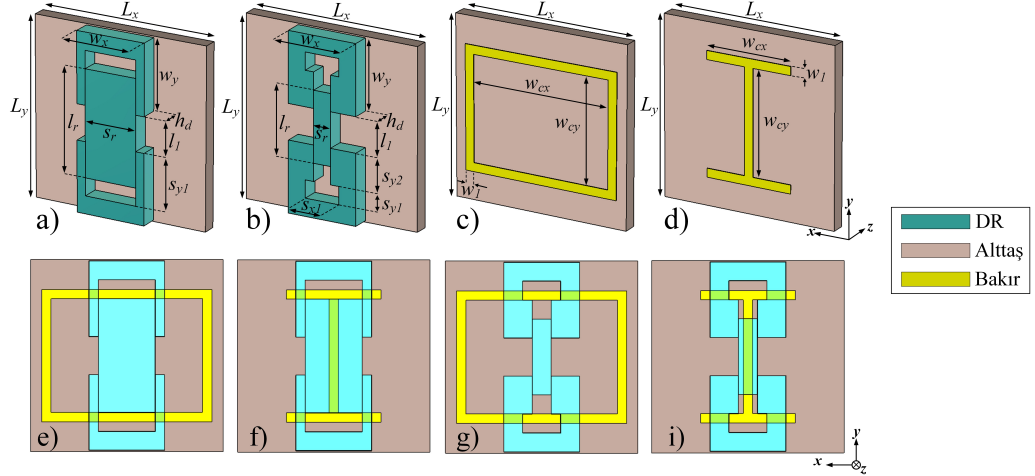
### 1. Giriş

Elektromanyetik İndüklenmiş Saydamlık benzeri (EİS benzeri) olgusu, geniş bir soğurma spektrumunda, iletimde keskin faz değişimlerinin eşlik ettiği dar bir iletim penceresi oluşmasını sağlamakla birlikte [1], sensör [2] ve modülasyon [3] gibi pek çok uygulama için popüler bir araştırma konusu olmuştur. Olgu, düşük kalite faktörlü aydınlık mod rezonansına sahip rezonatörler, yüksek kalite faktörlü karanlık mod rezonansına sahip rezonatörler ve görece orta seviye kalite faktörüne sahip yarı karanlık mod rezonansına sahip rezonatörlerin ikili, üçlü veya çoklu olarak birlikte kullanıldığı rezonanslı sistemlerde elde edilebilmektedir [4]. EİS benzeri etki, metalik rezonatörlerin (MR) ohmik kayıplarından ve dielektrik rezonatörlerin (DR) dielektrik kayıplarından kaçınıp, MR'lerin uygun yakın alan bağlaşımı ve DR'lerin daha kolay geometrik yapılandırılabilme yeteneğinin kullanılması amacıyla metal-dielektrik hibrit rezonatör yapıları ile de elde edilmiştir [5]-[6]. Bu çalışmada, iletim spektrumları pasif olarak kontrol edilebilen yapılandırılabilir DR-1 ve DR-2 yapıları tasarlanmıştır. Tasarımlarda kare kesitli dielektrik oyuklar, merkezde sabit bir dielektrik çubuğa  $y$  ekseninde yerleştirilerek  $l_1$  parametresinin değişimiyle aydınlık-karanlık mod geçişleri elde edilmiştir. Ayrıca, literatürde daha önce çalışılan metalik kapalı halka rezonatörü (KHR) [4]-[5] ve kesik hat (KH) [7] yapıları aydınlık mod rezonansı için bu çalışmaya özel tasarlanmıştır ve iletim spektrumları incelenmiştir. Bu rezonatörler, Hibrit-1A/B ve Hibrit-2A/B yapılarında birleştirilerek aydınlık-aydınlık ve aydınlık-karanlık mod bağlaşımları oluşturulmuştur.

### 2. Tasarımlar ve Benzetimler

Bu çalışma kapsamında tasarlanan DR ve MR yapılarının şematikleri ve tasarım parametreleri Şekil 1.a)-Şekil 1.d)'de gösterilmiştir. Rezonatör yapıları 10 GHz frekansında  $\epsilon_r = 2,2$ ;  $\tan\delta = 0,0009$  değerlerine sahip,  $L_x = 10,16$  mm,  $L_y = 10,16$  mm ve alttaş yüksekliği 0,79 mm olan Rogers RT/duroid® 5880 alttaş üzerinde tasarlanmıştır. DR yapıları için  $\epsilon_r = 123$  ve  $\tan\delta = 0,001$  [8] değerine sahip zirkonyum dioksit (1 wt. %,  $ZrO_2$ ) katkı kalsiyum titanat ( $CaTiO_3$ ) kullanılmıştır. Metalik KHR ve KH yapıları, kalınlığı 35  $\mu m$  ve iletkenliği  $\sigma = 58$  MS/m olan bakır kullanılarak tasarlanmıştır. Yapıların tasarım parametre değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Şekil 1.e)-Şekil 1.i)'de, DR ve MR yapıları ile oluşturulan hibrit rezonatör yapıları görülmektedir. Hibrit-1A; DR-1 ve KHR yapılarının, Hibrit-1B; DR-1 ve KH yapılarının, Hibrit-2A; DR-2 ve KHR yapılarının ve Hibrit-2B; DR-2 ve KH yapılarının üst üste kullanılması ile oluşturulmuştur. Şematikte MR'lerin üzerine koyulan DR yapıları açık mavi renkte ve saydam bir şekilde gösterilmiştir. Tasarımlar ve benzetimler için CST Studio Suite® frekans bölgesi çözücüsü kullanılmıştır. Yapılar z ekseninde  $xy$  düzlemine paralel olarak yerleştirilmiş, 2 modlu floquet portlar ile uyarılmış ve benzetim sonuçlarında eş kutuplu iletim spektrumları incelenmiştir.



Şekil 1. a) DR-1, b) DR-2, c) KHR ve d) KH yapılarının tasarım parametreleri, e) Hibrit-1A, f) Hibrit-1B, g) Hibrit-2A ve h) Hibrit-2B yapılarının geometrik yerleşimi.

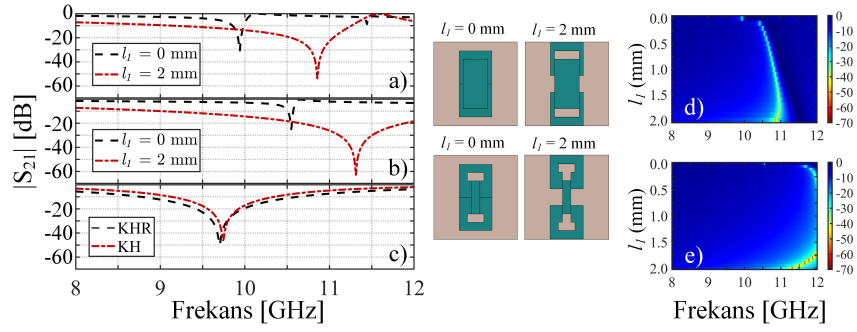
Tablo 1. DR-1, DR-2, KHR ve KH yapılarının tasarım parametresi değerleri (mm cinsinden).

| Yapı | Tasarım Parametreleri |       |       |       |       |          |          |          | Yapı | Tasarım Parametreleri |          |       |
|------|-----------------------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|------|-----------------------|----------|-------|
|      | $w_x$                 | $w_y$ | $h_d$ | $l_r$ | $s_r$ | $s_{x1}$ | $s_{y1}$ | $s_{y2}$ |      | $w_{cx}$              | $w_{cy}$ | $w_l$ |
| DR-1 | 4                     | 4     | 1     | 6     | 3     | -        | 3        | -        | KHR  | 8                     | 6        | 0,5   |
| DR-2 | 4                     | 4     | 1     | 4     | 1     | 2        | 1        | 2        | KH   | 5                     | 6        | 0,5   |

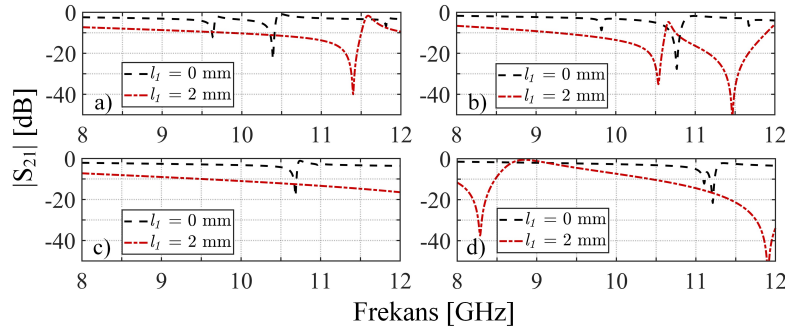
### 3. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan DR ve MR'lerin iletim spektrumları Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekil 2.a)'da  $l_l$  parametresinin 0 ile 2 mm değerleri arasında değiştirilmesi ile rezonans frekansının 9,94 GHz'den 10,856 GHz'e çıktığı, görülmektedir. Burada rezonans -3 dB kalite faktörünün ise 17,78'den 1,71'e düştüğü hesaplanmıştır. Benzer şekilde Şekil 2.b)'de  $l_l$  parametresinin 0 ile 2 mm değerleri arasında değiştirilmesi ile rezonans frekansının 10,548 GHz'den 11,310 GHz'e çıktığı görülmüş, rezonans -3 dB kalite faktörünün ise 11,22'den 1,37'ye düştüğü hesaplanmıştır. Her iki durum için de DR'lerin  $l_l$  parametrelerini 0 mm'den 2 mm'ye geçişlerinde karanlık moddan aydınlık moda bir anahtarlama yapıldığı görülmektedir. Şekil 2.c)'deki grafiğe bakıldığında tasarlanan KHR ve KH yapılarının sırasıyla 9,7 GHz ve 9,744 GHz frekanslarında 1,82 ve 2,68 değerinde -3 dB kalite faktörü değerine sahip rezonanslar gösterdiği belirlenmiştir. Buradan KHR ve KH yapılarının aydınlık mod rezonatörler olduğu söylenebilmektedir. Şekil 2.d)'deki grafikte DR-1 yapısının, Şekil 2.e)'deki grafikte DR-2 yapısının değişen  $l_l$  parametresi ile elde edilen iletim renk haritaları verilmiştir. Grafiklerden görüldüğü üzere DR'lerin  $l_l = 0$  mm durumundan çıktığında rezonans frekansının değiştiği,  $l_l = 2$  mm durumuna doğru değiştirildiğinde ise kalite faktörünün düşerek aydınlık mod rezonansa sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 3'te, hibrit yapılarda  $l_l$  parametresinin 0 mm'den 2 mm'ye değiştirilmesiyle iletim spektrumlarındaki değişimler gösterilmiştir. Şekil 3.a) ve Şekil 3.b)'de, Hibrit-1A ve Hibrit-1B yapılarında iletim penceresi bant genişliği azalırken kalite faktörü artmıştır. Hibrit-1A'da iletim tepesi 9,692 GHz 'de -2,108 dB'den 11,558 GHz'de -1,688 dB'ye; Hibrit-1B'de ise 9,916 GHz'de -3,131 dB'den 10,664 GHz'de -4,747 dB'ye değişmiştir. Hibrit-1B'nin iletim penceresinin daha belirgin olduğu görülmektedir. Bu yapılar, aydınlık-aydınlık mod bağlaşımın, yarı karanlık-aydınlık mod bağlaşımına göre daha yüksek kalite faktörlü iletim penceresi sağladığını göstermektedir. Şekil 3.c)'de, Hibrit-2A yapısında  $l_l$  değişimi ile iletim penceresi kaybolmuş, sadece  $l_l = 0$  mm'de 10,684 GHz'de yarı karanlık mod rezonans gözlenmiştir. Şekil 3.d)'deki Hibrit-2B yapısında ise  $l_l$  artışıyla bant genişliği artmış, kalite faktörü düşmüş ve iletim penceresi 11,14 GHz'den 8,848 GHz'e kaymıştır. Kalite faktörü açısından,  $l_l = 0$  mm durumunun daha tercih edilebilir olduğu tespit edilmiştir.



Şekil 2. a) DR-1, b) DR-2 ve c) KHR ve KH yapılarının tekli iletim spektrumları, d) DR-1 ve e) DR-2 yapılarının değişen  $l_I$  parametresi ile elde edilen iletim renk haritaları.



Şekil 3. a) Hibrit-1A, b) Hibrit-1B, c) Hibrit-2A ve d) Hibrit-2B yapılarının  $l_I$ 'e bağlı iletim spektrumları.

#### 4. Tartışma

Bu çalışmada DR ve MR yapıları tasarlanmıştır. MR'lerin aydınlık mod rezonansa sahip olduğu görülmüştür. Tasarlanan DR'ler geometrik yapılandırmalar ile karanlık moddan aydınlık moda anahtarlanabilmektedir. DR ve MR'lerin hibrit kullanımları ile EİS benzeri iletim pencereleri oluşturulmuştur. Oluşturulan iletim pencerelerinin bant genişlikleri DR'lerin pasif kontrolü ile ayarlanabilmektedir. Çalışmanın yapılandırılabilir rezonatörler, EİS benzeri çalışmalar ve çok fonksiyonlu mikrodalga cihazlar için literatüre katkı sağlayacağı düşünülmektedir.

#### Kaynaklar

- [1]. Jabbar, A., Ramzan, R., Siddiqui, O., Amin, M., ve Tahir, F. A., "Wave Discrimination at C-Band Frequencies in Microstrip Structures Inspired by Electromagnetically Induced Transparency", Sci. Rep., cilt.11, no.1, s.2983, 2021.
- [2]. Xu, Z., Wang, Y., ve Fang, S., "Dielectric Characterization of Liquid Mixtures Using EIT-Like Transmission Window", IEEE Sens. J, cilt.21, no.16, s.17859–17867, 2021.
- [3]. Chen, M., Yang, X.-X., ve Gao, S., "An Electromagnetic Modulator Based on Compactly Metal-Graphene Hybrid Metamaterial", IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., cilt.30, no.4, s.8600207, 2024.
- [4]. Cetin, H. ve Ekmekci, E., "Metamaterial-Based Electromagnetically Induced Transparency-Like Sensor Design with Low-Volume Sliding Dielectric Loadings", Int. J. Microw. Wirel. Technol., cilt.16, no.2, s.227-236, 2024.
- [5]. Reena, R., Kalra, Y. ve Kumar, A., "Electromagnetically Induced Transparency-Based Metal Dielectric Metamaterial and Its Terahertz Sensing Application", Appl. Opt., cilt.60, no.34, s.10610–10615, 2021.
- [6]. Sun, Y., Zhang, D. ve Zhang, H., "Tailoring Dual-Band Electromagnetically Induced Transparency with Polarization Conversions in a Dielectric-Metal Hybrid Metastructure", Opt. Express, cilt.30, no.17, s.30574-30591, 2022.
- [7]. Zhu, L., Meng, F.-Y., Dong, L., Wu, Q., Che, B.-J., Gao, J., Fu, J.-H., Zhang, K., ve Yang, G.-H., "Magnetic Metamaterial Analog of Electromagnetically Induced Transparency and Absorption", J. Appl. Phys., cilt.117, no.17, s.17D146, 2015.
- [8]. Zhang, F., Zhao, Q., Lan, C., He, X., Zhang, W., Zhou, J. ve Qiu, K., "Magnetically Coupled Electromagnetically Induced Transparency Analogy of Dielectric Metamaterial", Appl. Phys. Lett., cilt.104, no.13, s.131907, 2014.

## Tamamı Dielektrik Soğurucu Tabanlı Sensör Yapısı ile Yapay Sinir Ağları Kullanılarak X Bant Frekans Bölgesinde Sıvıların Dielektrik Sabiti Tespiti

Dudu Okkan, Nezihe Karacan, Ufuk Özkaya, Evren Ekmekçi  
Süleyman Demirel Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Isparta

[duduokkan@gmail.com](mailto:duduokkan@gmail.com), [nezihekaracan@sdu.edu.tr](mailto:nezihekaracan@sdu.edu.tr), [ufukozkaya@sdu.edu.tr](mailto:ufukozkaya@sdu.edu.tr), [evrenmekci@sdu.edu.tr](mailto:evrenmekci@sdu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada silindirik dielektrik rezonatör etrafına analit yüklenerek oluşturulan tamamı dielektrik soğurucu tabanlı sensör yapısı ile yapay sinir ağları (YSA) kullanılarak X bant frekans bölgesinde kimyasal sıvıların dielektrik sabiti tespiti uygulaması önerilmiştir. Sensör yapısına yüklenen analit malzemenin dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değerleri değiştirilerek benzetimler ile soğurma spektrumları elde edilmiştir. Soğurma spektrumlarından elde edilen soğurma tepe seviyesi ve soğurma rezonans frekansı bilgileri kullanılarak dielektrik sabiti tespiti için YSA modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan YSA modeli veri setinde bulunmayan dokuz farklı kimyasal sıvı için test edilmiş ve tahmin sonuçlarının ölçüm sonuçları ile oldukça uyumlu olduğu görülmüştür.

**Abstract:** In this study, an application to determine the dielectric constant of chemical liquids in the X-band frequency region is proposed using artificial neural networks (ANNs) with a sensor structure based on an all-dielectric absorber constructed by loading the analyte around the cylindrical dielectric resonator. Absorption spectra have been obtained with simulations by changing the dielectric constant and loss tangent values of the analyte material loaded into the sensor structure. An ANN model is constructed to determine the dielectric constant using the absorption peak level and absorption resonance frequency information obtained from the absorption spectra. The constructed ANN model has been tested for nine different chemical liquids not found in the data set, and it is seen that the prediction results are in good agreement with the measurement results.

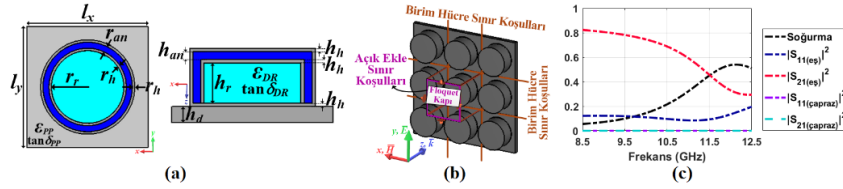
### 1. Giriş

Literatürde elektromanyetik sensör yapıları kullanılarak karmaşık elektriksel geçirgenlik tespiti çalışmaları popüler bir araştırma konusudur [1]-[3]. Bu çalışmalarda dielektrik veya metalik rezonatör tabanlı sensör yapıları tasarlanarak test edilecek dielektrik malzemeler sensör yapılarına yüklenmektedir [1]-[3]. Test edilen dielektrik malzemenin elektriksel geçirgenlik özelliklerine bağlı olarak yansıma, iletim veya soğurma spektrumlarında meydana gelen değişim neticesinde elde edilen genlik, rezonans frekansı veya bant genişliği bilgileri kullanılarak çeşitli yöntemler ile malzeme karakterizasyonu çalışmaları yapılmaktadır [1]-[3]. Son yıllarda malzeme karakterizasyonu için yaygın olarak kullanılan yöntemlerden bir tanesi de yapay sinir ağları (YSA) olmuştur [2], [3]. Sensör uygulamalarından elde edilen veriler ile YSA modelleri eğitilerek dielektrik sabiti tespiti çalışmaları gerçekleştirilmektedir [2], [3]. Bu çalışmada X bant frekans bölgesi için silindirik dielektrik rezonatör (SDR) etrafına analit yüklenerek oluşturulan tamamı dielektrik soğurucu tabanlı sensör yapısı [4] tasarlanmıştır. Tasarlanan sensör yapısına yüklenen analit malzemenin dielektrik sabiti  $\epsilon_{analit}$  ve kayıp tanjant  $\tan\delta_{analit}$  değerleri değiştirilerek benzetimler yapılmış ve benzetimler neticesinde elde edilen soğurma rezonans frekansı  $f_0$  ve soğurma tepe seviyesi  $A(f_0)$  değerleri ile YSA modelinin eğitilmesinde kullanılacak bir veri seti oluşturulmuştur. Oluşturulan veri seti eğitim, doğrulama ve test aşamalarında kullanılmış ve YSA modelinin performans analizleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra hazırlanan veri setine dahil edilmeyen aseton, asetonitril, deiyonize su, diklorometan, etil metil keton, etil asetat, etanol, izopropil alkol ve metanol olmak üzere dokuz farklı kimyasal sıvı için YSA modeli test edilmiş ve bu kimyasal sıvılar için  $\epsilon_{analit}$  tahminleri yapılmıştır. Tüm kimyasal sıvılar için  $\epsilon_{analit}$  ölçüm ve tahmin sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu değerlendirilmiştir.

### 2. Tasarım ve Benzetimler

Bu çalışmada [4] numaralı kaynakta sunulan tasarım referans alınarak X bantta SDR için asetonitril kullanılarak tamamı dielektrik soğurucu tabanlı sensör yapısı gerçekleştirilmiştir. Sensör yapısına ait şematikler ve tasarım parametreleri Şekil 1(a)'da verilmiştir. Tasarlanan sensör yapısı kimyasal sıvıdan oluşan bir SDR (turkuaz), sıvı SDR'yi muhafaza etmek için bir iç hazne (gri), analit malzemenin yerleştirildiği algılama katmanı (koyu mavi) ve analit malzemeyi muhafaza etmek için bir dış haznedir (gri) oluşmaktadır. Oluşturulan sensör yapısı  $l_x \times l_y \times h_d = 10 \times 10 \times 1 \text{ mm}^3$  boyutlarına sahip destek taban malzemesi üzerine yerleştirilmiştir. Hazneler ve destek taban malzemesi polipropilenden (3,5 GHz için  $\epsilon_{pp} = 2,208$  ve  $\tan\delta_{pp} = 0,000297$  [4]) oluşmaktadır. SDR'nin

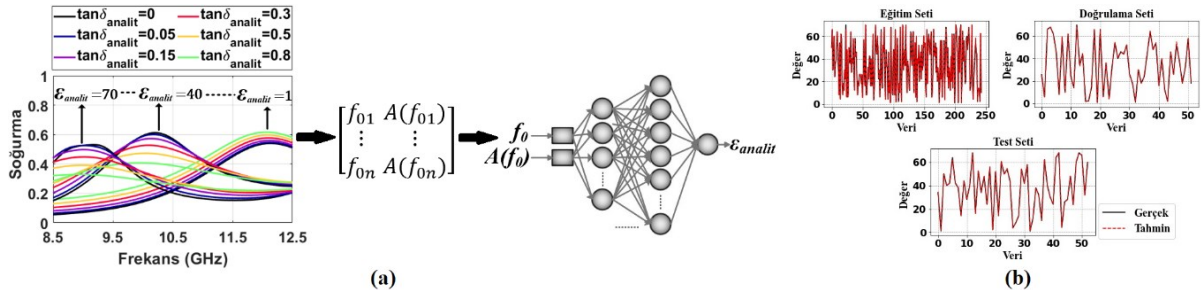
tasarımında dielektrik malzeme olarak 12 GHz'de  $\epsilon_{DR} = 34,76$  ve  $\tan\delta_{DR} = 0,186$  değerlerine sahip (laboratuvarımızda ölçüm ile elde edilen) asetonitril kullanılmıştır. SDR'nin boyutları  $\epsilon_{analit}=1$  iken nümerik analizler ile  $f_0 = 12$  GHz için  $r_r = 3$  mm ve  $h_r = 2,5$  mm olarak belirlenmiştir. Analit malzemenin boyutları 8,2 GHz ila 12,4 GHz aralığında  $\epsilon_{analit} = 1 - 70$  aralığındaki değerler için algılama yapabilmek amacıyla nümerik analizler ile  $r_{an} = h_{an} = 0,5$  mm olarak belirlenmiştir. İç ve dış hazneye ait duvar kalınlıkları  $r_h = h_h = 0,1$  mm olarak seçilmiştir. Tüm tasarımlar ve benzetimler CST Studio Suite® ortamında frekans bölgesi çözücüsü ile gerçekleştirilmiş ve Şekil 1(b)'de gösterildiği gibi benzetimlerde yapıyı çevreleyen uzay  $x$  ve  $y$  eksenleri boyunca birim hücre,  $z$  eksenı boyunca açık ekle sınır koşulları ile sınırlandırılmıştır [5]. Yapı  $z$  eksenindeki açık-ekle sınır koşulları üzerine yerleştirilen Floquet kapılar ile uyarılmış, eş ve çapraz kutuplanma iletim ve yansıma spektrumlarını gözlemleyebilmek için mod sayısı 2 olarak ayarlanmıştır. Tasarlanan sensör yapısına ait soğurma, eş ve çapraz yansıma ile eş ve çapraz iletim spektrumları Şekil 1(c)'de gösterilmiştir. Soğurma =  $1 - |S_{11(eş)}|^2 - |S_{11(çapraz)}|^2 - |S_{21(eş)}|^2 - |S_{21(çapraz)}|^2$  ile hesaplanmıştır [6]. Burada  $|S_{11(eş)}|^2$  eş kutuplanmaya sahip yansımayı,  $|S_{11(çapraz)}|^2$  çapraz kutuplanmaya sahip yansımayı,  $|S_{21(eş)}|^2$  eş kutuplanmaya sahip iletimi ve  $|S_{21(çapraz)}|^2$  çapraz kutuplanmaya sahip iletimi tanımlamaktadır [6]. Şekil 1(c)'den  $S$  parametrelerine ait çapraz kutuplanma bileşenlerinin ihmal edilebilecek kadar küçük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 1(c)'de  $f_0 = 12,132$  GHz ve  $A(f_0) = 0,540$  olarak görülmektedir.



Şekil 1. Sensör yapısına ait (a) tasarım ve (b) benzetim düzeneği. (c) Soğurma, yansıma ve iletim grafikleri.

### 3. YSA Modelinin Oluşturulması ve Sonuçlar

Dielektrik sabiti tespiti için YSA modelinin oluşturulmasına ait işlem adımları Şekil 2(a)'da verilmiştir. İlk olarak  $\epsilon_{analit}$  değerleri 1 ila 70 aralığında 2 birim aralıklar ile değiştirilmiş ve her bir  $\epsilon_{analit}$  değeri için  $\tan\delta_{analit} = 0; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6$  ve  $0,8$  iken benzetimler yapılmıştır. Benzetimler neticesinde soğurma spektrumlarından elde edilen  $f_0$  ve  $A(f_0)$  değerleri ile  $\epsilon_{analit}$  değerleri kullanılarak bir veri seti hazırlanmıştır. Burada  $f_0$  ve  $A(f_0)$  YSA modelinin giriş parametreleri iken  $\epsilon_{analit}$  ise çıkış parametresidir (bkz. Şekil 2(a)). YSA modeli Python üzerinde Scikit-Learn kütüphanesi ile oluşturulmuştur [7]. YSA modeli sırasıyla 32, 64 ve 32 nöron içeren üç gizli katmandan oluşmaktadır ve her katmanda aktivasyon fonksiyonu olarak ReLU kullanılmıştır [8]. YSA modelinin oluşturulmasında yaklaşık 350 veriden oluşan bir veri seti kullanılmış ve bu veri setinin %70'i eğitim, %15'i doğrulama ve %15'i de test aşamaları için ayrılmıştır. Veriler model her çalıştırıldığında aynı oranlarda ama rastgele şekilde ayrılmıştır. Oluşturulan YSA modelinin performansını değerlendirmek için algoritma 180 defa çalıştırılmış, ortalama mutlak hata (MAE) ve regresyon katsayılarının ( $R^2$ ) ortalaması alınarak sırasıyla 0,35199 ve 0,99925 olarak hesaplanmıştır.

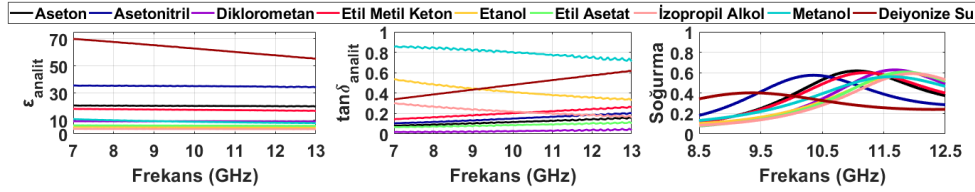


Şekil 2. (a) YSA'nın modellenmesine ait şema ve (b) gerçek ile tahmin değerlerinin karşılaştırma grafikleri.

YSA modeline ait eğitim, doğrulama ve test aşamalarında üretilen  $\epsilon_{analit}$  tahmin değerlerinin veri setindeki (gerçek) değerler ile karşılaştırma grafikleri Şekil 2(b)'de verilmiştir. Şekil 2(b)'den YSA modelinin her üç aşamada da gerçeğe çok yakın tahminler ürettiği gözlemlenmiştir. Daha sonra oluşturulan YSA modeli veri setinde bulunmayan aseton, asetonitril, deiyonize su, diklorometan, etil metil keton, etil asetat, etanol, izopropil alkol ve



metanol olmak üzere dokuz farklı kimyasal sıvı için test edilmiştir. İlk olarak dokuz kimyasal sıvının X bant frekans aralığı için N1501A dielektrik prob kit ile karmaşık elektriksel geçirgenlik ölçümleri yapılmış ve  $\epsilon_{analit}$  ve  $\tan\delta_{analit}$  grafikleri Şekil 3'te gösterilmiştir. Her bir kimyasal sıvı için 12 GHz'deki  $\epsilon_{analit}$  ve  $\tan\delta_{analit}$  değerleri kullanılarak benzetimler yapılmış (bkz. Şekil 3) ve benzetimler neticesinde elde edilen  $f_0$  ve  $A(f_0)$  değerleri oluşturulan YSA modeline giriş olarak verilerek tahmin  $\epsilon_{analit}$  çıkış değerleri elde edilmiştir. Tüm sıvılar için model 20 defa çalıştırılmış ve ürettiği tahminlerin ortalaması alınmıştır. Her bir kimyasal sıvı için  $f_0$ 'lardaki ölçüm ve tahmin  $\epsilon_{analit}$  değerleri ile %hata oranları Tablo 1'de verilmiştir. Tablo 1'den ölçüme ve ortalama tahmine ait  $\epsilon_{analit}$  sonuçlarının oldukça yakın olduğu görülmüştür.



Şekil 3. Dokuz farklı kimyasal sıvı için  $\epsilon_{analit}$  ve  $\tan\delta_{analit}$  grafikleri ve soğurma spektrumları.

Tablo 1. Farklı analit malzemeler için gerçek ve YSA ile tahmin edilen  $\epsilon_{analit}$  değerleri ve %hata oranları.

| Analit Malzeme   | $\epsilon_{analit}$<br>(Ölçüm) | $\epsilon_{analit}$<br>(Tahmin) | % Hata | Analit Malzeme  | $\epsilon_{analit}$<br>(Ölçüm) | $\epsilon_{analit}$<br>(Tahmin) | % Hata |
|------------------|--------------------------------|---------------------------------|--------|-----------------|--------------------------------|---------------------------------|--------|
| Aseton           | 20,515                         | 20,5122                         | 0,01   | Etanol          | 4,888                          | 4,7748                          | 2,32   |
| Asetonitril      | 35,207                         | 34,7443                         | 1,31   | Etil Asetat     | 6,069                          | 5,6863                          | 6,31   |
| Deiyonize Su     | 64,34                          | 57,9970                         | 9,86   | İzopropil Alkol | 3,601                          | 3,6010                          | 11,42  |
| Diklorometan     | 9,258                          | 9,2718                          | 0,15   | Metanol         | 8,433                          | 8,4330                          | 7,63   |
| Etil Metil Keton | 17,478                         | 17,4541                         | 0,14   |                 |                                |                                 |        |

#### 4. Vargı

Bu çalışmada tamamı dielektrik soğurucu tasarımı ve YSA modeli kullanılarak X bant için kimyasal sıvıların dielektrik sabiti tespiti çalışması yapılmıştır. Tasarıma yüklenen analit malzemenin  $\epsilon_{analit}$  ve  $\tan\delta_{analit}$  değerleri değiştirilerek benzetimler yapılmış ve elde edilen  $f_0$  ve  $A(f_0)$  değerleri ile bir veri seti hazırlanmıştır. Hazırlanan veri seti ile YSA modeli oluşturulmuş ve performans analizleri gerçekleştirilmiştir. YSA modeline ait performans parametreleri test MAE=0,35199 ve test  $R^2=0,99925$  olarak hesaplanmış ve modelin yüksek bir performans ile çalıştığı görülmüştür. Ayrıca oluşturulan YSA modeli veri setinde yer almayan dokuz farklı kimyasal sıvı için test edilmiş ve elde edilen ölçüm ve tahmin  $\epsilon_{analit}$  değerlerinin oldukça yakın olduğu gözlemlenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1]. Mayani, M. G., Herraiz-Martínez, F. J., Domingo, J. M., Giannetti, R., ve García, C. R. M., "A novel dielectric resonator-based passive sensor for drop-volume binary mixtures classification", IEEE Sens. J, cilt.21 no.18, s.20156–20164, 2021.
- [2]. Gocen, C., ve Palandoken, M., "UHF RFID microwave sensor tag design for an RSSI-based machine learning assisted binary ethanol–water mixture characterization", IEEE Sens. J, cilt.24 no.1, s.262–269, 2024.
- [3]. Baghelani M., "Wide-band label-free selective microwave resonator-based sensors for multi-component liquid analysis", IEEE Sens. J, cilt.22 no. 3, s.2128-2134, 2022.
- [4]. Karacan N., Cetin H., Turhan-Sayan G., ve Ekmekci E., "Chemical liquid and concentration sensing applications based on an all-dielectric absorber", IEEE Sens. J, cilt.25 no.15, s.23851-23857, 2024.
- [5]. CST STUDIO SUITE®, Dassault Systèmes, the 3DEXPERIENCE® Company. [www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/](http://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/).
- [6]. Karacan N., Turhan-Sayan G., ve Ekmekci E., "Sensitivity analyses for all-dielectric absorber structures having different dielectric resonator geometries and investigation of the effect of boundary conditions on the absorption spectra", Electrica, cilt.25 no.1, s.163-174, 2024.
- [7]. Pedregosa F., Varoquaux G., Gramfort A., Michel V., Thirion B., Grisel O., Blondel M., Prettenhofer P., Weiss R., Dubourg V., Vanderplas J., Passos A., Cournapeau D., Brucher M., Perrot M., ve Duchesnay V., "Scikit-learn: Machine learning in Python", Journal of Machine Learning Research, cilt.12, s.2825–2830, 2011.
- [8]. Yuanzhi L., ve Yuan Y., "Convergence Analysis of Two-layer Neural Networks with ReLU Activation," Neural Information Processing Systems, 2017.

## Gömülü Dielektrik Silindirik Cisimlerin Konum ve Boyut Tespitinde Yapay Sinir Ağı Tabanlı Yaklaşım

Ceren Özkal<sup>1</sup>, Fatih Yaman<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

cerenozkal@iyte.edu.tr, fatihyaman@iyte.edu.tr

<sup>2</sup>ASTeC

UKRI-STFC Daresbury Laboratory, UK

**Özet:** Bu çalışmada, kuru kum içerisine gömülmüş silindirik dielektrik cisimlerin konum ve boyutlarının tespiti için ileri beslemeli yapay sinir ağı (YSA) yaklaşımı sunulmuştur. Eğitim verisi, farklı konum ve çaplardaki silindirik hedefler için elektromanyetik benzetimlerden elde edilen güç verileri kullanılarak oluşturulmuştur. Eğitilen model, deneysel olarak ölçümleri yapılan ve farklı derinlik ile konumlarda yer alan hedefler üzerinde test edilmiştir. Sinir ağı tahminleri ile gerçek konum ve boyutlar karşılaştırılmış, başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Bu yöntem, sınırlı sayıda verinin bulunduğu medikal ve arkeolojik uygulamalar gibi alanlara uyarlanabilir potansiyele sahiptir.

**Abstract:** In this study, a feedforward artificial neural network (ANN) approach is proposed to estimate the position and size of cylindrical dielectric objects buried in dry sand. The training data were generated using power measurements obtained from electromagnetic simulations for cylindrical targets with varying positions and diameters. The trained model was tested on targets located at different depths and positions, for which measurements were collected experimentally. The predictions of the neural network were compared with the actual positions and sizes, yielding successful results. This method has the potential to be adapted for applications such as medical imaging and archaeological studies, where limited data are available.

### 1. Giriş

Gömülü cisimlerin konum, boyut ve şekil gibi karakteristik özelliklerinin belirlenmesi; yer altı altyapı sistemlerinin izlenmesi, arkeolojik taramalar, savunma sanayi ve medikal görüntüleme gibi birçok alanda önemli bir araştırma konusudur. Bu kapsamda, geleneksel ters çözüm yöntemlerinin sınırlamalarını aşmak amacıyla veri odaklı yaklaşımlara olan ilgi artmaktadır. Yapay sinir ağları (YSA), özellikle gürültülü ortamlarda ve karmaşık profillerin belirlenmesinde umut verici sonuçlar sunmuştur [1]. YSA'nın potansiyel yöntemlerle hibrit kullanımı, empedans yapılar gibi daha karmaşık hedeflerin şekil tahmininde yüksek doğruluk sağlamaktadır [2]. Elektromanyetik saçılma verileriyle iletken silindirik nesnelerin şekil tahminine yönelik çalışmalarda, ileri beslemeli yapay sinir ağlarının Fourier tabanlı parametrik modellerle birlikte başarılı sonuçlar verdiği gösterilmiştir [3]. Duvardaki dairesel çukurların tespiti gibi ters saçılma problemlerine yönelik önerilen geri yayılım tabanlı YSA yaklaşımı, geleneksel yöntemlere kıyasla daha hızlı öğrenme ve yüksek doğruluk gibi avantajlar sunmaktadır [4].

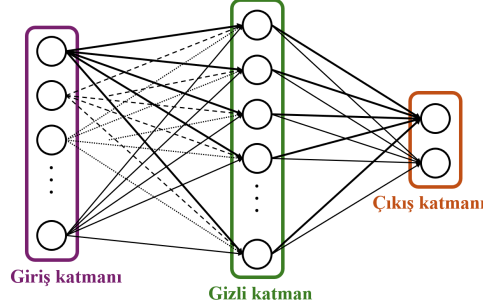
Öte yandan, yansıyan dalga gecikme sürelerinin analizine dayalı akustik yöntemler, metal olmayan boruların yerini belirlemede düşük maliyetli ve uygulanabilir çözümler sunmaktadır [5]. Ancak bu yöntemler, yer belirleme doğruluğu açısından radar tabanlı sistemlerle kıyaslandığında bazı sınırlamalara sahiptir. Radar tabanlı sistemlerde, polarizasyon farkı kullanılarak analizlerin görüntü kontrastı artırılmakta [6]; birden fazla gömülü borunun bulunduğu durumlara yönelik geliştirilen ileri saçılma modelleriyle tespit performansı iyileştirilmektedir [7]. Derin öğrenme destekli vekil modellerin kullanımıyla ise hem hesaplama maliyeti azaltılmakta hem de gömülü cisimlerin yarıçap, derinlik ve yatay konum gibi parametreleri yüksek doğrulukla tahmin edilebilmektedir [8].

Tüm bu çalışmalar, veri odaklı yaklaşımların gömülü nesne karakterizasyonu problemlerinde giderek daha etkili hale geldiğini ortaya koymaktadır. Bu çalışmada, literatürdeki mevcut yöntemler doğrultusunda, ileri beslemeli YSA kullanılarak kuru kuma gömülmüş dielektrik silindirik nesnelerin konum ve boyutlarının tahmin edilmesi amaçlanmıştır. Önerilen yöntemin etkinliği, farklı çaplardaki silindirik cisimlere ait belirli anten konumlarından elde edilen benzetim verileriyle eğitilen modelin, deneysel verilerle test edilmesiyle doğrulanmıştır. Böylece, yapay sinir ağı tabanlı karakterizasyon yaklaşımlarının uygulanabilirliği incelenmiş ve bu alandaki mevcut çalışmalara katkı sunulması hedeflenmiştir.



## 2. Veri Seti Oluşturma ve Yapay Sinir Ağı Eğitimi

Bu çalışmada, ileri beslemeli bir YSA'nı eğitmek amacıyla CST Microwave Studio (CST-MWS) benzetim programı kullanılmıştır. Benzetim ortamında, içi su dolu PVC borular kuru kum içerisine gömülmüştür. Boruların çapları 2 cm, 5 cm ve 7 cm olarak belirlenmiştir. Benzetim ortamında kullanılan kuru kum, CST kütüphanesinde tanımlı malzeme olarak seçilmiş olup bağıl dielektrik sabiti 2.53'tür. PVC'nin dielektrik sabiti literatürde frekansa bağlı olarak 2 ile 5 arasında değişmekle birlikte, bu çalışmada 3 olarak alınmıştır. Su için, CST kütüphanesinde bağıl dielektrik sabiti 78 olarak tanımlanmış malzeme kullanılmıştır. Tüm analizler 2 GHz frekansında gerçekleştirilmiştir.

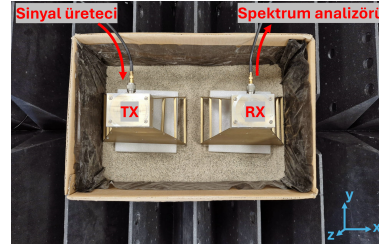


Şekil 1. İleri beslemeli yapay sinir ağı mimarisi

Geniş bantta çalışan horn antenler, biri sabit verici, diğeri hareketli alıcı olarak kullanılmıştır. Alıcı antenin polarizasyonu, borunun eksenine dik olacak şekilde ayarlanmış ve bu doğrultuda hareket ettirilerek toplam 11 farklı konumda güç ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Veri setinin oluşturulması amacıyla PVC borular, Şekil 3'de çizgili mavi halkalarla gösterilen 9 farklı konuma yerleştirilmiş; her bir konum için alıcıdan elde edilen ölçümler kullanılarak çap başına 9 x 11 boyutlarında bir eğitim matrisi oluşturulmuştur. İleri beslemeli sinir ağı, yalnızca bu benzetim verileriyle eğitilmiştir. Bu çalışmada kullanılan ileri beslemeli YSA mimarisi, MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir (bkz. Şekil 1). Giriş katmanında, borunun her konumu için alıcı antenden elde edilen 11 ölçüm verisi girdi olarak kullanılmıştır. Borunun konumunu tahmin etmek amacıyla oluşturulan ağda, 8 nöronlu bir gizli katman ve 2 nöronlu bir çıkış katmanı; boyut tahmini içinse 12 nöronlu gizli katman ve tek nöronlu çıkış katmanı kullanılmıştır.



(a)



(b)

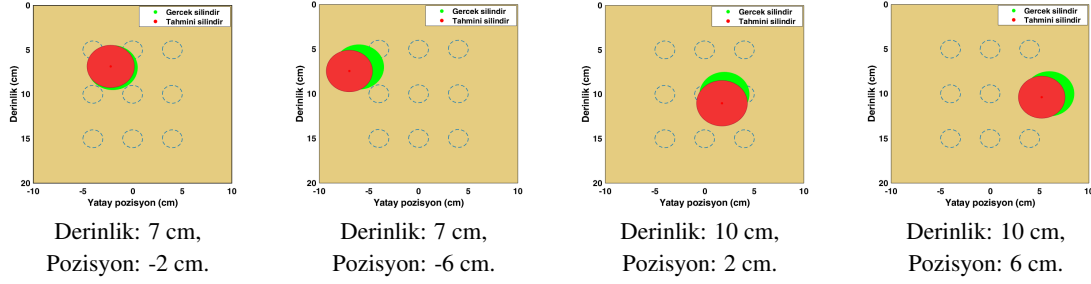
Şekil 2. Ölçümlerde kullanılan deney düzeneği (a) gömülü hedef yerleşimi, (b) anten konfigürasyonu.

## 3. Deneysel Ölçümler ile Yapay Sinir Ağı Performansının Test Edilmesi

Deneysel çalışmalarda, 35 x 50 cm boyutlarındaki bir karton kutu, elektromanyetik yansımaları azaltmak amacıyla soğurucu malzeme üzerine yerleştirilmiştir. İçine su doldurulan, 5 cm çapında ve 36 cm uzunluğundaki bir PVC boru, kuru kum içine gömülmüştür (bkz. Şekil 2-a). Sistem ile ölçüm cihazları arasındaki kablo bağlantılarında yaklaşık 4 dB zayıflama tespit edilmiş ve bu kayıplar sinyal işleme sürecine dahil edilmiştir. Test için kullanılan boru eğitim verilerindeki konumlardan birine yerleştirilerek benzetim ve deneysel veriler karşılaştırılmış, ve fark oranının %5'in altında kaldığı gözlenmiştir.

Deney düzeneğinde, benzetimlerde olduğu gibi verici anten sabit tutulmuş, alıcı anten y-ekseni boyunca hareket ettirilerek 11 farklı konumdan ölçüm alınmıştır (bkz. Şekil 2-b). 2 GHz frekansında ve 0 dBm genliğindeki sinyal, sinyal üreticiden gönderilmiş ve alınan güç değerleri spektrum analizörü ile ölçülmüştür. Deneysel testler,

eğitimde kullanılmayan 4 farklı konum ve derinlikte gerçekleştirilmiştir. Test edilen konumlar 7 cm derinlikte -2 cm ve -6 cm konumları ile 10 cm derinlikte +2 cm ve +6 cm konumlarıdır.



**Şekil 3.** Yapay sinir ağının, 4 farklı test konumu için silindirik cismin konum ve boyutuna ilişkin tahmin sonuçları.

Test durumu için ölçülen veriler, eğitilmiş yapay sinir ağına giriş olarak verilmiş ve elde edilen konum ve çap tahminleri, Şekil 3’de yz düzleminde bakılarak gösterilmiştir. Her figürde yeşil daire gerçek konumu ve boyutu, kırmızı daire ise ağı tahmin sonucunu temsil etmektedir. Çap tahmini için hata oranı %2.4 ile %6.8 arasında değişirken, konum tahmin hatası %2 ile %13 arasında gözlemlenmiştir. boyut ve konum tahminleri için hata oranı, aşağıdaki denklem kullanılarak hesaplanmıştır. Boyut gibi sayısal bir değer için mutlak değer yeterliyken, konum gibi iki boyutlu vektörel bir değer varlığında, aradaki mesafeyi nicelleştirmek için Öklid normu kullanılmıştır.

$$\text{Hata Oranı (\%)} = \frac{\|\text{Gerçek değer} - \text{Tahmin edilen değer}\|}{\|\text{Gerçek değer}\|} \times 100 \quad (1)$$

#### 4. Sonuç

Bu bildiride, gömülü silindirik cisimlerin konum ve boyutlarının belirlenmesine yönelik olarak ileri beslemeli yapay sinir ağı temelli bir metod önerilmiştir. Belirtilen türden problemlerin çözümü için CST-MWS benzetim sonuçlarını kullanarak yapay sinir ağı modelinin eğitilmesi ile literatüre yeni bir yaklaşım sunulmuştur. Eğitilen model, deneysel verilerle test edilerek yöntem doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, sınırlı sayıda veriyle eğitilmiş bir yapay sinir ağının, gömülü hedeflerin konumunu ve boyutunu başarıyla tahmin edebildiğini göstermektedir. Bu yaklaşım, dielektrik ortam içerisinde yer alan hedeflerin tespitinde kullanılabilecek görece düşük maliyetli ve etkin bir çözüm sunmaktadır. Ayrıca, önerilen yöntem; beyin içerisindeki tümör tespiti, arkeolojik kazılarda gömülü yapıların belirlenmesi gibi, veri toplamının zor ve sınırlı olduğu uygulama alanlarına uyarlanabilir potansiyele sahiptir.

#### Kaynaklar

- [1] Yaman F. ve Simsek S., “Neural network approach to determine nonsmooth one-dimensional profiles in inverse scattering theory”, Microwave and Optical Technology Letters, cilt.49, no.12, December 2007.
- [2] Yaman F. ve Simsek S., “Shape reconstruction of an inhomogeneous impedance cylinder via potential and neural network approach”, Microwave and Optical Technology Letters, cilt.51, no.1, January 2009.
- [3] Tezel N. S. ve Şimşek S., “Neural network approach to shape reconstruction of a conducting cylinder”, Istanbul University - Journal of Electrical and Electronics Engineering, 7(1), 299-304, 2007.
- [4] Gürlek B. ve Yapar A., “An efficient approach for the solution of inverse scattering problems via neural network method”, 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, Turkey, s. II-214-II-218, 2011.
- [5] Ge L., Hu W., Gao Y., Xiao X., Wu J. ve Yang G., “Extraction of reflected wave delay time for the location of buried PE pipeline”, IEEE Sensors Journal, cilt.24, no.2, January, 2024.
- [6] Liu H., Ding F., Li J., Meng X., Liu C. ve Fang H., “Improved detection of buried elongated targets by dual-polarization GPR”, IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, cilt.20, 2023.
- [7] Aljurbua A. ve Sarabandi K., “Detection and localization of closely spaced pipelines using a 3-D multistatic subsurface SAR”, IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, cilt.61, 2023.
- [8] Yurt R., Torpi H., Kizilay A., Koziel S. ve Mahouti P., “Variable data structures and customized deep learning surrogates for computationally efficient and reliable characterization of buried objects”, Scientific Reports, cilt.14, no.14898, 2024.

# UHF RFID Etiketlerinin AoA (Angle of Arrival) Yöntemiyle Konum Tespiti

Sefa OKTAY, Olcay YİĞİT  
Celal Bayar Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği  
Manisa  
[sefaoktay54@hotmail.com](mailto:sefaoktay54@hotmail.com)

Ege Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği  
İzmir  
[olcayygt@gmail.com](mailto:olcayygt@gmail.com)

**Özet:** Bu çalışmada, tekstil sektöründe sıkça kullanılan RFID teknolojisinin konum tespiti amacıyla nasıl kullanılabileceği ve geliştirilebileceği incelenmektedir. Işıma açısı hesaplama (Angle of Arrival) yöntemi kullanılarak, pasif UHF RFID etiketlerinin yüksek doğrulukta uzamsal yerlerinin belirlenmesi sağlanabilmektedir. Faz farkı ölçümleriyle varış açısının hesaplanması ve çoklu anten dizileriyle üçgenleme yapılarak konum bilgisi elde edilmektedir. Bu yöntem, mağaza içi stok takibi ve ürün hareketlerinin izlenmesi gibi uygulamalarda dijital dönüşüm sağlayabilmektedir. Çalışmada, geleneksel yön bulma metodunda kullanılan sinyal fazları yanı sıra gelen sinyallerin büyüklüğü de sistemi doğrulamak için kullanılan bir parametredir. RSSI değeri küçük olan ölçümlerde gerçek açıdan sapma ortalaması 7 derece, büyük olan RSSI değerinde ise 3.4 derece kadardır. 2 antenli bir alıcı sistemi kurulmuş ve okunan etiketin sinyal gücü ve faz değerleri elde edilmiştir. Bu sayede gerçekte olan etiket açısı ve uzaklığı ile hesaplanan karşılaştırılmıştır.

**Abstract:** In this study, the use and development of RFID technology—commonly used in the textile sector—for positioning purposes is examined. By using the Angle of Arrival method, the precise spatial locations of passive UHF RFID tags can be determined with high accuracy. Arrival angles are calculated by measuring phase differences, and location information is obtained through triangulation using multiple antenna arrays. This method enables digital transformation in applications such as in-store inventory tracking and monitoring of product movements. In addition to signal phases used in traditional direction-finding methods, the magnitude of the received signals is also used as a parameter to validate the system. For measurements with low RSSI values, the average deviation from the true angle is 7 degrees, while for measurements with high RSSI values, the deviation is 3.4 degrees. A two-antenna receiver system was set up, and signal strength and phase values of the read tag were obtained. In this way, the actual tag angle and distance were compared with the calculated values.

## 1. Giriş

RFID (Radio-Frequency Identification) teknolojisi, vericinin taşınabilir, küçük boyutta, hafif, esnek anten sistemi oluşu ve alıcının sistem frekansında rezonansa olan bir anten ve sinyali işleyen bir elektronik sistem olduğu bir haberleşme yöntemidir. Bu yöntem, literatürde tren konumu tespit etmek için[1], müzelerde obje ve ziyaretçi kontrolü için[2], tarım makinelerin konumunu tespit etmek için[3], mağazalarda tekstil ürünlerin konumu ve güvenliği[4] için kullanıldığı anlatılmıştır.

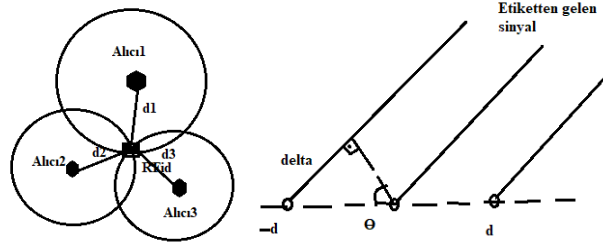
RFID (Radio-Frequency Identification) teknolojisi tekstil sektöründe envanter yönetimi, stok takibi ve hırsızlık önleme gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Mağazalarda giysilere takılan pasif RFID etiketleri, ürünlerin hızlı sayımını ve takibini sağlar[5]. **Ancak**, RFID sadece bir nesnenin varlığını tespit etmekle kalmaz; doğru yöntemlerle etiketin mağazadaki-depodaki konumunu da belirlemek mümkündür[6]. Geleneksel RFID takip sistemleri genellikle etiketleri ancak belirli noktalara (örneğin çıkış kapılarındaki antenlere) yaklaştığında algılar[7].

Buna karşılık, **Angle of Arrival (AoA)** adı verilen varış açısı yöntemi sayesinde pasif RFID etiketlerini mağaza veya depo gibi geniş bir alanda, uzaktan ve yüksek doğrulukla konumlandırmak mümkün hale gelmektedir[8]. Bu çalışmada, UHF RFID sistemlerinde AoA ile konum belirleme tekniğinin temelleri ele alınmaktadır. Ayrıca bir örnekle yöntemin doğruluğu kıyaslanmıştır.

## 2. Teori ve Deneysel Metod

Elektromanyetik dalgalarda faz (phase), dalga'nın ne kadar yol aldığını açısal olarak ifade eden bir ölçüdür[9]. Dalga, her bir dalga boyu ( $\lambda$ ) kadar ilerlediğinde fazı  $0^\circ$ 'dan başlayarak  $360^\circ$ 'ye ulaşır ve ardından yeniden sıfıra döner. Bu yüzden faz değeri, toplam yolun yalnızca dalga boyu içindeki kalan kısmını gösterir(mod 360). RFID

sistemlerinde antene geri dönen sinyalin fazı ölçülür ve bu değer, sinyalin etikete gidip geri gelmesi sırasında kat ettiği yolun taşıyıcı dalganın döngüsüne göre ne kadar ilerlediğini gösterir. Ancak bu ölçüm sadece kalan kısmı verdiği için, sinyalin kaç tam dalga boyu yol aldığı bilinemez - faz daima  $0^\circ$  ile  $360^\circ$  arasında döner. İki alıcı anten arasındaki mesafe farkı, etiketten yansıyan sinyalin farklı antenlere farklı zamanlarda ulaşmasına neden olur ve bu da alıcı sinyallerinin fazlarında orantılı bir kaymaya yol açar. İşte AoA yönteminin temelinde, **antenler arası faz farkını ölçerek** sinyalin geliş yönünü tayin etmek yatar. Elektromanyetik dalgaların bu özelliği, radar ve anten dizisi sistemlerinde uzun yıllardır yön bulma amacıyla kullanılmaktadır. Bir RFID etiketin konumunu AoA yöntemiyle belirlemek iki temel adımdan oluşur.. Bu genellikle birden fazla anten elemanından oluşan bir dizide faz farkı ölçerek yapılır. Her bir alıcı istasyon (örneğin mağaza içinde köşelere yerleştirilmiş RFID okuyucu anten dizileri), etiketten gelen sinyalin varış açısını kendi konumuna göre hesaplar. İki anten arasındaki faz farkı, sinyalin geliş doğrultusuna bağlıdır; dolayısıyla ölçülen faz farkından trigonometri yardımıyla varış açısı elde edilebilir. **İdeal koşullarda**, tek bir alıcı dizisi etiketin doğrultusunu belirleyebilir. Tek bir alıcının ölçtüğü açı, etiketin o alıcıya göre doğrultusunu verir yani konumu üzerinde bir doğru (ışın) belirtir. En az iki farklı konumdaki alıcıdan AoA ölçümü alınarak etiketin yeri bu açıların kesişimiyle hesaplanabilir. Yani, farklı referans noktalarından çizilen doğruların kesiştiği nokta, etiketin tahmini konumudur. İki mükemmel açı ölçümüyle teorik olarak etiketin konumu tam olarak bulunabilir,



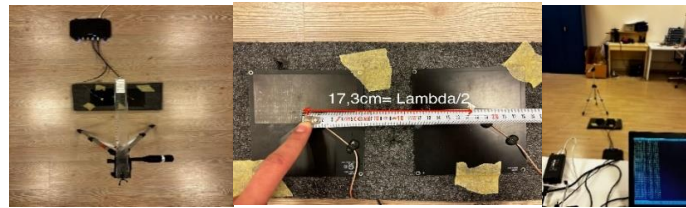
Şekil1: İki farklı alıcı dizisinden hesaplanan konum doğruları (ışınlar) kesişiminin kullanılmasıyla bir RFID etiketinin iki boyutlu konumunun belirlenmesi prensibi

UHF bandındaki (Türkiye ve Avrupa için ~864-868 MHz) RFID okuyucularda **anten dizileri (phased array)** kullanılarak AoA ölçümü gerçekleştirilebilir. Etiketten gelen elektromanyetik dalga, dizi üzerindeki antenlere farklı zamanlarda ulaşır; geliş açısı Teta( $\theta$ ) olduğunda antenler arasında  $\Delta = d \cdot \sin\theta$  kadar bir yol farkı oluşur. Bu mesafe farkı sinyalin fazında  $\Delta\phi$  kadar bir kaymaya neden olur. Matematiksel olarak iki komşu anten arasındaki **faz farkı** şu denklemle ifade edilebilir.

$$\Delta\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta \quad \hat{\theta} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\phi\right) \quad [1]$$

$$P_{Rx,reader} = P_{Tx,reader} G_{reader}^2 G_{tag}^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^4 R \quad [2]$$

Denklem 1'de  $d$  antenlerin elektromanyetik merkezleri arasındaki uzaklık,  $\lambda$  sinyalin dalga boyudur. Bu ilişki, dalgaların kat ettiği yol farkının faz değişimine nasıl dönüştüğünü gösterir. Ölçülen faz farkından etiketin geliş açısı Teta( $\theta$ ) tersine hesaplanabilir. Denklem 2 alıcı verici arasındaki iletimde güç analizi yapar.  $P$  güç değeri,  $G$  kazanç değerini temsil eder. Örneğin sadece iki anten elemanı kullanılırsa, yukarıdaki ifade basitçe çözülebilir. Faz farkı ölçümüne dayalı AoA kestirimi için sıkça kullanılan formül, **tahmini varış açısını** verir.



Şekil2: Gerçekleştirilen test düzeneği

Şekil 2'de gerçekleştirilen test düzeneği görülmektedir. Aralarında dalga boyu yarısı kadar uzaklık olan iki anten ve üzerine tripot ile yerleştirilmiş etiket ile sinyallerin faz değerleri ve büyüklükleri ölçülmüştür.

### 3. Sonuç

2 anten ile oluşturulan dizi ile kapalı bir odada etiket konumu bulmak için test yapılmıştır ve yapılan test sonuçları tabloda verilmiştir. Hesaplamalar teoride belirtilen denklemler ile yapılmıştır.

| # | Anten 1<br>faz $\phi_1$<br>(°) | Anten 2<br>faz $\phi_2$<br>(°) | RSSI<br>(dBm) | Hesaplanan<br>açı $\theta_h$<br>(°) | Gerçek açı<br>$\theta_g$<br>(°) | # | Anten 1<br>faz $\phi_1$<br>(°) | Anten 2<br>faz $\phi_2$<br>(°) | RSSI<br>(dBm) | Hesaplanan<br>$\theta_h$<br>(°) | Gerçek $\theta$<br>(°) |
|---|--------------------------------|--------------------------------|---------------|-------------------------------------|---------------------------------|---|--------------------------------|--------------------------------|---------------|---------------------------------|------------------------|
| 1 | 33                             | 189                            | -42.0         | -60                                 | -60                             | 1 | 64                             | 202                            | -56           | -50                             | -60                    |
| 2 | 62                             | 347                            | -40.1         | -25                                 | -30                             | 2 | 78                             | 331                            | -61           | -36                             | -45                    |
| 3 | 279                            | 317                            | -38.9         | -12                                 | -15                             | 3 | 244                            | 322                            | -59           | -25                             | -30                    |
| 4 | 330                            | 321                            | -38.0         | +3                                  | 0                               | 4 | 348                            | 326                            | -62           | +7                              | 0                      |
| 5 | 186                            | 134                            | -39.7         | +17                                 | +15                             | 5 | 174                            | 122                            | -64           | +17                             | +15                    |
| 6 | 165                            | 70                             | -39.5         | +26                                 | +30                             | 6 | 164                            | 58                             | -57           | +36                             | +30                    |
| 7 | 217.6                          | 14.6                           | -40.1         | +67                                 | +60                             | 7 | 214                            | 20                             | -64           | +68                             | +60                    |

Tablo1: Test sonuçları

Bu çalışmada ele alınan sistem ve teknik detaylar, pasif UHF RFID etiketlerinin birkaç santimetre düzeyinde faz ölçümleriyle metre ölçeğinde hassas konum tespiti yapabileceğini göstermektedir. Tabloda belirtilen hesaplanan ve gerçek açılar arasında farklar ile bir sapma ortalaması çıkarılmıştır. Bu sapma değeri RSSI değeri 40 civarı olan ölçümlerde 3.4 derece, 60 civarı olan ölçümlerde yaklaşık 7 derece kadardır. Özellikle büyük mağazalarda veya depolarda, bu teknoloji sayesinde her bir ürünü gerçek zamanlı olarak haritalamak, stok takibini otomatikleştirmek ve kayıpları en aza indirmek mümkün olacaktır. Sonuç olarak, RFID ve anten dizileriyle yön bulma teknolojilerinin birleşimi, perakende sektöründe yeni bir dijital dönüşüm adımı temsil etmektedir. Yakın gelecekte maliyetlerin düşmesi ve algoritmaların gelişimiyle birlikte, AoA ile konumlandırma sistemlerinin yaygınlaşarak tekstil başta olmak üzere çeşitli sektörlerde standart hale gelmesi beklenmektedir.

### Kaynaklar

- [1] M. Tanaka, H. Yoda and M. Nakashima, "Train position detection and wayside facilities monitoring system using on-board RFID reader," 2023 IEEE 13th International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), Aveiro, Portugal, 2023, pp. 87-90,
- [2] A. Vena, I. Illanes, L. Alidieres, B. Sorli and F. Perea, "RFID based Indoor Localization System to Analyze Visitor Behavior in a Museum," 2021 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), Delhi, India, 2021, pp. 183-186,
- [3] A. Motroni et al., "UHF-RFID AoA Positioning with Multiple Arrays on Agricultural Machinery," 2022 IEEE 12th International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), Cagliari, Italy, 2022, pp. 17-20,
- [4] Azzouzi S., Cremer M., Dettmar U., Kronberger R. ve Knie T., "New Measurement Results for the Localization of UHF RFID Transponders Using an Angle of Arrival (AoA) Approach," Proceedings IEEE International Conference on RFID, Orlando, A.B.D., s.91-97, Nisan 2011.
- [5] C. Angerer, R. Langwieser, and M. Rupp, "Direction of arrival estimation by phased arrays in RFID," in *Proc. 3rd Int. EURASIP Workshop on RFID Technology*, La Manga del Mar Menor, Spain, Sept. 2010, pp. 1–7. [Wiley Online Library+5theses.eurasip.org+5Academia+5](https://theses.eurasip.org/theses/5)
- [6] C. Hekimian-Williams, B. Grant, X. Liu, B. Rohr, and M. Sarrafzadeh, "Accurate localization of RFID tags using phase difference," in *Proc. IEEE Int. Conf. RFID*, Orlando, FL, USA, Apr. 2010, pp. 39–46. [theses.eurasip.org](https://theses.eurasip.org/theses/8)
- [7] P. V. Nikitin, R. Martinez, S. Ramamurthy, H. Leland, G. Spiess, and K. V. S. Rao, "Phase based spatial identification of UHF RFID tags," in *Proc. IEEE Int. Conf. RFID*, Orlando, FL, USA, Apr. 2010, pp. 102–109. [Academia+8IEEE Council on RFID+8theses.eurasip.org+8](https://theses.eurasip.org/theses/8)
- [8] Y. Zhang, M. G. Amin, and S. Kaushik, "Localization and tracking of passive RFID tags based on direction estimation," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2007, Article ID 17426, pp. 1–8, 2007
- [9] Çakmak, Talip, Caner Murat, and İlker Ustabas. "A novel study on dielectric aspect of mortars about multi-binder structures consisting of divergent binders." *Structures*. Vol. 77. Elsevier, 2025.



## İletişim Bantlarında Elektromanyetik Kirliliğin Önlenmesi İçin Çift Bantlı Mikrodalga Absorber Tasarımı

Mehmet Emre Yavuz<sup>\*1</sup>, Merih Palandöken<sup>2</sup>  
İzmir Katip Çelebi Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İzmir  
[190403063@ogr.ikc.edu.tr](mailto:190403063@ogr.ikc.edu.tr)

İzmir Katip Çelebi Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İzmir  
[merih.palandoken@ikc.edu.tr](mailto:merih.palandoken@ikc.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 1.8 GHz ve 5.8 GHz frekans bantları için yeni bir mikrodalga soğurucu geliştirilmiştir. Tek katmanlı ve simetrik desenli bu yapı, güçlü rezonans özellikleri ve yüksek soğurma performansı sunmaktadır. Simülasyonlar, bu özel simetrik desenin hem TE hem de TM polarizasyonlarında %99'un üzerinde soğurma sağladığını ve polarizasyondan bağımsız çalışmayı mümkün kıldığını açıkça göstermiştir. Bu yapı, güncel bir sorun olan elektromanyetik girişimin bastırılması ve elektromanyetik kirliliğin kontrol altına alınması amacıyla tasarlanmıştır. Gelecekteki çalışmalarda, esnek alt tabakalar ve çok katmanlı mimariler kullanılarak daha geniş bir frekans kapsamının sağlanması hedeflenmektedir.

**Abstract:** In this study, a new microwave absorber for 1.8 GHz and 5.8 GHz frequency bands has been developed. This single-layer and symmetric patterned structure offers strong resonance properties and high absorption performance. Simulations clearly show that this special symmetric pattern provides absorption above 99% in both TE and TM polarizations and enables polarization-independent operation. This structure is designed to suppress electromagnetic interference, which is a current problem, and to control electromagnetic pollution. In future studies, it is aimed to provide a wider frequency coverage by using flexible substrates and multilayer architectures.

### 1. Giriş

Kablosuz iletişim sistemlerinin, elektronik cihazların ve endüstriyel uygulamaların hızlı gelişimi, elektromanyetik girişim (EMI) ve elektromanyetik kirliliğin önemli ölçüde artmasına neden olmuştur. Bu kontrolsüz elektromanyetik radyasyon, özellikle hassas iletişim ve algılama sistemlerinde sinyal bozulmasına, performans kayıplarına ve sistem hatalarına yol açabilir [1], [2]. EMI etkilerinin azaltılması ve elektromanyetik uyumluluğun (EMC) sağlanması için mikrodalga soğurucular büyük önem taşımaktadır.

Mikrodalga soğurucular, belirli frekans bantlarında gelen elektromanyetik dalgaları etkili bir şekilde absorbe ederek, dielektrik ve iletken kayıplar yoluyla enerjiyi ısıya dönüştüren yapılar olarak tasarlanır. Bu yapılar radar kesit alanının (RCS) azaltılması, EMI koruması ve kablosuz sistemlerde girişim bastırma gibi çeşitli alanlarda uygulanmaktadır [3], [4]. Ancak geleneksel soğurucular dar bant genişliği, büyük fiziksel kalınlık ve açı bağımlılığı gibi sınırlamalarla karşı karşıya kalmaktadır.

Bu çalışmada, 1.8 GHz ve 5.8 GHz frekans bantlarında çalışan, polarizasyondan bağımsız, kompakt bir mikrodalga soğurucu tasarlanmış ve analiz edilmiştir. Tasarlanan yapı, simetrik bir desene sahip olup, TE ve TM polarizasyonları altında kararlı bir soğurma performansı sunmaktadır. Simülasyon sonuçları, her iki frekansta da %99'un üzerinde soğurma sağlandığını göstermektedir, bu da yapının EMI kontrolü açısından yüksek verimlilik sunduğunu kanıtlamaktadır.

Soğurma oranı, tam dalga elektromanyetik simülasyonlardan elde edilen S-parametreler kullanılarak hesaplanmıştır. Yapının arka yüzeyi tamamen metal kaplı olduğu için, geçiş katsayısı sıfır ( $T = |S_{21}|^2 \approx 0$ ) kabul edilmiştir. Bu nedenle, soğurma oranı ( $A$ ) yalnızca yansıma katsayısı ( $R = |S_{11}|^2$ ) üzerinden hesaplanmıştır ve şu şekilde ifade edilir [5]:

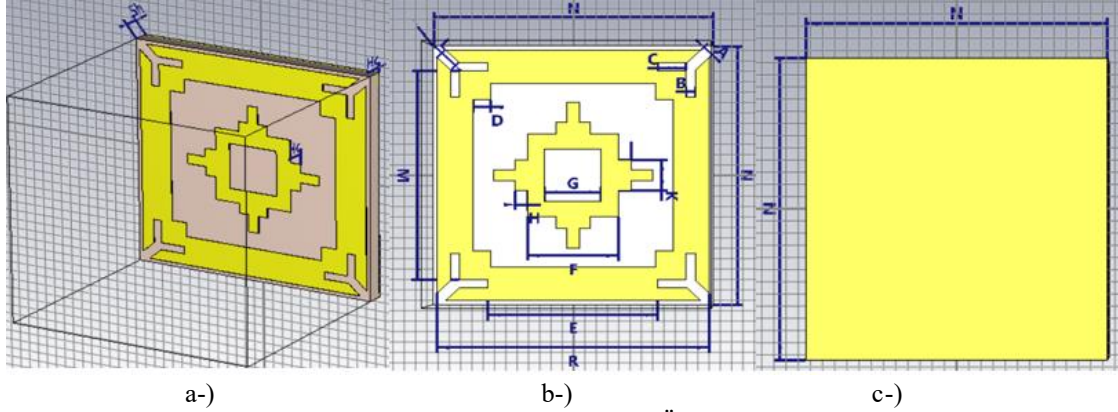
$$A = 1 - R = 1 - |S_{11}|^2 \quad (1)$$

Bu ilişki, analiz basitleştirir ve genellikle arka yüzeyi tamamen metal kaplı yapılar için uygulanır. Böylece elektromanyetik dalgaların geçişi engellenir ve buradan soğutma miktarı doğrudan hesaplanabilir.

## 2. Birim Hücre Tasarımı

Tasarlanan birim hücre mikrodalga soğurucu yapısı, FR-4 dielektrik alt tabaka üzerinde oluşturulmuş ve arka yüzeyi tamamen bakır kaplıdır. PCB üretiminde yaygın olarak kullanılan FR-4 malzemesi,  $\epsilon_r = 4,3$  bağlı geçirgenliğe,  $\tan\delta = 0,02$  kayıp tanjantına ve 1,6 mm alt tabaka kalınlığına sahiptir. Arka yüzey tamamen bakır kaplı olduğundan, elektromanyetik dalgaların geçişi engellenmiş ve etkin bir soğurma sağlanmıştır.

Yapının üst yüzeyi, tasarlanan simetrik desen ile oluşturulmuş olup, 1,8 GHz ve 5,8 GHz frekanslarında rezonans gösterecek şekilde optimize edilmiştir. Bu desen, çift bantlı soğurmayı destekleyen bir yapıya sahip olup, normal gelme açısında polarizasyona duyarlıdır. Hem enine elektrik (TE) hem de enine manyetik (TM) dalga uyarımları altında etkili performans sergileyerek geniş uygulama alanları sunmaktadır.



Şekil 1. a-) Birim Hücre Perspektif b-) Birim Hücre Ön Yüz c-) Birim Hücre Arka Yüz

|   |         |   |         |    |          |
|---|---------|---|---------|----|----------|
| A | 1mm     | F | 8 mm    | M  | 20 mm    |
| B | 0.80 mm | G | 5 mm    | N  | 24.80 mm |
| C | 2.50 mm | H | 1.10 mm | R  | 24 mm    |
| D | 1.55 mm | K | 3 mm    | Sh | 1.6 mm   |
| E | 15 mm   | L | 1.70 mm | Hc | 0.035 mm |

Tablo 1. Birim Hücre Parametreleri

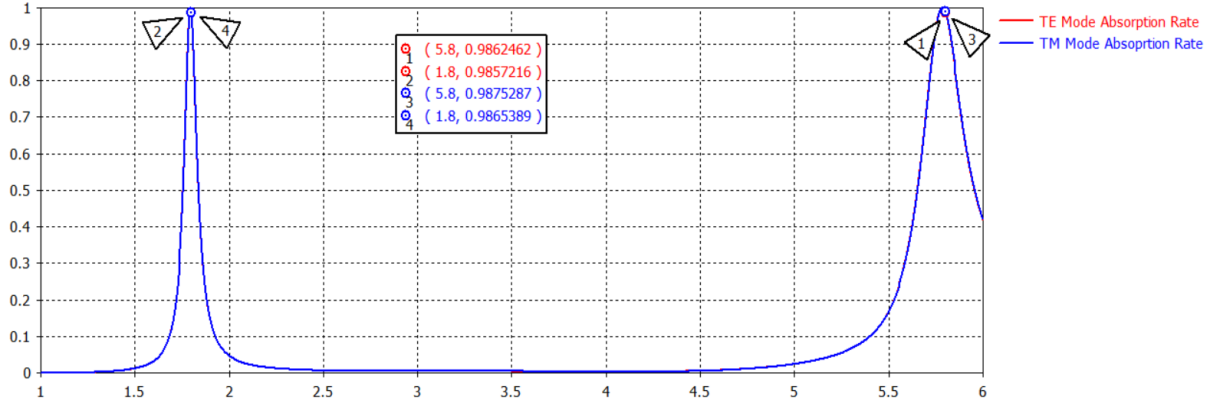
Birim hücre tasarımının parametreleri Şekil 1’de, Tablo 1’de verilen değerlerle birlikte gösterilmiştir. Tüm değerler milimetre (mm) cinsindendir ve birim hücrenin geometrik yapısını anlamak için görsel ve sayısal verilerin birlikte değerlendirilmesi gerekir.

## 3. Sonuç

Simülasyon sonuçları, tasarlanan yapının iç ve dış katmanlarının farklı frekanslarda çalışacak şekilde optimize edildiğini göstermektedir. Yapının iç katmanı 5,8 GHz’de maksimum emilim sağlarken, dış katman 1,8 GHz’de etkili performans göstermektedir. Bu çift bantlı yapı sayesinde geniş bir frekans aralığında yüksek emilim elde edilmektedir.

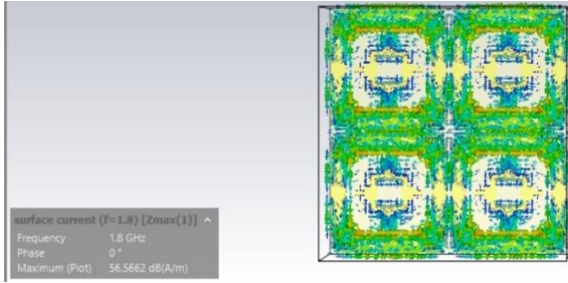
Analiz edilen emilim değerleri, yapının TE (Transverse Electric) ve TM (Transverse Magnetic) modlarında güçlü performans gösterdiğini göstermektedir. Emilim oranı 5,8 GHz’de 0,9865 ve 1,8 GHz’de 0,9857 olarak hesaplanmıştır. Yüksek emilim seviyeleri, yapının elektromanyetik dalgaları etkili bir şekilde emme kapasitesine sahip olduğunu göstermektedir.

Yüzey akımı dağılım çalışmaları, bu emilim mekanizmasını daha iyi anlamamıza yardımcı olmaktadır. 5,8 GHz’de akım yoğunluğunun büyük ölçüde iç katmanda yoğunlaştığı ve bunun yüksek emilimin ana nedeni olarak öne çıktığı görülmektedir. Buna karşılık, 1,8 GHz’de dış katman elektromanyetik dalgalarla daha güçlü bir etkileşim sergileyerek enerjinin etkili bir şekilde emilmesini sağlamaktadır.

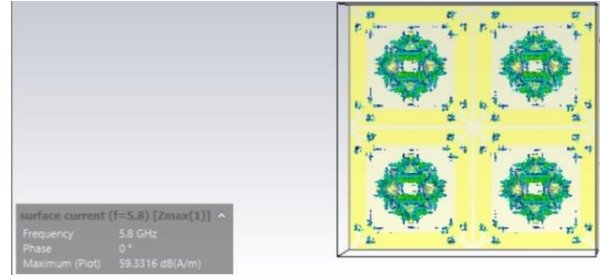


Şekil 2. TE ve TM Modları için Frekansa göre Emilim Oranı

Şekil 2'de, TE ve TM modlarındaki absorpsiyon performansını gösterilmektedir. Yapının simetrik tasarımı, TE ve TM polarizasyonları altında aynı şekilde çalışmasını sağlamaktadır.



Şekil 3. 1.8 GHz'de Yüzey Akımı Dağılımı



Şekil 4. 5.8 GHz'de Yüzey Akımı Dağılımı

Şekil 3 ve Şekil 4'e göre yüzey akımı dağılımı sonuçları, 1,8 GHz'de akımın dış yapıya yoğunlaştığını ve bu frekansta emilimi kolaylaştırdığını göstermektedir. Tersine, 5,8 GHz'de akım iç yapıya doğru kayarak daha yüksek frekanslı emilimde rolünü doğrulamaktadır. Bu bulgular çift bantlı emilim tasarımını desteklemektedir.

## Kaynaklar

- [1]. Dayanikli, G. Y. (2021). Electromagnetic interference attacks on cyber-physical systems: Theory, demonstration, and defense.
- [2]. Zhao, Z., Qing, Y., Kong, L., Xu, H., Fan, X., Yun, J., ... & Wu, H. (2024). Advancements in microwave absorption motivated by interdisciplinary research. *Advanced Materials*, 36(4), 2304182.
- [3]. Tong, C. (2022). EMI shielding materials and absorbers for 5G communications. In *Advanced Materials and Components for 5G and Beyond* (pp. 143-172). Cham: Springer Nature Switzerland
- [4]. Dhumal, A., Bisht, M. S., Bhardwaj, A., Saikia, M., Malik, S., & Srivastava, K. V. (2022). Screen printed polarization independent microwave absorber for wideband RCS reduction. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 65(1), 96-103.
- [5]. Erdem, E., & Yuzer, A. H. (2022). Textile-based 3D metamaterial absorber design for X-band application. *Waves in Random and Complex Media*, 1-10.



## K-Band Uydu Haberleşmesi için Yansıtıcı Dizi Anten Tasarımı ve Performans Analizi

Mehmet Can DEMİRCİ, Funda AKLEMAN\*  
Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK)  
Gebze/KOCAELİ  
can.demirci@tubitak.gov.tr

\*İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Sarıyer/İSTANBUL  
akleman@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, 19-21 GHz K-band frekans aralığında çalışan dairesel polarizasyonlu, ofset beslemeli bir yansıtıcı dizi anten tasarımı gerçekleştirilmiş olup benzetim ve ölçüm sonuçları derinlemesine incelenmiştir. Tasarım gerçekleştirilirken anten sisteminin taşınabilirlik, kolay entegre edilebilirlik ve dairesel polarizasyon gibi kritik özelliklere sahip olmasına dikkat edilmiş, çalışma alanı olarak da uydu haberleşmesi uygulamalarını hedefleyen bir yansıtıcı dizi anten tasarımı sunulmuştur. Üretimi gerçekleştirilen yansıtıcı dizi anten yaklaşık 20 cm çapındadır. Ölçüm sonuçlarına göre 20 GHz merkez frekansında yaklaşık 28 dB'lik tatmin edici bir anten kazancına ve 20 dB'lik çapraz polarizasyon seviyesine sahiptir. Bunun yanısıra antenin ağırlığı yalnızca 84 gram'dır.

**Abstract:** In this letter, a circularly polarized, offset-fed reflectarray antenna operating in the K-band frequency range of 19-21 GHz is designed and simulation and measurement results are investigated in depth. The design of a reflectarray antenna for satellite communication applications is presented, with particular attention given to critical features such as portability, ease of integration, and circular polarization. The fabricated reflectarray antenna has a diameter of approximately 20 cm. According to the measurement results, it has a satisfactory antenna gain of about 28 dB at 20 GHz center frequency and a cross polarization level of 20 dB. In addition, the antenna weighs only 84 grams.

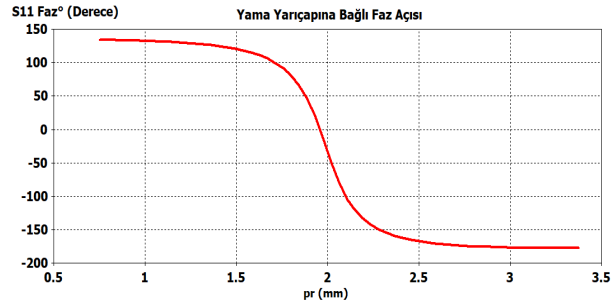
### 1. Giriş

Uzun mesafeli haberleşmenin gerçekleştirilmesi, verici ve alıcı arasındaki kablosuz bağlantıyı sağlayan elektriksel olarak büyük antenler gerektirir [1]. Bu tür antenler yüksek anten kazancına sahiptir. Yüksek anten kazancı için geleneksel seçenekler çoğunlukla çanak antenler, lens antenler veya dizi antenler olmuştur. Ancak son yıllarda, hem baskılı dizi antenlerin hem de çanak antenlerin düşük profil, düşük kütle ve düşük maliyet gibi olumlu özelliklerini bir araya getiren yüksek kazançlı bir anten türü geliştirilmiştir. Bu anten yansıtıcı dizi anten olarak bilinir. Yansıtıcı dizi antenin birim elemanı farklı geometrik şekillerde oluşturulabilir. Altıgen şekilli birim eleman [2], beşgen şekilli birim eleman [3], eliptik şekilli birim eleman [4] tercih edilen birim elemanlardan bazılarıdır. Yansıtıcı dizi antenin elemanları belirli bir faz-ayarlama tekniği etrafında oluşturulur. Uzak alanda hedeflenen düzlemsel faz cephesinin oluşturulabilmesi için her bir elemanın gerekli fazı karşılayacak şekilde tüm elemanlar içinde belirli bir düzende kurulacak örüntünün parçası olması gerekir. Bu işlem için çeşitli teknikler bulunmaktadır. Bu teknikler arasında faz veya zaman gecikmeli hat yöntemi [5], değişken rotasyon yöntemi [6] ve değişken boyut yöntemi [7] bulunmaktadır. Bu çalışmada, 19-21 GHz K-band frekans aralığında dairesel polarizasyonlu uydu haberleşme uygulamalarında kullanılabilecek bir yansıtıcı dizi anten tasarımı gerçekleştirilmiş, ölçüm ve simülasyon sonuçları irdelenerek çeşitli anten parametreleri doğrulanmıştır.

### 2. Birim Eleman Analizi

Yansıtıcı yüzeyin birim elemanı olarak kabul edilen yama elemanının, bir frekans bölgesinde değişken bir parametreye (yama boyutu, açılal konum, gecikme hattı uzunluğu vb.) bağlı olarak geri yansıma sinyalinin geniş bir faz aralığına sahip olması beklenir. Eşit bir faz düzlemi oluşturmak için, yansıtıcı üzerinde farklı mesafelerde bulunan yama elemanlarının her birinin gerekli faz değeri sağlanmalıdır. Bu çalışmada değişken parametre birim eleman boyutu olacaktır. Kullanılacak birim elemanın seçiminde birim uzunluk başına faz değişimi analiz edilecektir. Rogers RO4003C, birim hücre ve dolayısıyla tüm yansıtıcı yüzey için dielektrik malzeme olarak kullanılmıştır. Yama elemanın yarıçap uzunluğu (pr) parametresi CST Microwave Studio programında 'parametrik tarama' yöntemi ile 20 GHz merkez frekans noktasında 0.75 mm - 3.38 mm değerleri arasında analiz edilmiş ve 'S-şekilli

faz grafiği' elde edilmiştir. Yansıma faz eğrisi de Şekil 1'de verilmiştir. Bu faz eğrisi daha sonra yansıtıcı dizi oluşturulurken yüzey elemanlarının yarıçaplarının belirlenmesinde kullanılmıştır.



Şekil 1. Birim eleman boyutuna bağlı yansıma faz eğrisi.

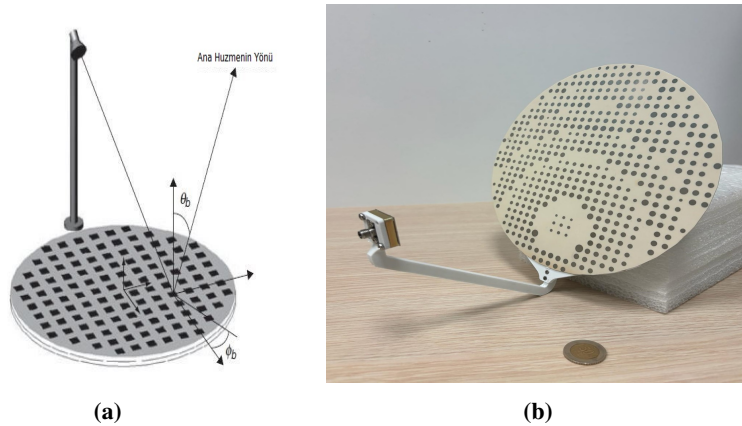
### 3. Ofset Beslemeli Yansıtıcı Dizi Anten Tasarımı

Birim elemanlarının bir araya gelmesiyle oluşan yansıtıcı dizinin yüzeyindeki her bir elemanın gerekli faz değerinin hesaplanması, istenilen yönde ışınma örüntüsünün oluşturulabilmesi için gerçekleştirilmelidir. Bu işlem öncesinde referans olarak alınan model Şekil 2.a'da gösterilmiştir.  $(x_i, y_i, z_i)$  koordinatlarında bulunan birim hücre elemanı için faz gecikmesi formülü (1)'de verilmiştir. Burada, ' $k_0$ ' merkez frekanstaki dalga sayısıdır. ' $\theta_b$ ' ve ' $\phi_b$ ' sırasıyla düşey ve yatay huzme yönlendirme açılarını tanımlar. ' $d_i$ ' Şekil 2.a'da gösterildiği gibi besleme anteninden  $(x_i, y_i, z_i)$  koordinatlarındaki 'i-inci' elemana olan mesafedir ve (2)'de verilmiştir.

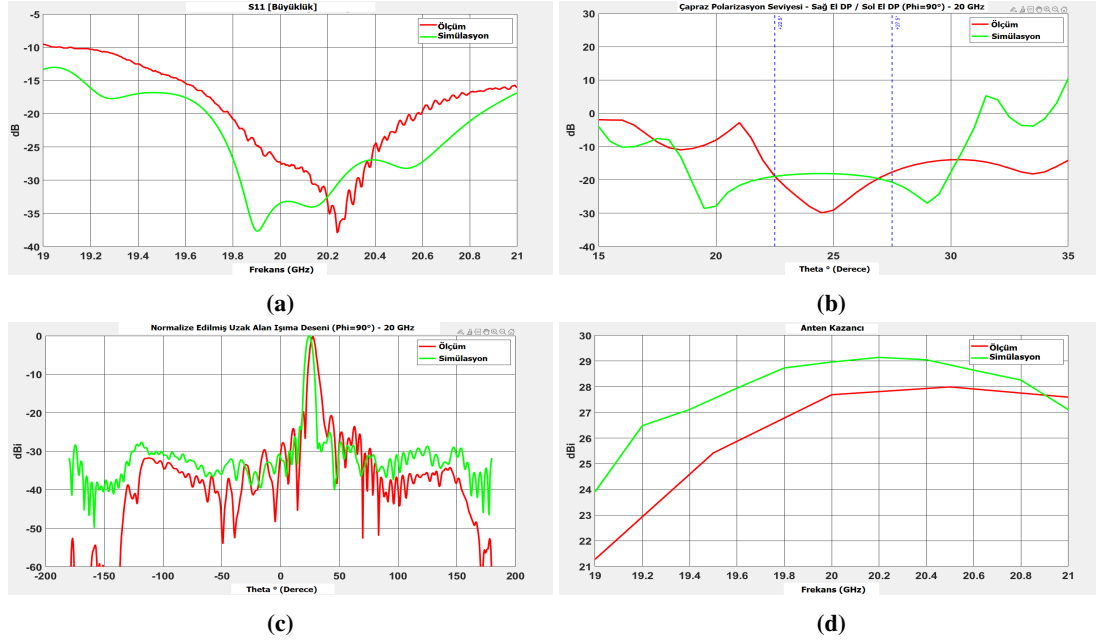
$$\phi_R(x_i, y_i, z_i) = k_0(d_i - (\cos\phi_b x_i + \sin\phi_b y_i)\sin\theta_b) \quad (1)$$

$$d_i = \sqrt{(x_i - x_f)^2 + (y_i - y_f)^2 + (z_i - z_f)^2} \quad (2)$$

Burada  $(x_i, y_i, z_i)$  daha önce belirtildiği gibi 'i-inci' elemanın koordinatlarını tanımlarken,  $(x_f, y_f, z_f)$  besleme anteninin koordinatlarıdır. Tasarım prosedürünün sonunda yansıtıcı yüzey elde edilir. Üretilen yansıtıcı dizi antenin üç boyutlu görüntüsü Şekil 2.b'de gösterilmiştir. Antenin ağırlığı 84 gram olarak ölçülmüştür ve bu da tasarım hedeflerindeki hafiflik gereksinimini karşılamaktadır. Ofset beslemeli yansıtıcı dizi antenin ölçülen ve benzetimi yapılan  $S_{11}$  grafiği Şekil 3.a'da, çapraz polarizasyon grafiği Şekil 3.b'de verilmiştir. Ayrıca Şekil 3.c'de antenin 20 GHz merkez frekansında sol-el dairesel polarizasyonlu ışınma örüntüleri verilmiştir. Son olarak Şekil 3.d, antenin frekansa bağlı kazanç grafiğini göstermektedir. Anten parametresi ölçümleri, TÜBİTAK BİLGEM Anten Test Araştırma Merkezi tesislerinde bulunan KYAS (Küresel Yakın Alan Ölçüm Sistemi) odasında gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2. (a) Huzme oluşturma referans modeli, (b) üretilen yansıtıcı dizi antenin üç boyutlu görünümü.



Şekil 3. Yansıtıcı dizinin anten parametreleri: (a) geri dönüş kaybı, (b) çapraz polarizasyon ( $\Phi=90^\circ$ ) @ 20 GHz, (c) ışıma deseni ( $\Phi=90^\circ$ ) @ 20 GHz ve (d) anten kazancı.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, yaklaşık 20 cm çapında tasarlanan dairesel polarize yansıtıcı dizi anten, ölçüm sonuçlarına göre 20 GHz merkez frekansında yaklaşık 28 dB'lik tatmin edici bir anten kazanç performansına sahiptir. Buna ek olarak, ölçüm sonuçları antenin frekans bandı boyunca -10 dB'nin altında başarılı bir geri dönüş kaybı performansına sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca, yansıtıcı dizi anten sol el dairesel polarizasyona sahiptir ve ölçüm sonuçlarına göre çapraz polarizasyon seviyesi yaklaşık -20 dB'dir. Antenin ağırlığı 84 gram olarak ölçülmüştür. Özetle, tasarlanan, üretilen ve ölçülen yansıtıcı dizi antenin, yüksek anten kazanç performansı, esnek kurulum, taşınabilirlik ve hafiflik gibi avantajları nedeniyle gelişmiş anten teknolojisi için önemli bir alternatif olacağı açıkça gösterilmiştir.

#### 5. Teşekkür

Bu çalışma süresince simülasyon programı ve ölçüm olanakları sağlayan TÜBİTAK BİLGEM'e, Anten Test ve Araştırma Merkezi'ne (ATAM) ve Hüseyin Yiğit'e teşekkürlerimizi sunarız.

#### Kaynaklar

- [1] Nayeri, P., Yang, F., ve Elsherbeni, A. Z. (2018). Reflectarray antennas: theory, designs, and applications.
- [2] Etesami, F., Abiri, H., ve Khorshidi, S. (2020). Design of a broadband single-layer reflectarray antenna using double hexagonal rings and a hexapole. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 34(18), 2419-2432.
- [3] Soliman, S. A., Attiya, A. M., ve Antar, Y. M. (2022, July). Design and Analysis of a Ka-band Reflectarray Antenna for Broadband LEO Satellite System. In 2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI) (pp. 802-803). IEEE.
- [4] Lee, S. R., Lim, E. H., Lo, F. L., ve Ng, W. H. (2017). Circularly polarized elliptical microstrip patch reflectarray. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(8), 4322-4327.
- [5] Han, C., Zhang, Y., ve Yang, Q. (2017). A broadband reflectarray antenna using triple gapped rings with attached phase-delay lines. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(5), 2713-2717.
- [6] Yang, X., Xu, S., Yang, F., Li, M., Hou, Y., Jiang, S., ve Liu, L. (2017). A broadband high-efficiency reconfigurable reflectarray antenna using mechanically rotational elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(8), 3959-3966.
- [7] Erçil, E., Alatan, L., ve Civi, Ö. A. (2015). An efficient numerical solution method for reflectarrays of varying element sizes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(12), 5668-5676.

## 6G Sistemlerinde Elektromanyetik Girişimin Bastırılmasında Quantum Makine Öğrenmesi Yaklaşımları

Deniz KARHAN, Merve GÜLLÜ, Sedat ÇİMEN

Türk Telekom

Ar-Ge Bölümü

İstanbul, Türkiye

deniz.karhan@turktelekom.com.tr, merve.gullu@turktelekom.com.tr, sedat.cimen@turktelekom.com.tr

**Özet:** Altıncı nesil (6G) kablosuz iletişim ağları, milimetre dalga (mmWave) ve terahertz-altı (sub-THz) spektrum bantlarında ultra yoğun dağıtım senaryoları nedeniyle elektromanyetik girişim (EMI) düzeylerinde kritik artışlar yaşamaktadır. Akıllı yansıtıcı yüzeyler (IRS), massive MIMO sistemleri ve yoğun ağ topolojilerinin kullanımı karmaşık kanal modellerini beraberinde getirmektedir. Klasik sinyal işleme yöntemleri bu dinamik ortamlarda yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle 6G sistemlerinde EMI bastırma için kuantum makine öğrenmesi (QML) tekniklerinin potansiyeli değerlendirilmektedir. Hibrit kuantum-klasik mimariler, EMI tespiti ile sinyal-girişim-gürültü oranını (SINR) iyileştirerek bit hata oranını (BER) düşürmektedir. Bu yaklaşım, Ultra Güvenilir Düşük Gecikmeli İletişim (URLLC) performansını önemli ölçüde artırmaktadır.

**Abstract:** Sixth-generation (6G) wireless communication networks are experiencing critical increases in electromagnetic interference (EMI) levels due to ultra-dense deployment scenarios in millimeter wave (mmWave) and sub-terahertz (sub-THz) spectrum bands. The utilization of intelligent reflecting surfaces (IRS), massive MIMO systems, and dense network topologies brings complex channel models. Classical signal processing methods remain insufficient in these dynamic environments. Therefore, the potential of quantum machine learning (QML) techniques for EMI suppression in 6G systems is evaluated. Hybrid quantum-classical architectures improve the signal-to-interference-and-noise ratio (SINR) through EMI detection, thereby reducing the bit error rate (BER). This approach significantly enhances Ultra-Reliable Low-Latency Communication (URLLC) performance.

### 1. Giriş

6G kablosuz iletişim ağları, mmWave ve sub-THz spektrum bantlarında ultra yoğun bağlantı senaryoları için geliştirilmektedir. Bu ağlar, yoğun ağ topolojileri ve IRS gibi yenilikçi mimarilerle birlikte EMI düzeylerinde kayda değer bir artışa yol açmaktadır [1]. Yüksek frekanslı iletimlerde Radyo Frekansı (RF) ön uç devrelerinde ortaya çıkan doğrusal olmayan bozulmalar, sinyal bütünlüğünü ve sistem performansını olumsuz etkilemektedir. Bu durum, non-Gaussian, non-stationary ve geniş bantlı özellikler sergileyen karmaşık kanal modellerinin geliştirilmesini gerektirmektedir. Klasik dijital sinyal işleme teknikleri ve makine öğrenmesi (ML) algoritmaları, 6G ağlarının karmaşık, gürültülü ve yüksek boyutlu veri setleriyle başa çıkmada sınırlı kalmaktadır [2]. Bu zorlukların üstesinden gelmek ve 6G sistemlerinde sinyal işleme performansını önemli ölçüde geliştirmek için QML teknikleri umut vadeden bir çözüm sunmaktadır [3]. QML, klasik veriyi süperpozisyon ve dolaşıklık ilkeleriyle Hilbert uzayına eşleyerek karmaşık örüntü tanıma, yüksek boyutlu veri analizi ve optimizasyon imkanı sağlar. Kuantum çekirdek yöntemleri (QKM), kuantum destek vektör makineleri (QSVM) ve varyasyonel kuantum devreleri (VQC) gibi QML yaklaşımları, 6G'deki gürültülü sinyallerin tespiti ve adaptif EMI bastırma için teorik potansiyel sunmaktadır. Bu çalışma, QML'nin sinyal işleme performansını yeniden tanımlama potansiyelini değerlendirerek hem akademik literatüre katkı sunmayı hem de uygulamalı telekom çözümlerine yön vermeyi amaçlamaktadır.

### 2. EMI Probleminin 6G Bağlamında Tanımı

6G haberleşme sistemleri, terabit seviyesinde veri iletimi, ultra düşük gecikme ve yoğun cihaz bağlantısı gibi hedefleriyle EMI sorununu önceki nesillere kıyasla daha karmaşık bir düzeye taşımaktadır. Özellikle mmWave ve THz bantlarının kullanımı, yönlendirilebilir yüksek kazançlı antenleri zorunlu kılmakta; bu da parazit sinyallerin odaklanmasıyla ani ve öngörülemeyen EMI senaryolarını artırmaktadır [4]. Genişletilmiş Gerçeklik (XR) cihazları, vücut içi sensörler ve drone sürüleri gibi çok sayıda modülün aynı ortamda çalışması, EMI'nin yalnızca donanım seviyesinde değil; aynı zamanda sistem mimarisi ve ağ planlamasında da değerlendirilmesini gerektirir. Ayrıca 6G'nin uydu ve hava platformlarını da içeren üç boyutlu kapsama yapısı, EMI analizlerini hacimsel boyuta taşıırken bu senaryolardaki cihaz yoğunluklarının 100 cihaz/m<sup>3</sup> seviyesine ulaşarak ortalama cihaz mesafesini 20 cm'e kadar düşürmesi beklenmektedir [4]. Aynı zamanda, EMI saldırılarının 10-100 MHz bandında 5 dBm'e varan RF güçleriyle gerçekleştirilebileceği öngörülmektedir [5].

Mevcut EMI bastırma yöntemleri olan frekans seçici filtreleme ve klasik makine öğrenmesi (ML) algoritmaları, 6G sistemlerinin ultra-geniş bant genişliği, yüksek hareketlilik ve çok katmanlı ağ yapısı karşısında yeterli performansı sunamamaktadır. Klasik ML modelleri, değişken kanal koşulları ve sınırlı veri miktarıyla başa çıkmak için zorlanmakta, bu nedenle EMI bastırma süreçlerinde esnek, ölçeklenebilir ve küçük veriyle dahi etkili çalışabilen QML tabanlı çözümler öne çıkmaktadır [6].

### 3. Quantum Makine Öğrenmesi: Temel Kavramlar

QML, klasik makine öğrenmesinin hesaplama sınırlarını aşmak için kuantum hesaplamaların süperpozisyon ve dolaşıklık gibi temel özelliklerini kullanır. Qubit tabanlı veri temsil yöntemleri, klasik verilerin kuantum sistemlerine aktarımında kritik rol oynar; bu bağlamda özellikle açığa ve genlik temelli kodlama teknikleri öne çıkar. QML'nin en önemli avantajlarından biri, yüksek boyutlu veriler üzerinde daha kısa sürede öğrenme gerçekleştirebilmesidir. Bu özellik, özellikle MIMO gibi yüksek boyutlu kablosuz iletişim senaryolarında QML'ye avantaj sağlar [3]. Ayrıca küçük veri kümeleriyle bile yüksek doğrulukta tahmin yapılabilmesi, veri kısıtlı ortamlarda önemli bir avantaj sunar.

QML algoritmaları arasında QSVM, kuantum sinir ağları (QNN) ve varyasyonel kuantum devreler öne çıkar. QSVM'ler, klasik SVM'lere benzer şekilde sınıflandırma yapar ancak kuantum paralelliliği sayesinde yüksek boyutlu verilerde daha hızlı çalışabilir [3]. QNN'ler ise daha az parametreyle daha karmaşık örüntüleri öğrenebilmekte, bu da kuantum sistemlerin dolaşık yapısından kaynaklanmaktadır. Varyasyonel kuantum devreler, enerji temelli optimizasyon problemlerinde kullanılarak kaynak tahsisi ve kanal kestirimi gibi görevlerde etkili çözümler sunar. Tüm bu yönleriyle QML, geleceğin iletişim ağlarında hem öğrenme verimliliğini hem de sistem performansını artırma potansiyeline sahiptir.

### 4. QML ile EMI Tespiti ve Bastırma Yaklaşımları

Telekomünikasyon ağları, metin, ses ve video gibi veri trafiğinin yüksek hızda taşındığı kritik altyapılardır. Ancak bu sistemler; yakındaki elektronik cihazlar, enerji hatları veya RF dalgaları gibi çeşitli kaynaklardan gelen EMI'ye maruz kalarak sinyal bütünlüğü ve iletişim kalitesinde bozulmaya uğrayabilir. EMI, alıcı devrelerde hata oranını artırarak veri kaybına, iletişim hatalarına ve hatta donanım arızalarına yol açar. Bu nedenle EMI'yi algılama ve bastırma yöntemleri, ağ güvenilirliği ve servis sürekliliği açısından kritiktir. Geleneksel yöntemler arasında devreleri koruyan fiziksel filtreler ve gölgeleme çözümleri yer alır; ancak bu yaklaşımlar bant genişliğini daraltmakta veya maliyetleri yükseltmekte, karmaşık dinamik ortamlar için yetersiz kalmaktadır. Son yıllarda bu sınırlamaları aşmak için yapay zekâ temelli teknikler gündeme gelmiştir. Örneğin sensör çıkış sinyallerindeki EMI gürültüsünü, bant genişliğini azaltmadan temizlemek amacıyla bir derin sinir ağı (DNN) kullanmış ve bu sayede EMI bileşenleri otomatik olarak filtrelenmiştir [7]. Yapay zekâ tabanlı denoising yaklaşımları, geleneksel filtrelerin izin verdiği sınırlamalar ötesinde performans sunabilmektedir. Yakın tarihli çalışmalarda yapay zekâ tabanlı modellerin EMI gürültüsünü %70 oranında azalttığı [7] ve kasıtlı saldırı sinyallerini 19 dB kadar bastırdığı deneysel olarak gösterilmiştir [5].

Abdullah ve arkadaşları [5], bir sesli komut sisteminde kasıtlı IEMI saldırılarını tespit ve bastırmak amacıyla dijital bir bastırma ve algılama yöntemi önermiştir. Farklı giriş katmanlarına sahip opamp'lerin EMI'ye olan karşıt duyarlılığı kullanılarak, saldırı sinyalleri dijital sinyal işleme yoluyla etkili biçimde bastırılmış ve sistemin normal çalışması kesintiye uğramadan sürdürülmüştür. Bu çalışma, EMI'nin sinyal zinciri üzerinde oluşturduğu bozulmaları ayrıntılı biçimde modelleyerek bastıran yapay zekâ tabanlı bir çözüm sunduğu için, benzer EMI bastırma görevlerinde QML algoritmalarının entegrasyonu açısından önemli bir referans oluşturmaktadır. QML teknikleri bu tür karmaşık, yüksek frekanslı EMI sinyallerinin daha etkili öğrenilmesi ve filtrelenmesinde avantaj sağlayabilir. Geleneksel bastırma algoritmalarının yerini alacak şekilde QML tabanlı dijital bastırıcılar, hem daha düşük örneklemeyle öğrenme yapabilir hem de paralel kuantum hesaplama avantajıyla gerçek zamanlı EMI filtreleme görevlerinde yeni çözümler sunabilir. Henüz EMI'ye özgü çalışmalar sınırlı olsa da, benzer problemlerde QML'in etkisi araştırılmaktadır. Genel olarak, kuantum sinyallerinden gelen büyük veri kümeleri üzerinde QML algoritmalarının bilgi çıkarımı üzerinde üstünlük sağlayabileceği öngörülmektedir [8]. Bu teorik çerçeveye göre EMI verileri, kuantum durum vektörlerinde daha zengin temsillere dönüştürülerek analiz edilebilir. Örneğin, QML tabanlı bir MIMO sinyal tespitçisi olan MMNet'in, benzer bir Sinyal-Gürültü Oranı (SNR) kazancını, gelişmiş klasik yöntemlere kıyasla 10-15 kat daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla elde ettiği gösterilmiştir [2]. Bu verimlilik, 6G'nin anlık EMI bastırma ihtiyaçları için kritik bir potansiyel sunmaktadır.

## 5. Sonuç ve Değerlendirme

QML algoritmalarının, 6G’de Massive MIMO ve IRS gibi zorluklar karşısında SINR iyileştirme potansiyeli, benzer model-güdümlü yaklaşımların klasik MMSE dedektörlerine kıyasla şimdiden ~4-8 dB’lik bir kazanç sunmasıyla desteklenmektedir [2]. Bu doğrultuda, QML tabanlı çözümlerin özellikle URLLC ve eMBB hizmetlerinin performansını artırmada önemli katkılar sunacağı değerlendirilmektedir [3]. Ancak bu potansiyelin pratik uygulamaya geçirilmesi, Gürültülü Orta Ölçekli Kuantum (NISQ) çağıının getirdiği temel zorluklarla yüzleşmektedir. Mevcut kuantum donanımları, yalnızca sınırlı sayıda qubit sunmakla kalmayıp aynı zamanda düşük kapı doğruluğu ve kısa tutarlılık süreleri nedeniyle yüksek hata oranlarına sahiptir [3, 9]. Bu durum, kuantum hesaplamalarda biriken gürültünün EMI sinyalinin hassas özelliklerini maskeleye riski taşımasına yol açar. Güvenilir bir EMI sınıflandırması için gereken Kuantum Hata Düzeltme (QEC) kodları ise her bir mantıksal qubit için çok sayıda fiziksel qubit gerektirerek ciddi bir ek yük oluşturmakta ve pratik EMI algoritmalarının ölçeklenebilirliğini kısıtlamaktadır [10]. Bu hesaplama zorluklarına ek olarak, süperiletken tabanlı sistemlerin operasyonel sıcaklıklarının 15 mK gibi ultra düşük seviyelerde tutulma gerekliliği gibi fiziksel kısıtlamalar da mevcuttur [10]. Bu nedenlerle, günümüzde en uygulanabilir yaklaşım, QML’in klasik makine öğrenmesi yöntemleriyle hibrit biçimde kullanılmasıdır. Hibrit sistemler, kuantumun hesaplama avantajlarını klasik sistemlerin istikrarı ile birleştirerek daha işlevsel ve hataya toleranslı çözümler geliştirme imkanı sunar. Gelecek araştırmalar, QML algoritmalarının 6G’nin düşük gecikme ihtiyaçlarına yanıt verebilmesi için gerçek zamanlı çıkarım yeteneklerine odaklanmalıdır [10]. Ayrıca veri gizliliği ve dağıtık öğrenme zorlukları için Kuantum Federatif Öğrenme (QFL) gibi yeni yaklaşımlar önem kazanmaktadır [9]. Enerji verimliliğinin de QML optimizasyonunda dikkate alınması, 6G’nin sürdürülebilirlik hedefleri için kritik olacaktır. Bu stratejik adımlar, kuantum teknolojilerinin sinyal işleme alanındaki pratik uygulanabilirliğini artırmanın yol haritasını çizmektedir.

## 6. Teşekkürler

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 1515 Öncül Ar-Ge Laboratuvarları Destekleme Programı tarafından Türk Telekom 6G Ar-Ge Laboratuvarı için 5249902 proje numarası ile desteklenmektedir.

## Kaynaklar

- [1] Q. Wu, B. Zheng, C. You, L. Zhu, K. Shen, X. Shao, W. Mei, B. Di, H. Zhang, E. Basar *et al.*, “Intelligent surfaces empowered wireless network: Recent advances and the road to 6g,” *Proceedings of the IEEE*, 2024.
- [2] A. Jagannath, J. Jagannath, and T. Melodia, “Redefining wireless communication for 6g: Signal processing meets deep learning with deep unfolding,” *IEEE Transactions on Artificial Intelligence*, vol. 2, no. 6, pp. 528–536, 2021.
- [3] B. Narottama, Z. Mohamed, and S. Aïssa, “Quantum machine learning for next-g wireless communications: Fundamentals and the path ahead,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 4, pp. 2204–2224, 2023.
- [4] K. Wiklundh and P. Stenumgaard, “Emc challenges with 6g,” in *2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility–EMC Europe*. IEEE, 2022, pp. 19–24.
- [5] A. Abdullah, F. Musolino, and P. S. Crovetti, “Detection and suppression of intentional emi attacks to smart speakers,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2024.
- [6] P. Testolina, M. Polese, J. M. Jornet, T. Melodia, and M. Zorzi, “Modeling interference for the coexistence of 6g networks and passive sensing systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 8, pp. 9220–9234, 2024.
- [7] S. Giangaspero, G. Nicchiotti, P. Venier, L. Genilloud, and L. Pirrami, “Ai-driven electrical fast transient suppression for enhanced electromagnetic interference immunity in inductive smart proximity sensors,” *Sensors*, vol. 24, no. 22, 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/24/22/7372>
- [8] E. Mohammadisavadkoobi, N. Shafabady, and J. Vakilian, “A systematic review on quantum machine learning applications in classification,” *IEEE Transactions on Artificial Intelligence*, 2025.
- [9] C. Ren, R. Yan, H. Zhu, H. Yu, M. Xu, Y. Shen, Y. Xu, M. Xiao, Z. Y. Dong, M. Skoglund *et al.*, “Toward quantum federated learning,” *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2025.
- [10] H. Urgelles, S. Maheshwari, S. S. Nande, R. Bassoli, F. H. Fitzek, and J. F. Monserrat, “In-network quantum computing for future 6g networks,” *Advanced Quantum Technologies*, vol. 8, no. 2, p. 2300334, 2025.

## Tekil Değer Ayrışımı ile Gezegenlerarası Manyetik Alan Verilerinde Ekinoksal Asimetri Analizi

Semih Çağatay Özyiğit, Feza Arıkan, Orhan Arıkan\*  
Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
semihozyigit@hacettepe.edu.tr, arikan@hacettepe.edu.tr

\*Bilkent Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
oarikan@ee.bilkent.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada Gezegenlerarası Manyetik Alan (GMA) verisine Tekil Değer Ayrışımı (TDA) uygulanmıştır. Veriler ortanca süzgeçten geçirilerek aylık;saatlik ve aylık model matrisler oluşturulmuş, ardından TDA ile tekil değerleri hesaplanmıştır. Tekil değerler, sonbahar ve ilkbahar gün-tün eşitliklerinde enerji düzeylerinin arttığını, ayrıca iki gün-tün eşitliklerindeki değerlerin eşit olmadığını göstermektedir. Bu artış ve eşitsizlik, ekinoksal asimetrisinin GMA indisiyle ilişkisini ortaya koymaktadır.

**Abstract:** In this study, Singular Value Decomposition (SVD) was applied to Interplanetary Magnetic Field (IMF) data. After the series were processed with a median filter, monthly-hourly and monthly model matrices were built and their singular values were computed with SVD. These values reveal higher energy levels during the autumn and spring equinoxes and show that the two equinox peaks are not equal. The observed increase and imbalance indicate that equinoctial asymmetry is linked to the IMF index.

### 1. Giriş

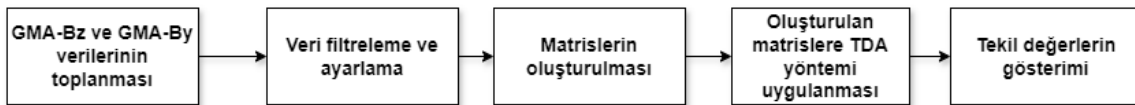
Tekil Değer Ayrışımı, genelleştirilmiş bir matris ayrıştırma yöntemidir. Bu teknik, bir matrisi; sol tekil vektör matrisi, tekil değerleri içeren köşegen matris ve sağ tekil vektör matrisi olmak üzere üç matrise ayırır. Sinyali, gürültü ve sinyal uzayına ayırma ile matristeki enerji katkılarını göstermesinden dolayı önemlidir. Herhangi bir matris üzerinde çalışabilmesi nedeniyle TDA güçlü bir yöntemdir.

Gezegenlerarası Manyetik Alan (GMA), Güneş rüzgârıyla taşınan manyetik alan bileşenlerini ölçen bir indistir [1]. Bu alanın z ve y bileşenleri, GMA-Bz ve GMA-By olarak adlandırılır. GMA, Yerkürenin eksen eğimi ile aylık ve günlük hareketlerinden etkilenerek aylara ve saatlere göre karakteristik özellikler gösterir. Ekinoksal asimetri ise Mart ve Eylül gün-tün eşitliklerinde elektron yoğunluğu ile ilgili iyonosferik parametrelerin tutarlı bir farklılık göstermesidir [2].

Bu çalışmada 2000–2024 yıllarının GMA-Bz ve GMA-By verilerinden aylık;saatlik ve aylık model matrisler oluşturulmuştur. Ön işleme ve matris oluşturma adımları Bölüm 2’de, tekil değerlerin zamansal dağılımı ise Bölüm 3’te sunulmuştur. Sonuçlar, GMA-Bz verisinin ekinoksal asimetri ile güçlü bir ilişki gösterdiğini ortaya koymaktadır.

### 2. Yöntem

Bu çalışmada, GMA-Bz ve GMA-By verilerine TDA yöntemi uygulanmıştır. TDA yöntemi uygulanması için hazırlanan algoritma, verinin toplanması, ön işlemeden geçirilmesi, model matrislerinin oluşturulması ve TDA yönteminin uygulanması işlemlerini kapsar. Algoritmanın akış şeması Şekil 1’de verilmiştir.



Şekil 1. GMA indislerine TDA yöntemi uygulayan algoritmanın akış şeması.



İlk aşamada, GMA-Bz ve GMA-By verileri NASA OMNIweb Data Explorer (<https://omniweb.gsfc.nasa.gov/form/dx1.html>) platformundan temin edilmiştir. Veriler 2000–2024 dönemini kapsar. Gürültüyü gidermek için kayan pencere ortanca süzgeç uygulanmıştır.

Veriler  $b_{y;m;d,h}$  ile ifade edilmiştir; bu gösterim,  $y$  yılının  $m$  ayındaki  $d$  gününün  $h$  saatine karşılık gelen değeri gösterir. Bu verilerden GMA-Bz ve GMA-By için aylık-saatlik ve yalnızca aylık matrisler oluşturulmuştur. Aylık;saatlik  $\underline{B}_{m,h}$  model matrisleri  $\underline{b}_{y;m,h}$  sütun vektörlerinin yan yana dizilmesiyle oluşturulmuştur.  $\underline{b}_{y;m,h}$  vektörü ve  $\underline{B}_{m,h}$  matrislerinin yapıları aşağıdaki eşitlikte verilmiştir:

$$\underline{b}_{y;m,h} = [b_{y;m;1,h} \dots b_{y;m;N_y;m;d,h} \dots b_{y;m;N_y;m;d,h}]^T, \quad \underline{B}_{m,h} = [\underline{b}_{1;m,h} \dots \underline{b}_{N_y;m,h} \dots \underline{b}_{N_y;m,h}] \quad (1)$$

Burada  $N_y;m;d$ ,  $y$  yılının  $m$  ayındaki gün sayısıdır.  $N_y$  ise 2000 yılı birinci indise koyulursa 2024 yılı yirmi beşinci indiste olacağından 25 olacaktır. 12 ay ve 24 saat olmak üzere toplamda 288 adet matris oluşturulmuştur. Bu matrislerin hepsine TDA yöntemi uygulanacak ve sonucunda elde edilen çıktılar aylara ve saatlere göre hizalanıp tekil değerler gösterilecektir. Aylık matrisler ise iki aşamada oluşturulmuştur. İlk olarak  $\underline{B}_{y;m}$  matrisi,  $\underline{b}_{y;m,d}$  vektörlerinin  $y$  yılının  $m$  ayındaki bütün günleri için sütunlara konulmasıyla elde edilmiştir.  $\underline{b}_{y;m,d}$  ve  $\underline{B}_{y;m}$  yapıları aşağıda verilmiştir:

$$\underline{b}_{y;m,d} = [b_{y;m;d;1} \dots b_{y;m;d;24}]^T, \quad \underline{B}_{y;m} = [\underline{b}_{y;m;1} \dots \underline{b}_{y;m;N_y;m;d} \dots \underline{b}_{y;m;N_y;m;d}] \quad (2)$$

Elde edilen  $\underline{B}_{y;m}$  matrisleri bütün yıllar için yan yana konularak  $\underline{B}_m$  matrisi elde edilmiştir.  $\underline{B}_m$  matrisinin yapısı aşağıda verilmiştir:

$$\underline{B}_m = [\underline{B}_{1;m} \dots \underline{B}_{N_y;m} \dots \underline{B}_{N_y;m}] \quad (3)$$

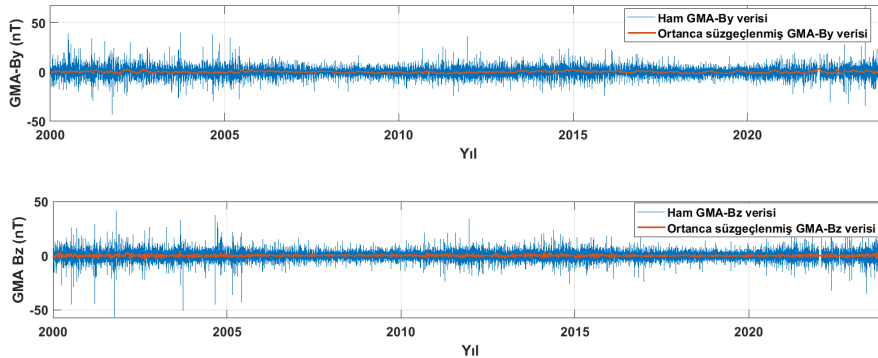
Böylelikle 12 ay için matrisler elde edilmiştir. Oluşturulan matrislere Tekil Değer Ayrışımı yöntemi uygulanacaktır. Herhangi bir model  $\underline{B}$  matrisi TDA yöntemi kullanılarak aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir [3]-[4]:

$$\underline{B} = \underline{U} \underline{\Sigma} \underline{V}^T \quad (4)$$

$\underline{U}$  matrisi sütun uzayının fiziksel taban vektörlerini içerir.  $\underline{\Sigma}$  matrisi tekil değerlerin bulunduğu köşegen matristir ve  $\underline{V}$  matrisi satır uzayının fiziksel taban vektörlerini içerir. Bu çalışmada tekil değerlerin üzerinde durulmuştur. Tekil değerler oluşturulan matrislerin enerjileri hakkında bilgi verir ve aynı zamanda elde edilen tekil değerler büyükten küçüğe doğru ( $\sigma_1 > \sigma_2 > \dots > \sigma_{N_s} > \dots > \sigma_{N_s}$ ) şeklinde sıralanmıştır. Elde edilen tekil değerler aylara ve ay;saatlere göre hizalanıp çıktıları gözlemlenmiştir. Ayrıca tekil değerlerin toplamı da genel davranışı ve eğilimleri göstermek için eklenmiştir.

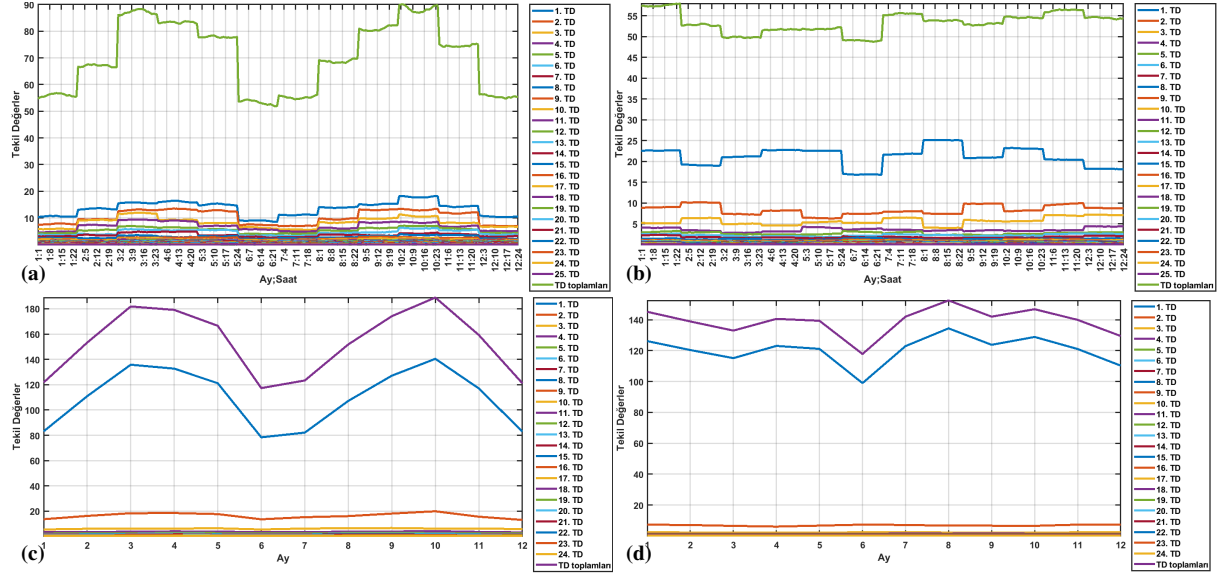
### 3. Bulgular

Bu bölümde geliştirilen GMA-Bz ve GMA-By verilerine uygulanan algoritmanın sonuçları sunulmaktadır. GMA-Bz ve GMA-By zaman serileri ve süzgeçlenmiş sonuçları Şekil 2’de verilmiştir.



Şekil 2. Ham ve ortanca süzgeçlenmiş (a) GMA-Bz ve (b) GMA-By verileri.

Süzgeçlenmiş zaman serisinden (1) ve (3) te bahsedildiği gibi aylık;saatlik ve aylık olarak matrisler oluşturulmuş ve tekil değerleri alınmıştır. Elde edilen tekil değerler ve tekil değerlerin toplamaları Şekil 3'te verilmiştir.



**Şekil 3.** Model matrislerin tekil değerleri: (a) aylık;saatlik dizilmiş GMA-Bz, (b) aylık;saatlik dizilmiş GMA-By, (c) aylık dizilmiş GMA-Bz, (d) aylık dizilmiş GMA-By.

GMA-Bz'nin tekil değerleri, gün-tün eşitliklerine karşılık gelen 3-4. ve 9-10. aylarda iki kez zirve yapmıştır. GMA-By de Yerkürenin yörüngesel konumuna bağlı benzer bir davranış sergilemektedir. Yaz gündönümünden sonraki aylarda GMA-By için enerji seviyesi yaz gündönümünden önceki aylardan daha yüksektir. Sonbahar gün-tün eşitliğindeki enerji seviyesi, GMA-Bz ve GMA-By'de ilkbahar gün-tün eşitliğindeki enerji seviyesinden daha fazladır. Analiz, ekinoksal asimetrisinin GMA-Bz ile ilişkili olduğunu ortaya koymaktadır.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada 2000-2024 yılları arasındaki GMA-Bz ve GMA-By verilerine TDA yöntemini uygulayan bir algoritma geliştirilmiştir. Algoritmada, verilere ön işleme olarak ortanca süzgeç uygulanmış; ardından model matrisler oluşturularak bu matrislere TDA yöntemi uygulanmıştır. Özellikle aylık davranışlar incelenmiştir.

Tekil değerler matrisin enerjilerini gösterdiği için, aylık;saatlik ve aylık matrislerdeki enerji dağılımları incelenmiştir. Bu çalışmada özellikle GMA-Bz indisinin gün-tün eşitliği aylarında zirveye ulaştığı ve en düşük enerji seviyelerinin yaz ve kış aylarında olduğu gözlemlenmiştir. Yaz gündönümünden önceki ve yaz gündönümünden sonraki aylarda bir asimetri olduğu gözlemlenmiştir. Saatlik değerler genel olarak ay içinde dalgalanma sergilerken, aylar arasında geçişler gözlemlenmiştir. Gün-tün eşitliği aylarındaki enerji seviyeleri yüksektir buna ek olarak ilkbahar ve sonbahar gün-tün eşitliklerinde enerji seviyeleri aynı değildir. Sonbahar gün-tün eşitliğindeki enerji seviyesi, bahar gün-tün eşitliğindeki enerji seviyesine göre fazladır. Bu bulgular, ekinoksal asimetrisinin GMA-Bz ile güçlü bir ilişki içinde olduğunu ortaya koymaktadır. Gelecek çalışmalarda güneş akısının etkileri ve farklı güneş etkinliklerindeki sonuçlar da bu algoritmayla gözlemlenecek ve sonuçlar değerlendirilecektir.

#### Kaynaklar

- [1] Alexander J Dessler. Solar wind and interplanetary magnetic field. *Reviews of Geophysics*, 5(1):1-41, 1967.
- [2] N Balan, Y Otsuka, GJ Bailey, and S Fukao. Equinoctial asymmetries in the ionosphere and thermosphere observed by the mu radar. *Journal of Geophysical Research: Space Physics*, 103(A5):9481-9495, 1998.
- [3] D. Yenen, S. Radyo Örtülme Verisinin Bilgisayarlı İyonküre Tomografisi ile Bütünleştirilmesi. Doktora tezi, Hacettepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2024.
- [4] F. Ardıc. Tekil Değer Ayrışımı İle 2-B Toplam Elektron İçeriği Yeniden Yapılandırılması. Yüksek lisans tezi, Hacettepe Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2023.



MATLAB® ortamında geliştirilen algoritma, GPS alıcısının saat sapmasını ortak bir değişken olarak ele almakta ve bu değişkeni uzaklık denklemlerinden elimine ederek konum tayini yapmaktadır. Yönlü antenler ve uydu seçim algoritmasıyla birlikte çalıştırılan yapı, kapalı alanlarda yüksek doğrulukla konum belirlemeye imkân sağlamaktadır. 1D konumlandırma algoritmasının çalıştırılabilmesi için aşağıdaki bilgiler önceden sağlanmaktadır:

- GPS uydularının konumları, alıcıdan elde edilen ephemeris verileri kullanılarak belirlenmiştir.
- Tekrarlayıcıların konumları bilindiğinden, aralarındaki mesafe de sabittir ve alıcı bu doğrultu üzerinde yer almaktadır.
- Ephemeris verisinden elde edilen uydu konumları ile bilinen tekrarlayıcı konumları kullanılarak, tekrarlayıcı-uydu arası mesafeler hesaplanabilmektedir.
- Yönlü antenlere ait yanca (Az) ve yükseliş (El) açıları bilinmektedir.

Şeki 1 üzerinde tanımlanan  $R1$  ve  $R2$ , tekrarlayıcı 1 ve tekrarlayıcı 2'yi;  $S1$  ve  $S2$  GPS uydu 1 ve GPS uydu 2'yi temsil etmektedir.  $D_{R1}^{S1}$  ve  $D_{R2}^{S2}$  ise ilgili GPS uydusu ile o uyduyu gören tekrarlayıcı arasındaki mesafedir. Bu iki değer, tekrarlayıcı ve uydu konumları bilindiğinden iki nokta arası uzaklık formülü ile hesaplanır. Kapalı alanda alıcı ve tekrarlayıcı 1 ve tekrarlayıcı 2 arasındaki gerçek uzaklıklar sırasıyla  $d_1$  ve  $d_2$  ile gösterilmiştir. Ancak, kapalı alandaki bu uzaklıklar aynı zamanda  $RClkb$  ile temsil edilen alıcı saat hatası (receiver clock bias) kaynaklı bir uzaklığı da içermektedir. Tekrarlayıcı devrelerinin elektriksel iletimdeki gecikmeleri (propagation delay) her alıcı için  $\tau$  ile temsil edilmiştir. Bu görselde gösterilmeyen ancak düzeltilmesi gereken mesafe hatalarından biri de  $SClkb_1$  ve  $SClkb_2$  ifadeleri ile gösterilebilen uydu 1 ve uydu 2'nin saat hatalarıdır.

Algoritma işleyişinde ilk olarak, tekrarlayıcılar görüş alanlarında kalan uyduları belirler.  $C/N_0$  değeri yüksek olan uydular seçilerek ölçüm yapılır. Alıcı ile her bir tekrarlayıcı arasındaki sözde mesafe, uydu ile tekrarlayıcı ve alıcı arasındaki mesafeler, iletim gecikmeleri ve saat sapmalarını içeren model denklemleriyle ifade edilir.

Tekrarlayıcı 1 için sözde mesafe denklemi:

$$PR_{R1}^{S1} = d_1 + RClkb + D_{R1}^{S1} + \tau_1 \times c + SClkb_1 \times c \quad (1)$$

iken, bilinmeyen  $RClkb$  değerini izole etmek için sadeleştirilmiş denklem:

$$d_1 + RClkb = PR_{R1}^{S1} - (D_{R1}^{S1} + \tau_1 \times c + SClkb_1 \times c) \quad (2)$$

şeklinde ifade edilir. Tekrarlayıcı 2 için benzer şekilde sözde mesafe denklemi:

$$d_2 + RClkb = PR_{R2}^{S2} - (D_{R2}^{S2} + \tau_2 \times c + SClkb_2 \times c) \quad (3)$$

olarak verilir. Denklem 2 ve Denklem 3'te yer alan  $RClkb$  terimleri birbirine eşittir. Bunun sebebi  $RClkb$  teriminin alıcının saat sapmasından kaynaklanması ve iki hesaplamın da aynı alıcı için yapılıyor olmasıdır. Denklem 2 ve Denklem 3'te  $d_2 - d_1$  fark terimi elde edilir. Bu fark, Denklem 4'te gösterilmiştir.

$$d_2 - d_1 = [PR_{R2}^{S2} - (D_{R2}^{S2} + \tau_2 \times c + SClkb_2 \times c)] - [PR_{R1}^{S1} - (D_{R1}^{S1} + \tau_1 \times c + SClkb_1 \times c)] \quad (4)$$

Denklem 4'ü kısaca Denklem 5'teki gibi ifade edebiliriz.

$$d_2 - d_1 = PR_{R2}^{S2} - PR_{R1}^{S1} \quad (5)$$

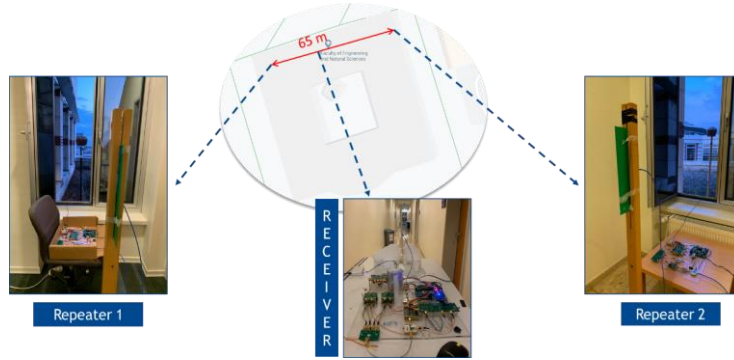
Burada  $PR_{R1}^{S1}$  ve  $PR_{R2}^{S2}$  sadeleştirilmiş sözde mesafelerdir.  $d_1$  ve  $d_2$  terimlerinin toplamı, iki tekrarlayıcı arasındaki uzaklığı temsil eder ve bilindiğinden, bu denklem sisteminin çözülmesi ile 1D konumlandırma yapılır.

### 3. Bulgular

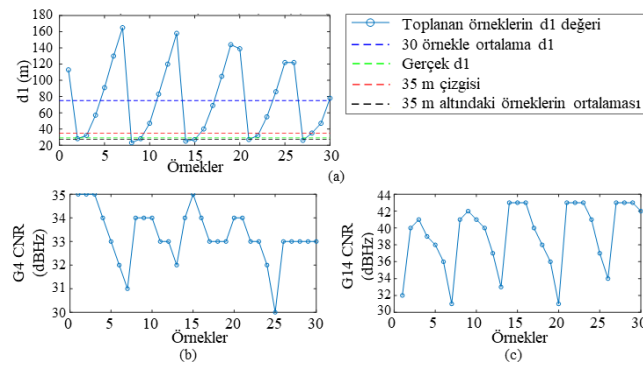
1D konumlandırmada, Sabancı Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Dekanlık kanadında bulunan 65 metre uzunluğundaki koridorda uydu seçim algoritması, 1D konumlandırma algoritması, alıcı ve tekrarlayıcı prototip devreleri kullanılarak saha testlerine başlanmıştır. Tekrarlayıcıların kat üzerindeki konumlar Şekil 2'de gösterilmiştir. 1D konumlandırma test düzeneği, Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 2. Tekrarlayıcı konumları ile anten yönleniş açıları (Az, El) ve kapalı alanda alıcı konumu



Testte, yönlü antenler ile G4 ve G14 uyduları sırasıyla Tekrarlayıcı 1 (T1) ve Tekrarlayıcı 2 (T2) tarafından seçilmiş ve 30 örnek toplanmıştır. Hesaplanan  $d_l$  değeri ve seçilen uydu C/N<sub>0</sub> değerleri Şekil 4'te gösterilmiştir.



Yapılan değerlendirmelerde,  $d_1 + Clkb$  ve  $d_2 + Clkb$  için elde edilen çözümlerden biri 29 metre olarak hesaplanmıştır. Toplam 30 örneklemden 10 tanesinde  $d_1$  mesafesi 35 metrenin altında olduğu görülmüştür. Bu 10 örneklemin ortalaması 28.3 metre olarak bulunmuştur. Ayrıca, hesaplanan  $d_1$  değerinin gerçek değere en çok yaklaştığı durumların, uydu CNR değerlerinin maksimuma yakın olduğu anlara karşılık geldiği gözlemlenmiştir.

## 4. Sonuç

Gerçekleştirilen 1D konumlandırma testi, alıcı ile tekrarlayıcılar arasındaki mesafelerin doğru şekilde belirlenmesinde uydu seçiminin ve yeniden iletilen sinyallerin  $C/N_0$  kararlılığının kritik rol oynadığını ortaya koymuştur. Test sonuçları,  $C/N_0$  oranı diğer örneklerle kıyasla daha yüksek olan örneklerde, gerçek mesafeye  $\pm 6$  metre doğrulukla hesaplamaların yapılabildiğini göstermiştir.  $C/N_0$  oranındaki dalgalanmaların azaltılması durumunda, kapalı alanda tekrarlayıcılara olan mesafelerin daha yüksek doğrulukla tespit edilebileceği değerlendirilmiştir. Bu bulgular, önerilen 1D konumlandırma yaklaşımının doğruluğunu artırmak için  $C/N_0$  optimizasyonunun ve uygun uydu seçiminin önemini vurgulamaktadır.

## Kaynaklar

- [1] U.S. Coast Guard Navigation Center, “NAVSTAR GPS Space Segment/Navigation User Segment Interfaces,” 2019.
- [2] R. Mautz, “Overview Of Current Indoor Positioning Systems,” *Geod. Cartogr.*, vol. 35, no. 1, s. 18–22, 2009, doi: 10.3846/1392-1541.2009.35.18-22.
- [3] I. Tekin, B. Ayhan, ve K. Ozsoy, “Indoor Positioning System Based On Gps Signals And Pseudolites With Outdoor Directional Antennas,” US 2012286992 A1, 2012.
- [4] K. Ozsoy, A. Bozkurt, ve I. Tekin, “Indoor Positioning Based On Global Positioning System Signals,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 55, no. 5, s. 1091–1097, 2013.
- [5] A. Uzun, F. A. Ghani, A. M. Ahmadi Najafabadi, H. Yenigün, ve I. Tekin, “Indoor Positioning System Based on Global Positioning System Signals with Down- and Up-Converters in 433 MHz ISM Band,” *Sensors* 21, no. 13: 4338, 2021, doi: 10.3390/s21134338.



## Helikopterler için Eğimli/Kavisli $2 \times 2$ Yama Anten Dizi Tasarımı

Ceren İstanbul <sup>(1)</sup>, Miraç Alperen Yücel <sup>(1)</sup>, Mustafa Seçmen <sup>(1)</sup>, Mesut Erol <sup>(2)</sup>, Şükrü Özen <sup>(3)</sup>

<sup>(1)</sup> Yaşar Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[20070005010@stu.yasar.edu.tr](mailto:20070005010@stu.yasar.edu.tr), [20070005020@stu.yasar.edu.tr](mailto:20070005020@stu.yasar.edu.tr), [mustafa.secmen@yasar.edu.tr](mailto:mustafa.secmen@yasar.edu.tr)

<sup>(2)</sup> Türk Havacılık ve Uzay Sanayii AŞ

Ankara

[mesut.erol@tai.comi.tr](mailto:mesut.erol@tai.comi.tr)

<sup>(3)</sup> Akdeniz Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Antalya

[sukruozen@akdeniz.edu.tr](mailto:sukruozen@akdeniz.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, düşük kayıplı RT Duroid 5880 substrat kullanılarak 3.4–3.5 GHz bandında çalışan  $2 \times 2$  eğimli mikroşerit anten dizisi tasarlanmıştır. Haberleşme için çift frekans kullanımında tek besleme ile farklı kavite modları uyarılarak yanca düzleminde geniş huzme aralığında yüksek kazanç elde edilmiştir. Helikopterlerin kıvrımlı yüzeylerine yerleştirilmesi amacıyla E-düzlemde 100 mm yarıçap kıvrımlı tasarlanan ve üretilen konformal anten,  $TM_{01}$  modlu 3.5 GHz rezonans bölgesinde 11 dB,  $TM_{02}$  modlu 3.42 GHz rezonans bölgesinde 8.6 dB ve her iki frekans kullanıldığında yaklaşık 135 derece yanca aralığında en az 5 dB ölçülmüş kazançla sahiptir. 3.45 GHz etrafında 100 MHz'den fazla 10 dB empedans bant genişliğine sahip anten, gerçek bir helikopter modeline entegrasyonu bağlamında, sistem yapısal ve elektromanyetik performans açısından değerlendirilmiştir.

**Abstract:** In this study, a  $2 \times 2$  curved microstrip antenna array operating in the 3.4–3.5 GHz band is designed using low loss RT Duroid 5880 substrate. With the usage of dual frequency for communication, high gain was obtained in wide beam range in azimuth plane by exciting different cavity modes. The conformal antenna designed and manufactured with 100 mm radius curve in E-plane for placement on the curved surfaces of helicopters has a measured gain of 11 dB in 3.5 GHz resonance region with  $TM_{01}$  mode, 8.6 dB in 3.42 GHz resonance region with  $TM_{02}$  mode and at least 5 dB in approximately 135 degree azimuth range when both frequencies are used. The antenna, which has an impedance bandwidth of 10 dB over 100 MHz around 3.45 GHz, has also been evaluated in terms of structural and electromagnetic performance, with respect to integration into a real helicopter model.

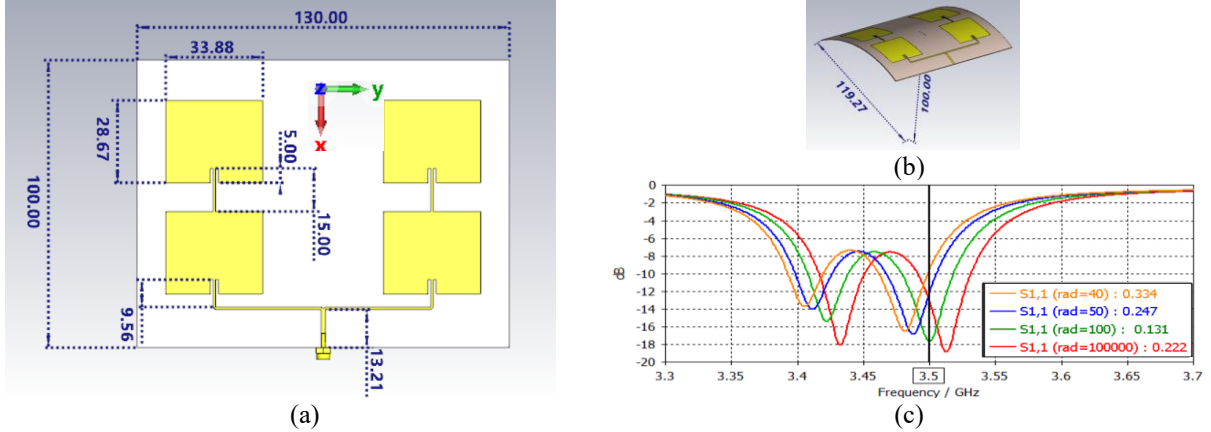
### 1. Giriş

Son yıllarda özellikle giyilebilir (wearable) antenlerde kullanılmak üzere kıvrımlı malzeme/substrat kullanan basılı (printed) anten tasarımları oldukça yaygındır [1, 2]. Fakat antenlerin konulduğu yer olan insan vücudu düşünüldüğünde bu antenlerin kompakt boyutlarda olması öncelikli olup bu sebeple bu antenler düşük kazançlara ve geniş huzme aralıklarına sahiptir. Giyilebilir antenlerdeki kadar popüler olmasa da helikopter gibi hava araçlarının yüzeylerine takılmak için de benzer şekilde kıvrılabilen malzeme üzeri metal baskılı antenlere ihtiyaç bulunmaktadır. Giyilebilir antenlerden farklı olarak hava araçlarının haberleşme mesafeleri daha fazla olduğundan daha yüksek kazançlı antenler kullanılması gerekmektedir. Bu antenlerin çok daha büyük yüzeylere takılması mümkün olduğundan daha büyük boyutlu antenler kullanılabilir. Helikopter platformlarında; düşük profil, hafiflik, üretim maliyeti, yönlü performans ve aerodinamik entegrasyon açısından mikroşerit antenler yaygın olarak tercih edilmektedir [3]. Öte yandan helikopterin havadaki özellikle yanca düzleminde yaptığı hareketler sonucunda bu yüksek kazancın ve haberleşme mesafesinin geniş huzme aralığında elde edilmesi gerekmektedir. Literatürdeki çalışmalarda gibi haberleşme için tek frekans kullanılması halinde [4], anten kazancı arttıkça huzme daralmaktadır ve bu durum da ya farklı yönlere bakan çoklu anten ya da dizi antenler için elektronik faz tarama gibi maliyetli yöntemlerin kullanımını getirmektedir.

Bu çalışmada, geniş yanca açısında yüksek kazanç elde etmek amacıyla 3.42 ve 3.5 GHz rezonans frekanslarında farklı kavite modlarında çalışan ve huzmeleri farklı yönlere bakan  $2 \times 2$  inset mikroşerit dizi antenin tasarımı, simülasyon ve üretim süreci sunulmuştur. Belirtilen anten, her iki frekans bölgesi için de ortak beslemeye sahip olup düşük dielektrik kaybı ve esnekliğiyle bilinen Rogers RT Duroid 5880 substrat üzerine tasarlanmıştır. Antenin konformal yapısını göstermek için helikoptere entegrasyonu düşünüldüğünde yanca düzlemi olan E-düzlemde farklı kıvrım yarıçapları için benzetimler gerçekleştirilmiş olup anten dizisi 1 radyan  $\cong 57.3^\circ$  kıvrılarak üretim aşaması tamamlanmış ve ölçüm sonuçları elde edilmiştir.

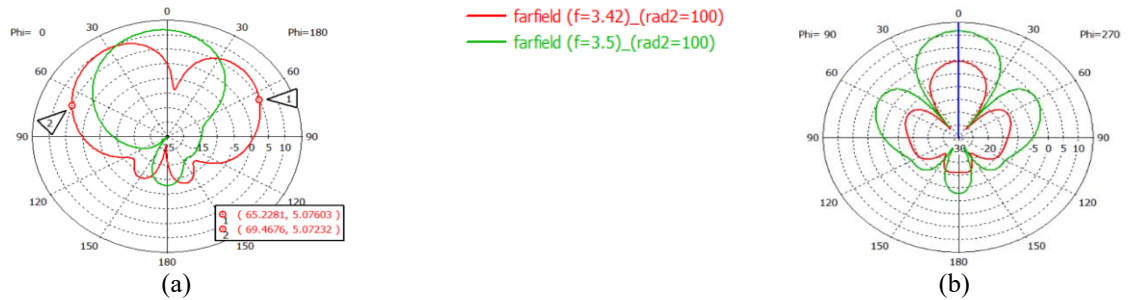
## 2. Düzlemsel ve Konformal Anten Tasarımı ile Simülasyon Sonuçları

Mikroşerit dizi anten tasarımında, yüksek esneklik, yüksek kazanç ve düşük kayıp elde edebilmek için ince, esnek düşük kayıplı ve dielektrik sabitli RT Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan \delta = 0.009$ ,  $h = 0.508$  mm) substrat olarak kullanılmıştır. 3.42 GHz ve 3.5 GHz rezonans frekanslarında çalışan  $2 \times 2$  anten dizisi Şekil 1(a)'da verilmiştir.



Şekil 1. (a) Düzlemsel mikroşerit anten dizisi boyutları (b) 100 mm yarıçaplı konformal anten dizisi (c) Farklı kıvrım yarıçaplarına göre (rad2 = 10000 mm için kıvrımsız durum) simülasyon  $|S_{11}|$  değerleri.

Her anten elemanının boyu, 3.5 GHz'de TM01 kavite modunu ve  $\theta = 0^\circ$  yönünde ana huzme verecek şekilde ayarlanmıştır. Uzunluktan daha büyük olan genişlik hem yüksek empedansı düşürmek hem de kazancı artırmak için seçilmiştir. Her elemandaki 5 mm'lik inset, eleman empedansını düşürmek ve besleme kollarının başında yaklaşık 50  $\Omega$  empedans sağlamak üzere ayarlanmıştır. Giriş hattı 50  $\Omega$  empedans için 1.53 mm, empedans uyumunu sağlayan üç çeyrek dalga boylu ( $3\lambda_g/4$ ) besleme kolları ise 70  $\Omega$  olacak şekilde 0.88 mm genişlikte tasarlanmıştır. Besleme kollarının uzunluğu, empedans uyumunu ve kazancı artırmak için artırılmış, ancak havadaki bir dalga boyunu ( $\lambda_0$ ) geçmeyerek istenmeyen huzmeler (grating lobe) engellenmiştir. Dikey yöndeki yama elemanları arasındaki besleme hattı, ikili yama grubu için 3.42 GHz'de TM02 kavite modunu ve  $\theta = 0^\circ$  yönünde null ile başka açılarda ana huzmeler verecek şekilde ayarlanmıştır. Antenin boyutları, Şekil 1(b)'de görülen ve toplam uzunluğu 100 mm olan 100 mm yarıçaplı kıvrım durumu için 3.42 ve 3.5 GHz'de rezonans frekanslarda optimize edilmiştir. Elektromanyetik analiz ve optimizasyon CST Studio Suite'de yapılmış, farklı kıvrım yarıçapları için  $|S_{11}|$  değerleri Şekil 1(c)'de verilmiştir. 100 mm kıvrım durumu için 3.42 GHz ve 3.5 GHz'de rezonans frekanslar olup bu frekanslardaki  $|S_{11}|$  değerleri, düzlemsel durum olan 10000 mm'den başlayıp oldukça kıvrımlı 40 mm yarıçapına kadar 0.3162 seviyesinin altında kalmaktadır. Anten dizisinin 100 mm yarıçaplı kıvrım durumu için  $\phi = 0^\circ$  (E-düzlem) ve  $\phi = 90^\circ$  (H-düzlem) kazanç örüntüleri Şekil 2'de verilmiştir. 3.42 ve 3.5 GHz'de yaklaşık 9.5 ve 11.7 dBi tepe kazançları bulunmakta olup, Şekil 2(a)'daki örüntüler birleştirildiğinde E-düzlemde  $135^\circ$  aralığında en az 5 dBi kazanç elde edilmiştir.

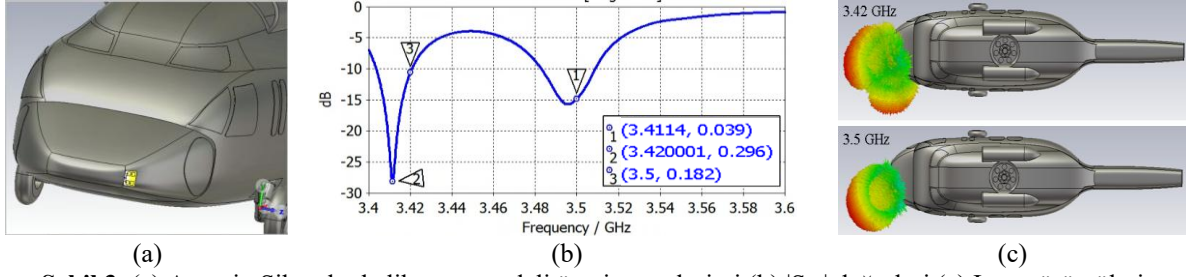


Şekil 2. 100 mm yarıçaplı antenin 3.42 ve 3.5 GHz frekanslarında (a)  $\phi = 0^\circ$  (b)  $\phi = 90^\circ$  için kazanç örüntüleri.

$2 \times 2$  konformal mikroşerit anten dizisi, Sikorsky model bir helikopterin kavisli yüzeyine entegre edilmiş olup antenin yerleşimi Şekil 3(a)'da sunulmaktadır. Geri dönüş kaybı ( $|S_{11}|$ ) değerleri Şekil 3(b)'de gösterildiği üzere 3.42 ve 3.5 GHz frekanslarında  $-10$  dB'in altında kalmıştır. Şekil 3(c)'deki ışıma örüntüleri, Şekil 2(a)'daki benzer olup iki frekans kullanıldığında yanca düzleminde geniş huzme aralığında yüksek kazanç elde edilebilmektedir.

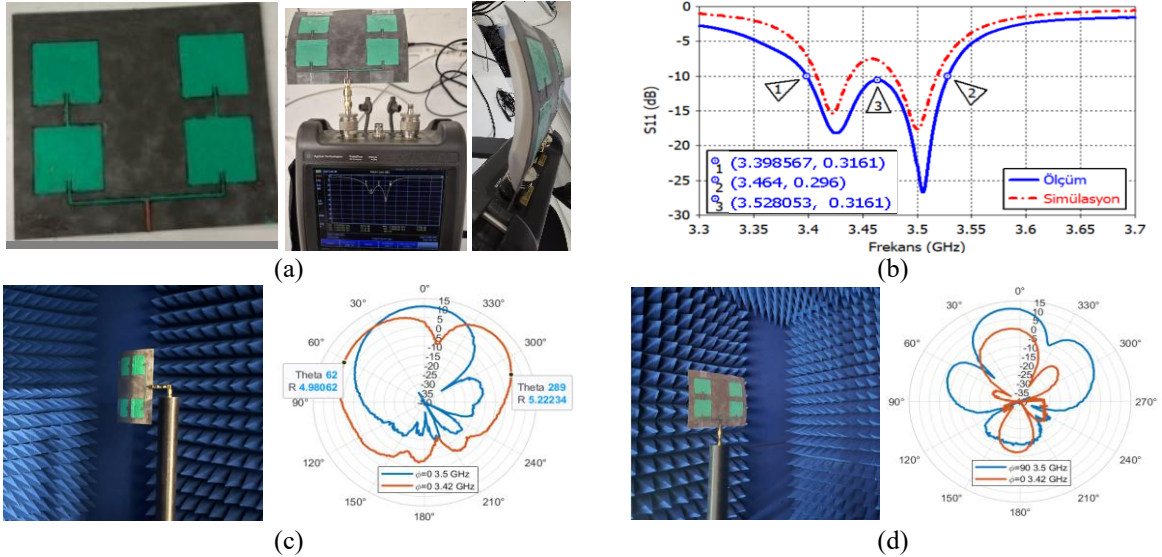
## 3. Üretim ve Ölçüm Sonuçları

$2 \times 2$  mikroşerit antenin prototipi, RT Duroid 58800 substratı üzerindeki metal kısımların PCB makinesi ile çizilmesi, endüstriyel boya kalemıyla boyanıp HCl ve  $H_2O_2$  karışımıyla kimyasal aşındırılması ile üretilmiştir.



Şekil 3. (a) Antenin Sikorsky helikopter modeli üzerine yerleşimi (b)  $|S_{11}|$  değerleri (c) Işıma örüntüleri.

Üretilen anten dizisinin düzlemsel ve 100 mm yarıçaplı konformal halleri Şekil 4(a)'da verilmiş olup Agilent N9912A VNA ile elde edilen ölçüm  $|S_{11}|$  değerleri, simülasyonlar ile Şekil 4(b)'de verilmiştir. Ölçümlerde de, hedeflenen 3.42 ve 3.5 GHz'de rezonans frekanslar elde edilmiş olup 10 dB empedans bant genişliği 130 MHz olarak ölçülmüştür. Antenin her iki düzlemde de kazanç örüntüleri Şekil 4(c) ve (d)'de gösterildiği üzere Yaşar Üniversitesi Anten ve Mikrodalga Laboratuvarı'nda bulunan yankısız oda ile ölçülmüştür. 3.42 GHz için 8.6 dBi ve 3.5 GHz için 11 dBi tepe kazanç değerleri elde edilmiştir. Özellikle Şekil 4(c)'teki yanca düzlemi için 3.42 GHz'de  $\theta = 0^\circ$  yönünde null ve 3.5 GHz'de  $\theta = 0^\circ$  yönünde ana huzme elde edilme durumları ölçüm örüntülerinde de gözlemlenmiştir. İki frekansın aynı anda kullanılması durumunda, en az 5 dBi kazançlı yanca huzme aralığı simülasyondaki değerlere oldukça yakın olacak şekilde  $133^\circ$  bulunmuştur.



Şekil 4. (a) Üretilmiş düz ve konformal anten dizisi (b) Simülasyon ve ölçüm  $|S_{11}|$  değerleri (c)  $\phi = 0^\circ$  düzlemi için ışıma örüntüsü ölçümü ve sonuçları (d)  $\phi = 90^\circ$  düzlemi için ışıma örüntüsü ölçümü ve sonuçları.

#### 4. Vargı

Bu çalışmada,  $2 \times 2$  konformal mikroşerit anten dizisi tasarlanmış ve 100 mm yarıçaplı kavslı yüzey üzerindeki performansı incelenmiştir. Simülasyon ve ölçüm sonuçları, antenin rezonans frekanslarında kararlı  $|S_{11}|$  değerleri ve çift frekans kullanılması halinde yanca düzleminde geniş huzme açısında yüksek kazanç verdiğini göstermiştir.

#### Teşekkür

Bu çalışma, Tusaş Lift-up programı tarafından desteklenmiştir.

#### Kaynakça

- [1] Boeykens F., Vallozzi L. ve Rogier H., "Cylindrical bending of deformable textile rectangular patch antennas," International Journal of Antennas and Propagation, no. 1, 2012.
- [2] Song L., Rahmat-Samii Y., "A systematic investigation of rectangular patch antenna bending effects for wearable applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 66, no. 5, s. 2219-2228, 2018.
- [3] Altınel, G. ve Kahrıman, M., "Çok bantta çalışan dikdörtgen eksiltmeli fraktal yapıda yarıklı anten tasarımı," Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi, cilt. 4, no. 3, s.185-188, 2016.
- [4] Kışla B. C. ve Şenel B., "Havacılık uygulamaları için C bandı konformal anten tasarımı," URSI TR 2023, İstanbul, Türkiye, s. 1-3, 31 Ağustos - 2 Eylül 2023.



## Tamamlayıcı Ayırık Halka Rezonatöre ve Bükülü Mikroşerit Hatlara Sahip Mikrodalga Sıvı Sensörü

Aybüke Gökçen Ozul<sup>1</sup>, Fulya Bağcı<sup>1,\*</sup>, Çağlar Kaya<sup>2</sup>, Barış Akaoğlu<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Ankara Üniversitesi

Fizik Mühendisliği Bölümü

Ankara

gokcenozul20@gmail.com, \*fbagci@eng.ankara.edu.tr (sorumlu yazar), akaoglu@eng.ankara.edu.tr

<sup>2</sup>Ankara Üniversitesi

Hızlandırıcı Teknolojileri Enstitüsü

Ankara

c.kaya@ankara.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, mikrodalga frekanslarında sıvı karakterizasyonu için tamamlayıcı ayırık halka rezonatör (TAHR) kullanan bir mikrodalga sensör tasarımı sunulmaktadır. Tasarım, 1.0 mm kalınlığında, bağıl dielektrik sabiti 4.2, kayıp faktörü 0.02 olan FR-4 alttaş üzerine basılmış bükülü iki portlu mikroşerit beslemeli dairesel yama rezonatör yapısından oluşmaktadır. Sensörün toprak düzleminde üç adet TAHR bulunmaktadır. İncelenen sıvı numunesi, sensör yüzeyine dik olarak yerleştirilmiş polikarbonat kılcal tüpe konulmuştur. Sensör CST Studio Suite benzetim programı ile tasarlanmış ve prototipi üretilerek farklı kimyasal sıvılar için deneysel olarak test edilmiştir. Önerilen sensör; küçük boyut, düşük maliyet, kolay kullanım gibi çeşitli avantajlara sahiptir.

**Abstract:** In this study, a microwave sensor design is presented for liquid characterization at microwave frequencies using a complementary split-ring resonator (CSRR). The design consists of a bent, two-port microstrip-fed circular patch resonating structure printed on a FR-4 substrate with a thickness of 1.0 mm, a relative permittivity of 4.2, and a loss tangent of 0.02. Three CSRRs are etched on the ground plane of the sensor. The liquid under test is placed in a polycarbonate capillary tube positioned perpendicularly to the sensor surface. The sensor is designed using the CST Studio Suite simulation software and experimentally tested with different chemical liquids after prototype fabrication. The proposed sensor offers several advantages such as compact size, low cost and ease of use.

### 1. Giriş

Mikrodalga sensörler; çevresel izleme, biyomedikal uygulamalar, endüstriyel üretim süreçleri, gıda güvenliği, kimya ve elektronik sanayi gibi birçok alanda önemli bir yer edinmiştir [1]. Bu sensörler, düşük enerji tüketimleri ve ağ iletişimine uygun kompakt yapıları sayesinde taşınabilir elektronik sistemler, kablosuz algılayıcı ağları, Nesnelerin İnterneti (IoT) ve dielektrik spektroskopi uygulamalarında önemli bir rol oynamaktadır [2,3]. Bu çalışmaların temel hedefi, yüksek hassasiyetli, hızlı tepki veren ve kolay kullanılabilir sensörler geliştirmektir. Sıvı numunelerin dielektrik karakterizasyonunda kullanılan mikrodalga sensörler, geniş uygulama yelpazeleri nedeniyle son yıllarda önemli ölçüde ilgi görmektedir [3].

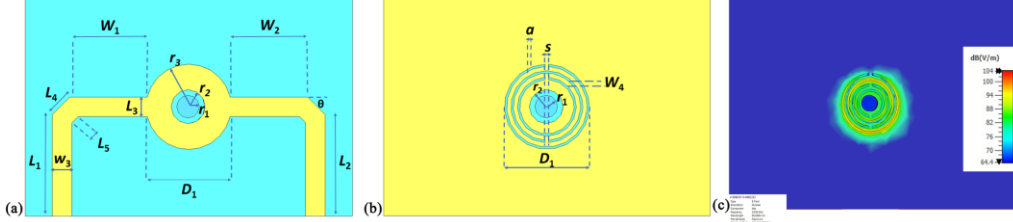
Geleneksel sensörlerin sınırlamalarını aşmak amacıyla, metamalzemelerden esinlenen rezonatör tabanlı yapılar günümüzde yoğun bir araştırma alanı haline gelmiştir. Bu yapılar, elektromanyetik dalgaların malzeme ile etkileşimini kontrol edebilme yetenekleri sayesinde sensörlerin duyarlılığını artırmak ve boyutlarını küçültmek amacıyla kullanılmaktadır [4]. Metamalzeme tabanlı rezonatörler, geleneksel sensör tasarımlarına kıyasla daha yüksek hassasiyet, daha düşük enerji tüketimi ve daha küçük boyutlar gibi avantajlar sunmaktadır [5].

Bu çalışmada farklı sıvı numunelerin karakterizasyonuna yönelik kompakt, düşük maliyetli TAHR tabanlı bir mikrodalga sensör önerilmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen sensör prototipi üretilmiş, sensör yüzeyine dik polikarbonat kılcal tüp kullanılarak sıvı numunelerin yansıma spektrumları vektör network analizörü ile ölçülmüştür. Sensörün elektriksel boyutları boş uzaydaki ilk rezonans frekansına göre  $0.57\lambda_0 \times 0.33\lambda_0 \times 0.017\lambda_0$  olup önerilen sensör hızlı ve pratik ölçüm alabilme yeteneğine sahiptir.

### 2. Sensör Tasarımı

Önerilen sensörün ortası delik ön yüzeyinde dairesel bir yama, bükülü mikroşerit hatlar şeklinde giriş ve çıkış portları, arka yüzeyinde ise halka şeklinde üç halkalı TAHR yer almaktadır. Sensörün alttaşı olarak 1.0 mm kalınlığa,  $\epsilon_r=4.2$  olan dielektrik sabitine ve  $\tan\delta=0.02$  olan kayıp tanjantına sahip FR-4 malzemesi kullanılmıştır. Ön yüzdeki ve toprak düzlemindeki bakır kalınlığı  $35 \mu\text{m}$ 'dir. Sensörün ebatları  $36 \times 20 \text{ mm}$ 'dir. Önerilen

sensörün ön ve arka yüzlerinin şematik görünüşleri Şekil 1(a) ve (b)'de sunulmuştur. Tasarım parametreleri mm cinsinden şöyledir:  $L_1=L_2=9.3$ ,  $L_3=1.8$ ,  $L_4=2.26$ ,  $L_5=0.77$ ,  $w_1=w_2=7.11$ ,  $w_3=1.8$ ,  $w_4=0.3$ ,  $r_1=1.0$ ,  $r_2=1.5$ ,  $r_3=3.6$ ,  $D_1=7.2$ ,  $\theta=45^\circ$ ,  $a=0.2$ ,  $s=0.3$ . Sensörün tasarımında ve optimize edilmesinde 3B tam-dalga bir elektromanyetik benzetim programı olan CST Studio Suite kullanılmıştır. Şekil 1(c)'de rezonans frekansta üzerinde sıvı tüp etrafındaki TAHR boyunca yoğun bir elektrik alan yerleşmesi olduğu görülmektedir.



Şekil 1. Önerilen sensörün (a) ön ve (b) arka yüzlerinin şematik görünüşleri ve (c) rezonans yüzeyde yerleşen elektrik alan dağılımı

Önerilen sensör baskı devre yöntemi ile üretilmiştir. Sensörün orta kısmından 5 cm boyunda polikarbonattan ( $\epsilon_r=2.9$ ) bir tüp geçirilmiş ve bu tüp içerisine farklı sıvı numuneler enjekte edilmiştir. Üretilen sensörün fotoğrafları Şekil 2'de gösterilmiştir. Sensörün giriş ve çıkış uçlarına 50  $\Omega$  empedanslı SMA portlar lehimlenmiştir. Yansıma spektrumu ölçümleri Rohde&Schwarz ZVL13 markalı vektör network analizörü (VNA) ile alınmıştır.



Şekil 2. Üretilen sensörün (a) ön, (b) arka yüzlerinin ve (c) ölçüm düzeneğinin fotoğrafları

### 3. Bulgular

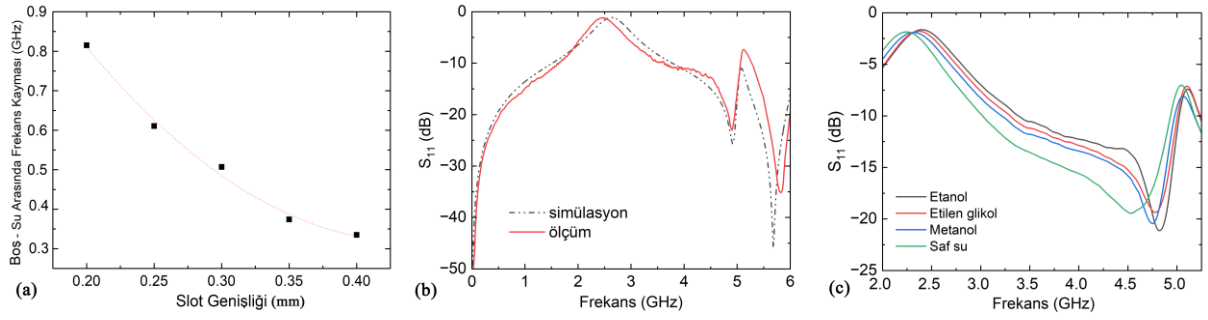
Sensörün arka düzleminde bulunan üç adet halka şeklindeki TAHR'lerin genişliğinin ( $a$  parametresi) sensörün duyarlılığına etkisi Şekil 3(a)'da gösterilmiştir. 0.2 mm ile 0.4 mm arasında 0.05 mm aralıklarla değişen slot genişlikleri için polikarbonat kılcal tüp boşken ve içerisinde saf su bulunan duruma göre simüle edilen yansıma spektrumlarından frekans kayma miktarları hesaplanmıştır. Grafikten görüldüğü gibi en yüksek frekans kayması  $a=0.2$  mm olduğunda elde edilmiştir.

Üretilen sensör yapısının ortasına polikarbonat kılcal tüp yerleştirilerek ilk rezonans frekansı 4.90 GHz olarak ölçülmüştür. Şekil 3(b)'den görüldüğü gibi ölçülen ile benzetim sonucuyla elde edilen yansıma spektrumları uyumludur. İlk rezonans bandı ikinci banda göre daha uyumlu olduğundan sıvı algılamada ilk rezonans kullanılmıştır. Kılcal tüp boşken ve içerisinde etanol, etilen glikol, metanol ve saf su varken ölçülen yansıma spektrumları Şekil 3(c)'de, yansıma rezonanslarının ve buna karşı gelen hesaplanan dielektrik sabiti değerleri ise Tablo 1'de sunulmuştur. Bu amaçla Debye parametrelerine göre suyun, etanolün, etilen glikolün ve metanolün dielektrik sabitleri hesaplanmıştır [6,7]. Sıvının dielektrik sabiti arttıkça beklenildiği gibi rezonans frekans azalmaktadır. Fakat verilere göre ölçülen en yüksek frekans kayma oranı 370 MHz olup simüle edilene göre daha düşüktür. Ölçülen ile simüle edilen frekans kayma miktarları arasındaki farklılıkların sebepleri üretimsel hatalar, SMA giriş ve çıkış portlarının lehimlenmesindeki kusurlar ve VNA cihazının gürültü oranının ölçüm öncesinde kalibre edildiği halde yüksek olması olarak verilebilir.

Dielektrik sensörlerin performansını değerlendirmek için kullanılan başarı kriterlerinden biri duyarlılık ( $S$ ) olup düşük ile yüksek dielektrik sabitine sahip test numunelerinin rezonans frekans farklarının dielektrik sabitleri arasındaki farka bölünmesiyle hesaplanmaktadır [8]. Yansıma spektrumu baz alınarak benzetim sonuçlarına göre  $S$  değeri  $11.3 \text{ MHz}/\epsilon_r$ , ölçüm sonuçlarına göre ise  $5.02 \text{ MHz}/\epsilon_r$  olarak elde edilmiştir. Sensör özelliklerini belirten bazı parametreler literatürdeki örneklerle karşılaştırmalı olarak Tablo 2'de sunulmuştur. Bu çalışmada önerilen sensör ile az miktarda sıvı kullanılarak literatürde elde edilen duyarlılık değerleri ile uyumlu bir sensör duyarlılığı elde edilebilmiştir.

Tablo 1. Boş tüp, etanol, etilen glikol, metanol ve saf su için ölçülen yansıma rezonans frekans değerleri

| Dielektrik Sabiti/Sıvı Numune | 1.00/Boş tüp | 6.46/Etanol | 10.97/Etilen glikol | 14.29/Metanol | 74.68/Saf su |
|-------------------------------|--------------|-------------|---------------------|---------------|--------------|
| Rezonans Frekans (GHz)        | 4.900        | 4.824       | 4.779               | 4.752         | 4.530        |



Şekil 3(a) Slot genişliğinin ( $a$  parametresi) frekans kayma miktarına etkisi, (b) boş mikrodalga sıvı sensörün ve (c) sıvı numunelerin ölçülen yansıma spektrumları

Tablo 2. Sensör özelliklerinin literatürdeki farklı rezonatör tabanlı mikrodalga sıvı sensörleri ile karşılaştırılması

| Referanslar | Frekans (GHz) | Sensör boyutları ( $\lambda_0^2$ ) | Sıvı miktarı  | Duyarlılık (MHz/ $\epsilon_r$ ) |
|-------------|---------------|------------------------------------|---------------|---------------------------------|
| [8]         | 1.97          | $0.17 \times 0.17$                 | 0.066 $\mu$ L | 0.52                            |
| [9]         | 2.42          | $0.26 \times 0.16$                 | Daldırılmalı  | 110                             |
| [10]        | 5.25          | $0.61 \times 0.52$                 | 1000 $\mu$ L  | 80                              |
| [11]        | 2.501         | $0.17 \times 0.25$                 | 150 $\mu$ l   | 35.07                           |
| Bu çalışma  | 4.90          | $0.57 \times 0.33$                 | 0.6 $\mu$ L   | 5.02                            |

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada sıvı karakterizasyonuna yönelik olarak düşük maliyetli tamamlayıcı ayrık halka rezonatör tabanlı bir mikrodalga sensör önerilmiştir. Sensörün giriş ve çıkışları sensörün aynı tarafında olup  $45^\circ$  bükülü mikroşerit hatlar ara bağlantı elemanları olarak kullanılmıştır. Önerilen bükülü hatlara sahip sensör yapısı, çoklu ölçümler için test tüpünün hızlı ve kolay bir şekilde değiştirilmesine olanak tanımaktadır. Sensör tam-dalga bir benzetim programı aracılığıyla tasarlanmış, optimize edilmiş ve baskı devre yöntemiyle üretilmiştir. Üretilen sensörün merkezindeki dairesel delikten kılcal bir tüp geçirilerek VNA ile farklı sıvı numuneler için yansıma spektrumları ölçülmüştür. Ölçüm sonuçlarına göre, sensörün dielektrik sabitindeki (gerçel kısım) 1 birimlik değişime karşı gösterdiği rezonans kayması 5.02 MHz'dir. Önerilen sensör uygun maliyetli olup, sıvılar için pratik, temassız, invazif olmayan ve tekrar kullanılabilir bir ölçüm olanağı sağlamaktadır.

#### Teşekkür

Bu çalışma Ankara Üniversitesi 21B0443004 no'lu bilimsel araştırma projesi ile desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1]. Martin F., Vélez P. ve Gil M., Sensors, cilt. 20, no. 12, s. 3375, 2020.
- [2]. Costanzo A., Augello E., Battistini G., Benassi F., Masotti D. ve Paolini G., Sensors, cilt. 23, no. 9, s. 4356, 2023.
- [3]. Brinker K., Case A., ve T. Al Qaseer M., in 2021 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). IEEE, s. 1–6, 2021.
- [4]. Sim M. S., You K. Y., Dewan R., Esa F., Salim M. R., Khe C. S., Kew S. Y. N. ve Hamid F., Sens. Actuator A -Phys., cilt. 372, s. 115322, 2024.
- [5]. Tamer A., Alkurt F.-O., Altıntaş O., Karaaslan M., Ünal E., Akyol O., Karadağ F., Sabah C., J. Electrochem. Soc., cilt. 165, no. 7, s.B251–B257, 2018.
- [6]. Bao J.Z., Swicord M.L., Davis C.C., J. Chem. Phys, cilt 104, s. 4441, 1996.
- [7]. Sengwa, R.J., J. Mol. Liq., cilt 108, s. 47-60, 2003.
- [8]. Gulsu, M.S., Bağcı, F., Akaoglu, B., Sens. Actuator A -Phys., cilt 330, s. 112841, 2021.
- [9]. Raveendran A, Raman S., IEEE Sens. J., cilt 21, s. 24056–24065, 2021.
- [10]. Bhatti MH, Jabbar MA, Khan MA, Appl. Sci., cilt 12, s. 8665, 2022.
- [11]. Buragohain A., Das GS, Beria Y., Kalita P.P., Mostako A.T.T., Meas. Sci. Technol., cilt 34, s.125134, 2023.

## Yeni Bir Vivaldi Anten Tasarımı ile Yapay Açıklık Radarı (SAR) Benzetimi

Samet Rahmi Selam, Mehmet Ünal  
Pamukkale Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Denizli  
[sselam20@posta.pau.edu.tr](mailto:sselam20@posta.pau.edu.tr), [mehmetunal@pau.edu.tr](mailto:mehmetunal@pau.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 10-40 GHz frekans aralığında çalışan Vivaldi anteni kullanılarak SAR sistemi tasarlanmıştır. Antenin geniş bant özellikleri, yüksek çözünürlüklü görüntüleme kabiliyetini artırarak sistemin performansını optimize etmektedir. Yapılan analizler, antenin elektromanyetik dalga yayılımı üzerindeki etkisini ve SAR görüntüleme sürecine katkısını incelemektedir. Çalışma, radar teknolojilerinde anten geometrisinin belirleyici rolünü vurgulamakta ve yüksek frekanslı SAR sistemleri için yeni tasarım yaklaşımları sunmaktadır.

**Abstract:** This study presents the design and implementation of a Synthetic Aperture Radar (SAR) system utilizing a Vivaldi antenna operating within the 1-20 GHz frequency range. The wideband characteristics of the antenna enhance high-resolution imaging capabilities, optimizing system performance. Electromagnetic wave propagation and the influence of antenna geometry on SAR imaging are analyzed, demonstrating improvements in radar signal processing. The findings emphasize the pivotal role of antenna design in radar technology and offer novel approaches for high-frequency SAR systems. This research contributes to the advancement of radar imaging techniques by integrating optimized antenna structures for enhanced spatial resolution.

### 1. Giriş

Sentetik açıklıklı radar (SAR), elektromanyetik dalgalar kullanarak yüksek çözünürlüklü görüntüler elde etmeye imkân tanıyan ileri düzey bir uzaktan algılama teknolojisidir [1]. SAR sistemleri, optik sensörlerin yetersiz kaldığı sis, bulut ve gece gibi zorlu hava koşullarında dahi yüksek doğrulukla çalışabildiği için askeri keşif, afet izleme, topografik haritalama ve çevresel gözlem gibi pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [1], [6].

Bu sistemlerin başarısında anten tasarımı kritik bir rol oynamaktadır. SAR sistemlerinde kullanılan antenlerin geniş bantlı çalışabilmesi, yönlü ışıma karakteristiği göstermesi, düşük yansıma katsayısına sahip olması ve kompakt yapıda olması beklenmektedir [2], [3]. Bu bağlamda, Vivaldi antenler geniş frekans aralığında çalışabilen, planar yapısı sayesinde üretimi kolay olan ve yüksek ışıma verimliliği sağlayan özellikleriyle SAR uygulamaları için oldukça uygun bir anten türü olarak öne çıkmaktadır [3], [4]. Nitekim literatürde de Vivaldi antenlerin hem tıbbi görüntüleme hem de yüksek çözünürlüklü radar sistemleri için tercih edildiği gösterilmiştir [7], [5].

Vivaldi antenler, milimetrik dalga ve mikrodalga frekanslarında çalışan, doğrusal polarizasyon sunan, yönlü ve ultra geniş bant karakteristikleriyle dikkat çeker. Uçtan genişleyen yarık yapıları sayesinde, geniş bant boyunca kararlı empedans uyumu ve yönlü ışıma sağlayabilirler [8]. Bu antenler, SAR sistemlerinin hedef bölgeyi farklı frekanslarda aydınlatmasını sağlayarak hem menzil hem de azimut çözünürlüğünü artırır. Aynı zamanda düşük profilli yapıları ile drone ve uydu tabanlı SAR platformlarına kolayca entegre edilebilirler [4].

Son yıllarda yapılan çalışmalar, Vivaldi antenlerin SAR görüntüleme sistemlerindeki başarısını doğrulamaktadır. Örneğin Yıldız ve Kurt (2025), radar tabanlı meme kanseri görüntülemede yüksek performanslı Vivaldi antenlerin kullanımıyla geniş bant ve yüksek çözünürlük elde etmişlerdir [7]. Benzer şekilde, Murat ve arkadaşları (2024), mm-dalga bandında yüksek kazançlı bir Vivaldi anten dizisi tasarlayarak bu antenlerin milimetrik dalga radar uygulamaları için uygunluğunu ortaya koymuşlardır [5]. Bu bağlamda, literatürdeki bu başarılı uygulamalar ile uyumlu olarak, bu çalışmada SAR uygulamaları için özgün bir Vivaldi anten tasarımı gerçekleştirilmiştir.

**Tablo 1.** Literatür Karşılaştırma Tablosu

|                |           |                |              |
|----------------|-----------|----------------|--------------|
| Yıldız ve Kurt | 3-10 GHz  | 9.5 dB kazanç  | Meme kanseri |
| Murat et al.   | 24-30 GHz | 12 dB kazanç   | Anten dizisi |
| Xu et al.      | 1-2.5 GHz | 5.2 dB kazanç  | SAR(L-band)  |
| Bu çalışma     | 10-40 GHz | 5-10 dB kazanç | SAR(UWB)     |

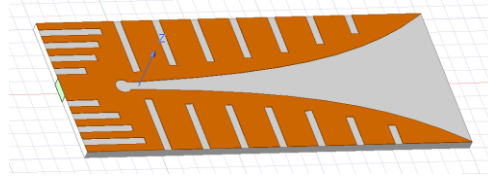
### 2. Vivaldi Anten Tasarımı

SAR sistemleri, hareketli bir platform üzerinden gönderilen radar darbelerinin yankılarını zamanla birleştirerek iki boyutlu görüntüler üretir. Bu süreçte antenin yönlülüğü ve ışıma açısı, zamanlama uyumu ile birlikte çalışarak

yankı sinyallerinin net bir şekilde toplanmasını sağlar. Vivaldi antenlerin sahip olduğu yönlü ışıma karakteristiği, bu açıdan sinyallerin belirli bir doğrultuda toplanmasına ve istenmeyen sinyallerin bastırılmasına yardımcı olur [8]. Bu çalışmada, geniş bantlı SAR sistemi uygulamaları için yüksek performanslı bir Vivaldi anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tablo 2’de anten ölçüleri verilmiş olup Şekil 1’de görüldüğü gibi anten modeli, yüksek frekanslı elektromanyetik benzetimlerde yaygın olarak kullanılan Ansys HFSS yazılımı ile oluşturulmuştur.

**Tablo 2. Anten Ölçüleri**

|                           |        |
|---------------------------|--------|
| <b>Anten uzunluğu</b>     | 25mm   |
| <b>Anten Genişliği</b>    | 10mm   |
| <b>Substrat kalınlığı</b> | 0.51mm |



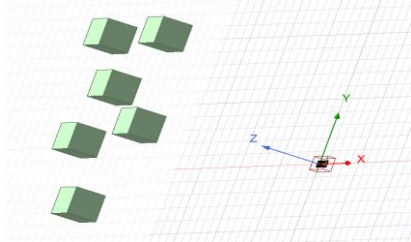
**Şekil 1.** Tasarlanan Vivaldi Antenin 3 Boyutlu Görüntüsü.

Tablo 1’de gösterilen anten ölçüleri ve Şekil 2’de gösterilen hedef cisim modelinin kullanıldığı benzetim sürecinde, antenin doğru şekilde modellenmesi ve analiz edilmesi için HFSS’nin gelişmiş ışın izleme yöntemi olan Işın Atma ve Yansıtma (SBR+) modülü kullanılmıştır. Bu yöntem, özellikle yüksek frekanslı ve karmaşık geometrilere sahip yapılar için yüksek doğrulukta ışın izleme benzetimleri yapmaya olanak tanımaktadır ve SAR uygulamalarında antenin gerçekçi performansını değerlendirmede önemli katkılar sağlamaktadır [3],[4]. Anten yapısında, düşük kayıplı ve yüksek frekans uygulamalarına uygun Rogers RT5880 substrat malzemesi tercih edilmiştir. Bu malzemenin dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 2.2$  ve kalınlığı  $h=0.51\text{mm}$  olarak belirlenmiştir. Bu özellikler, antenin geniş bant karakteristiğine sahip olmasını ve simülasyonlarda gerçekçi sonuçlar elde edilmesini sağlamaktadır [2].

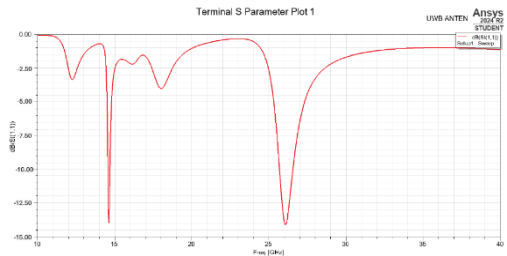
Vivaldi antenin temel tasarım unsurlarından biri olan tapering bölümü, empedans uyumunu optimize etmek amacıyla eksponansiyel formda modellenmiştir. Tapering şeklinin matematiksel ifadesi şu şekilde tanımlanmıştır [3] :

$$y(x) = \pm \frac{W_s}{2} \times e^{\left(\frac{x}{L_f}\right)} \times \ln\left(\frac{L_c}{W_s}\right) \quad (1)$$

Burada  $y(x)$ , tapering eğrisinin x eksenindeki konumda yarı genişliğini ifade eder.  $W_s$ , başlangıç açıklığı;  $L_f$ , taper uzunluğu;  $L_c$  ise son açıklık genişliğidir. Bu formül, antenin mikroşerit beslemeden flare bölgesine doğru eksponansiyel olarak genişleyen yapısını tanımlar [4], [8]. Bu yapı sayesinde anten, geniş frekans aralığında kararlı empedans uyumu sağlar ve yüksek yönlü kazanç sunar. Besleme hattı olarak mikroşerit yapı kullanılmış, arka yüzeyde ise toprak düzlemi yer almamıştır. Bu tercih, arka yöne olan yansımaları azaltarak hedefe daha verimli elektromanyetik alan iletilmesini sağlamaktadır. Şekil 3’te verildiği gibi aynı zamanda da antenin  $S_{11}$  parametresinde de 10 dB altına düşmemizi sağlamıştır.



**Şekil 2.** Görüntülemesi Yapılacak Hedef Cisim Modeli.



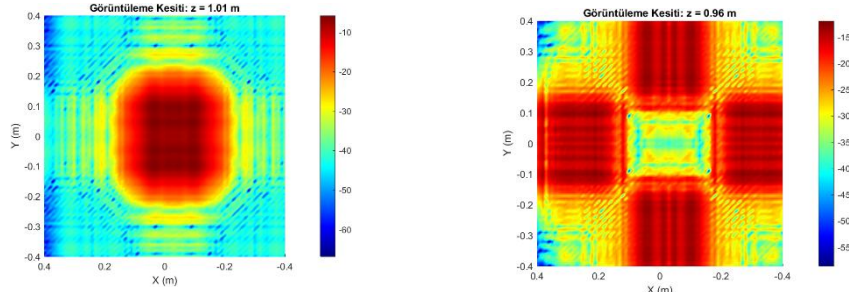
**Şekil 3.**  $S_{11}$  (Geri Dönüş Kaybı).

SAR sisteminin benzetim ortamında test edilebilmesi amacıyla, HFSS yazılımında bir deney düzeneği oluşturulmuştur. Bu düzende, Vivaldi anten sabit bir konuma yerleştirilmiş olup, karşısına farklı elektromanyetik özelliklere sahip hedef cisimler konumlandırılmıştır. Anten ile hedefler arasındaki mesafe Şekil 2’de yaklaşık 30 cm olarak belirlenmiştir. Kullanılan hedefler, yansıtıcılık özelliği bulunan  $15 \times 15 \times 15 \text{ cm}^3$  boyutlarında kutular



şeklinde. Bu kutular, antenin elektromanyetik dalga yayılımına verdiği tepkilere göre değerlendirilmiştir [1], [4].

Modelleme sürecinde, HFSS yazılımının (SBR+) modülü kullanılmıştır. SBR+ modülü, özellikle yüksek frekanslı ve karmaşık geometrilere sahip yapılarda, ışın izleme yöntemine dayalı olarak yüksek doğrulukta analiz yapılmasına olanak tanımaktadır [2]. Antenin sabit tutulduğu bu düzende, hedef cisimlerin farklı konumlara yerleştirilmesiyle çoklu yansıma verileri elde edilmiş ve bu veriler MATLAB ortamında geliştirilen SAR algoritması ile işlenerek iki boyutlu radar kesit görüntüleri oluşturulmuştur [3]. Bu kurulum, hem antenin SAR sistemine entegrasyonunu hem de elektromanyetik performansını benzetim ortamında gerçekçi koşullar altında değerlendirmek amacıyla tasarlanmıştır. Şekil 4'te, farklı mesafelerdeki hedeflerin radar kesit görüntüleri verilmiştir. Görüntüler, MATLAB ortamında geliştirilen SAR görüntüleme algoritması ile elde edilmiştir. Görsellerde, anten tarafından gönderilen sinyallerin hedeften geri yansıması sonucunda oluşan yansıma profilleri net biçimde gözlemlenmektedir. Yüksek çözünürlüklü sonuçlar, Vivaldi antenin geniş bant karakteristiği ve yönlü ışınımına yeteneği sayesinde elde edilmiştir. Özellikle 30 cm mesafedeki hedefte maksimum yansıma yoğunluğu gözlenmiş olup, sistemin doğruluğu hem geometrik hem de elektromanyetik açıdan test edilmiştir. Görüntüler, hedefin konumuna göre belirgin konturlar içermekte olup, antenin SAR sistemine başarıyla entegre edildiğini göstermektedir.



Şekil 2. Farklı Mesafelerdeki Kesit Görüntüleri.

### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, SAR sistemleri için optimize edilmiş geniş bantlı bir Vivaldi anten tasarlanarak HFSS ortamında analiz edilmiştir. Anten, 10–40 GHz aralığında kararlı empedans uyumu ve 5–10 dB yönlü kazanç sunmuştur. MATLAB tabanlı SAR algoritması ile elde edilen iki boyutlu radar kesit görüntüleri, sistemin yüksek çözünürlükte hedef algılama yeteneğini doğrulamıştır. Önerilen tasarım, hem drone hem de yer platformları için uygun, kompakt ve etkili bir SAR anteni sunmaktadır. Literatürdeki Yıldız ve Kurt [7] ile Xu et al. [3] gibi çalışmalara kıyasla, daha geniş bant ve yüksek frekans desteği sayesinde üstün performans sergilemiştir. Sonuçlar, antenin SAR sistemlerine entegrasyon açısından rekabetçi bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

### Kaynaklar

- [1] Gürbüz, S. Z., & Güneş, A. (2015). *Radar sistemleri ve uygulamaları*. Ankara: Nobel Akademik Yayıncılık.
- [2] Kwon, S. (2019). Integration of Vivaldi Antenna Arrays for UAV-Based SAR Imaging Systems. *Progress In Electromagnetics Research B*, 85, 53–70.
- [3] Alimenti, F., Roselli, L., & Palazzi, V. (2017). Design of Ultra-Wideband Vivaldi Antenna for Radar Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(8), 4370–4374.
- [4] Wei, K., Zhou, X., Wu, L., & Nie, Z. (2014). A Miniaturized Vivaldi Antenna with Improved Radiation Patterns by Using Two Slots and a Flared Ground. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 1585–1588.
- [5] Murat, C., Alibakhshikenari, M., Liveri, P., & Limiti, E. (2024, August). A Stub Matching Fed High Gain Array Antenna Design for mm-Wave Application. In *2024 17th United Conference on Millimeter Waves and Terahertz Technologies (UCMMT)* (pp. 190-193). IEEE.
- [6] Moreira, A., Prats-Iraola, P., Younis, M., Krieger, G., Hajnsek, I., & Papathanassiou, K. P. (2013). A tutorial on synthetic aperture radar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 1(1), 6–43.
- [7] Yıldız, S., & Kurt, M. B. (2025). Breast Cancer Detection Using a High-Performance Ultra-Wideband Vivaldi Antenna in a Radar-Based Microwave Breast Cancer Imaging Technique. *Applied Sciences*, 15(11), 6015.
- [8] Xu, H., Zhang, Y., & Li, H. (2020). Dual-Polarized Vivaldi Antenna Array for SAR Application in L-Band. *IEEE Access*, 8, 203174–203182.

# 868 MHz Bandında LoRa Modülü ile Yüksek İrtifa Balonu Haberleşmesi

Mehlika Zeynep Arslan<sup>12</sup>, Batuhan Can Azakoğlu<sup>13</sup>, Şafak Akça<sup>4</sup>, Bilge Demirköz<sup>12</sup>

<sup>1</sup> İVMER(Uzay ve Hızlandırıcı Teknolojiler Uygulama ve Araştırma Merkezi)

<sup>1</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi

<sup>2</sup>Fizik Bölümü

<sup>3</sup>Mikro ve Nanoteknoloji Bölümü

<sup>4</sup>Mik-Tek Electronics and Safety Systems  
Ankara

[mehlika.arslan@metu.edu.tr](mailto:mehlika.arslan@metu.edu.tr) , [batuhan.azakoglu@metu.edu.tr](mailto:batuhan.azakoglu@metu.edu.tr) , [akcasafak@gmail.com](mailto:akcasafak@gmail.com) , [demirkoz@metu.edu.tr](mailto:demirkoz@metu.edu.tr)

**Özet:** İVMER bünyesinde yapılan çalışmada yüksek irtifa meteoroloji balonları aracılığıyla bir test platformu oluşturuldu ve atmosferik verilerin yeryüzüne iletilmesi amacıyla LoRa tabanlı bir haberleşme sistemi tasarlandı. Sistem 868 MHz bandında çalışan LoRa çipi ile yer istasyonlarına veri aktarmaktadır. Verici anten olarak çok yönlü bir anten, alıcı anten olarak ise 12 dB kazançlı Yagi antenler kullanılmaktadır. Geliştirilen bu sistemin son saha testi, bu sistemin veri iletim performansını ve haberleşme güvenilirliğini ortaya koymuştur. Ek olarak sistemin düşük enerji tüketimi, LoRa modülünün uzun süreli görevlerde kullanılabilirliğini kanıtlamıştır. Bu çalışma atmosferik araştırma projelerinde özellikle geniş kapsama alanında veri transferi yapmak isteyen araştırma gruplarına maliyeti düşük bir iletişim sistemi örneği sunmaktadır.

**Abstract:** In the study conducted within the scope of İVMER, a test platform was established using high-altitude meteorological balloons. A LoRa-based communication system was designed to transfer atmospheric data to the ground stations. At 868 MHz band system uses one omnidirectional transmitting antenna and 12 dB gain Yagi antennas at ground stations. The final field test of the system showed system's performance and reliability at various altitudes and positions. The system's low power consumption confirmed its feasibility in long-duration missions. Study provides a low-cost communication system example for atmospheric research groups aiming to carry out wide-area data transmission.

## 1. Giriş

Yüksek irtifa balonları dünyaya gelen kozmik ışınların keşfi adına önemli bir platform olmuştur[1]. Projenin ana hedefi kozmik ışınların gözlemlenmesi ve alınan verinin, farklı irtifalardaki ve farklı konumlardaki değişikliklerinin analiz edilmesidir. Yüksek İrtifa Balonu (YİB) test platformu, 35 km irtifaya kadar çıkabilen Ravinsonde balonları [Url-1] kullanılarak bilimsel deney yüklerini stratosfere çıkarmayı amaçlamaktadır. İVMER bünyesinde kullanılan bilimsel deney yükleri içeriğinde farklı atmosfer verilerini ölçebilecek sensörlerin yanında operasyonel modüller barındırır. Bunlar sırasıyla, sıcaklık sensörü, basınç sensörü, nem sensörü, sintilatör tabanlı radyasyon ölçer, geiger sayacı, GPS, GNSS, LoRa ve ivme ölçerdir. Bir test platformu olma amacıyla yola çıkılan yüksek irtifa balonu projesinde alınan verinin kaydı ve işlenmesi için iki adet yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden ilki alınan verinin balona bağlı olan bilimsel yükün üzerindeki bir mikro SD karta kaydedilmesidir. Fakat bu yöntemde balon patladıktan sonra düştüğü yerin tespiti ve arama kurtarma çalışmalarının yürütülmesini zorunludur. Bu sebepten yüksek irtifa balonundan alınan verinin uzaktan iletilmesi ile ilgili çalışmalar yürütüldü. Gerçek zamanlı olarak uzaktan veri transferi yapılabilecek ve yer istasyonlarına veri gönderebilecek olan LoRa SX1276 çipi kullanıldı.

Haziran 2025'e kadar dört uçuş Isparta ve Ankara Meteoroloji Bölge Müdürlüklerinden bırakıldı, alınan veriler uçuş yükünün içindeki mikro SD karta kayıt edilirken eş zamanlı olarak yer istasyonları ile gözlemlendi. Haziran 2025'e kadar yapılan dört uçuşun tarihleri, yerleri ve çıkılan irtifalar sırasıyla 28 Mayıs 2024 Isparta 33 km, 27 Ağustos 2024 Ankara 27 km, 20 Aralık 2024 Ankara 25 km ve 9 Mayıs 2025 Isparta 19.5 km'dir. Yapılan uçuşlarda yer istasyonlarından Yagi antenler ile eş zamanlı olarak veri takibi yapıldı ve yapılan dört uçuşun yükleri başarı ile kurtarıldı.

## 2. LoRa ve Uzun Menzilli Haberleşme Teknolojisi



LoRa (Long Range) teknolojisi düşük enerji tüketimiyle kilometrelerce uzaklıktaki cihazlarla iletişim kurabilme amacıyla geliştirilen bir kablosuz iletişim protokolüdür. Projede kullanılan ve Semtech tarafından geliştirilen LoRa SX1276 çipi 137 MHz ile 1020 MHz aralığındaki frekanslarda çalışabilme kapasitesine sahiptir. LoRa haberleşmesi için konum bazlı frekans aralıkları seçilmiştir nedenle projede LoRa SX1276 çipi Avrupa için tahsis edilen 868 MHz bandında çalışacak şekilde yapılandırıldı[2].

LoRa'nın temel avantajları şunlardır[3]:

1. Uzun menzil: LoRa kırsal alanlarda 10 km'ye ve şehir içi alanlarda 2-5 km'ye kadar etkili haberleşme sağlar.
2. Düşük güç tüketimi: Pille çalışan balon yükleri gibi güç sınırlı uygulamalar için idealdir.
3. Yüksek gürültü bağışıklığı: Chirp Spread Spectrum(CSS) tekniğini kullanan LoRa modülleri bu modülasyon tekniği sayesinde yüksek gürültülü alanlarda bile güvenilir iletişim sağlar.

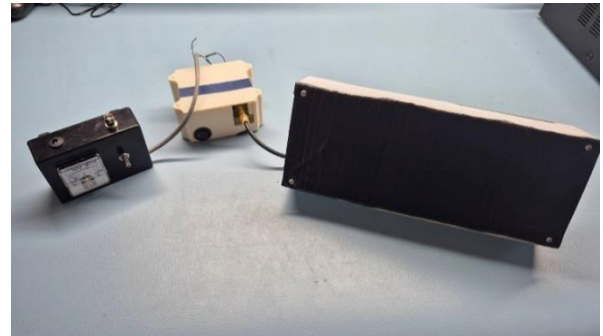
Projede veri güvenliği ve testi için CRC (Cyclic Redundancy Check) kullanıldı ve veri bütünlüğünün kontrolü sağlandı. Balon üzerindeki LoRa modülüne bağlı 868 MHz çok yönlü anten verinin gönderilmesini sağlarken, yer istasyonlarında veri alımı için kullanılan yüksek kazançlı (12 dBi) Yagi antenler kullanılarak alınan sinyalin kalitesi artırıldı[4]. Sonuç olarak LoRa SX1276 çipi, yüksek irtifa balonlarıyla haberleşme sağlamak için hem düşük güç tüketimiyle hem de haberleşme güvenilirliğiyle ideal bir çözüm olmuştur. LoRa çipi özellikle kapsama alanı büyük olan atmosferik araştırmalar için düşük maliyetli ve etkili bir iletişim altyapısı sağlamaktadır.

### 3. Sinyal Gücü İyileştirilmesi İçin Yapılan Yagi Antenler ve Biquad Anten Tasarımı

LoRa'nın haberleşme menziline arttırmak ve zayıf sinyalleri daha iyi almak için RSSI değerlerini arttırmak üzerine çalışmalar yapıldı. İlk olarak 125 kHz olan bant genişliği düşürülerek 65.5 kHz'e çekildi ve 125 kHz de -45 dB olarak ölçülen sinyal gücü -25 dB'ye kadar iyileştirilebildi. Buna ek olarak balona bağlı yükün salınımlı hareket ediyor olması sebebi ile veri paketlerini kaçırmamak için tasarlanan Şekil 1'deki iki adet 12 dB kazançlı Yagi anten dikey ve yatay polarizasyonlu sinyalleri yakalaması için 90° açı ile yerleştirildi. Düşen balonun halen gönderdiği sinyalin tarabması amacı ile sinyal gücünü RF voltmetre (radyo frekansı gerilim ölçer) aracılığıyla gösteren Şekil 2'deki gibi bir Biquad Anten literatüre göre dizayn edildi[5].

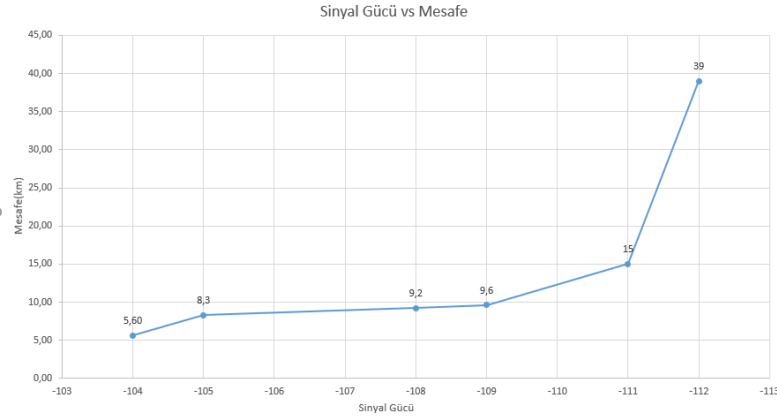


Şekil 1 Yagi Antenler



Şekil 2 RF Voltmetre, Yer İstasyonu, Biquad Anten

### 4. Tartışma ve Sonuçlar



Şekil 1 5-40km Arası Gözlemlenen Sinyal Güçleri

Yapılan Yagi antenler ile LoRa modülü kullanılarak Şekil 3’de görüldüğü gibi farkı mesafelerde farkı sinyal gücü alımı gözlemlendi, 90 km uzaklıktan -120 dBm’de sinyaller alındı 90 km mesafe için bu sinyal gücü veri paketlerinin düzenli ve bozulmadan gelmesi için yeterli olup veri kaybı beş veri paketinde bir yaşandı. Yagi antenler ile yapılan bu denemeler, LoRa çipinin Yagi anten ile kombine edilerek oluşturulan projelerin 100 km kadar bir mesafe içinde veri alışverişi yapabileceği fakat bu 100 km’nin içinde herhangi bir nesne olmamasına bağımlı olduğunu ortaya koymuştur, Fresnel alanının boş olmaması durumunda bu iletişim 3 km’ye kadar düşmektedir, bu yüzden LoRa çipi yer yüzünde kurulacak iletişimlerde yeterli performans gösteremese de, havacılık tabanlı projeler için verimli bir seçenektir.

Yapılan uçuş sayısı arttıkça Yagi antenlerden alınan sinyal gücünün hava durumu (nem, sıcaklık vb.) ile ilişkisinin karşılaştırılması ve bant aralığının değiştirilerek alınan sinyal gücünün değişiminin gözlenip en verimli bant genişliğinin seçilmesi amaçlanmaktadır.

## Kaynaklar

- [1] M. Walter, “Early cosmic ray research with balloons,” Nuclear Physics B-Proceedings Supplements, (2013).
- [2] Azhar Muzafar, M. I. Z., Mohd Ali, A., & Zulkifli, S. (2022). A study on LoRa SX1276 performance in IoT health monitoring. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2022(1), 6066354.
- [3] Devalal, S., & Karthikeyan, A. (2018, Mart). LoRa technology-an overview. In 2018 second international conference on electronics, communication and aerospace technology (ICECA) (s.284-290). IEEE.
- [4] Vierzicke Peter P. Yagi antenna design. Cilt. 688. US Government Printing Office, 1976 [4] Shi, D., Aftab, T., Yousaf, A., & Reindl, L. M. (2017, Kasım). Design of a small size biquad-UWB-patch antenna and signal processing for detecting respiration of trapped victims. In 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL) (s. 1774-1779). IEEE.
- [5] Patil, V., Sapkale, P., Saxena, A., & Mali, S. (2021, Mayıs). Design and Performance Evaluation of a Planar Bi-Quad Antenna Operating at 2.4 GHz. In 2021 2nd International Conference for Emerging Technology (INCET) (s. 1-4). IEEE.

[Url-1]”Ravinsonde Balonları” <https://www.mgm.gov.tr/genel/ss.aspx?s=ravinsonde>, alındığı tarih: 23.05.2025.

## Elektromanyetik Düzlemsel Dalgaların Mükemmel İletken Legendre Parçacıklarından Saçılması

Barış Ateş\*, Alp Kuştepelı  
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü  
Matematik Bölümü\*, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İzmir  
barisates2002@gmail.com, alpkustepeli@iyte.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada elektromanyetik düzlemsel dalgaların Legendre parçacıkları olarak adlandırılan mükemmel iletken yüzeylerden saçılması problemi ele alınmıştır. Legendre parçacıkları küresel yüzeyin Legendre polinomları ile deformasyonu sonucunda elde edilir. Legendre polinomunun derecesine göre farklı şekillerde döl simetrisi olan yüzeyler elde edilmektedir. İkinci mertebe pertürbasyon metodu ile bu saçılma problemi analitik olarak incelenmiş, saçılan alan katsayıları hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçların, radar kesit alanı hesaplanırken uygun şekilde gruplandırılması; bunların, farklı deformasyon parametreleri için tekrar tekrar kullanılmasına imkân vermekte ve bu da önemli ölçüde zaman ve emek tasarrufu sağlamaktadır.

**Abstract:** In this study, the problem of electromagnetic plane wave scattering from perfectly conducting surfaces called Legendre particles is addressed. Legendre particles are obtained by deforming a spherical surface using Legendre polynomials. Depending on the degree of the Legendre polynomial, rotationally symmetric surfaces of various shapes are formed. The scattering problem is analytically investigated using second order perturbation method and scattered field coefficients are explicitly calculated. When computing the radar cross section, appropriate grouping of the obtained results enables them to be reused for different deformation parameters, which allows for significant time and effort savings.

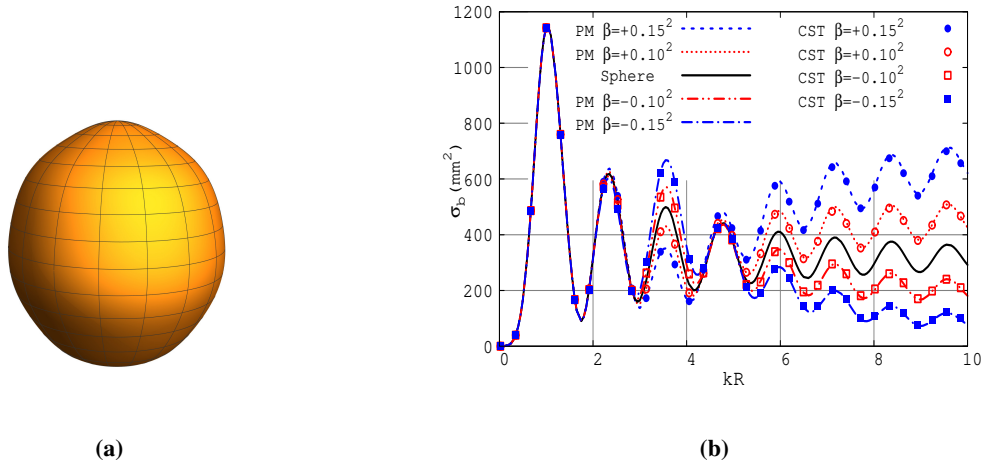
### 1. Giriş

Elektromanyetik düzlemsel dalgaların cisimlerden saçılması, günlük hayatımızın en önemli olaylarından biridir. Bu sayede çevremizdeki cisimleri görebiliyoruz. Elektromanyetik saçılmalar, radar uygulamaları, tıbbi görüntüleme, uzaktan kontrol sistemleri, astrofiziksel uygulamalar gibi daha bir çok alanda önem arzetmektedirler.

Saçılma olaylarının matematiksel olarak incelenbilmesi için saçıcının geometrisi önemlidir, özellikle de inceleme analitik olarak yapılacaksa. Bu şekillerden en önemlilerinden birisi küresel geometrilere. Elektromanyetik düzlemsel dalgaların küreden saçılması probleminin çözümü ilk olarak Mie tarafından verilmiştir [1]. Saçıcıların modellenmesinde mükemmel küreler kullanılması gerçekte bir yaklaşımdır çünkü mükemmel şekile sahip bir saçıcı bulmak neredeyse imkansızdır. Bu modellemelerde saçıcının geometrisindeki yüzey girinti ve çıkıntıları ihmal edilmektedir. Oysa daha gerçekçi sonuçlar elde edebilmek için bu girinti ve çıkıntıların ihmalinden ziyade hesaba dahil edilmeleri daha doğru bir yaklaşım olacaktır.

Tam küresel olmayan ya da başka bir deyişle küreye yakın yüzeylerden saçılma problemlerini incelemek için analitik ve sayısal bir çok yöntem geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları T matris metodu [2], Ayrık dipol yaklaşımı (DDA) [3], Sonlu fark zaman alanı metodu (FDTD) [4], Sonlu elemanlar yöntemi (FEM) [5] ve Pertürbasyon metodudur [6]. Bu çalışmada analitik hesaplamalara imkan vermesi sebebiyle pertürbasyon metodu kullanıldı. Pertürbasyon metodunun uygulanabilmesi için öncelikle pertürbasyon yapılmadan önceki saçıcı için çözümün bilinmesi gerekmektedir. Bu çalışmada başlangıç saçıcısı olarak küre kullanılmıştır. Küre için bilinen çözüm öncelikle birinci mertebe pertürbe alanları bulmak için daha sonrasında ise ikinci mertebeden pertürbe alanları bulmak için kullanılmıştır. Böylelikle istenilen hassasiyete kadar yineleme devam ettirilebilir. Ancak, yüksek mertebelerde hassasiyetin artmasının yanında işlem yükü de artmaktadır. Bu denge ikinci mertebeye kadar hesaplar yapılarak korunmaya çalışıldı.

Kürenin Legendre polinomları ile temsil edilen, düzgün ve türevlenebilir deformasyonları sonucu elde edilen yüzeyler, doğaları gereği döl simetriye sahiptirler. Literatürde buna benzer yapıya sahip Chebyshev parçacıkları oldukça derinlemesine incelenmiştir [2], [7]. Deformasyonda kullanılan Legendre polinomlarının mertebesine göre farklı şekillerde yüzeyler elde edilmektedir. Bu yüzeylerden biri Şekil (1a) da sunulmuştur. Bu çalışmada



**Şekil 1.** a) Deformasyon fonksiyonlarının  $f_1 = f_2 = P_7(\cos \theta)$  seçimiyle elde edilen saçıcının 3 boyutlu görseli. b) Bu saçıcının farklı deformasyon parametreleri için düzlemsel dalga ile uyarılmasıyla elde edilen geri yansıyan radar kesit alanları.

elde edilen analitik sonuçların, sayısal metodların geliştirilmesinde ve küresel olmayıpta küreye yakın şekildeki saçıcıların doğalarının anlaşılmasında faydalı olacağı düşünülmektedir.

## 2. Deforme Yüzeyden Düzlemsel Dalganın Saçılması

Bu çalışmada uyarıcı alan,  $E^i$  bir sabit olmak üzere,  $\vec{E}^i = E^i e^{ikz}\hat{x}$  şeklinde bir düzlemsel dalga seçilmiş ve zamana bağlılığı  $e^{-i\omega t}$  olarak kabul edilmiştir. Pertürbasyon metodunda saçıcının yüzeyindeki düzgün değişimlerin alanlarda da düzgün değişimlere neden olacağı kabul edilir. Matematiksel olarak bu kabul aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$\vec{E}^{\text{Top}}(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0 + \beta \vec{E}_1^s + \beta^2 \vec{E}_2^s + O(\beta^3) \quad (1)$$

öyleki  $\vec{E}_0(r, \theta, \varphi) = \vec{E}^i + \vec{E}_0^s$  olmak üzere  $\vec{E}_0^s$  küreye ait saçılan alan,  $\vec{E}_1^s(r, \theta, \varphi)$  birinci mertbe ve  $\vec{E}_2^s(r, \theta, \varphi)$  ikinci mertbe pertürbe saçılan alanlardır. Küresel koordinatlarda elektrik alan bileşenleri aşağıdaki eşitlikle verilir

$$\begin{aligned} E_{\gamma r} &= \sum_{m,n} \frac{ia_{\gamma mn}}{\omega \mu \epsilon} Z_{1n}(kr) P_n^m(\cos \theta) e^{im\varphi} \\ E_{\gamma \theta} &= \sum_{m,n} \frac{ia_{\gamma mn}}{\omega \mu \epsilon} Z_{2n}(kr) \frac{d}{d\theta} P_n^m(\cos \theta) e^{im\varphi} \\ &\quad - \sum_{m,n} \frac{im}{\epsilon \sin \theta} b_{\gamma mn} Z_{3n}(kr) P_n^m(\cos \theta) e^{im\varphi} \\ E_{\gamma \varphi} &= - \sum_{m,n} \frac{ma_{\gamma mn}}{\omega \mu \epsilon \sin \theta} Z_{2n}(kr) P_n^m(\cos \theta) e^{im\varphi} \\ &\quad + \sum_{m,n} \frac{b_{\gamma mn}}{\epsilon} Z_{3n}(kr) \frac{d}{d\theta} P_n^m(\cos \theta) e^{im\varphi} \end{aligned} \quad (2)$$

öyleki  $\sum_{m,n} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n$ ,  $\gamma$  pertürbasyon mertebesini,  $P_n^m$  asosiy Legendre fonksiyonlarını,  $z_n(kr)$ 'ler uygun küresel

Bessel fonksiyonları olmak üzere  $Z$  fonksiyonları da  $Z_{1n}(kr) = (\frac{d^2}{dr^2} + k^2)(kr z_n(kr))$ ,  $Z_{2n}(kr) = \frac{1}{r} \frac{d}{dr}(kr z_n(kr))$ ,  $Z_{3n}(kr) = k z_n(kr)$  fonksiyonlarını temsil etmektedirler [8]. Saıcı yüzeyler kutupsal koordinatlarda aşağıdaki denkleme uymaktadırlar.  $r = r_s(\theta, \varphi) = R(1 + \beta f_1(\theta) + \beta^2 f_2(\theta))$  burada  $R$  kürenin yarıçapı,  $\beta$  deformasyon parametresi,  $f_1(\theta)$  ve  $f_2(\theta)$  bir kaç açıkça verilen Legendre polinomlarıdır.  $P_0(\cos \theta) = 1$ ,  $P_1(\cos \theta) = \cos \theta$ ,  $P_2(\cos \theta) = \frac{1}{2}(3\cos^2 \theta - 1)$ ,  $P_3(\cos \theta) = \frac{1}{2}(5\cos^3 \theta - 3\cos \theta)$ . Bu saçıcılara ait normal vektörü

$\hat{n} = \left(1 - \frac{\beta^2}{2} \left(\frac{\partial f_1}{\partial \theta}\right)^2\right) \hat{r} + \left(-\beta \frac{\partial f_1}{\partial \theta} + \beta^2 f_1 \frac{\partial f_1}{\partial \theta} - \beta^2 \frac{\partial f_2}{\partial \theta}\right) \hat{\theta} + O(\beta^3)$  şeklindedir. Denklem (1) de verilen toplam

alanlar, mükemmel iletken için sınır koşullarını sağlarlar ( $\hat{n} \times \vec{E}|_{r=r_s} = 0$ ). Alanların deforme yüzey üstündeki değerleri, Taylor açılımı kullanılarak aşağıdaki gibi küre üzerindeki değerleri cinsinden yazılabilirler

$$E_{\gamma\alpha}(r_s, \theta, \varphi) = E_{\gamma\alpha}(R + \Delta R, \theta, \varphi) = \left[ E_{\gamma\alpha}(r, \theta, \varphi) + \beta f_1 r \frac{\partial}{\partial r} E_{\gamma\alpha}(r, \theta, \varphi) + \beta^2 f_2 r \frac{\partial}{\partial r} E_{\gamma\alpha}(r, \theta, \varphi) + \frac{\beta^2 (f_1)^2 r^2}{2} \frac{\partial^2}{\partial r^2} E_{\gamma\alpha}(r, \theta, \varphi) \right]_{r=R} + O(\beta^3). \quad (3)$$

Taylor açılımının sınır koşullarında kullanılmasıyla pertürbe alanların bilinmeyen katsayıları asosiy Legendre fonksiyonlarının özellikleri kullanılarak bulunabilir. Bu katsayıların (2) denklemindeki alanlara yazılmasıyla saçılan alanlar belirlenmiş olur. Saçılan alanların belirlenmesiyle birlikte, geri saçılma radar kesit alanı aşağıdaki formülle hesaplanabilir

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} \left( 4\pi r^2 \frac{|\vec{E}_s|^2}{|\vec{E}_i|^2} \right), \quad \sigma = \sigma^{\text{küre}} + \beta \sigma_1 + \beta^2 \sigma_2 + O(\beta^3) \quad (4)$$

burada  $\sigma^{\text{küre}}$ ,  $\sigma_1$  ve  $\sigma_2$ ,  $\beta$ 'dan bağımsız olduklarından, bir kez hesaplandıktan sonra aynı deformasyon fonksiyonunun farklı deformasyon parametreleri için tekrar tekrar kullanılabilirler ve bu da önemli ölçüde zaman ve emek tasarrufuna imkan verir. Bu özellik kullanılarak Şek.1b de deformasyon fonksiyonları  $f_1(\theta) = f_2(\theta) = P_7(\cos \theta)$  seçilerek farklı pozitif ve negatif deformasyon parametreleri için bu saçıcıya ait geri saçılma radar kesit alanları sunulmuştur. Şek.1b' den de görüleceği üzere pertürbasyon metodu (PM) ile CST'den elde edilen sonuçlar mükemmel uyum içindedirler. Bu çalışmada, farklı deformasyon fonksiyonlarının kullanılmasının geri saçılma radar kesit alanına olan katkısının incelenmesine ilaveten, aynı deformasyon fonksiyonunun farklı deformasyon parametreleri ile kullanılmasının sonuçlar üzerindeki etkisi de detaylı olarak tartışılacaktır.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada deformasyona uğramış mükemmel iletken kürelerden elektromanyetik düzlemsel dalgaların saçılması problemi ikinci dereceden pertürbasyon metodu kullanılarak analitik olarak incelenmiştir. Deformasyonların Legendre polinomları vasıtasıyla elde edildiği kabul edilmiştir. Bu yüzeylerin değişik Legendre fonksiyonlarına, değişik deformasyon parametrelerine ve mükemmel küreye göre radar kesit alanları arasındaki değişimler incelenmiştir. İncelemeler sonucunda deforme yüzeyin şeklini belirleyen Legendre polinomunun farklı derecelerine göre hiyerarşik bir düzen gözlemlenmiştir. Yine ek olarak aynı deformasyon fonksiyonunun farklı deformasyon parametrelerine göre de bir hiyerarşik düzen gözlemlenmiştir. Nadir görülen bu hiyerarşik düzenler ve elde edilen yüzey şekil çeşitliliği sebebiyle bu yüzeylerin, Chebyshev yüzeyleri gibi, alanda önemli bir yer teşkil edeceği öngörülmektedir.

### Kaynaklar

- [1] Mie G., Beitrage zur Optik trüber Medien speziell kolloidaler Metallösungen, Ann. Physik, Cilt: 25, s. 377-445, 1908.
- [2] Mishchenko, M. I., Travis, L. D., & Mackowski, D. W., T-matrix computations of light scattering by non-spherical particles: A review. Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, Cilt: 55, No:5, s. 535-575, 2002.
- [3] Draine, B. T., & Flatau, P. J., Discrete-dipole approximation for scattering calculations. Journal of the Optical Society of America A, Cilt:11, No: 4, s.1491-1499, 1994.
- [4] Taflov, A., & Hagness, S. C., Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method (3. Baskı), Artech House, 2005.
- [5] Jin, J., The finite element method in electromagnetics, Wiley, 2015.
- [6] Yeh, C., Perturbation approach to the diffraction of electromagnetic waves by arbitrarily shaped dielectric obstacles. Physical Review, Cilt: 135, No: 5, s.A1193, 1964.
- [7] Ding J., Xu L., Convergence of the T-matrix approach for randomly oriented, nonabsorbing, nonspherical Chebyshev particles, Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, Cilt: 63, No: 2-6, s. 163-174, 1999.
- [8] Arfken G. B. ve Weber H. J., Mathematical Methods for Physicist., California, Elseiver Academic Press, 2015.

## Alternatif Akım Elektrikli Şarj Cihazlarında LTE/5G Hücresel Haberleşmenin Stabilizasyonu için Anten Performans Testlerinin İyileştirilmesi

Rümeysa Tuba Seven İyison, Göktürk Poyrazoğlu, Mustafa Seçmen\*

Özyeğin Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

İstanbul

tuba.seven@ozu.edu.tr, gokturk.poyrazoglu@ozyegin.edu.tr

\*Yaşar Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

İzmir

mustafa.secmen@yasar.edu.tr

**Özet:** Elektrikli araçların yaygınlaşması ile alternatif akım şarj cihazlarının hücresel iletişim performansı önemli hale gelmiştir. Bu çalışmada, şarj cihazlarının RF ve elektromanyetik uyumluluk performansı değerlendirilmiş, anten performansını etkileyen çevresel ve donanımsal faktörler incelenmiştir. Elde edilen bulgular, cihazların kablosuz iletişim kalitesini artırmaya yönelik önemli iyileştirme fırsatları sunmaktadır. Gelecek çalışmalarda, benzer analizlerin 5G bantları üzerinde gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

**Abstract:** The expansion of electric vehicle infrastructure highlights the importance of cellular communication performance in AC charging stations. This study evaluates charging stations' RF and electromagnetic compatibility performance and examines environmental and hardware factors affecting antenna performance. The findings provide significant opportunities for improving the wireless communication quality of these devices. Similar analyses will be conducted on 5G frequency bands in future work.

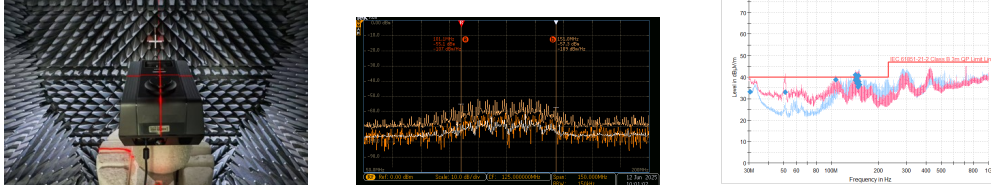
### 1. Giriş

Günümüzde, alternatif akım elektrikli araç şarj cihazlarının (AC EV şarj cihazları) yaygınlaşmasıyla birlikte, bu cihazların RF performansı ve elektromanyetik uyumluluğu (EMC) kritik bir önem kazanmıştır. Özellikle AC EV şarj cihazlarında bulunan kablosuz iletişim modülleri, LTE(Long term Evaluation) gibi hücresel ağlar üzerinden yüksek veri transfer performansı gerektirmektedir. Ancak, bu cihazların karmaşık donanım yapısı ve çevresel faktörler anten performansını olumsuz etkileyerek sinyal kalitesinde düşüslere neden olabilmektedir. Bu çalışmada, AC EV şarj cihazlarında LTE bantları üzerinde gerçekleştirilen TRP (Toplam Radyasyon Gücü) ve TIS (Toplam İletim Kaybı) performans testleri sonucunda belirlenen düşük performans sorunları ele alınmıştır. Özellikle LTE Bant 8, Bant 20 ve Bant 28'de gözlemlenen anormal değerlerin, cihazın genel sisteminden ziyade antenlerin dizili olduğu temel elektronik kart ve panel bileşenlerinden kaynaklandığı ortaya konmuştur. Bu kapsamda, panelin anten üzerindeki elektromanyetik etkileri ve rezonans problemleri detaylı olarak analiz edilmiş; çift uçlu topraklama yöntemi ve kablo sabitleme gibi iyileştirme teknikleriyle performansta anlamlı gelişmeler sağlanmıştır. Çalışmanın devamında, aynı yöntem 5G anten testleri için uygulanacak ve yeni nesil kablosuz iletişim teknolojilerinin AC EV şarj cihazlarındaki performans etkileri incelenecektir. Böylece, LTE'den 5G'ye geçiş sürecinde şarj cihazlarının RF performansındaki değişiklikler ve karşılaşılan zorluklar detaylı şekilde değerlendirilmiş olacaktır.

### 2. İlk Performans Değerlendirmesi ve Problemin Tespiti

AC EV şarj cihazı, Şekil 1a'da görüldüğü üzere anechoic chamber içerisine yerleştirilerek anten performans testlerine başlanmıştır. Tüm LTE bantları için TRP ve TIS testleri gerçekleştirilmiş olup, LTE Bant 8'de hem TRP hem de TIS testlerinde, Bant 20 ve Bant 28'de ise yalnızca TIS testlerinde beklenenden düşük performans değerleri elde edilmiştir. Tablo 1'in sol kısmında görüldüğü üzere, özellikle bu bantlardaki sonuçlar belirlenen limitlerin dışındadır. Performans sorunlarının AC şarj cihazından mı yoksa başka bir kaynaktan mı kaynaklandığını belirlemek amacıyla, yalnızca antenlerin ve LTE modülünün yer aldığı temel elektronik kart izole edilerek test edilmiştir. Temel kartta da benzer performans sorunları tespit edilmiş olup, bu durum problemin cihazın genel sisteminden ziyade kartın donanım yapısı veya üzerindeki bileşenlerden kaynaklandığını göstermektedir. Elde edilen bulgular, sorunların dış kaynaklı parazitler veya cihaz içindeki diğer modüllerden ziyade ana elektronik kart üzerindeki sinyal yolları, anten yerleşimi, besleme devreleri ve elektromanyetik uyumluluk (EMC) problemlerinden kaynaklandığını işaret etmektedir. Base karta bağlı LCD panelin anten performansına etkisini değerlendirmek

amacıyla, sistem manyetik alan yakın alan probu ile incelenmiştir. Bu inceleme sırasında, panel üzerine konumlandırılan yakın alan probundan elde edilen spektrum analizinde belirgin elektromanyetik gürültü Şekil 1b’de gösterilmiştir. Yaklaşık 100 MHz ile 150 MHz arasında panel kaynaklı bir yayılım tespit edilmiştir. Ek olarak, cihazın EMC testi kapsamında yayılım bozulması(Radiated Emission) test odasında gerçekleştirilen ölçümlerde benzer frekans bandında elektromanyetik yayılım varlığı Şekil 1c ile doğrulanmıştır.



**Şekil 1:** (a) Anechoic chamber içinde konumlandırılmış AC EV şarj cihazı (b) LCD panelin yakın çevresinde yapılan inceleme sırasında, yakın alan probu ile tespit edilen elektromanyetik yayılım (c) EMC RE test sonucunda kırmızı çizgi,kabul edilebilir marjın sınırını göstermektedir.

Bu bulgular, RF performans testinde sorun yaratan LCD panelin, aynı zamanda EMC açısından da problem kaynağı olduğunu göstermektedir. Panel çıkarılarak tekrarlanan anten performans testlerinde Tablo 1’in sağ kısmında görüldüğü gibi belirgin bir iyileşme sağlanmıştır. Bu sonuç, LCD panelin anten performansını olumsuz etkilediğini kesin olarak ortaya koymaktadır. Literatürde de benzer şekilde, dizüstü bilgisayarlarda LCD paneller üzerinden geçen yüksek hızlı sinyallerin elektromanyetik girişime (EMI) neden olduğu bildirilmiştir[1]. İlerleyen bölümlerde, panel kaynaklı sorunların giderilmesi için yapılan iyileştirmeler detaylı şekilde açıklanacaktır.

**Tablo 1:** Toplam Işınım Gücü (TRP) ve Toplam İzotropik Hassasiyet (TIS) test sonuçları.

**Sol kısım: Anechoic Chamber’da Anten Performansı(LCD panelle).**

| LTE          | B28        | B20        | B8         | B8         |
|--------------|------------|------------|------------|------------|
| Kanal        | TIS (dBm)  | TIS (dBm)  | TIS (dBm)  | TRP (dBm)  |
| Düşük        | -80,27     | -80,27     | -83,96     | 16,01      |
| Orta         | -81,23     | -81,23     | -82,84     | 15,84      |
| Yüksek       | -81,04     | -81,04     | -84,75     | 15,90      |
| Ortalama     | -80,85     | -80,85     | -83,85     | 15,92      |
| Spek*        | -86        | -86        | -86        | 18         |
| <b>Sonuç</b> | <b>NOK</b> | <b>NOK</b> | <b>NOK</b> | <b>NOK</b> |

**Sağ kısım: Anechoic Chamber’da Anten Performansı(LCD panel çıkarıldıktan sonra).**

| LTE          | B28       | B20       | B8        | B8        |
|--------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Kanal        | TIS (dBm) | TIS (dBm) | TIS (dBm) | TRP (dBm) |
| Düşük        | -86,0     | -90,6     | -92,4     | 18,18     |
| Orta         | -89,0     | -89,2     | -90,1     | 18,60     |
| Yüksek       | -90,2     | -89,8     | -90,3     | 18,69     |
| Ortalama     | -88,4     | -89,53    | -90,93    | 18,49     |
| Spek*        | -86       | -86       | -86       | 18        |
| <b>Sonuç</b> | <b>OK</b> | <b>OK</b> | <b>OK</b> | <b>OK</b> |

### 3. Sonuçlar ve Tartışma

#### 3.1. Panelin Çift Uçlu Topraklanması ile Rezonans Bastırılması ve TRP İyileştirmesi

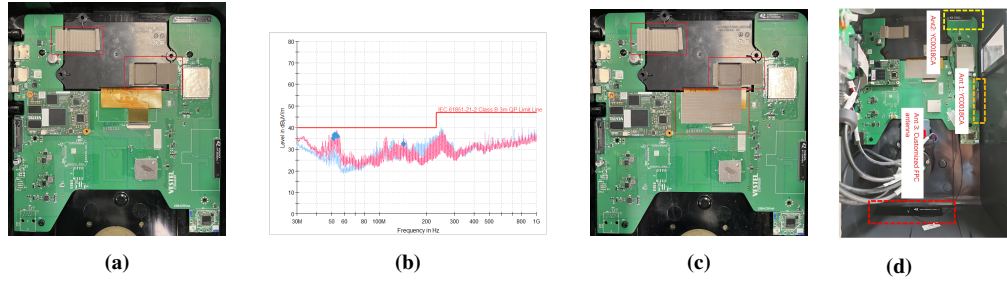
İlk testlerde, özellikle düşük frekans bantlarında anten verimliliğinde düşüşler gözlenmiştir. Performans sorunlarının nedeni olarak, LCD panelin arkasında sistem toprağına bağlı olmayan metal bir yüzey tespit edilmiştir. Bu metal plaka, AC EV şarj cihazının plastik muhafazasına yapıştırılmış olup, sistemle tek elektriksel bağlantısı FPC kablosu aracılığıyla sağlanmaktadır. Metal plakanın her iki ucu, PCB üzerinde açılan lehim maskesi açıklıklarına iletken bant aracılığıyla sabitlenerek çift uçlu bir topraklama sağlanmıştır. Bu modifikasyon sonrasında, özellikle LTE Bant 8 TRP ölçümlerinde anlamlı bir iyileşme gözlemlenmiştir. Bu iyileşmenin sebebini daha iyi anlamak için, panelin maruz kaldığı elektromanyetik dalganın dalga boyu hesaplanmıştır. TRP ölçümleri, cihazın iletim performansını değerlendirdiğinden, analiz LTE Bant 8’in uplink frekans aralığı (880–915 MHz) dikkate alınarak, orta frekans 897.5 MHz esas alınmıştır. Elektromanyetik dalganın boşluktaki dalga boyu( $\lambda$ ), ışık hızı(c) ve frekans(f) kullanılarak hesaplanmaktadır.897.5 MHz frekansta dalga boyu yaklaşık 334 mm olarak hesaplanmıştır. İlk denemede, panelin yalnızca bir ucu iletken bant ile PCB üzerindeki lehim maskesi açıklığına bağlanarak tek uçlu bir topraklama sağlanmıştır. Ancak panelin eni 105 mm olup, bu uzunluk dalga boyunun  $\lambda/4$ (85 mm) değerinden büyüktür. Metal bir plaka yalnızca tek uçtan topraklandığında rezonanslar  $\lambda/4$  ve katlarında olduğundan, panel boyutu tek uçlu topraklamayla rezonansları bastırmada yetersiz kalmıştır. Bu durumu iyileştirmek amacıyla, Şekil



2a'da görüleceği üzere, panelin her iki ucu PCB üzerindeki lehim maskesi açıklıkları üzerinden iletken bantla bağlanarak çift uçlu bir topraklama yapılmıştır. Bu yapı sayesinde rezonansın oluşması için gereken minimum uzunluk olan  $\lambda/2$  (166mm), panelin fiziksel uzunluğunun üzerinde kalmış ve rezonans bastırılmıştır. Panel boyunun  $\lambda/2$ 'den küçük olması sayesinde, çift uçlu topraklama sonrasında yapılan TRP ölçümlerinde anlamlı bir iyileşme elde edilmiştir. Panelin çevresindeki elektromanyetik alan şiddetinde belirgin bir azalma gözlemlenmiştir; antenin yakın alanındaki bozulmalar giderilmiş ve genel RF performansı artmıştır. Bu yaklaşım, [2] numaralı çalışmada önerilen yakın alan koruma prensipleriyle ve [3] numaralı çalışmada açıklanan rezonans bastırma stratejileriyle uyumludur. Özellikle [3]'te belirtildiği üzere, bir yapının her iki ucu topraklandığında rezonans yalnızca  $\lambda/2$ ,  $\lambda$  ve  $3\lambda/2$  gibi modlarda oluşmakta; yapının fiziksel boyutu bu modlarla örtüşmediğinde ise rezonans gerçekleşmemektedir. Panelin 105 mm'lik boyu, bu rezonans modlarının altında kaldığından, yapılan LTE B8 TRP ölçümünde iyileşme sağlanmıştır. Şekil 2b'de görüldüğü üzere, EMC radyasyon emisyonlarında da belirgin bir iyileşme sağlanmıştır.

### 3.2. FPC Kablonun Topraklanması ve Sabitlenmesinin TIS İyileştirmesine Katkısı

Şekil 2c'de gösterildiği şekilde panel üzerindeki FPC kablosunun sabitlenip topraklanması, antenin yakın alanındaki istenmeyen rezonansları ve elektromanyetik girişimleri azaltmış; böylece kablo kaynaklı parazitik etkiler ve sinyal bozulmaları en aza indirilmiş ve Tablo 2'nin sol kısmında görüldüğü üzere TIS performansında anlamlı bir iyileşme sağlanmıştır. 5G kanallarında, cihaz aynı konfigürasyonda çalıştırıldığında düşük bantlar (n28, n20 ve n8) için zayıf performans gözlenmiştir. Bu durum, modülde dört anten çıkışı olmasına rağmen yalnızca iki antenin kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Özellikle düşük bantlar için gerekli olan diversity anten bağlantısı yapılmadığı için performans düşüklüğü yaşanmıştır. Bu sorunu gidermek amacıyla, Şekil 2d'de gösterildiği gibi harici bir anten eklenmiş ve iyileştirme sonuçları Tablo 2'nin sağ tarafında sunulmuştur.



**Şekil 2:** (a) Panelin çift uçlu topraklama yapısı (b) İyileştirmeler sonrası EMC RE odasında yapılan test sonuçları (c) Panelin çift uçlu topraklama yapısı ve FPC kablosunun sabitlenip topraklanmasının görünümü (d) AC EV Şarj cihazında 5G konfigürasyonu için anten yerleşimi.

**Tablo 2:** İyileştirmeler Sonrası Anechoic Chamber Ortamında Yapılan Anten Performans Test Sonuçları.

**Sol kısım: 4G Anten Performansı.**

| LTE      | B28       | B20       | B8        | B8        |
|----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Kanal    | TIS (dBm) | TIS (dBm) | TIS (dBm) | TRP (dBm) |
| Düşük    | -85,54    | -85,54    | -86,38    | 21,07     |
| Orta     | -85,58    | -85,58    | -85,49    | 20,96     |
| Yüksek   | -85,95    | -85,95    | -86,95    | 20,96     |
| Ortalama | -85,69    | -85,69    | -86,27    | 21,00     |
| Spek*    | -86       | -86       | -86       | 18        |
| Sonuç    | OK        | OK        | OK        | OK        |

**Sağ kısım: 5G Anten Performansı.**

| 5G       | N28       | N20       | N8        |
|----------|-----------|-----------|-----------|
| Kanal    | TIS (dBm) | TIS (dBm) | TIS (dBm) |
| Düşük    | -80       | -86       | -80,5     |
| Orta     | -82,5     | -87,0     | -82       |
| Yüksek   | -83,8     | -86,5     | -84       |
| Ortalama | -82,1     | -86,5     | -82,2     |
| Spek*    | -83       | -83       | -83       |
| Sonuç    | OK        | OK        | OK        |

### Kaynaklar

- [1] Shi J., Bettner A., Chinn G., Slattery K. ve Dong X., "A Study of Platform EMI from LCD Panels – Impact on Wireless, Root Causes and Mitigation Methods," Proceedings IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Portland, A.B.D., s.221-225, Eylül 2006.
- [2] Maslovski S., Ikonen P., Simovski C., Karkkainen M., Tretyakov S. ve Denchev V., "Improving Antenna Near-Field Pattern by Use of Artificial Impedance Screens," arXiv:physics/0504123, 18 Nisan 2005.
- [3] Murata Manufacturing Co., Ltd., "EMC Basics - Chapter 3: EMI Suppression Components."

## Deprem Senaryosunda HAPS Bağlantı Bütçesi ve Kapasite Analizi

Ebubekir Subatan<sup>1</sup>, Funda Akleman<sup>1</sup>, Güneş Karabulut Kurt<sup>2</sup>

<sup>1</sup>İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

İstanbul

subatan17@itu.edu.tr, akleman@itu.edu.tr

<sup>2</sup>Polytechnique Montréal

Elektrik Mühendisliği Bölümü

Montréal

gunes.kurt@polymtl.ca

**Özet:** Bu çalışmada deprem gibi afet anlarında iletişimin sağlıklı bir şekilde sürdürülebilmesi amacı ile Yüksek İrtifa Platform İstasyonlarının (High Altitude Platform Stations, HAPS) kullanımına ilişkin yaklaşımlar göz önüne alınmıştır. Bu doğrultuda diğer çalışmalara göre pratikte daha uygulanabilir bir dizi anten tasarımı önerilmiştir. Link bütçe hesaplamaları sırasında dünyanın eğriselliği de dikkate alınmıştır. HAPS çalışmalarında kullanılmak üzere literatürde tasarlanmış olan iki farklı antenin sağladıkları performansa yönelik kıyaslama yapılmıştır. Seçilen iki elemanlı dizi anten için dünyanın eğriliğinin dikkate alındığı ve alınmadığı durumlar için çıkan sinyal gürültü gücü oranı (Signal to Noise Ratio, SNR) sonuçları incelenmiştir. Tüm analizler sonucunda dünyanın eğriselliğinin de link bütçe analizinde önemli ölçüde etkili olduğu gösterilmiştir. Elde edilen sonuçların dikkate alınan bu ayrıntılar ile birlikte pratik uygulamalar için daha güvenilir bir referans olabileceği düşünülmektedir.

**Abstract:** This paper investigates the maintenance of communications using High Altitude Platform Stations (HAPS) during outages such as earthquakes. Two HAPS antenna designs, one conventional and one array, are compared by evaluating the link performance with and without the curvature of the Earth. By analyzing the Signal-to-noise ratio (SNR) changes in this scenario, it was shown that accounting for the curvature significantly affects the link results. The findings provide a more realistic and reliable antenna design framework for practical HAPS deployment in emergency situations.

### 1. Giriş

Bu çalışmada Yüksek İrtifa Platform İstasyonlarının kapsama alanına ilişkin bütçe analizinin gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Belirli bölgelerde kapsama sorunları ve doğal afetler gibi birçok neden karasal olmayan haberleşme sistemlerine (Non Terrestrial Networks, NTN) ilgiyi artırmıştır. NTN sistemlere birçok örnek verilebilir ancak bunların uygulanabilirlik açısından makul olması gerekmektedir. HAPS sistemleri, diğer sistemlere göre esnek hareket edebilme kabiliyetine sahip olması, küçük iletişim gecikmeleri ve birçok avantaja sahip olmaları sebebiyle tercih edilebilme açısından önemli avantajlara sahiptir [1]. HAPS'lar, hem uydu sistemlerinin geniş alan kapsamasını hem de karasal sistemlerin düşük kayıplı bağlantı avantajını bir arada sunar. Tüm bu avantajlar göz önüne alınarak HAPS kullanımı ile birlikte iletişim kesintisinin önlenmesi amaçlanmıştır [2]. HAPS kullanımında link analizi daha önceki çalışmalarda gerçekleştirilmiş ancak yapılan çalışmalarda gerçekçi anten parametreleri ele alınmamakla birlikte dünyanın eğriliği de hesaba katılmamıştır [3]. Şu ana dek silindirik ve küresel olmak üzere farklı anten modelleri üzerine çalışılmıştır. İlgili çalışmalarda hüzmeye şekillendirme ile kullanıcılara anten atamasının yapılması hedeflenmiştir [4], [5]. Bu çalışmada önerilen sistemde ise link analizi gerçekleştirilirken dünyanın eğriliğinin hesaba katılmasının yanı sıra yeni bir dizi anten modeli de ele alınmıştır. Bu dizi anten modelinde kullanılan anten ise literatürde daha önceden tasarlanmış gerçekçi bir anten olup sistem karmaşasını artırmadan girişimi engelleyecek açılarla bir küre yüzeyine dağıtımı amaçlanmıştır. Aynı zamanda dünyanın eğriliğini göz önüne alarak bir sistem tasarımı oluşturulmuştur. Bu sayede deprem durumunda HAPS, deprem alanını kapsayacak şekilde yoğunlaştırılacak ve iletişim kesintisinin önlenmesi sağlanabilecektir.

### 2. HAPS ve Kullanıcı Arasında İletişim Analizi

#### 2.1. Eğrisel Dünya Modeli ve Kapsama Alanı Hesabı

Şekil 1 (a) da eğrisel dünya modeli görülmektedir. Bu şekile göre iletişim analizi için simüle edilen HAPS ve kullanıcıların koordinatları sırasıyla  $(X_h, Y_h) = (0, R_0 + h_T)$  ve  $(X_u, Y_u) = (-(R_0 + h_a) \sin \varphi, (R_0 + h_a) \cos \varphi)$

olarak verilmiştir. Buradan eğimli menzil (slant path) değeri  $R_T = \sin(\varphi) (R_0 + h_T)$  olacak şekilde tanımlanır. Farklı eğimli menzil ve elevasyon açısı değerleri ile simülasyonlar gerçekleştirilmiş ve bunun sonucunda oluşan kapsama alanı değişimi gözlemlenmiştir. Dünyanın eğriliği göz önüne alındığında kullanıcının elevasyon açısı  $\varepsilon_0 = \arcsin\left(\frac{(R_0+h_T)^2 - R_T^2 - (R_0+h_a)^2}{2R_T(R_0+h_a)}\right)$ , HAPS yüksekliği  $h_T = \sqrt{(R_0+h_a)^2 + R_T^2} - R_0$ , eğrisel dünya için kapsama ark uzunluğu  $G = R_0 \arcsin\left(\frac{R_T \cos \varepsilon_0}{R_0+h_T}\right)$  ve kapsama uzunluğu  $D = 2G$  olarak bulunabilmektedir. Eğrisel olmayan dünya varsayımı altında ise elevasyon açısı  $\varepsilon_0 = \arctan\left(\frac{h_T}{\sqrt{X_u^2 + Y_u^2}}\right)$  ve kapsama ark uzunluğu  $G = \frac{h_T}{\tan(\varepsilon_0)}$  olarak bulunabilir [6]. Bu model ile kullanıcılar konumlandırılıp link bütçe analizi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1. (a) Eğrisel Dünya Modeli. (b) Hüzme tasarımı.

## 2.2. Anten Seçimi ve Antenlerin Konumlandırılması

Anten seçiminde yönlülük ve anten kazancı önemli bir paya sahiptir. Yapılan bu çalışmada antenin gerçekçi değerlere sahip olması gözetilmiştir. Yarım Güç Işın Genişliği (HPBW) küçük bir anten seçimi ile yüksek yönlülük ve uzak mesafeye erişim sağlanmalıdır. Sade antipodal vivaldi anten ile 10 yarıklı dizi anten üzerine bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu iki antenden yüksek yönlülük değerlerinden dolayı 10 yarıklı iki elemanlı dizi anten tercih edilmiştir [7]. Tercih edilen anten değerleri referans alınarak çalışma frekansları 25.5 GHz, 21.8 GHz ve ana lob kazançları 13 dBi, 13.4 dBi kullanılmıştır. Bu şekilde  $[-8.45^\circ - 8.45^\circ]$  aralığında ana loba sahip olan 10 yarıklı iki elemanlı bir dizi anteni için dünyanın eğriliği hesaba katıldığında kapsama ark uzunluğu yaklaşık olarak  $G = 3$  km bulunmaktadır. Bu sebeple kapsama uzunluğunu artırmak için HAPS üzerine çok sayıda iki elemanlı dizi antenin konumlandırılması düşünülmüştür.

## 2.3. Yarı Küre Üzerinde Çoklu Anten Kullanımı

Şekil 1 (b) de yer alan geometrik yapıya göre kapsama alanı formülü çıkarıldığında iki anten arasında girişim olmaması için gerekli açının ana lob açısı kadar olması gerekmektedir. Buna göre antenler arasındaki ana lob açısını hesaplamak istersek  $\tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{d/2}{h}$ , olduğuna göre ana lob açısı  $\theta = 2 \arctan\left(\frac{d}{2h}\right)$  olarak bulunmaktadır.

Bulunan kapsama ark uzunluğu ve anten yüksekliği değerleri gözetilerek bu değerler için  $\theta = 2 \arctan\left(\frac{6}{40}\right) \approx 17^\circ$  olarak bulunur. Bu nedenle Şekil 2 (a) da yarıçapı  $R = 2$  m olan bir yarı küre üzerine anten elemanları  $\Delta\theta = \Delta\phi = 17^\circ$  açısal aralıklarla yerleştirilmiştir. Anten elemanlarının elevasyon açıları,  $i = 1, \dots, N_\theta$  ve azimut eleman sayısı  $N_\theta = \lfloor 90/\Delta\theta \rfloor + 1$  olmak üzere  $\theta_i = -90^\circ + (i-1)\Delta\theta$  ile ifade edilir. Anten elemanlarının azimut açıları ise  $j = 1, \dots, N_\phi(\theta_i)$  ve azimut eleman sayısı  $N_\phi(\theta_i) = \lfloor 360 \cos \theta_i / \Delta\phi \rfloor$  olmak üzere, her azimut açısı  $\phi_j = -180^\circ + (j-1) \frac{360}{N_\phi(\theta_i)}$  olarak hesaplanır. Bu açı değerlerinden kartezyen koordinatlar  $x_{i,j} = R \cos \theta_i \cos \phi_j$ ,  $y_{i,j} = R \cos \theta_i \sin \phi_j$ ,

$z_{i,j} = R \sin \theta_i$  ile elde edilir ve toplam anten sayısı  $N_{\text{total}} = \sum_{i=1}^{N_\theta} N_\phi(\theta_i) + 1$  olarak bulunur. "+1" ifadesi, kürenin uç noktası (el =  $-90^\circ$ ) için var olan anteni temsil eder. Yerleştirmede girişimi engellemek adına yapılan bu açı seçimi dikkate alınarak dağılım yapıldığında toplam 76 adet yarı küre üzerine yerleştirilmiştir. Yan loblar bu tasarımda ihmal edilerek hesaplama gerçekleştirilmiştir.

## 2.4. Çoklu Anten Kullanımı Sonucunda Kapsama Alanı Hesabı

Şekil 2 (a) da yer alan yerleşime göre her bir antenin yeryüzü üzerinde dünyanın eğriliğinden dolayı değişen kapsama alanları olacaktır. Küre üzerine yerleştirilen 6 katmandan oluşan bu tasarımda her bir katmanda yer alan hüzmeye ait var olan kapsama alanı formülü verilmiştir.

$$G_k = R_0 \arcsin\left(\frac{R_T \cos(\varepsilon_k)}{R_0+h_T}\right), \quad \Delta G_k = \begin{cases} G_1, & k = 1, \\ G_k - G_{k-1}, & k \geq 2, \end{cases} \quad (k : \text{Hüzme katmanı}) \quad (1)$$

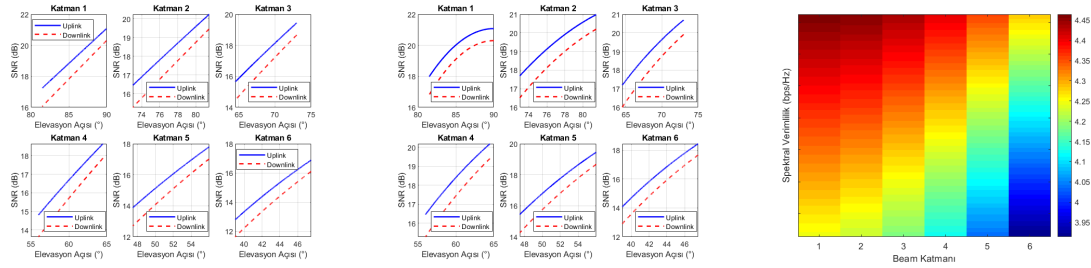
$\Delta G_k$ , k. katmanda yer alan beamler için kapsama alanıdır. Şekil 2 (b) de ise buna göre çizimi yapılmış olan hüzme haritası gösterilmiştir. Burada kapsama uzunluğu değerleri matematiksel olarak hesaplanmıştır ancak elips şekli

temsili olarak gösterilmiştir. Bu hüzmeye haritası değerlendirildiğinde her bir hüzmeye arasında yer alan ufak boşluklarda iletişim elbette antenin yan lobundan yayılan sinyaller ile sürdürülecektir ve bu kısımlar küçük bir alana denk geldiği için hesaba katılmamıştır. Küresel olarak tasarlanan bu anten dizilimi ile yaklaşık olarak 45 km yarıçapında toplam kapsama alanı elde edildiği görülmektedir. Toplam kapsama alanı ideal daire olarak kabul edilip yaklaşık toplam alan hesaplaması yapıldığında,  $A = \pi r^2 = 6358 \text{ km}^2$  olarak bulunur. Şekil 3 (a) ve (b) de dünyanın eğriliği



Şekil 2. (a) HAPS anten dizisinin yandan görünümü, (b) Toplam kapsama alanı (Hüzmeye Haritası).

dikkate alındığında ve alınmadığında elde edilen SNR sonuçları görülmektedir. Sonuçlar incelendiğinde aradaki farkın eğimli menzile değişiminden dolayı olduğu ve her iki durumda da aynı elevasyon açısında bakıldığında dünyanın eğriliğinden dolayı farklı eğimli menzile değerleri elde edildiği için bu farklılık sonuçlara SNR değişimi olarak yansımaktadır. Şekil 3 (c) de yer alan spektral verimlilik ve 250 kHz bant genişliğine göre hesaplanan SNR değerleri incelendiğinde ise tüm katmanlar arasında yakın sonuçlar görülmektedir. Bu şekillerde her bir katmanda yer alan her bir hüzmeye için eş değer sonuçlar elde edilmiştir ve toplamda 6 farklı durum görülmüştür. Katmanda merkezden uzaklaştıkça kısmi zayıflama görülmektedir buda iletişimin yolunun uzamasından kaynaklanmaktadır. Elde edilen 3.90–4.46 bps/Hz spektral verim aralığı ve SNR değerleri ile iletişimin uygun modülasyon seviyeleri kullanılarak sürdürülmesi mümkün görülmektedir.



Şekil 3. (a) Eğrisel olmayan dünyada SNR değişimi; (b) Eğrisel dünyada SNR değişimi; (c) Spektral verimlilik.

### 3. Sonuçlar

Dünyanın eğriliğinin dikkate alınmasının ve gerçekçi bir anten seçiminin haberleşme sistemi tasarımında önemli etkileri olduğu görülmektedir. Buna ek olarak ideal sayıda anten kullanımı ile geniş bir alanda karmaşık hüzmeye şekillendirmeye ihtiyaç duymadan daha uygulanabilir bir tasarım ile link analizi yapılmıştır ve deprem gibi bir doğal afet durumunda iletişimi sürdürebilecek sonuçlar gözlemlenmiştir.

### Kaynaklar

- [1] G. Karabulut Kurt *et al.*, “A Vision and Framework for the HAPS Networks of the Future,” *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 23, no. 2, 2021.
- [2] T. Tozer, D. Grace, “High-altitude platforms for wireless communications,” *Electron. Commun. Eng. J.*, vol. 13, no. 3, 2001.
- [3] K. Harb *et al.*, “HAPs communication in Saudi Arabia under dusty weather conditions,” in *IEEE MICC*, 2013.
- [4] K. Tashiro *et al.*, “Cylindrical Massive MIMO System for HAPS: Capacity Enhancement and Coverage Extension,” *IEEE VTC*, 2021.
- [5] O. Abbasi *et al.*, “Hemispherical Massive MIMO Architecture for HAPS,” *IEEE WCNC*, 2024.
- [6] MathWorks, “range2height,” Radar Toolbox, 2025.
- [7] Kılıç, Yapar, “6N Yüksek İrtifa Platform Sistemleri için Antipodal Vivaldi Anten Tasarımı,” *IEEE SIU*, 2023.

## Işıma Yapmayan Kenarları Kısa Devrelenmiş Deseni Yeniden Yapılandırılabilir Çeyrek Dalga Yama Anten Tasarımı

Duygu Topçuoğlu, Elif Kaya, Kamil Karaçuha  
İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul

topcuoglu20@itu.edu.tr, kayaeli20@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada desen yapılandırılabilir bir antenin iletim parametresi olan  $|S_{21}|$ 'i iyileştirmek amacıyla yeni bir anten tasarımı önerilmiştir. Önerilen anten yapısına metal vidalar (via) eklenerek  $|S_{21}|$  değeri -14.6 dB seviyesine indirilmiştir. İki yamadan oluşan bu yapı, iki ayrı kapı ile beslenmektedir. Besleme kapılara farklı faz farkları uygulanarak antenin ışıma deseni yönlendirilebilmektedir.

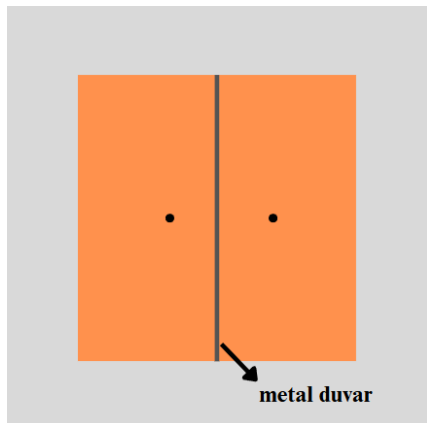
**Abstract:** In this study, a new antenna design is proposed to improve the transmission parameter  $|S_{21}|$  of a pattern reconfigurable antenna. By adding metal vias to the antenna structure, the  $|S_{21}|$  value has been reduced to -14.6 dB. The structure, which consists of two patches, is fed by two separate ports. The radiation pattern can be steered by applying different phase differences to the ports.

### 1. Giriş

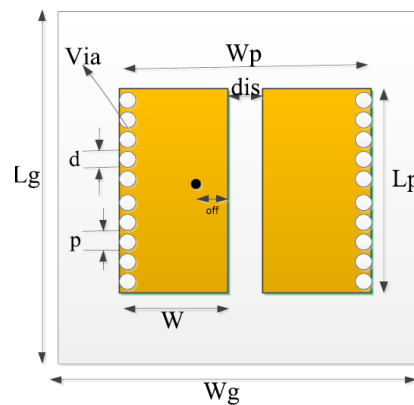
Antenler, elektromanyetik dalgalar ile elektriksel sinyaller arasında dönüşüm sağlayan yapılardır. Kablosuz iletişim sistemlerinde veri iletimi için vazgeçilmez bileşenlerdir. Yeniden yapılandırılabilir antenler; frekans, desen (pattern) veya polarizasyon gibi parametrelerin kontrollü şekilde değiştirilmesine olanak tanıyan anten yapılarıdır. Bu özellik sayesinde sistemde anten sayısı azaltılarak maliyet, alan ve karmaşıklık gibi açılardan avantaj sağlanabilir [1]. Desen yeniden yapılandırılabilir antenler (PRA), özellikle 5G/6G ve hüzme yönlendirme uygulamaları için uygundur. Desen yeniden yapılandırılabilirlik; anahtarlama elemanları, fazlı dizi yapıları veya çoklu besleme kapıları kullanılması gibi yöntemlerle elde edilebilir [2].

Alt tabaka entegre dalga kılavuzu (substrate integrated waveguide) (SIW), iki paralel iletken yüzey arasında yerleştirilmiş metal vidalardan oluşan yapılardır. Metal vidalar, geleneksel dalga kılavuzlarındaki metal yan duvarlar gibi davranarak dalgayı belirli bir alanda yönlendirir. Genellikle SIW yapıları, mikroserit yama antenlere göre yüksek enerji uygulamalarında kullanılır. Bu çalışmada da yüksek ilettime uygun bir tasarım yapılmıştır [3].

Çelik ve arkadaşları tarafından sunulan çalışmada, kare yama anten metal bir duvarla ikiye ayrılmış, kısa devrelenmiş ve iki çeyrek dalga yama elde edilmiştir. İki yama, ayrı kapılardan beslenerek, farklı fazlar uygulanmış ve böylece ışıma deseninde ana hüzme yönü kontrol edilmiştir [4].



Şekil 1. Çelik ve arkadaşlarının önerdiği anten modeli [4]



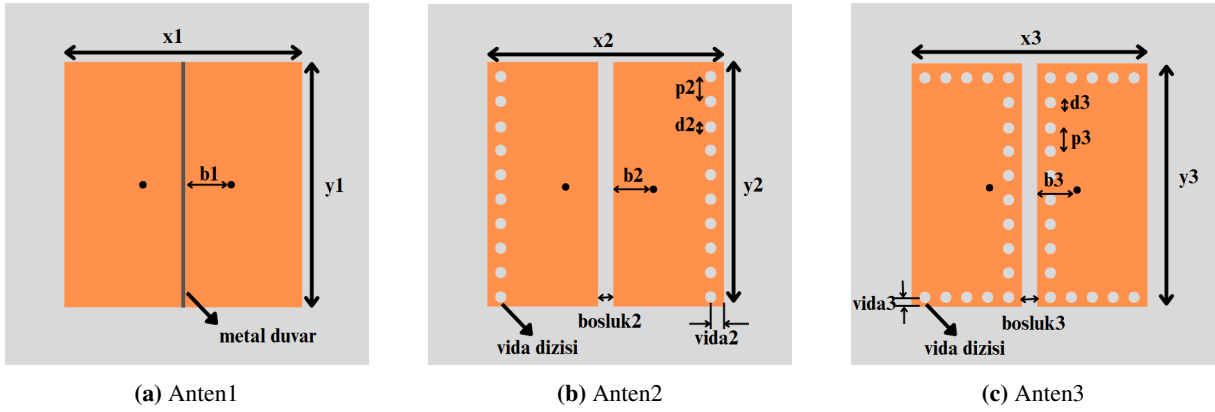
Şekil 2. Liu ve arkadaşlarının önerdiği anten modeli [5]

Liu ve arkadaşlarının önerdiği mikroserit anten yapısı, manyetik dipol karakteristiği göstermektedir. Şekil 2'deki yapıda, iki yama arasında yer alan boşlukta yer değiştirme akımı (displacement current) meydana gelir. Eşdeğerlik teoremine göre bu akım manyetik bir kaynak gibi davranır ve üst yarıkürede yönlü bir radyasyon deseni oluşturur. Metal duvarlar yerine metal vida dizileri yerleştirilerek yapının üretimi gerçekleştirilmiştir ve beklenen performans elde edilmiştir. Bu yapı tek kapı içermekte ve sonda yapısı ile beslenmektedir [5].

## 2. Anten Tasarımı

Şekil 3'de dielektrik katsayısı 2.2 olan Rogers RT/duroid 5880 malzemesinden oluşan dielektrik alt tabaka üzerine tasarlanmış antenler görülmektedir. Şekil 3a'da gösterilen Anten1, Çelik ve arkadaşlarının önerdiği yapının 3.6 GHz frekansında çalışacak şekilde uyarlanmış halidir. Ancak bu frekansta  $|S_{21}|$  parametresi -4.1 dB ile yetersiz bulunmuştur. Bu parametrenin iyileştirilmesi ve yalıtımın sağlanması noktasında Liu ve arkadaşlarının kullandığı vida serileri, Çelik ve arkadaşlarının önerdiği yapıya (Anten1) eklenmiş, yamalar birbirine yakın konumlandırılarak Şekil 3b'deki Anten2 tasarlanmıştır. Ancak Şekil 4'te verilen saçılma parametreleri grafiğinde görüldüğü üzere Anten2'de  $|S_{21}|$  değeri -1 dB'e yükselmiştir, yani besleme kapıları arasındaki karşılıklı bağlanım artmıştır. Bu durum üzerine, metal vidalar ışıma yapan kenardan kaldırılıp yeniden konumlandırılarak yamanın üç kenarına yerleştirilmiş ve 3c'deki Anten3 tasarlanmıştır.

Şekil 4'te görüldüğü üzere, Anten3'ün  $|S_{21}|$  değeri -14.6 dB ile en iyi sonucu vermiştir. Ayrıca Anten3'ün  $|S_{11}|$  değeri de -19.6 dB ile diğer tasarımlardan daha iyi performans sergilemiştir. Antenlerin tasarım parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.



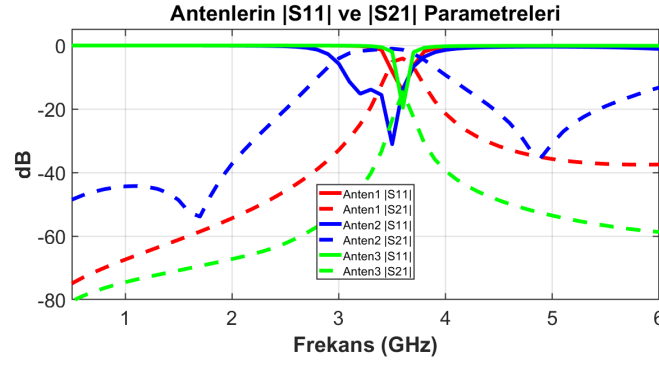
Şekil 3. Tasarım sürecinde oluşturulan anten modelleri.

Tablo 1. Anten Tasarım Parametreleri.

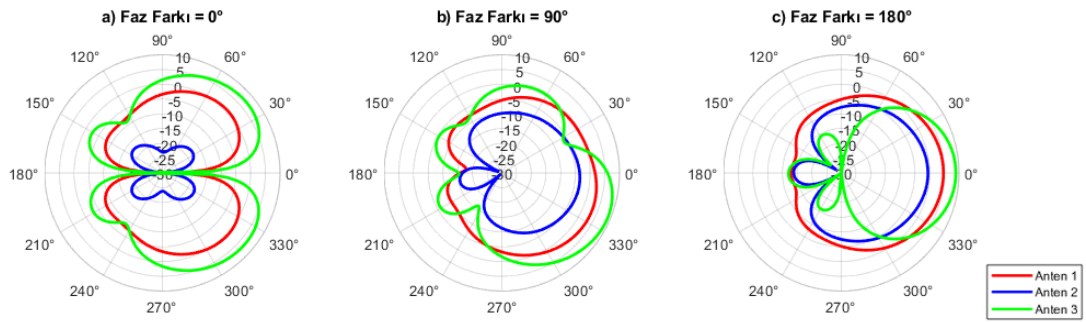
| Anten1 |          | Anten2  |          | Anten3  |          |
|--------|----------|---------|----------|---------|----------|
| h1     | 1,524 mm | h2      | 1,5 mm   | h3      | 1,5 mm   |
| x1     | 20,56 mm | x2      | 28,88 mm | x3      | 38,05 mm |
| y1     | 20,56 mm | y2      | 36 mm    | y3      | 47,5 mm  |
| b1     | 2,4 mm   | b2      | 4,5 mm   | b3      | 4,5 mm   |
|        |          | bosluk2 | 0,8 mm   | bosluk3 | 1 mm     |
|        |          | vida2   | 0,33 mm  | vida3   | 1,6 mm   |
|        |          | d2      | 0,6 mm   | d3      | 1,1 mm   |
|        |          | p2      | 3,6 mm   | p3      | 4,75 mm  |

Kapılara farklı faz farkları uygulanarak, antenlerin ana lob yönü değiştirilmiştir. Şekil 5'de, kapılar arası faz farkı  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  ve  $180^\circ$  olacak şekilde beslenen antenlerin  $\phi = 0$  düzlemindeki ışıma desenleri verilmiştir. Faz farkı





Şekil 4. Antenlerin  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$  Parametreleri.



Şekil 5. Besleme kapıları arası faz farkına göre antenlerin  $\phi = 0$  düzleminde ışıma desenleri.

uygulanmayan durumda yapı konik desenli radyasyon desenine sahip olduğu görülmüştür. Yamalar arasına  $180^\circ$  faz farkı uygulanarak beslendiğinde enine radyasyon deseni oluşmuştur.  $90^\circ$  faz farkı uygulanan durumda ise radyasyon deseninde ana hüzmeye  $330^\circ$  yönünde yönelmiştir.

### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, literatürde yer alan desen yeniden yapılandırılabilir bir antenin  $|S_{21}|$  parametresi iyileştirilmiştir. Anten1'in  $-4.1$  dB olan  $|S_{21}|$  değeri, Anten3'te  $-14.6$  dB seviyesine indirilmiştir. Ayrıca, Anten3'te  $|S_{11}|$  değeri de iyileştirilmiş, yayılım deseninde kazanç artışı sağlanmıştır.  $90^\circ$  faz farkı ile besleme yapılarak ışıma yönünün  $-30^\circ$  yön değiştirmesi sağlanmıştır.

### Kaynaklar

- [1] H. Zhao, B. Yan, W. Sheng. "A Beamwidth and Beam Direction Reconfigurable Antenna Based on Multi-Mode Parasitic Coupling." *IET Microwaves Antennas & Propagation*, cilt. 18, sayı. 8, s. 578–584, 2024.
- [2] Z. Deng, Y. Wang, C. Lai. "Design and Analysis of Pattern Reconfigurable Antenna Based on RF MEMS Switches." *Electronics*, cilt. 12, sayı 14, s. 3109–3109, 2023.
- [3] K. Suresh, A. S. Rao, J. Singhai, "Review on SIW Antennas for mm-wave band of 5G Communications," s. 1–5, 2024.
- [4] F. T. Çelik, L. Alatan, H. Ö. A. Çivi, "A compact pattern reconfigurable antenna employing shorted quarter-wave patch antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt. 19, sayı. 5, s. 799-803, 2020.
- [5] Y. Liu, S. Qu, J. Bai, J. Wang, "A wide-angle scanning low-profile phased array antenna based on a novel magnetic dipole," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt. 65, sayı. 9, s. 4430-4435, 2017.



## Frekansa Bağımlı Malzemeler ile Kaplanmış Cisimlerin Radar Kesit Alanının Zamanda Sonlu Farklar Yöntemiyle Analizi

Mert Ötenel\*, Özlem Özgün  
Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Beytepe, Ankara

[mertotanel@gmail.com](mailto:mertotanel@gmail.com), [ozlem.ozgun@hacettepe.edu.tr](mailto:ozlem.ozgun@hacettepe.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, frekansa bağlı elektromanyetik özellikler sergileyen dispersif malzemelerle kaplanmış iletken cisimlerin Radar Kesit Alanı (RKA) hesaplamaları, Drude modeli ile tanımlanan ortamlar üzerinde gerçekleştirilmiştir. Sayısal çözüm yöntemi olarak Zamanda Sonlu Farklar (Finite Difference Time Domain – FDTD) yöntemi kullanılmış; dispersif özelliklerin modellenmesi amacıyla Yardımcı Diferansiyel Denklem (Auxiliary Differential Equation – ADE) yaklaşımı ile Drude modeli FDTD algoritmasına entegre edilmiştir. Yapılan nümerik analizler, kaplama malzemesinin çarpışma frekansının belirli koşullarda RKA üzerinde önemli ölçüde azaltıcı etki yarattığını ortaya koymuştur. Elde edilen sonuçlar, dispersif malzeme kaplamalarının elektromanyetik görünürlüğü azaltılmasında kritik bir rol oynadığını göstermektedir.

**Abstract:** In this study, Radar Cross Section (RCS) computations of conducting objects coated with frequency-dependent dispersive materials are performed using the Finite Difference Time Domain (FDTD) method. The dispersive behavior of the coating material is modeled using the Drude model, which is incorporated into the FDTD framework via the Auxiliary Differential Equation (ADE) approach. Numerical analyses demonstrate that, under certain conditions, the collision frequency of the coating material can lead to a significant reduction in the RCS. The results indicate that dispersive coatings play a critical role in reducing electromagnetic visibility.

### 1. Giriş

Elektromanyetik saçılma problemlerinin çözümü, özellikle radar teknolojisinin gelişimiyle birlikte önem kazanmış ve düşük görünürlük (stealth) uygulamalarında kritik bir unsur haline gelmiştir. Gelişmiş radar sistemlerinin hedefleri daha hızlı ve hassas biçimde tespit edebilmesi, radar kesit alanı (RKA) değerlerinin azaltılmasına yönelik çalışmaları da teşvik etmiştir. Bu amaçla, homojen ve manyetize olmayan malzemelerle yapılan kaplamalar literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır [1].

Son yıllarda yapay plazmaların üretilebilir hale gelmesiyle birlikte, elektromanyetik (EM) dalgaların plazma ortamlarıyla etkileşimi kapsamlı biçimde incelenmeye başlanmıştır. Literatürdeki çeşitli çalışmalar, plazmaların EM dalgalarını etkili biçimde soğurabildiğini ve yönlendirebildiğini göstermektedir [1], [2]. Bu tür etkileşimlerin deneysel olarak incelenmesinde genellikle cam veya seramik tüp sistemleri kullanılmaktadır [3]. Ancak, bu yapıların üretimi ve mekanik dayanıklılığı metal tabanlı malzemelere göre çeşitli zorluklar içermektedir. Bu nedenle, plazma-EM dalga etkileşimlerinin modellenmesinde hesaplamalı elektromanyetik yöntemlerin kullanılması daha etkin ve uygulanabilir bir çözüm sunmaktadır.

Radar kesit alanının azaltılmasına yönelik hesaplamalı yöntemler arasında, Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi (Finite Difference Time Domain – FDTD), elektriksel ve manyetik geçirgenliklerin hem zamansal hem de uzaysal olarak karmaşık değişimlerini doğru şekilde modelleyebilme yeteneği sayesinde öne çıkmaktadır [4]. Ancak klasik FDTD yapısı, frekansa bağlı (dispersif) malzemelerin davranışlarını doğrudan analiz etme yetisine sahip değildir. Bu eksikliği gidermek amacıyla, FDTD yöntemi frekans bağımlı terimlerle genişletilmektedir. Bu doğrultuda, literatürde sıklıkla tercih edilen yöntemlerden biri Yardımcı Diferansiyel Denklem (Auxiliary Differential Equation – ADE) yaklaşımıdır [5].

Drude modeli, özellikle metaller ve plazmalar gibi dispersif malzemelerin frekansa bağlı elektromanyetik özelliklerini tanımlamada etkin ve fiziksel olarak anlamlı bir modeldir. ADE yöntemi ile entegre edilen Drude modeli, radar soğurucu malzeme tasarımlarında, optik uygulamalarda ve plazmonik yapılarda malzeme karakterizasyonu açısından önemli avantajlar sunmaktadır. Bu çalışmada, elektromanyetik saçılma problemlerinin etkin çözümü için ADE-FDTD yöntemi ile Drude modeli birleştirilmiş ve özgün bir sayısal simülasyon platformu geliştirilmiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde, ADE-FDTD yöntemine entegre edilen Drude modelinin kuramsal temelleri sunulmuştur. Üçüncü bölümde, ölçeklendirilmiş bir kargo uçağı modeli üzerinden gerçekleştirilen sayısal

simülasyonlar verilmiş; farklı çarpışma frekanslarına sahip manyetize olmayan malzemelerle kaplanmış iletken yapıların RKA değerleri analiz edilmiştir. Son bölümde ise elde edilen bulgular özetlenmiş ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

## 2. Manyetize olmayan malzemeler için ADE-FDTD Formülasyonu

Drude modeli, frekansa bağlı ortamların elektromanyetik tepkilerini modellemek için kullanılır. Bu modelde, ortamın elektriksel duyarlılığı (susceptibility), aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\chi_p(\omega) = -\frac{\omega_p^2}{\omega^2 - j\omega\gamma_p} \quad (1)$$

Burada  $\chi_p(\omega)$  frekansa bağlı duyarlılık fonksiyonunu,  $\omega_p$  plazma açılal frekansı (pole frequency),  $\gamma_p$  ise gevşeme (relaxation) süresinin tersi olarak tanımlanmakta olup, literatürde genellikle çarpışma frekansı (collision frequency) olarak adlandırılmaktadır.

Drude ortamı için Amper yasasının frekans bölgesindeki ifadesi aşağıdaki şekilde yazılır [4]:

$$\nabla \times \tilde{H} = j\omega\epsilon_0\epsilon_\infty\tilde{E} + \tilde{J}_p \quad (2)$$

Burada  $\epsilon_\infty$ , ortamın sonsuz frekanstaki bağıl elektriksel geçirgenliği;  $\epsilon_0$ , boş uzayın elektriksel geçirgenliği ve  $\tilde{J}_p$  ise fazör biçiminde ifade edilen polarizasyon akımıdır. Bu fazör polarizasyon akımı aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\tilde{J}_p = -j\omega\epsilon_0\left(\frac{\omega_p^2}{\omega^2 - j\omega\gamma_p}\right)\tilde{E} \quad (3)$$

Denklem (2) ve (3), zaman domenine dönüştürüldükten sonra türev işlemlerine merkezi sonlu fark yaklaşımı uygulanarak aşağıdaki biçimde yeniden yazılabilir:

$$\nabla \times \bar{H}^{n+0.5} = \epsilon_0\epsilon_\infty\left(\frac{\bar{E}^{n+1} - \bar{E}^n}{\Delta t}\right) + \frac{1}{2}\left[(1 + k_p)\bar{J}_p^n + \beta_p(\bar{E}^{n+1} + \bar{E}^n)\right] \quad (4)$$

$\bar{E}^{n+1}$  terimi izole edilerek Denklem (4) yeniden düzenlendiğinde, elektrik alanın zamana bağı güncelleme formülü aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\bar{E}^{n+1} = \left(\frac{2\epsilon_0\epsilon_\infty - \Delta t\beta_p}{2\epsilon_0\epsilon_\infty + \Delta t\beta_p}\right)\bar{E}^n + \left(\frac{2\Delta t}{2\epsilon_0\epsilon_\infty + \Delta t\beta_p}\right)\left[\nabla \times \bar{H}^{n+0.5} - \frac{1}{2}(1 + k_p)\bar{J}_p^n\right] \quad (5)$$

burada:  $k_p = \frac{1 - \gamma_p\Delta t/2}{1 + \gamma_p\Delta t/2}$ ;  $\beta_p = \frac{\omega_p^2\epsilon_0\Delta t/2}{1 + \gamma_p\Delta t/2}$

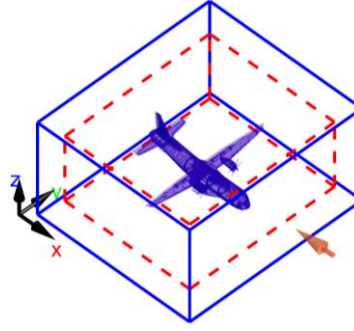
Denklem (5), FDTD tabanlı bir sayısal çözüm algoritmasının temelini oluşturacak şekilde kullanılabilir.

## 3. Nümerik Sonuçlar

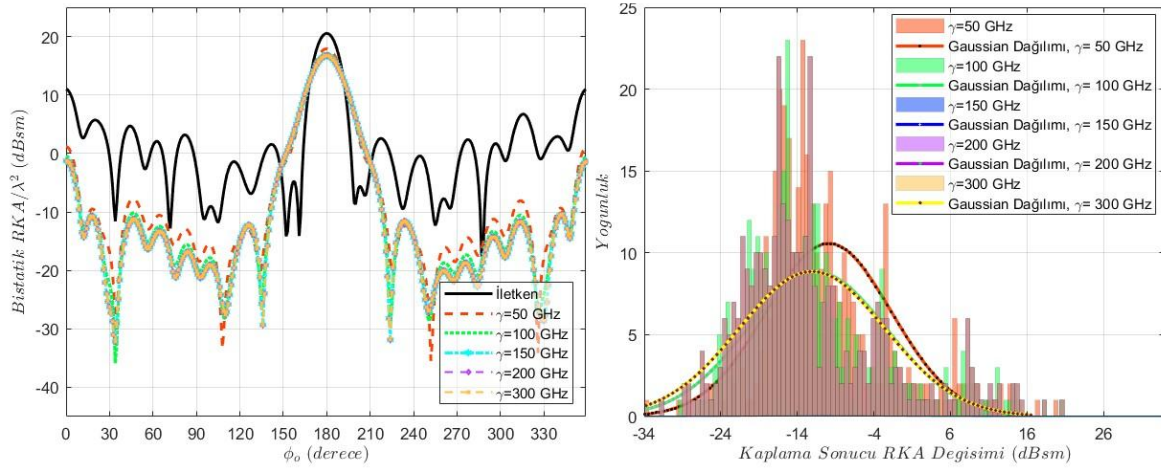
Bu bölümde, 1/200 ölçekli iletken bir kargo uçağı üzerine frekansa bağı bir malzeme ile kaplama uygulanması sonucu oluşan radar kesit alanı (RKA) dağılımı analiz edilmiştir. Simülasyonlarda kullanılan kargo uçağı modeli ve düzlem dalganın geliş açısı, Şekil 1'de gösterilmektedir.

Simülasyon parametreleri şu şekildedir:  $\epsilon_\infty = 1$  F/m, plazma açılal frekansı  $\omega_p = 36\pi \times 10^9$  rad/s, çarpışma frekası  $\gamma_p = 50, 100, 150, 200, 300$  GHz; operasyon frekansı ise 10 GHz'tir. Kaplama kalınlığı  $d = 200$   $\mu$ m olarak belirlenmiştir. İletken kargo uçağı modeli  $x = 10.7$  cm,  $y = 12.9$  cm,  $z = 4.09$  cm boyutlarında olup kübik elemanlarla temsil edilmiştir. Simülasyonlarda yatay polarize düzlem dalga kullanılmıştır; geliş açıları  $\theta_i = 90^\circ$  ve  $\phi_i = 0^\circ$ 'dir. Gözlem açıları  $\theta_o = 90^\circ$  ve  $\phi_o = 0^\circ - 359^\circ$  arasında,  $1^\circ$  artımlarla taranmış ve yalnızca yatay polarizasyon bileşeni için bistatik RKA değerleri hesaplanmıştır.

Şekil 2'nin sol tarafında,  $\phi_o$  açısına bağı olarak elde edilen bistatik RKA değerlerinin açılal dağılımı sunulmaktadır. Farklı  $\gamma_p$  değerleri için kaplama uygulanmış durumlar, kaplamasız referans konfigürasyonu ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şeklin sağ tarafında ise, kaplama sonrası hesaplanan RKA değişimlerinin istatistiksel dağılımı histogram grafiğı olarak sunulmuş ve her  $\gamma_p$  değeri için Gauss dağılımları ile modellenmiştir. Buradaki RKA değişim değerleri, kaplamalı ve kaplamasız durumlar arasındaki farkı temsil etmekte olup, negatif değerler kaplamanın RKA'yı azalttığını göstermektedir. Bu analiz, frekansa bağı dispersif kaplamaların RKA üzerindeki ortalama etkisini ve varyansını ortaya koymaktadır.



Şekil 1. Kargo uçağı modeli ve düzlem dalganın geliş açısı



Şekil 2. RKA değerlerinin açisal dağılımı (sol) ve RKA değişimlerinin istatistiksel dağılımı (sağ)

#### 4. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada, frekansa bağlı elektromanyetik özellikler sergileyen malzemelerle kaplanmış iletken bir kargo uçağı modelinin elektromanyetik saçılma davranışı, ADE-FDTD algoritması kullanılarak sayısal olarak analiz edilmiştir. Simülasyon sonuçları, çarpışma frekansı parametresinin özellikle geri saçılma yönünde RKA üzerinde belirgin bir etki yarattığını ortaya koymuştur. Belirli frekans değerlerinde, kaplama malzemesi elektromanyetik dalgaları daha etkin biçimde sönümleyerek hedefin elektromanyetik görünürliğini azaltmıştır.

Bu bulgu, plazma benzeri dispersif malzemelerin pasif gizleme uygulamalarında RKA'yı azaltmak amacıyla potansiyel bir çözüm olarak değerlendirilebileceğini göstermektedir. Ayrıca, Drude modelinin ADE yöntemiyle FDTD yapısına entegre edilmesi, frekansa bağımlı karmaşık ortamların modellenmesinde sayısal kararlılık ve hesaplama verimliliği açısından etkili bir yaklaşım sunmuştur.

İleride yapılacak çalışmalarda, farklı dispersif malzeme modellerinin benzer yapılar üzerinde test edilmesi ve elektromanyetik soğurmanın çeşitli frekans, açı ve polarizasyon koşulları altındaki davranışının sistematik olarak araştırılması önerilmektedir. Bunun yanı sıra, geliştirilen yöntem çok katmanlı veya gradyanlı yapılar için genişletilerek, daha gerçekçi ve uygulamaya yönelik elektromanyetik görünürlük analizleri gerçekleştirilebilir.

#### Kaynaklar

- [1]. R. J. Vidmar, "On the use of atmospheric pressure plasmas as electromagnetic reflectors ve absorbers," IEEE Trans. Plasma Sci. IEEE Nucl. Plasma Sci. Soc., cilt. 18, no. 4, s. 733–741, 1990.
- [2]. W. M. Manheimer, "Plasma reflectors for electronic beam steering in radar systems," IEEE Trans. Plasma Sci. IEEE Nucl. Plasma Sci. Soc., cilt. 19, no. 6, s. 1228–1234, 1991.
- [3]. S. Liu, T. Zhou, X. He, Y. Zhou, ve W. Hong, "WKB ve FDTD analysis of terahertz bve wave propagation in unmagnetized plasmas," 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory, s. 1-4, 2006.
- [4]. A. Taflov ve S. Hagness, Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method, 3. baskı. Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [5]. M. A. Alsunaidi ve A. A. Al-Jabr, "A general ADE-FDTD algorithm for the simulation of dispersive structures," IEEE Photonics Technol. Lett., cilt. 21, no. 12, s. 817–819, 2009.

## Kısa Devrelenmiş Çeyrek Dalga Işıma Örüntüsü Yeniden Yapılandırılabilir Yama Antende Yalıtım İyileştirilmesi

Elif Kaya, Duygu Topçuoğlu, Kamil Karaçuha  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik - Elektronik Fakültesi  
İstanbul

kayaeli20@itu.edu.tr, topcuoglu20@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada desen yeniden yapılandırılabilir antenlerde kapı yalıtımı sorunu üzerinde durulmuştur. Kısa devrelenmiş iki çeyrek dalga antenden oluşan desen yeniden yapılandırılabilir anten tasarımında kapı yalıtımının artırılması amacıyla bölünmüş halka rezonatörü eklemesi yapılmıştır. Eklenen rezonatör yapısının anten performansını etkilememesi adına minyatürizasyon çalışması yapılmış ve bant genişliğinin azalmasına karşı önlemler alınmıştır. Yapılan çalışmalarla birlikte  $|S_{12}|$  parametresinde yaklaşık olarak 10 dB'lik düşüş sağlanmıştır.

**Abstract:** This study focuses on the port isolation problem in pattern reconfigurable antennas. A split-ring resonator was added to the pattern reconfigurable antenna design, which consists of two short-circuited quarter-wave antennas, to increase port isolation. To prevent the added resonator structure from affecting antenna performance, miniaturization studies were conducted, and measures were taken to prevent bandwidth reduction. These studies resulted in an approximately 10 dB reduction in  $|S_{12}|$  parameter.

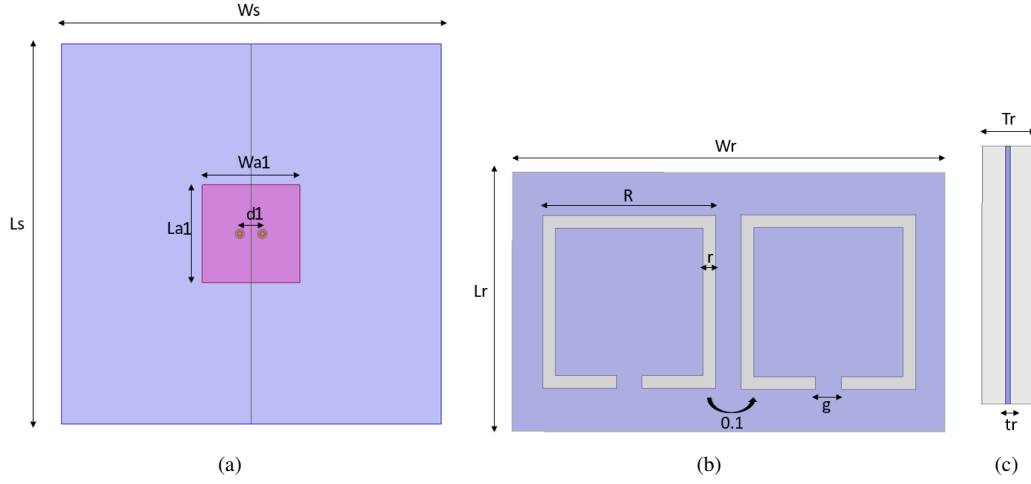
### 1. Giriş

Günümüzde kablosuz haberleşme teknolojilerinde meydana gelen gelişmelerle birlikte daha yüksek kapasitelerde ve hızlarda hizmet sunan sistemler geliştirilmiştir. Standart sabit tasarımlı antenler bu tip sistemlerin çok yönlü haberleşme gereksinimlerini karşılamada yetersiz kalmaktadır. Bu kapsamda tek bir antende ve kompakt bir yapı içerisinde birden çok anten özelliğini karşılayabilen anten sistemlerinin önemi ortaya çıkmaktadır. Desen yeniden yapılandırılabilir antenler (DYA) değişen operasyonel gereksinimlere ve çevre koşullarına uyum sağlamalarını sağlayan ışıma desenlerini dinamik olarak değiştirme yeteneğine sahiptir. Bu yönleriyle kullanıldıkları sistemde anten sayısından ve alandan tasarruf sağlarlar [1]. Ancak, fazla eleman veya mod kullanan bu anten tasarımlarında, elemanlar arasındaki karşılıklı bağlaşım etkisi önemli bir zorluk oluşturmaktadır. Bu durum antenlerde kazanç kaybına, ışıma deseninde istenmeyen bozulmalara ve verimlilikte belirgin düşüşlere sebep olabilir. Dolayısıyla rezonatör benzeri yapılar kullanarak bileşenler arasındaki yalıtımı iyileştirmek, DYA'ların verimli bir şekilde çalışmasında önemli bir role sahiptir [2].

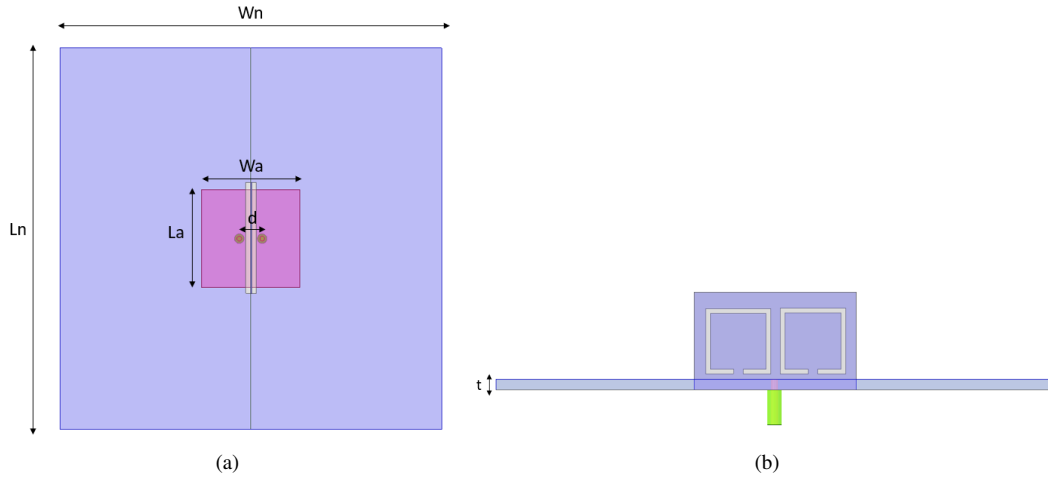
### 2. Anten Tasarımı

[3]'de Çelik ve arkadaşları tarafından 5G uygulamaları için önerilen desen yeniden yapılandırılabilir anten tasarımında, iki adet dikkörtgensel yama anten Şekil 1.a'da görüldüğü gibi birbirine bitleştirilerek kompakt bir tasarım elde edilmiştir. İki anten arasındaki bölgede dielektrik alt tabaka bir kısa devre düzlemi kullanılarak bölünmüş ve çeyrek dalga antenler elde edilmiştir. Her iki anten de ayrı ayrı farklı fazlarda beslenerek ışıma deseninin değiştirilebilirliği sağlanmıştır. Ancak önerilen tasarıma ait saçılma parametreleri incelendiğinde, çalışma frekansı olan 3,6 GHz'de kapı yalıtımı konusunda istenen başarıyı sergileyemediği görülmektedir.

Çok elemanlı yapılarda kapı yalıtımı çeşitli rezonatör yapıları ile sağlanabilir [4]. Referans olarak kabul edilen bu tasarımda kapı yalıtımının iyileştirilmesi için Şekil 1.b ve c'de verilen tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatör yapısı kullanılmıştır. Rezonatörün çalışma frekans bandının genişletilmesi için biri diğerinin 0,1 katı oranında büyütülmüş iki adet bölünmüş halka kullanılmıştır. Rezonatörün ön ve arka yüzü, 1 mm kalınlığında ve dielektrik katsayısı 2,2 olan Rogers RT/duroid 5880 ile kapatılarak yapının küçültülmesi sağlanmıştır. Rezonatör yapısı Floquet kapısı ile analiz yöntemi kullanılarak analiz edilmiş ve rezonant olduğu frekans aralığının antene uygun şekilde 3,6 GHz olduğu gözlemlenmiştir. Tasarlanan rezonatörün, antenin kısa devre düzlemi üzerine yerleştirilmesiyle iki ayrı besleme kapısı birbirinden izole edilmiştir. Elde edilen yapıda geri yöndeki ışımanın azaltılması için topraklama düzlemi 1,5 katı kadar büyütülmüştür. Yapılan ekleme ile birlikte elde edilen anten tasarımı Şekil 2'de verilmiştir. Nihai yapıda dielektrik alt tabaka ve rezonatörün yan kapamalarında 2,2 dielektrik geçirgenliğe sahip Rogers 5880; yama anten, topraklama düzlemi ve rezonatörün kendisinde de bakır kullanılmıştır.



**Şekil 1.** (a) Kompakt tasarımı desen yeniden yapılandırılabilir anten (b) Rezonatör x-y düzlemi görünümü (c) Rezonatör y-z düzlemi görünümü.



**Şekil 2.** Yalıtımı artırılmış tasarım. (a) x-y düzlemi görünümü (b) x-z düzlemi görünümü.

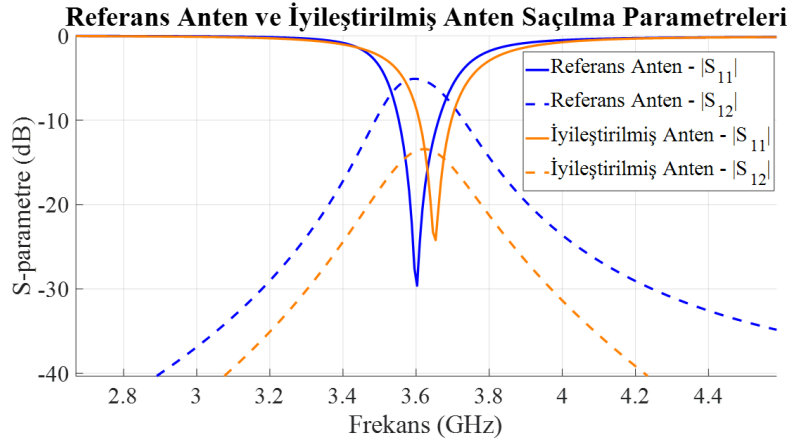
**Tablo 1.** Anten Tasarım Parametreleri

| Anten Tasarım Parametreleri |            |           |            |           |            |           |            |
|-----------------------------|------------|-----------|------------|-----------|------------|-----------|------------|
| Parametre                   | Değer [mm] | Parametre | Değer [mm] | Parametre | Değer [mm] | Parametre | Değer [mm] |
| Ws                          | 100        | r         | 0,2        | R         | 9,6        | Wa1       | 25,7       |
| Ls                          | 100        | g         | 1,36       | t         | 1,524      | La1       | 25,7       |
| Wa                          | 26,728     | Tr        | 2,2        | Lr        | 13,977     | d1        | 4          |
| La                          | 26,728     | tr        | 0,2        | Ln        | 156        | d         | 3,12       |
| Wn                          | 156        | Wr        | 23,29      |           |            |           |            |

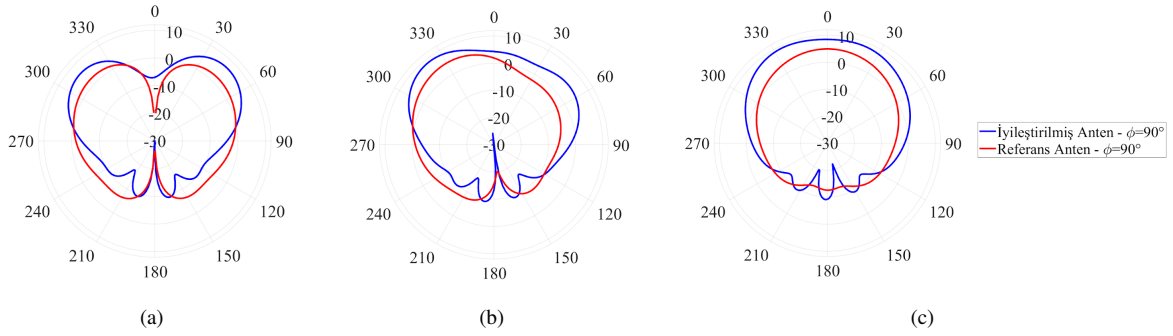
### 3. Benzetim Çıktıları

Benzetim çalışmaları için ANSYS HFSS ortamı kullanılmıştır. Şekil 3’de verilen saçılma parametreleri incelendiğinde yapılan rezonatör eklemesi ile birlikte antenin çalışma frekansında ufak bir kayma ile birlikte  $|S_{12}|$  parametresinde yaklaşık olarak 10 dB’lık bir düşüş gözlemlenmiştir. Antenlerin ışıma örüntülerinin değiştirilebilirliği besleme fazlarındaki farklılıkla sağlanmakta olup her iki DYA anten için farklı besleme fazlarındaki

( $\beta = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ ), ışıma desenleri ise Şekil 4'de görülebilir. Anten performansı ve ışıma örüntüsünde büyük ölçüde değişikliklere sebep olmaksızın  $|S_{12}|$  parametresinin -5 dB'den -16,73 dB'ye düşürüldüğü gözlenmektedir. Bununla birlikte anten kazancı tüm faz farklarında ana huzme için 8 dB civarına yükseltilmiştir.



Şekil 3. Referans ve iyileştirilmiş anten için saçılma parametreleri kıyaslaması.



Şekil 4. Referans ve iyileştirilmiş antenlerin  $\phi = 90^\circ$  için ışıma desenleri. (a)  $\beta = 0^\circ$  (b)  $\beta = 90^\circ$  (c)  $\beta = 180^\circ$ .

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, referans olarak kullanılan DYA antende rezonatör eklemesi ile  $|S_{21}|$  parametresi iyileştirilmiştir. Yapılan eklemeye ile birlikte yapının boyutları z ekseninde artırılmış ve toprak yüzeyi %50 civarında büyütülmüştür, ancak ışıyan elemanın boyutlarında büyük bir değişiklik yapılmamıştır. Referans antende -5 dB civarında olan  $|S_{21}|$  değeri, yapılan eklemeye ile birlikte -16,73 dB seviyesine düşürülürken antenin ışıma örüntülerinde ve kazancında kayda değer olumsuz bir etki oluşmaması sağlanmıştır. Yalıtım probleminin giderilmesi ve geri yöndeki ışımanın azaltılması sayesinde tüm besleme fazlarında ana huzmenin kazancı artırılarak ortalama 8 dB'ye yükseltilmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] V. Y. Deshmukh ve S. S. Chorage, "Review of Reconfigurable Antennas for Future Wireless Communication," 2020 International Conference on Emerging Smart Computing and Informatics (ESCI), Pune, India, 2020, s. 28-33, doi: 10.1109/ESCI48226.2020.9167528.
- [2] C. Tong, N. Yang, K. W. Leung, P. Gu ve R. Chen, "Port and Radiation Pattern Decoupling of Dielectric Resonator Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 70, sayı. 9, s. 7713-7726, Sept. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3177547.
- [3] Çelik F. T., Alatan L., ve Çivi H. Ö. A., "A compact pattern reconfigurable antenna employing shorted quarterwave patch antennas", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, cilt. 30 sayı. 6, 2022.
- [4] Çelik F. T., Yarovoy A., ve Aslan Y., "From Cooling to Coupling and Back: A Novel Beam- Switching Heatsink Antenna Array With CSRR Embedded Isolation Wall", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt. 22 sayı. 11, s. 2690-2694, 2023.

## Geniş Açılı Taramaya Uygun Dielektrik Rezonatör Anten Tabanlı Birim Eleman Tasarımı

Mahmut Semih Baş\*, Burak Şevik, Kamil Karaçuha  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
bas19@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

ASELSAN  
Haberleşme ve Bilgi Teknolojileri Sektör Başkanlığı  
Ankara  
buraksevik@aselsan.com

**Özet:** Bu çalışmada, 3.6 GHz’de çalışan ve  $\pm 75^\circ$  ışınum açısına sahip bir anten birim elemanı tasarlanmıştır. Basit geometri bu yapıda, Dielektrik rezonatör anten ve elektrik duvarlarının birlikte kullanılmasıyla geniş açılı ve kararlı ışınum elde edilmiştir.

**Abstract:** In this study, an antenna element operating at 3.6 GHz with a  $\pm 75^\circ$  wide radiation coverage is designed. Utilizing a simple geometry, the combination of a dielectric resonator antenna (DRA) and electric walls enables stable and wide-angle radiation performance.

### 1. Giriş

Geniş açılı tarama yeteneği, radar, haberleşme, uydu ve savunma sistemleri gibi birçok alanda kritik öneme sahiptir. Bu amaçla geliştirilen faz dizili antenler, fiziksel hareket gerektirmeksizin yönlendirilebilir ve hızlı ışınum üretme kapasiteleriyle öne çıkmaktadır [1, 2]. Ancak geleneksel faz dizili yapılar genellikle yalnızca  $\pm 60^\circ$  aralığında tarama yapabilmekte ve bu süreçte yaklaşık 3–4 dB kazanç dalgalanmaları gözlemlenmektedir [3, 4, 5]. Bu sınırlamaları aşmak amacıyla, bu çalışmada dielektrik rezonatör anten (DRA) ve elektrik duvarlarından oluşan bir yapı önerilmektedir. Dielektrik rezonatör anteninde (DRA), belirli bir modun uyarılması sonucunda ortaya çıkan alan dağılımı, antenin enine yönde ışınuma odaklanmasını sağlar. Öte yandan, sistemde kullanılan dipollerin yatay düzlemde konumlandırılması, boyuna yönde ışınumu mümkün kılar. Bu iki mekanizmanın bir araya getirilmesiyle, hem enine hem de boyuna yönde ışınuma katkıda bulunan alan bileşenleri vektörel olarak süperpoze edilerek antenin genel ışınum karakteristiği şekillendirilir. Bu vektörel alan bileşenlerinin uyumlu bir biçimde toplanması, geniş bir tarama açısı sunarken, aynı zamanda ışınum kararlılığı ve kazanç değerini de koruyarak sabit kazançlı bir anten tasarımına olanak tanır. Bu yaklaşım, özellikle yönlü ışınum karakteristiklerinin istendiği ve geniş kapsama alanının gerekli olduğu uygulamalar için oldukça avantajlıdır.

### 2. Anten Geometrisi ve Çalışma Mekanizması

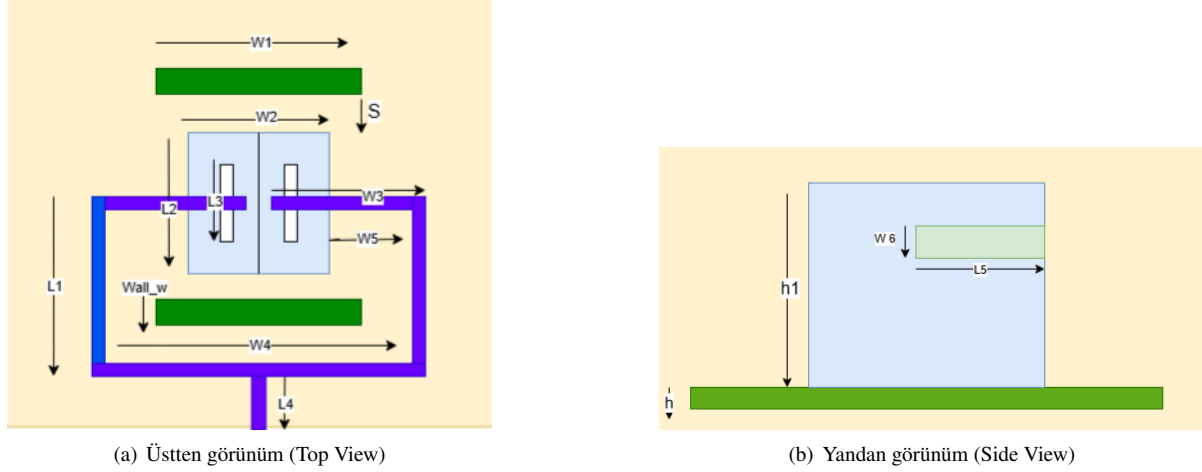
Önerilen anten yapısı, Şekil 1’de gösterildiği gibi, merkezde yer alan dielektrik rezonatör anten (DRA), bu rezonatörü besleyen simetrik mikroşerit hatlar ve yapının iki yanında elektrik duvarları üzerine yerleştirilmiş yatay dipol elemanlardan oluşmaktadır. Duvarlar arası mesafe 34 mm olarak belirlenmiş ve bu değer, yarım dalga boyundan kısa olacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 1(a)’da antenin üstten görünümünde, mikroşerit hattın iki kola ayrılarak DRA’yı simetrik şekilde beslediği açıkça görülmektedir. Şekil 1(b)’de ise antenin yandan görünümü verilmiş olup, dipollerin fiziksel konumları ile yerleşimleri gösterilmiştir. Bu simetrik yapı sayesinde, tek bir kapıdan gelen enerji iki kola eşit olarak bölünmekte ve rezonatörün iki yarısında aynı genlikte fakat ters fazda yüzey akımları oluşmaktadır. Rogers TMM10i’nin dielektrik sabiti 9.8 ve tanjant kaybı 0.002 olup, DRA, duvarlar ve substrat aynı dielektrik malzeme ile tasarlanmıştır.

**Tablo 1.** Anten Tasarım Parametreleri

| $DRA_h$ | $l_1$ | $l_2$ | $l_3$ | $l_4$  | $l_5$ | $w$    | $w_1$     | $w_2$        |
|---------|-------|-------|-------|--------|-------|--------|-----------|--------------|
| 8 mm    | 18 mm | 16 mm | 8 mm  | 2 mm   | 20 mm | 18 mm  | 30 mm     | 16 mm        |
| $w_3$   | $w_4$ | $w_5$ | $w_6$ | $h$    | $h_1$ | $s$    | $wall\_w$ | $\epsilon_r$ |
| 18 mm   | 26 mm | 5 mm  | 4 mm  | 0.8 mm | 45 mm | 7.5 mm | 2 mm      | 9.8          |



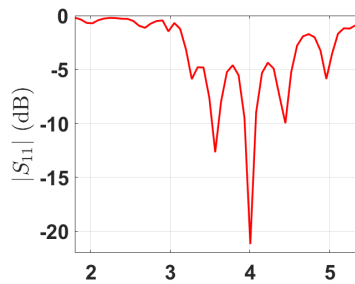
Bu zıt yönlü oluşan akımlar, antenin enine yönde ışınlım yapmasını sağlar. Rezonatörün merkezine yerleştirilen iletken yapı ise bu faz simetrisini destekleyerek daha kararlı bir mod dağılımı sağlamaktadır. Bu elektromanyetik davranışa ilişkin yüzey akım dağılımları Şekil 2’te sunulmuştur. Şekil 2(a), 3.6 GHz frekansında DRA yüzeyinde oluşan zıt yönlü akımları gösterirken, Şekil 2(b), dipoller üzerinde DRA kaynaklı alanlarla uyarılmış akımları göstermektedir. Bu durum, antenin iki farklı ışınlım mekanizmasını aynı anda taşıdığını ve birlikte çalıştığını ortaya koymaktadır. DRA’dan elde edilen çift yönlü enine ışımlar ile dipoller üzerinden oluşan boyuna ışıma birleşerek antenin toplam ışınlım desenini oluşturmuştur. Desen çarpımı ilkesiyle açıklanabilen bu birleşik yapı, antenin hüzmeye genişliğini artırmakta ve geniş açılı tarama yeteneği kazandırmaktadır. Ayrıca topraklama yüzeyi, görüntü kuramı kapsamında birer yansıma düzlemi gibi davranarak yapının minyatürleşmesine de katkı sağlamaktadır.



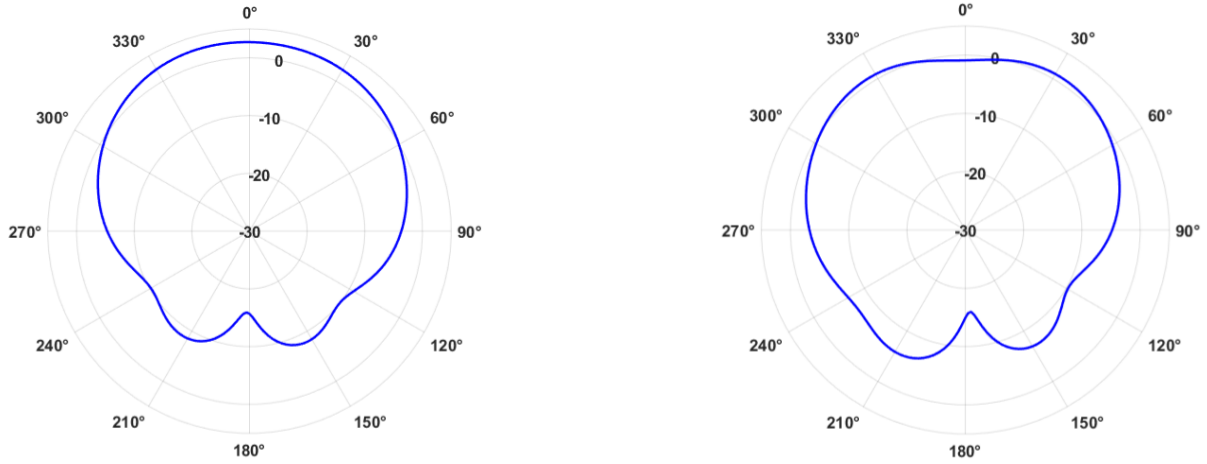
**Şekil 1.** Önerilen anten yapısının geometrisi. (a) DRA ve mikroşerit besleme hattının üstten görünümü. (b) DRA ve dipollerin yerleşimi ile birlikte antenin yandan görünümü.



**Şekil 2.** Antenin yüzey akım dağılımları (3.6 GHz)



**Şekil 4.** Geri yansıma katsayısı (S11) karakteristiği.



**Şekil 3.** Antenin radyasyon desenleri: (a) 3.6 GHz, (b) 4.0 GHz frekanslarında elde edilen ışıınım karakteristikleri.

### 3. Sonuçlar

Önerilen tekil anten yapısının ışıınım performansı detaylı şekilde değerlendirilmiştir. Anten yapısı  $xy$  düzlemine yerleştirilmiş olup,  $\phi$  açısı bu düzlemde  $x$  eksenine ile yapılan açıyı temsil etmektedir.  $\phi = 0^\circ$  düzleminde yapılan analizlerde, antenin ışıınım deseni açısından kararlı bir performans sergilediği,  $\phi = 90^\circ$  düzleminde ise yapısal asimetriden kaynaklı bazı yönsel dengesizliklerin olduğu gözlemlenmiştir. 3.6 GHz merkez frekansında elde edilen ışıınım karakteristikleri, antenin  $-75^\circ$  ile  $+75^\circ$  arasında anlamlı düzeyde kazanç sunduğunu göstermektedir. Bu geniş açısal yayılım aralığında kazanç dalgalanması düşük seviyelerde kalmış ve ana hüzmeye genişliği, yarım güç ışıın genişliği (HPBW) açısından incelendiğinde bu açı aralığını kapsayacak şekilde tutarlı kalmıştır. Bu da, antenin elektronik bir tarama mekanizması içermeksizin, yalnızca ışıınım deseninin genişliği sayesinde bu açılar arasında kapsama sağlayabildiğini ve geniş açılu uygulamalarda etkin biçimde kullanılabileceğini göstermektedir. Basit geometrisi ve karmaşık olmayan yapısı sayesinde tasarımı ve entegrasyonu kolay olan bu anten birim elemanı, özellikle 3.6 GHz frekansını kapsayan 5G orta bant uygulamalarında, geniş kapsama alanı gerektiren haberleşme sistemlerinde, radar ve sensör sistemleri için kullanılabilecek etkili ve uygun bir çözüm sunmaktadır.

### Kaynaklar

- [1] Zhang B., Ren J., Yin T., Liu Y. T., Liu Y. ve Yin Y., “Design of dielectric resonator antenna array with wide-angle scanning based on dual magnetic currents,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 70, sayı 12, s. 11675–11684, Aralık 2022.
- [2] Wen Y. Q., Wang B. Z. ve Ding X., “A wide-angle scanning and low sidelobe level microstrip phased array based on genetic algorithm optimization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 64, sayı 2, s. 805–810, Şubat 2016.
- [3] Neto A., Cavallo D., Gerini G. ve Toso G., “Scanning performances of wideband connected arrays in the presence of a backing reflector,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 57, sayı 10, s. 3092–3102, Ekim 2009.
- [4] Zhai J., Cao Y., Feng W., Che W. ve Xue Q., “Millimeter-wave wide-angle beam-scanning phased array based on full-wavelength slot antenna elements,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt 24, sayı 6, s.1547–1551, Haziran 2025.
- [5] Yang G., Li J., Wei D. ve Xu R., “Study on wide-angle scanning linear phased array antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 66, sayı 1, ss. 450–455, Ocak 2018.

## Milimetre Dalga Yonga-Üzeri-Sistem Radarlarına Yönelik Gereksinim Bazlı Başarım Analizi

Adem Şahin, Ali Kara\*  
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
adem.sahin@etu.edu.tr

\*Gazi Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
akara@gazi.edu.tr

**Özet:** Milimetre dalga (mmDalga) frekans modülasyonlu sürekli dalga (FMSD) yonga-üzeri-sistem (YüS) kullanımı, ürün geliştirme sürecinde Ar-Ge ve doğrulama maliyetlerini azaltır. Bu çalışmada, uygulama gereksinimlerinden yola çıkarak FMSD sensörlerinin alt bileşen ihtiyaçları analiz edilmiş ve özel amaçlar için geliştirilen YüS'lerle karşılaştırılmıştır. Elde edilen bulgular doğrultusunda, bu sistemlerin farklı alanlardaki kullanılabilirliğini değerlendirmek için bir yol haritası sunulmuştur.

**Abstract:** The use of millimeter wave (mmWave) Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) System-on-Chip (SoC) reduces R&D and verification costs. This study analyzes the performance needs of FMCW sensor subcomponents based on application requirements and compares them with SoCs designed for specific purposes. A roadmap is proposed to assess the usability of mmWave FMCW SoCs in alternative applications.

### 1. Giriş

Frekans-Modülasyonlu Sürekli Dalga (FMSD) radar sistemleri, düşük güç tüketimi ve yüksek çözünürlük gerektiren uygulamalarda uzaklık, hız ve açı ölçümü gibi yetenekleriyle öne çıkar. Geleneksel FMSD radar geliştirme süreçleri yüksek Ar-Ge maliyetleri ve uzun entegrasyon süreleri gerektirir. Bu noktada, tüm temel bileşenleri tek bir çipte birleştiren Yonga-Üzeri-Sistem (YüS) çözümleri önemli avantajlar sunar. YüS'ler, entegrasyonu kolaylaştırmanın yanı sıra maliyet ve enerji verimliliği sağlar. FMSD radar donanımı tipik olarak, RF ön katı (sentezleyici, mikser, anten), analog birim ve sayısal işleme birimi olmak üzere üç ana grupta toplanabilir. Analog birim, RF sinyallerini sayısallaştırıp sinyal işleme katmanına aktarır [1]. FMSD radar sinyal işleme aşamaları tipik olarak, mesafe için tek boyut (1D) FFT, hız için iki boyut (2D) FFT ve açı için üç boyut (3D) FFT adımlarından oluşur. Ardından genellikle Sabit Yanlış Alarm Oranı (CFAR) eşikleme algoritması uygulanır [2]. Bu sayede radar nokta bulutu elde edilir. Sonraki işlem adımları uygulamaya bağlı olarak değişir.

Bu çalışmada, uygulama gereksinimlerinden yola çıkılarak FMSD sensör alt bileşenlerinin performans ihtiyaçları analiz edilmiş, mevcut YüS ürünleriyle karşılaştırılmış ve farklı kullanım senaryoları için temel bir değerlendirme çerçevesi sunulmuştur.

### 2. Gereksinimler ve YüS Yetenekleri

FMSD radarlar, hedefin mesafesi, hızı ve açısını yüksek doğrulukla belirlemeyi hedefler. Bu parametreler için ölçüm aralıkları ve çözünürlükler tanımlanmalı; ayrıca uygulamaya özel işleme gereksinimleri belirlenmelidir. Bu çalışma, bu gereksinimleri mevcut YüS ürünlerinin yetenekleriyle karşılaştırır. YüS'ler otomotiv odaklı geliştirilmiş olsa da, literatürde farklı uygulamalarda başarıyla kullanılmışlardır [3, 4]. FMSD radarın uygulama gereksinimleri, belirli sistem parametrelerine dönüştürülerek Tablo 1 ile özetlenmiştir. YüS'ler, içerdiği alt bileşenlere göre üç gruba ayrılabilir: sadece RF ön katı içerenler, RF ön katı ile sinyal işleme birimini birlikte içerenler ve tüm alt birimleri barındıran sistemler.

Tüm ölçüm performanslarına aynı anda ulaşmak mümkün olmadığından, sistem tasarımında ödünleşmeler söz konusudur [5]. Özellikle maksimum hız ölçümü, kullanılan MIMO tekniğine bağlı olarak değişir. TDM MIMO, BPM ve DDM tekniklerinde anten sayısı arttıkça, ardışık cıvıltılar arasında faz uyumu zorlaşır ve bu da ölçülebilir maksimum hızın azalmasına neden olur [2].

**Table 1.** RADAR GEREKSİNİMLERİ VE İLGİLİ PARAMETRE AÇIKLAMALARI

| Büyüklik                             | Denklem                                                                                                            | İlgili Parametreler ve Açıklamaları                                                                                                                                                                                                                           |
|--------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $R_{\max}(N_{\text{FFT}}, \Delta R)$ | $N_{\text{FFT}} \cdot \Delta R$                                                                                    | $N_{\text{FFT}}$ : FFT nokta sayısı, $\Delta R$ : Menzil çözünürlüğü                                                                                                                                                                                          |
| $R_{\max}(IF_{\max}, S)$             | $c \cdot IF_{\max} / 2S$                                                                                           | $c$ : Işık hızı, $IF_{\max}$ : Maksimum ara frekans, $S$ : Tırmanma eğimi                                                                                                                                                                                     |
| $R_{\max}(SNR_{\min})$               | $\sqrt{\frac{P_t G_t G_r \sigma_0 \theta_a \lambda^2}{\left(\frac{k_B T F}{N T_c} + SNR_{\min}\right) 256 \pi^2}}$ | $P_t$ : Çıkış gücü, $G_t$ : Tx kazancı, $G_r$ : Rx kazancı, $\sigma_0$ : Hedef RCS, $\lambda$ : Dalga boyu, $k_B$ : Boltzmann sabiti, $T$ : Sıcaklık, $F$ : Gürültü faktörü, $N$ : Cıvıltı sayısı, $T_c$ : Cıvıltı süresi, $SNR_{\min}$ : Minimum istenen SNR |
| $R_{\min}$                           | $c \cdot HPF_{\min} / 2S$                                                                                          | $HPF_{\min}$ : Alt geçiren filtre frekansı                                                                                                                                                                                                                    |
| $\Delta R$                           | $c / 2B$                                                                                                           | $B$ : Bant genişliği                                                                                                                                                                                                                                          |
| $v_{\max}$                           | $\lambda / 4T_c$                                                                                                   | $\lambda$ : Dalga boyu, $T_c$ : Cıvıltı süresi                                                                                                                                                                                                                |
| $\Delta v$                           | $\lambda / 2T_f$                                                                                                   | $T_f$ : Çerçeve süresi                                                                                                                                                                                                                                        |
| $\theta_{\max}$                      | $\pm 90^\circ$                                                                                                     | Sabit, anten geometrisine bağlıdır                                                                                                                                                                                                                            |
| $\Delta \theta$                      | $2 / N_v \cos(\theta)$                                                                                             | $N_v = N_{\text{Tx}} \cdot N_{\text{Rx}}$ : Hayali anten sayısı                                                                                                                                                                                               |

### 3. Mevcut Yüs'lerde Performans Artırma Teknikleri

Piyasada mevcut Yüs'lerde klasik sinyal işleme zinciri ile ulaşılabilen performans değerleri 2 ile verilmiştir.

**Table 2.** TİPİK YÜS PERFORMANSLARI

| Parametre             | $R_{\max}$  | $R_{\min}$ | $\Delta R$    | $v_{\max}$     | $\Delta v$    | $\theta_{\max}$               | $\Delta \theta$     |
|-----------------------|-------------|------------|---------------|----------------|---------------|-------------------------------|---------------------|
| <b>Tipik Değerler</b> | 250 - 300 m | 0.2 - 1 m  | 3.75 - 7.5 cm | $\pm 300$ km/h | 0.1 - 0.5 m/s | $\pm 60^\circ - \pm 90^\circ$ | $1^\circ - 5^\circ$ |

Literatürde, klasik sinyal işleme zincirinde elde edilen performansların ötesine geçmeyi sağlayan çeşitli dalga modülasyonu ve sinyal işleme teknikleri mevcuttur.

#### 3.1. En Yüksek Hıza Ulaşma Teknikleri

MIMO sistemlerinde azalan  $v_{\max}$  değerini geri kazanmak için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Ölçüm belirsizliği şu denklemle ifade edilir:

$$v = v_{\text{det}} + k v_{\max} \quad (1)$$

Burada  $k$ , faz spektrumundaki katlanma sayısını gösterir. BPM ve DDM MIMO tekniklerinde, Tx antenlerine sabit faz farklarına ek olarak zamanla artan faz farkları verilerek faz spektrumu asimetrik hâle getirilir ve  $k$  tahmin edilebilir [6]. Bunun için Yüs'ün en az  $\lceil \log_2(N_{\text{Tx}}) \rceil + 1$  bit çözünürlüğe sahip  $\Delta \Phi$  desteği olmalıdır.

Alternatif bir yöntem, Tx antenlerinin Rx anteni üzerindeki etkisini varsayımsal olarak temizlemektir [7].

MIMO'dan bağımsız olarak  $v_{\max}$  artırımı için Çinlilerin Kalan Teoremi (ÇKT) [8] veya genlik temelli kestirim [9] gibi yöntemlerle birden fazla  $k$  değeri elde edilebilir. Genlik farkına dayalı yöntemler, ÇKT'ye kıyasla daha az çerçeve konfigürasyonu ve işlem gücüyle çalışır.

### 3.2. Mesafe Çözünürlüğünü İyileştirme Teknikleri

Tablo 1 ile görüldüğü üzere  $\Delta R$  bant genişliği ile ters orantılıdır ve  $R_{\max}$  ile  $\Delta R$  arasında doğal bir ödünleşme vardır. Aktif bant genişliği örnekleme frekansı  $F_S$  ile toplam örnek sayısı  $N_{\text{FFT}}$  çarpımına eşittir. Hedef konumu belirlendikten sonra, sinyal spektrumunda kaydırılarak daha düşük örnekleme frekansı ile yeniden işlenebilir [10]. Ayrıca yapay zekâ destekli çözünürlük iyileştirme yöntemleri de literatürde sunulmuştur [11, 12].

### 3.3. Açı Çözünürlüğünü İyileştirme Teknikleri

Yüksek açılarda çözünürlük bozuktur. Bu durum, Rx antenleri arasında FFT uygulamasından kaynaklanır. Zaman düzleminde işleme teknikleri ile daha iyi sonuçlar elde edilebilir [13, 14]. Açı çözünürlüğünü artırmanın doğrudan yolu, anten sayısını artırmaktır. Bu, klasik sistemlerde maliyetli olsa da bazı YüS tasarımları bu süreci kolaylaştırmaktadır [15].

## 4. Vargılar

Bu çalışmada, mmDalga FMSD YüS ürünlerinin esnek uygulama gereksinimlerine uygunluğunu değerlendiren bir rehber sunulmuştur. Gereksinimler sistem parametrelerine indirgenmiş, YüS ürünlerinin performansları ve uygulanabilirliği incelenmiştir. Ayrıca ölçüm performansını artırmaya yönelik teknikler ele alınarak, tasarım ve doğrulama maliyetlerinin azaltılması hedeflenmiştir.

İleriye dönük olarak, hüzmeye şekillendirme ve radom gibi donanımsal kısıtlar ile sinyal işleme adımlarının parametrik analizi yapılabilir. Böylece YüS'lerin işlem birimlerinin uygulama odaklı yeterliliği daha detaylı değerlendirilebilir.

## Kaynaklar

- [1] M. Jankiraman, *FMCW Radar Design*, 2018.
- [2] X. Li, X. Wang, Q. Yang, and S. Fu, "Signal processing for tdm mimo fmcw millimeter-wave radar sensors," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 167 959–167 971, 2021.
- [3] A. Soumya, C. Krishna Mohan, and L. R. Cenkeramaddi, "Recent advances in mmwave-radar-based sensing, its applications, and machine learning techniques: A review," *Sensors*, vol. 23, no. 21, 2023.
- [4] B.-u.-d. Ahmed, A. Kara, E. Zencir, and M. Benzaghta, "Opportunities and challenges in rcs measurement of 9-mm bullet model with 77 ghz mmwave cots radar systems," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, 07 2020.
- [5] P. T. Renukaswamy and J. Craninckx, "Chirp generation techniques and tradeoffs for integrated fmcw radar: A tutorial review," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 17, no. 1, pp. 86–96, 2025.
- [6] Y. Sun, M. Bauduin, and A. Bourdoux, "Enhancing unambiguous velocity in doppler-division multiplexing mimo radar," in *2021 18th European Radar Conference (EuRAD)*, 2022, pp. 493–496.
- [7] S. Choi, Y. Cho, H. Cho, M. Eo, and J. Kim, "Efficient velocity disambiguation with hypothetical ambiguity assessment," in *2021 18th European Radar Conference (EuRAD)*, 2022, pp. 201–204.
- [8] H. Gonzalez, C. Liu, B. Vogginger, P. Kumaraveeran, and C. Mayr, "Doppler disambiguation in mimo fmcw radars with binary phase modulation," *IET Radar, Sonar Navigation*, vol. 15, 05 2021.
- [9] M. A. Awan, Y. Dalveren, A. Kara, and M. Derawi, "Towards mmwave altimetry for uas: Exploring the potential of 77 ghz automotive radars," *Drones*, vol. 8, no. 3, p. 94, Mar 2024.
- [10] M. Awan, Y. Dalveren, and A. Kara, "Achieving millimeter-level accuracy for weight on wheels (wow) in unmanned aerial systems (uas)," 07 2024, pp. 1–6.
- [11] M. Schutz, C. Decroze, M. Lalande, and B. Lenoir, "Neural networks to increase range resolution of fmcw radar," *IEEE Sensors Letters*, vol. 4, no. 8, pp. 1–4, 2020.
- [12] H. Park, M. Kim, Y. Jung, and S. Lee, "Method for improving range resolution of indoor fmcw radar systems using dnn," *Sensors*, vol. 22, no. 21, 2022.
- [13] X. Zhai, G. Jin, Z. Cai, and Y. Liu, "Performance analysis of doa estimation for texas instruments mmwave radar sensors," in *2022 Global Reliability and Prognostics and Health Management (PHM-Yantai)*, 2022, pp. 1–6.
- [14] Q. Lin, Z. Xu, G. Huang, and Z. Chen, "A fast music algorithm for high-quality real-time point clouds acquisition," in *2023 Cross Strait Radio Science and Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*, 2023, pp. 1–3.
- [15] T. Instruments, *Imaging Radar Using Cascaded mmWave Sensor Reference Design*, <https://www.ti.com/lit/ug/tiduen5a/tiduen5a.pdf>, Texas Instruments, 2022, accessed: Feb. 2, 2025.

## Kısa devrelenmiş Işıma Örüntüsü Yeniden Yapılandırılabilir Yama Anten Yapısında Tümleyen Yarık Halka Rezonatör Kullanılarak Yalıtım İyileştirmesi

Gülsüm Beyza Altundal, Kübra Tiryaki, Kamil Karaçuha

İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

İstanbul

altundal20@itu.edu.tr, tiryaki21@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, desen yeniden yapılandırılabilir bir mikroşerit yama antene kapı yalıtımını artırmak amacıyla Tümleyen Yarık Halka Rezonatör (CSRR) yapıları entegre edilmiştir. Referans yapıda 3.6 GHz’de yetersiz yalıtım nedeniyle bağlaşım oluşurken, zemine oyulmuş altı CSRR ile bu etki azaltılmış ve  $|S_{21}|$  parametresinde yaklaşık 10.45 dB’lik iyileşme sağlanmıştır.

**Abstract:** In this study, complementary split-ring resonators (CSRRs) were integrated into a pattern reconfigurable micro strip patch antenna to enhance port isolation. While the reference design exhibits undesired coupling at 3.6 GHz due to insufficient isolation, the addition of six CSRRs etched into the ground plane significantly reduces this effect, achieving an improvement of approximately 10.45 dB in the  $|S_{21}|$  parameter.

### 1. Giriş

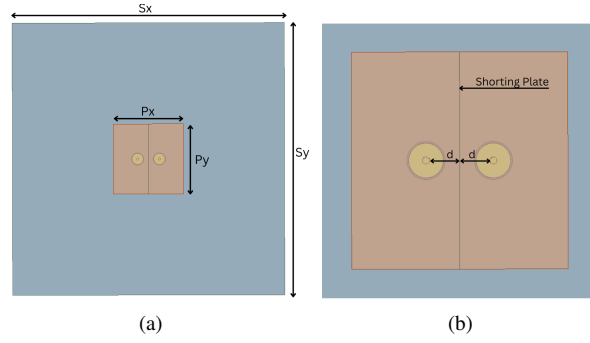
Desen yeniden yapılandırılabilir antenler (DYA), kablosuz haberleşme sistemlerinde farklı standartları ve çoklu frekans bantlarını destekleyebildikleri için yüksek talep görmektedir. Parazit kaynaklarını en aza indirmek, sistem kazancını ve güvenliğini artırmak ve sinyalleri yalnızca hedef yöne yönlendirerek enerji tasarrufu sağlamak için kullanılabilirler [1]. Desen yeniden yapılandırılabilir antenlerde, sistemin etkin çalışması için radyasyon desenini bozmadan kapılar arasındaki girişimlerin engellenmesi büyük önem taşır. Bu amaçla, literatürde Defected Ground Structure (DGS) yapıları, metamalzeme tabanlı engelleyiciler ve parazitik elemanlar gibi çeşitli yöntemler önerilmiştir [2]. Tümleyen Yarık Halka Rezonatörler (CSRR) ve Yarık Halka Rezonatörler (SRR), belirli frekanslarda elektromanyetik dalgalarla güçlü etkileşim kurarak yüzey akımlarını kontrol edebilme yeteneğine sahiptir. Bu özellikleri sayesinde, CSRR ve SRR yapıları kapı yalıtımını artırmak amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır [3]. Bu çalışmada CSRR yapısı, yeniden yapılandırılabilir antenlerde kapılar arası etkileşimi azaltmak ve yalıtımı artırmak için kullanılmıştır.

### 2. Anten yapısı ve Tasarımı

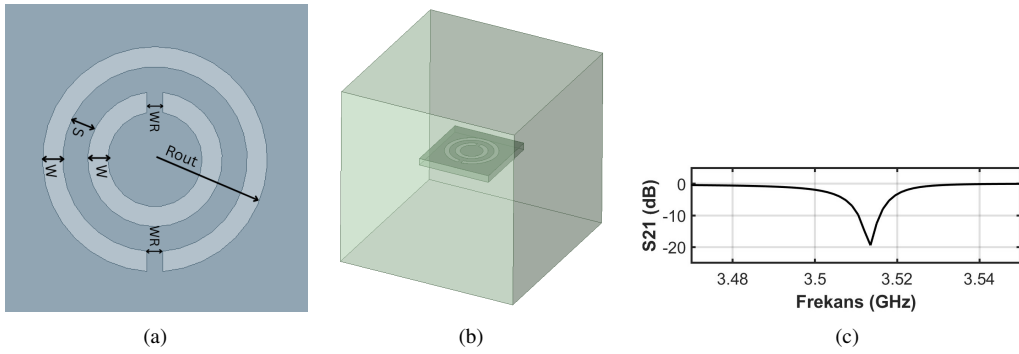
Çalışmada temel alınan anten modeli, [4] numaralı kaynakta önerilen desen yapılandırılabilir kompakt bir anten tasarımıdır. Bu tasarımda, Şekil 1’de görüldüğü üzere, yarım dalga boyundaki bir mikroşerit yama anten ortadan ikiye bölünmüş ve araya bir iletken duvar eklenmiştir. Bu sayede, antenin orta noktasındaki potansiyelin sıfırlanmasıyla birbirine yapışık iki bağımsız çeyrek dalga anten elde edilmiştir. Antenin dielektrik düzlemi olarak 1.524 mm kalınlığında Rogers 5880 substrat malzemesi kullanılmıştır. Referans antene ait tasarım parametreleri Tablo 1a’da verilmiştir. Her iki antenin bağımsız ve farklı fazlarda beslenmesi, desenin yeniden yapılandırılabilirliğini mümkün kılmıştır. Ancak, referans antenin 3.6 GHz’deki çalışma frekansında  $|S_{21}|$  parametresi incelendiğinde, kapılar arasında yeterli yalıtımın sağlanamadığı ve bunun istenmeyen bir karşılıklı etkileşime yol açtığı gözlemlenmiştir. Bu çalışmanın temel amacı, maliyeti önemli ölçüde artırmadan söz konusu sorunu gidermektir.

Kapılar arası yalıtımı artırmak amacıyla, bu çalışmada zemin düzlemine tümleyen yarık halka rezonatörler (CSRR) entegre edilmiştir. Bu yapılar, zemine oyulmuş şekilde tasarlanmış ve antenin her iki yanına üçer adet yerleştirilerek toplam altı CSRR kullanılmıştır. Bu yapısal modifikasyon sonucunda antenin rezonans frekansında bir kayma gözlemlenmiş, bu kaymayı dengelemek amacıyla yama boyutları  $P_x$  ve  $P_y$  26 mm olarak yeniden belirlenmiştir. Şekil 2a’da görülen CSRR yapısının boyutları ise Tablo 1b’de ayrıntılı olarak verilmiştir. Düzenlenmiş anten yapısı 3.67 GHz merkez frekansında çalışmaktadır.

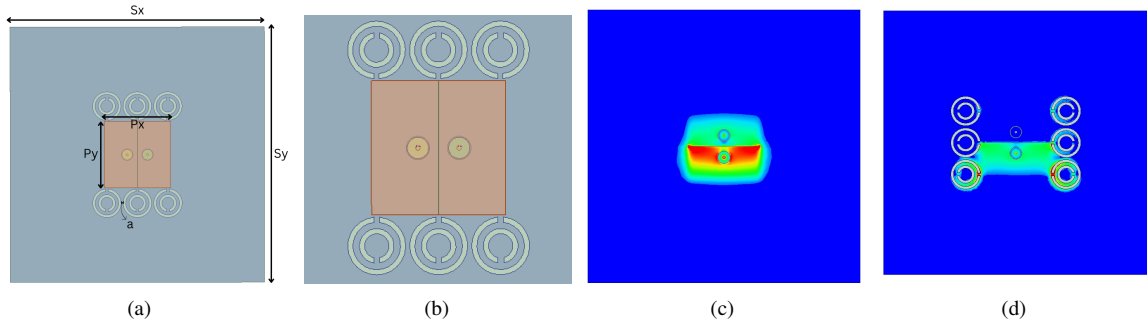
CSRR yapısı, dalgakılavuzu tabanlı benzetim yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 2c’de sunulmuştur. Bu çalışmada CSRR kullanılmasının temel nedeni, yapının hedeflenen frekansta rezonansa girecek şekilde modellenenbilmesidir. Böylece, elektromanyetik dalgaların CSRR’lar aracılığıyla diğer yamaya iletimi azaltılmış ve kapılar arası yalıtım artırılmıştır. CSRR entegre edilmiş anten yapısının son hali Şekil 3a’da, ilgili boyutlar ise Tablo 1c’de gösterilmiştir. Şekil 3c ve 3d’de, anten tek bir kapıdan beslenerek 3.6 GHz’deki yüzey akım dağılımları çizdirilmiş ve yalıtımın sağlandığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, bu tasarımda beta sabiti, kapılar arası uygulanan faz farkına karşı duyarlıdır. Bu sayede, farklı faz beslemeleriyle yönü değiştirilebilen ışınım örüntüleri elde edilebilmektedir.



Şekil 1. Referans anten tasarımı. (a) Anten ölçüleri 1, (b) Anten Ölçüleri 2.



Şekil 2. Tümlen Yarı Halka Rezonatörü (CSRR): (a) CSRR yapısının parametreleri, (b) dalga kılavuzu simülasyonu, (c) CSRR'a ait  $|S_{21}|$  parametresi.



Şekil 3. (a), (b) İyileştirilmiş anten tasarımı ; (c) Referans antenin yüzey akım dağılımı; (d) İyileştirilmiş antenin yüzey akım dağılımı.

Tablo 1a. Anten Parametreleri

| Parametre  | Ölçüsü (mm) |
|------------|-------------|
| $S_x, S_y$ | 100         |
| $P_x, P_y$ | 25.7        |
| $d$        | 4           |

Tablo 1b. CSRR Parametreleri

| Parametre | Ölçüsü (mm) |
|-----------|-------------|
| $R_{out}$ | 5.61        |
| $W$       | 1           |
| $S$       | 1.25        |
| $WR$      | 1           |

Tablo 1c. İyileştirilmiş Anten Parametreleri

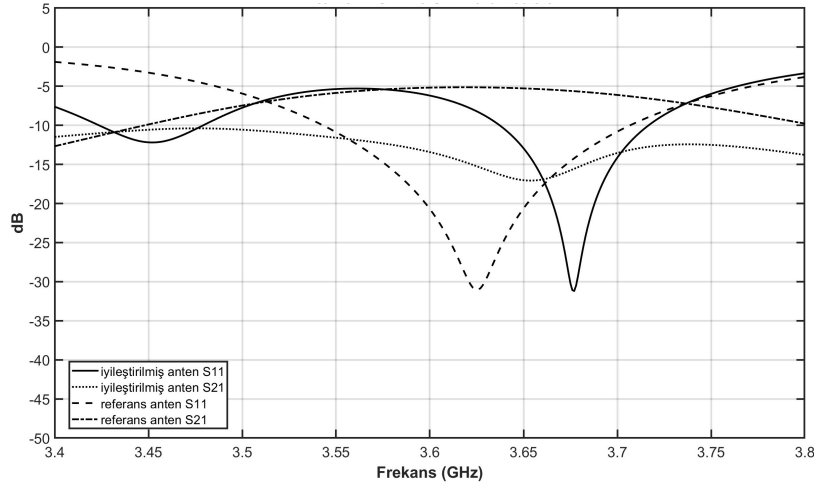
| Parametre  | Ölçüsü (mm) |
|------------|-------------|
| $S_x, S_y$ | 100         |
| $P_x, P_y$ | 26          |
| $d$        | 4           |
| $a$        | 0.78        |

Tablo 1. Üç farklı anten yapısına ait tasarım parametreleri.

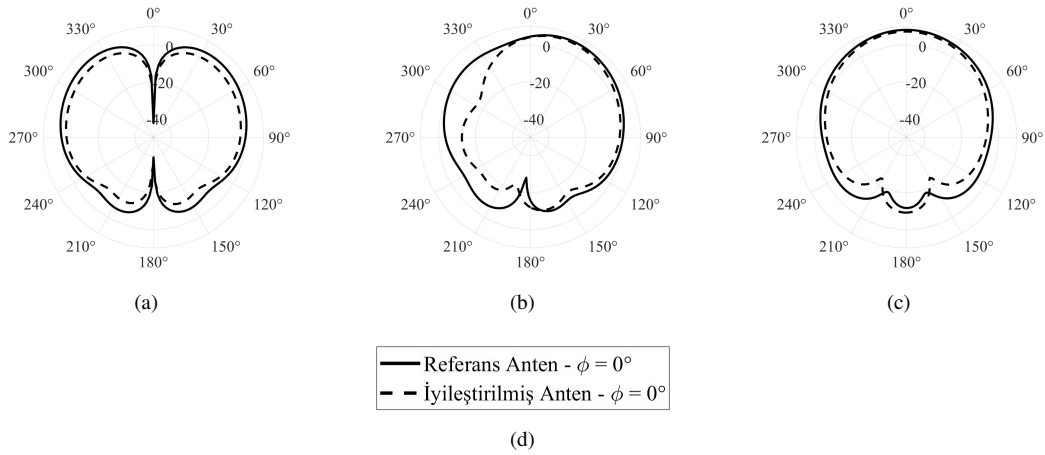


### 3. Benzetim Sonuçları

Şekil 4'te sunulan saçılma parametreleri incelendiğinde, rezonatör eklemesi sonucunda  $|S_{21}|$  parametresinde yaklaşık 10.45 dB'lik bir azalma gözlemlenmiştir. Antenin iki bağımsız besleme kapısı farklı fazlarla beslendiğinde elde edilen ışınlım desenleri ise Şekil 5'te sunulmuştur. Şekil 5, uygulanan faz farkının ışınlım yönünü değiştirdiğini ve bu sayede desenin yönlendirilebilir hale geldiğini ortaya koymaktadır.



Şekil 4. Antenlerin  $|S_{11}|$  ve  $|S_{21}|$  parametreleri.



Şekil 5.  $\phi = 0^\circ$  (x-z düzlemi) için yayılım deseni kıyaslaması. (a)  $\beta = 0^\circ$  (b)  $\beta = 90^\circ$  (c)  $\beta = 180^\circ$

### Kaynaklar

- [1] W. S. Kang, J. A. Park ve Y. J. Yoon, "Simple reconfigurable antenna with radiation pattern," Electronics Letters, cilt. 44, no. 3, s. 182-183, 2008.
- [2] Zhu F., Cheung S. W., ve Yuk T. I., "Mutual coupling reduction using defected ground structure for wideband microstrip antenna arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.62, no.3, ss.1221-1228, 2014
- [3] M. Ameen, B. M. Yousef ve A. M. Attiya, "CSRR metamaterial yapısı kullanılarak mm-dalga mikroşerit antenler arasında karşılıklı etkileşim azaltımı," 2020 37. Ulusal Radyo Bilimi Konferansı (NRSC), Kahire, Mısır, 2020, ss. 48-56, doi: 10.1109/NRSC49500.2020.9235114.
- [4] Çelik F. T., Alatan L., ve Çivi H. Ö. A., "A compact pattern reconfigurable antenna employing shorted quarterwave patch antennas", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, cilt.30 no.6, 2022.

## Radyal Dalga Kılavuzu Beslemeli Düzlemsel Anten Mimarisi ve Hüzme Şekillendirme Optimizasyonu

Alp Emre Kamış, Erdiñ Erçil

Aselsan A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara

[alkamis@aselsan.com](mailto:alkamis@aselsan.com), [eercil@aselsan.com](mailto:eercil@aselsan.com)

**Özet:** Bu çalışmada radar uygulamaları için düşük kayıplı, düşük yan hüzme seviyeli, düşük profilli ve üretimi kolay bir çözüm sunabilecek radyal dalga kılavuzu beslemeli mikroşerit yama dizi anteni tasarımı ve optimizasyonu incelenmiştir. Bu antende güç dağıtımı paralel plaka dalga kılavuzu ve bu yapının merkezinde konuşlanan bir prob ile sağlanmaktadır. Silindirik dalgalar olarak dağıtılan RF işaret, dalga kılavuzunun içine daldırılan pinler ile mikroşerit yama antenlere aktarılmaktadır. RF işaret bu iki medya arasında koaksiyel bir iletim hattına alındığı için yama antene istenilen polarizasyon ile iletilebilmektedir. Bu sayede tüm elemanları aynı polarizasyonda yayın yapacak şekilde dizmek ve iyi bir polarizasyon saflığı elde etmek mümkündür.

**Abstract:** A radial line planar microstrip patch antenna array is presented for radar applications. The proposed antenna has low loss, lowered side-lobe levels and a low profile. An optimal taper is obtained by optimizing the design parameters of the antenna to achieve a desired radiation pattern. Elements are fed with cylindrical waves that travel within a parallel plate waveguide. Probes beneath each element are inserted into the waveguide to excite patches, which enables to obtain a desired polarization and low cross-pol value.

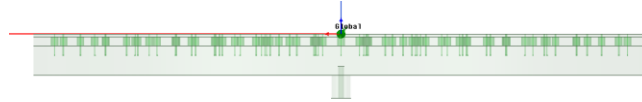
### 1. Giriş

Radar antenleri için yüksek kazanç, düşük profil ve düşük kayıp aynı anda elde etmesi zor olan niteliklerdendir. Örneğin reflektör antenler yüksek kazanç ve düşük kayıp sunarken, belli bir minimum derinlik gereksinimleri mevcuttur. Öte yandan, mikroşerit tabanlı dizi antenler yüksek kazanç ve düşük profile sahipken, radar uygulamaları için yüksek kayıplı ve kompleks besleme devreleri ihtiyacı duyar. Önerilen bu anten ile bu 3 istenmeyen özellikten aynı anda kurtulmak mümkün olabilmektedir.

Radyal dalga kılavuzu ile beslenen düzlemsel antenlerle ilgili çalışmalara literatürde rastlamak mümkün olsa da [1-4], bu çalışmaların hiçbirinde düşük yan hüzme elde etme gibi bir amaç güdülmemiş, sadece yüksek kazanç elde etmeye odaklanılmıştır. Ayrıca, bu çalışmalardaki modellerde her bir anten elemanı özgün bir eleman gibi düşünülmüş, halka modelleri üzerinden sonuçlar elde edilmeye çalışılmıştır [3]. Fakat simülasyon sonuçları göstermektedir ki aynı halka üzerindeki farklı elemanlar komşu elemanların etkileri yüzünden aynı davranmamaktadır ve dolayısıyla halkasal yaklaşımın çok kaba olduğu açıktır. Ek olarak, bu çalışmaların birçoğunda herhangi bir test ya da benzetim sonucu olmayıp, elemanların birbiriyle etkileşimi, üretim hassasiyeti gibi birçok faktörü ihmal eden matematiksel metotlarla elde edilen yanıltıcı olabilecek sonuçlar paylaşılmıştır.

Bu makalede, radyal dalga kılavuzu içerisinde yayılan silindirik dalgalar ile beslenen 146 elemanlı bir mikroşerit anten dizisi tasarımı, ve bu tasarımı optimize edecek analitik metotlar sunulmuş ve sonuçları paylaşılmıştır. Mevcuttaki diğer çalışmalara göre daha düşük yan hüzme seviyeleri elde edilmiş ve sonuçları paylaşılmıştır.

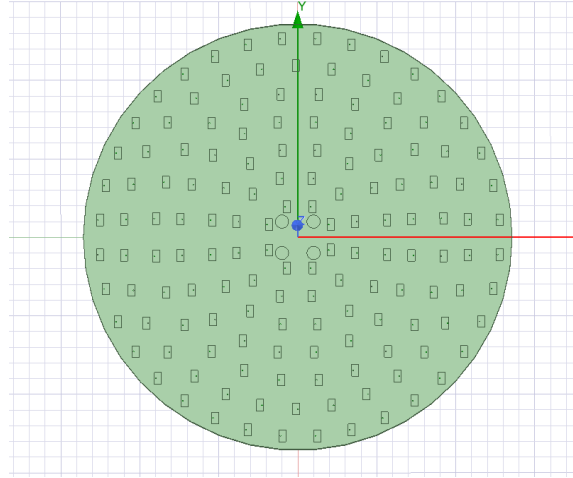
### 2. Anten Geometrisi ve Parametreleri



Şekil 1. Anten mimarisinin yan profilden görünümü

Bahsi geçen radyal dalga kılavuzu beslemeli antenin yan profil görünümü Şekil 1’de, yama anten dizilimi ise Şekil 2’de gösterilmiştir. Paralel plaka dalga kılavuzunun merkezinde konuşlanan koaksiyel besleme probunun yaydığı silindirik dalgalar, kılavuzun içine daldırılan pinler aracılığı ile antenlere aktarılmaktadır. Antenler ve pinler birbirleri arasında radyal olarak 0.5 dalga boyu kadar mesafe olan 7 halka üzerinde konuşlandırılmıştır. Ardaşık halkalardaki yama antenlerin birbiriyle ters oryantasyonda olması ile bütün elemanların eş fazlı olarak uyarılması sağlanmıştır. Literatürde bu antenin ilerleyen dalga (travelling wave) ve duran dalga (standing wave)

versiyonları mevcuttur; ancak ilerleyen dalga versiyonunda dalga kılavuzu kenarının uyumlu bir şekilde sonlandırılması gibi bir zorluk yaşanacağı için, bu çalışmada duran dalga tipi tercih edilmiştir.

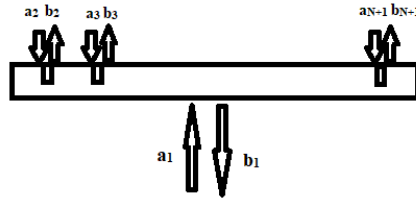


Şekil 2. Antenin üstten görünümü

Söz konusu antenin tasarımında antenin performansını etkileyecek birçok parametre mevcuttur: Pinlerin dalma boyu, antenlerin ebatları, anten sayısı ve dizilimi, dalga kılavuzu yüksekliği, vs. Eleman sayısının 146 tane olduğu ve her elemanın özgün parametrelere de sahip olabileceği düşünülürse optimum sonuca ulaştıracak anten parametreleri kombinasyonuna ulaşılmanın zorluğu açıktır. Anteni daha düşük yan hüzmeye seviyeleri elde etmek için optimize ederken öncelikli parametre pinlerin kılavuza dalma uzunluğu olarak seçilmiştir. Pinlerin uzunluğu ile elemanın uyarılma katsayısı arasında lineer ya da monoton değişen ve her zaman tahmin edilebilir olmasa da ilerleyen bölümlerde daha detaylı açıklanacağı gibi bir ilişki mevcuttur [2]. Bu ilişkiden faydalanarak en uygun pin uzunlukları seti ile düşük yan hüzmeye seviyesi veren uygun uyarım seti elde edilmeye çalışılmıştır.

### 3. Önerilen Analitik Metot

Öncelikle, hesaplama yükü ve matematiksel çözüm süresini azaltmak için Şekil 1.'de resmedilen anten mimarisi dalga kılavuzunun üst duvarından ikiye bölünerek üst yarı ve alt yarı olmak üzere iki farklı alt-sisteme ayrılmıştır. Üst yarıdaki sistemde sadece yama anten dizisi, alt yarıdaki sistemde ise merkezdeki besleme probu, dalga kılavuzu ve pinler vardır.



Şekil 3. Antenin alt yarısının port yapısı

Şekil 3.'de görüldüğü gibi alt yarı sisteminde pinlerden kılavuza doğru yayılan dalgalar  $a_n$  ve kılavuzdan pinlere doğru yayılan dalgalar  $b_n$  olarak tanımlanırsa sistemin S matrisini kullanarak bu dalgalar arasındaki ilişki şöyle tanımlanabilir:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \tilde{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & X \\ Y & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \tilde{a} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Üst sistemin S matrisi  $W$  olarak tanımlanırsa,  $\tilde{a}$  ve  $\tilde{b}$  vektörleri arasında şu ilişki de tanımlanabilir:

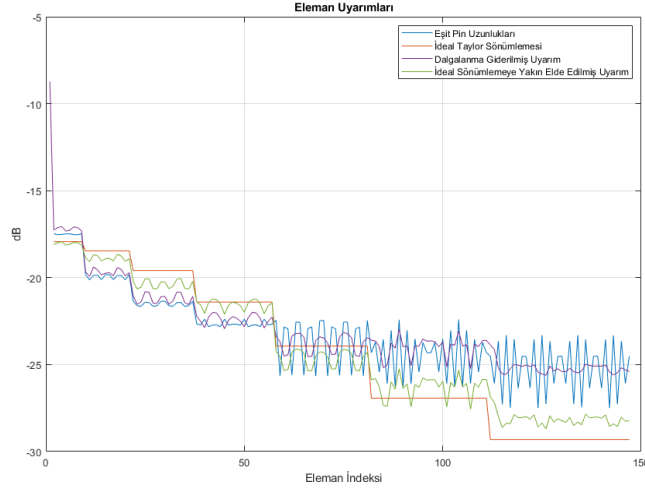
$$\tilde{a} = W\tilde{b} \quad (2)$$

Bu iki ilişkiyi kullanarak, sistemin alt ve üst yarısı ayrı ayrı çözülerek anten elemanlarının uyarım katsayıları vektörü olan  $\tilde{b}$ 'ye şu ifade ile ulaşmak mümkündür:

$$\tilde{b} = (I - ZW)^{-1}Ya_1 \quad (3)$$

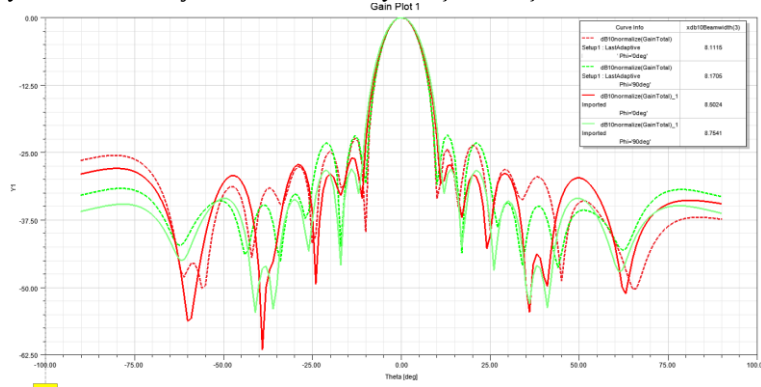
Bu sayede, antenlerin bulunduğu üst sistem sadece bir kere çözülerek  $W$  matrisi ve her elemanın kendine ait ışıma örüntüsü elde edildikten sonra, sadece alt yarıdaki sistemin  $S$  matrisine sahip olarak elemanların uyarım katsayıları olan  $\tilde{b}$ 'ye ve dolayısıyla antenin ışıma örüntüsüne tüm elektromanyetik etkileri içeren doğrulukla ulaşmak mümkün olacaktır. Bu yaklaşım elemanların pin uzunluklarıyla optimize etmede büyük bir hesaplama avantajı sağlamaktadır. Bu optimizasyondaki temel hedef, elemanların pin uzunluklarını değiştirerek düşük yan hüzmeye sahip ışıma örüntüsünü veren uyarım katsayılarına ulaşmayı sağlayan  $S$  matrisini bulmaktır.

#### 4. Optimizasyon ve Analiz Sonuçları



Şekil 4. Optimizasyonu sonucu elde edilen ideal Taylor'a yakın sönümleme profili

Hiçbir optimizasyon yapmadan pinlerin boyları eşit olduğu durumda Şekil 4'te mavi olarak görülen sönümleme profili elde edilmektedir. Bu profile aynı halkalar üzerindeki elemanlarda bile 4 dB'ye varan dalgalanmaların olduğu ve halkalar arası sönümlemenin ideal Taylor sönümlemesinden uzak olduğu görülmektedir. Yapılan optimizasyon algoritması ile mavi olan profil turuncu olan ideal sönümlemeye çekilmeye çalışılmıştır. Optimizasyon sonucunda ideale yeterince yakın olan ve Şekil 4'te yeşil ile gösterilen uyarım seti elde edilmiştir. Bu optimizasyon sonucunda ise anten ışıma örüntüsü iki ana katta Şekil 5'te gösterildiği gibi iyileştirilmiştir. Kesikli çizgi ile verilen örüntüler optimizasyon öncesine aittir, sürekli çizgi ile verilen örüntüler optimizasyon sonrası elde edilen örüntüye aittir. Yan hüzmeye seviyesi -21 dB'den -27 dB seviyelerine düşürülmüş ve endfire bölgesindeki lob seviyesi -25 dB seviyelerinden -28 dB'ye düşürülmüştür.



Şekil 5. Eşit pin uzunlukları vs. optimize edilmiş pin uzunlukları ile elde edilen ışıma örüntüleri

#### Kaynaklar

- [1] H. Miyashita and T. Katagi, "Radial line planar monopulse antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, pp. 1158-1165, Aug. 1996.
- [2] L. Pazin and Y. Leviatan, "Uniform amplitude excitation of radiating elements in array antenna pin-fed from a radial waveguide," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, pt. H, vol. 148, no. 6, pp. 413-417, Dec. 2001.
- [3] M. E. Bialkowski and P. Kabacik, "An electromagnetic-field method modeling of a radial line planar antenna with coupling probes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, pp. 1114-1120, May. 2003.
- [4] M. Ando et al., "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-33, pp. 1347-1353, Dec. 1985.

## 2023 KAHRAMANMARAŞ DEPREMLERİNDE GNSS İSTASYONLARININ KOORDİNATLARINDA GÖZLENEN İZGEL KARAKTERİSTİKLERİNİN ANALİZİ

Ali Çınar<sup>1\*</sup>, Seçil Karatay<sup>1</sup>, Faruk Erken<sup>1</sup>, Feza Arıkan<sup>2</sup>, Atınç Pırtı<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Kastamonu Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kastamonu

[acinar@kastamonu.edu.tr](mailto:acinar@kastamonu.edu.tr), [skaratay@kastamonu.edu.tr](mailto:skaratay@kastamonu.edu.tr), [ferken@kastamonu.edu.tr](mailto:ferken@kastamonu.edu.tr)

<sup>2</sup>Hacettepe Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

[arikan@hacettepe.edu.tr](mailto:arikan@hacettepe.edu.tr)

<sup>3</sup>Yıldız Teknik Üniversitesi

Harita Mühendisliği Bölümü

İstanbul

[atinc@yildiz.edu.tr](mailto:atinc@yildiz.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 06 Şubat 2023 tarihinde meydana gelen Kahramanmaraş depremleri (Mw 7.8 ve Mw 7.5) sürecinde Kahramanmaraş (MAR1) ve Gaziantep (ANTE) istasyonlarından elde edilen GNSS verilerinin spektral analizi gerçekleştirilmiştir. 28 Ocak-06 Şubat 2023 tarihleri arasındaki 10 günlük dönemde hesaplanan konum değişimlerine 11'lik medyan filtre uygulanarak gürültü azaltılmış, trendden arındırılmış veriler elde edilmiş ve ardından FFT analizi ile frekans izgeleri elde edilmiştir. Analiz sonuçları, her iki istasyonda da deprem sürecinde belirgin izgel değişimler olduğunu ve baskın frekansların zamana bağlı olarak değiştiğini göstermektedir.

**Abstract:** In this study, spectral analysis of GNSS data obtained from the Kahramanmaraş (MAR1) and Gaziantep (ANTE) stations during the Kahramanmaraş earthquakes (Mw 7.8 and Mw 7.5) that occurred on February 6, 2023, was conducted. Position changes calculated over a 10-day period from January 28 to February 6, 2023, were denoised using an 11-point median filter, and detrended data were obtained. Subsequently, frequency spectra were derived using FFT analysis. The analysis results indicate significant spectral variations during the earthquake process at both stations and show that the dominant frequencies change over time.

### 1. Giriş

Yerküresel Seyrüsefer Uydu Sistemleri (GNSS), yüksek hassasiyetli konum belirleme kabiliyeti sayesinde deprem öncesi, sırası ve sonrasında yer kabuğundaki deformasyonların izlenmesinde kritik bir rol oynamaktadır. Türkiye'nin aktif tektonik yapısı ve deprem potansiyeli göz önüne alındığında, GNSS tabanlı deformasyon izleme çalışmaları büyük önem taşımaktadır.

06 Şubat 2023 tarihinde Kahramanmaraş bölgesinde art arda meydana gelen Mw 7.8 ve Mw 7.5 büyüklüğündeki depremler, bölgede büyük hasarlara yol açmış ve geniş bir alanda yer değiştirmelere neden olmuştur. Bu depremler, Doğu Anadolu Fay Zonu'nun farklı segmentlerinde gerçekleşmiş ve bölgedeki tektonik gerilimi önemli ölçüde etkilemiştir.

Türkiye Ulusal Temel GNSS Ağı-Aktif (TUSAGA-Aktif) ağına ait Kahramanmaraş (MAR1) ve Gaziantep (ANTE) istasyonları, deprem merkezlerine sırasıyla 30.3 km ve 44.4 km mesafede konumlanmış olup, deprem sürecindeki yer değiştirmelerini yüksek çözünürlükle kaydetmiştir. Bu çalışmada, söz konusu istasyonlardan elde edilen GNSS verilerinin izgel analizi gerçekleştirilerek, deprem sürecindeki frekans karakteristiklerinin değişimi incelenmiştir.

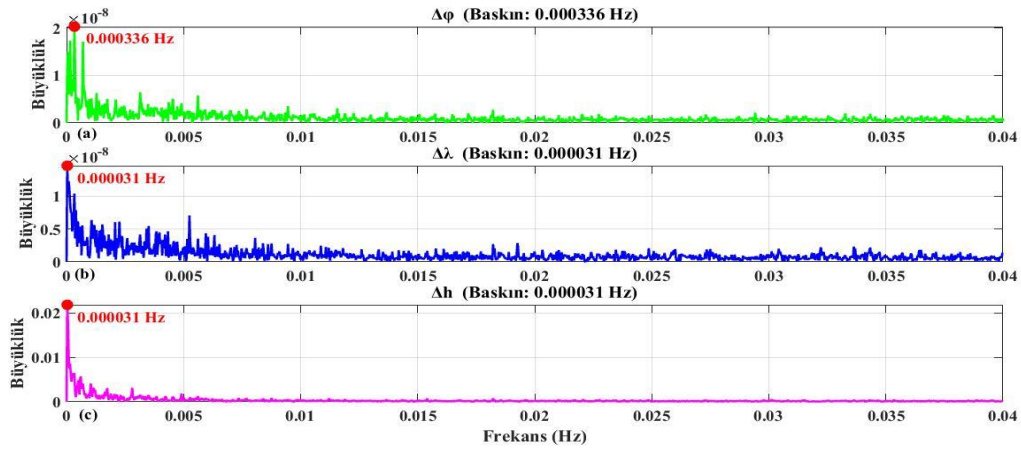
### 2. Veri ve Yöntem

Çalışmada, TUSAGA-Aktif ağına ait MAR1 (37.40°K, 36.86°D) ve ANTE (36.88°K, 37.37°D) istasyonlarından 28 Ocak - 06 Şubat 2023 tarihleri arasında elde edilen 10 günlük GNSS verileri kullanılmıştır. MAR1 ve ANTE istasyonlarının Rinex 2.0 verilerinden CSRS-PPP (Canadian Spatial Reference System - Precise Point Positioning) uygulaması kullanılarak, iki istasyonun depremden önceki 9 gün ve deprem günü olmak üzere on günlük periyotta, statik ve kinematik yöntemlerle elde edilen enlem ( $\phi$ ), boylam ( $\lambda$ ) ve yükseklik ( $h$ ) değerlerin farkı hesaplanmıştır:  $\Delta\phi$ ,  $\Delta\lambda$ ,  $\Delta h$  [1,2,3]. Veri kalitesinin artırılması için zaman serilerine 11'lik kayan pencere medyan filtre uygulanarak yüksek frekanslı gürültü bileşenleri azaltılmıştır. Filtrelenmiş verilerden ortalama

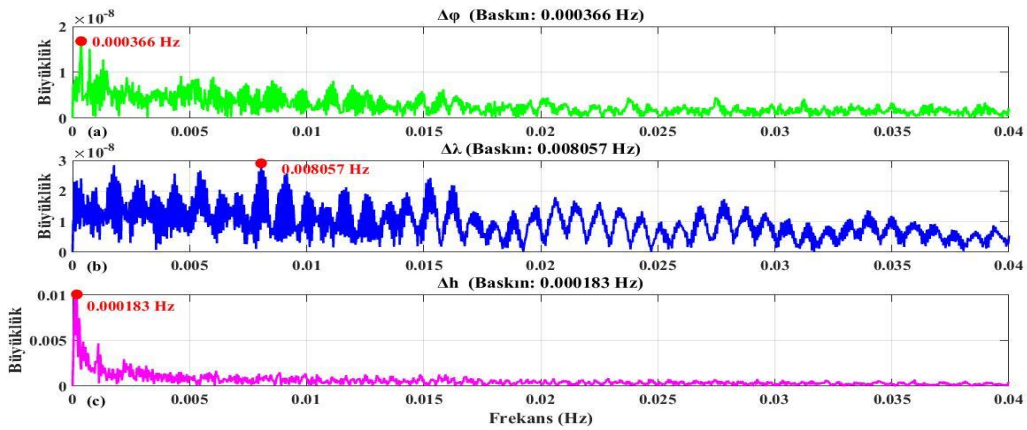
değerlerinin çıkarılması ile trendden arındırılmış veriler elde edilmiştir. Daha sonra, spektral analiz için Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform-FFT) algoritması kullanılmış ve her bir bileşen (Enlem, Boylam, Yükseklik) için ayrı ayrı frekans izgeleri hesaplanmıştır. Baskın frekans analizi için, günlük izgelerde maksimum genliğe sahip frekans değerleri belirlenmiş ve zaman içindeki değişimi izlenmiştir.

### 3. Bulgular ve Değerlendirme

Şekil 1 ve 2’de, sırasıyla MAR1 ve ANTE istasyonları için 10 günlük (28 Ocak-06 Şubat 2023) birleştirilmiş frekans izgeleri gösterilmektedir. Şekil 1’de MAR1 istasyonu için Enlem bileşeninde baskın frekans, 0.000336 Hz (yaklaşık 2976 saniye periyot); Boylam bileşeninde baskın frekans, 0.000031 Hz (yaklaşık 32260 saniye periyot) ve Yükseklik bileşeninde baskın frekans 0.000031 Hz’dir (yaklaşık 8 saat 58 dakika periyot). ANTE istasyonu için Enlem bileşeninde baskın frekans, 0.000366 Hz (yaklaşık 45 dakika periyot); Boylam bileşeninde baskın frekans, 0.008057 Hz (yaklaşık 2 dakika periyot) ve Yükseklik bileşeninde baskın frekans, 0.000183 Hz’dir (yaklaşık 1 saat 31 dakika periyot). ANTE istasyonunda MAR1 istasyonuna kıyasla daha yüksek frekanslı bileşenlerin baskın olduğu gözlenmiştir. Bu durum, istasyonların deprem merkezlerine olan farklı mesafeleri ve yerel jeolojik koşullarla açıklanabilir. ANTE istasyonundaki daha yüksek frekanslar, merkez üssüne daha uzak mesafede olmasına rağmen, farklı fay segmentlerinin etkisini yansıtır olabilir.



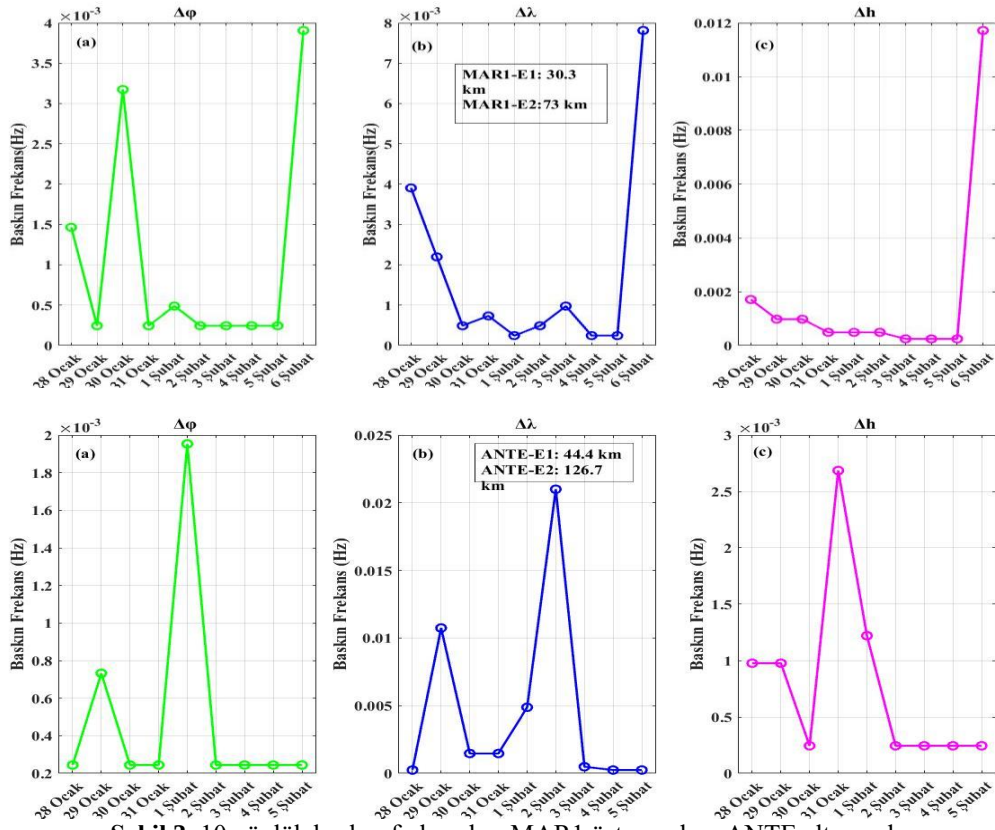
Şekil 1. MAR1 istasyonu 10 günlük birleştirilmiş frekans izgesi.



Şekil 2. ANTE istasyonu 10 günlük birleştirilmiş frekans izgesi.

Şekil 3’te MAR1 ve ANTE istasyonlarının 10 günlük baskın frekans değişimleri gösterilmektedir. Şekil 3’te MAR1 istasyonu için Enlem bileşeninde 30 Ocak tarihinde belirgin frekans artışları ( $3.3 \times 10^{-5}$  Hz’e kadar); Boylam bileşeninde en baskın frekans 28 Ocak’ta büyük değer, ardından azalış ve 6 Şubat’ta tepe değer ve Yükseklik bileşeninde sürekli düşük seviyeli değişimler, 6 Şubat’ta ani artış gözlenmektedir. ANTE istasyonu için de Enlem bileşeninde 1 Şubat’ta en büyük değer ( $2 \times 10^{-3}$  Hz); Boylam bileşeninde 02 Şubat’ta tepe değer (0.021 Hz) ve Yükseklik bileşeninde 1 Şubat’ta en büyük değer ( $2.7 \times 10^{-4}$  Hz) gözlenmektedir.





06 Şubat 2023 tarihinde meydana gelen ana şoklar öncesinde, her iki istasyonda da belirgin izgel değişimler gözlenmiştir. Özellikle 01-02 Şubat tarihleri arasında baskın frekans değerlerinde artışlar dikkat çekmektedir. Bu değişimler, ana depremlerden önce bölgedeki gerilim birikiminin izgel yansıması olarak yorumlanabilir. Deprem günü (06 Şubat) her iki istasyonda da farklı bileşenlerde baskın frekans artışları gözlenmiştir. Bu durum büyük depremlerin GNSS verilerinde anında izgel etki yarattığını göstermektedir.

#### 4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada, 2023 Kahramanmaraş depremleri sırasında GNSS istasyon verileri kullanılarak izgel analiz yapılmıştır. MAR1 ve ANTE istasyonlarının farklı izgel özellikler sergilediği, bu durumun yerel jeolojik yapı ve merkez üssüne olan mesafeyle ilişkili olduğu görülmüştür. Depremden 4-5 gün önce baskın frekanslarda artışlar gözlenmiş, bu da olası öncü sinyallerin varlığına işaret etmektedir. Enlem, boylam ve yükseklik bileşenlerinin farklı davranışlar sergilemesi, deformasyonun karmaşık yapısını ortaya koymuştur. Çalışma, GNSS verilerine dayalı izgel analizlerin erken uyarı sistemlerinde kullanılabileceğini göstermektedir. Gelecekte daha yoğun GNSS ağı, gerçek zamanlı analiz algoritmaları ve makine öğrenmesi destekli aykırılık tespiti önerilmektedir.

#### TEŞEKKÜR

Bu çalışma, TUBİTAK 124E027 no'lu proje tarafından desteklenmiştir. Bu çalışmada kullanılan GNSS verileri TUSAGA-Aktif ağından temin edilmiştir. Harita Genel Müdürlüğü'ne ve Tapu ve Kadastro Genel Müdürlüğüne teşekkür ederiz.

#### Kaynaklar

- [1] Herring, T. A., King, R. W., Floyd, M. A., ve McClusky, S. C., GAMIT Reference Manual GPS Analysis at MIT Release 10.7. Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, A.B.D., 2018.
- [2] Zumberge, J. F., Heflin, M. B., Jefferson, D. C., Watkins, M. M., ve Webb, F. H., "Precise point positioning for the efficient and robust analysis of GPS data from large networks", Journal of Geophysical Research, cilt. 102 no. (B3), s. 5005-5017, 1997. <https://doi.org/10.1029/96JB03860>
- [3] Blewitt, G., Hammond, W. C., ve Kreemer, C., "Harnessing the GPS data explosion for interdisciplinary science", Eos, cilt. 99, 2018. <https://doi.org/10.1029/2018EO104623>



## İn Vitro Uygulamalar İçin 3.5 GHz Bandında Tekdüze Özgül Soğurma Oranı Dağılımı Sağlayan Dalga Kılavuzu Tasarımı

Mustafa Pehlivan<sup>1</sup>, Elçin Özgür Büyükatalay<sup>2</sup>, Mustafa Seçmen<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Ege Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü

İzmir

mustafa.pehlivan@ege.edu.tr

<sup>2</sup>Gazi Üniversitesi

Biyofizik Bölümü, Tıp Fakültesi

Ankara

elcinozgur@gazi.edu.tr

<sup>3</sup>Yaşar Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü

İzmir

mustafa.secmen@yasar.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, elektromanyetik alan maruziyetinin canlı hücreler üzerindeki etkisini incelemek için besi yeri içinde petrikabı tabanına yapışan/süspanse hücrelerden oluşan hücre kültürü ortamı üzerinde tekdüze özgül soğurma oranı (SAR: Specific Absorption Rate) oluşturan özgün dalga kılavuzu tasarımı sunulmuştur. Dalga kılavuzu içerisinde tekdüze elektrik alan dağılımı sağlamak için yan duvarlara yapay manyetik iletken (AMC) dizisi yerleştirilmiştir. Hava dolaşımını sağlamak için delikli AMC ve iletken yan duvar yapısı tercih edilmiştir. Dalga kılavuzu içerisine yerleştirilen petri kabının SAR dağılımı 3.52 GHz için verilmiştir.

**Abstract:** This work presents a novel waveguide which is designed to provide uniform specific absorption rate (SAR) distribution on a petri dish placed inside, in order to investigate the effects of electromagnetic field exposure on the cell culture environment consists of suspended cells on the bottom of the petri dish within the culture medium for in vitro applications. An artificial magnetic conductor (AMC) array was placed on the sidewalls of the waveguide to provide a uniform electric field distribution. A perforated AMC and conductive sheet structures were preferred to ensure air circulation. The simulated SAR distribution on petri dish are presented for 3.52 GHz.

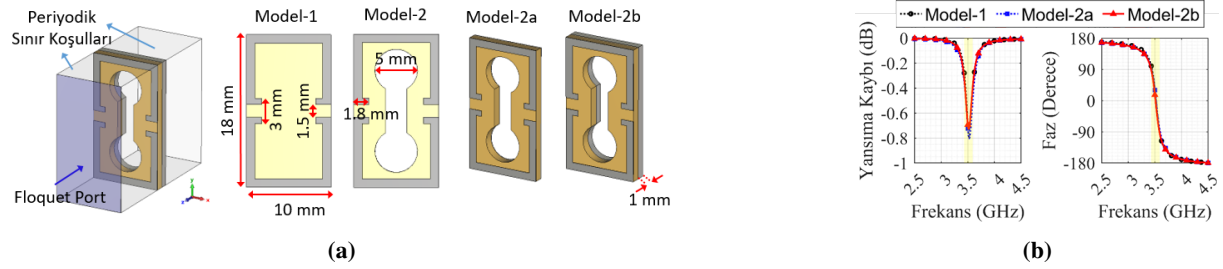
### 1. Giriş

Elektromanyetik dalgaların canlı hücreler üzerindeki biyolojik etkilerini araştırmak, insan hayatının bir parçası olan günümüz teknolojilerinin sağlık üzerindeki etkisini anlamak kadar, elektromanyetik alanların medikal uygulamalarda kullanımı için de araştırmacılara yol göstermektedir. Literatürde GSM ve WiFi bantlarında çeşitli elektromanyetik maruziyet sistemleri uzun yıllardır bulunmakla birlikte, son yıllarda 5G bantlarında çalışan sistemler de geliştirilmiştir [1]. Huni anten, TEM hücresi, tel-yamalı hücreler (wire-patch cell), dalga kılavuzu gibi çeşitli elektromanyetik maruziyet sistemleri bulunmaktadır. Bunlardan dalga kılavuzları, kontrol grubu hücre kültürlerinin, maruziyete bırakılan hücre kültürleriyle aynı anda etüv içerisinde bulunmasına olanak tanımaktadır. Ancak, dalga kılavuzu içerisinde petri kabını tekdüze elektrik alan dağılımına maruz bırakmak frekans yükseldikçe zor olmaktadır [2]. İn vitro elektromanyetik maruziyetleri gerçekleştirilirken, besi yeri içinde petrikabı tabanına yapışan/süspanse hücrelerden oluşan hücre kültürü ortamında stabil bir soğurma oranı (SAR) sağlamak amacıyla mümkün olduğunca tekdüze bir alan dağılımı uygulanması hedeflenir. Literatürde, eğimli bir şekilde dalga kılavuzu içerisine yerleştirilen petri kabındaki SAR dağılımının daha homojen olduğu gösterilmiştir [3]. Yine de frekans arttıkça boyutu küçüklen dalga kılavuzu için TE<sub>10</sub> modu alan dağılımından kaynaklı olarak, SAR homojenliği yüksek frekanslarda daha çok bozulacaktır.

Dikdörtgensel dalga kılavuzlarının yan duvarlarına yapay manyetik iletken (Artificial magnetic conductor: AMC) yapısı eklenerek dalga kılavuzu içerisinde Quasi-TEM modu oluşturulabilmektedir [4]. Böylece, hedeflenen frekansta tüm kesit boyunca düzgün alan dağılımı sağlanabilir. Bu çalışmada, yan duvarları AMC olan dalga kılavuzu yapısıyla intizamlı SAR dağılımı veren maruziyet sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarımda, etüv ortam koşullarının, dalga kılavuzu içerisine rahat bir şekilde nüfuz edilebilmesi için üst ve alt duvarlar bal peteği şeklinde delikli olarak oluşturulmuştur [5]. Ayrıca, AMC yapısı da hava döngüsünü artırmak için delikli olarak tasarlanmıştır. Yapılan özgün tasarım içerisine petri kabı yerleştirilerek benzetimi yapılmış ve homojenliği artırılan SAR analizi sonuçları verilmiştir.

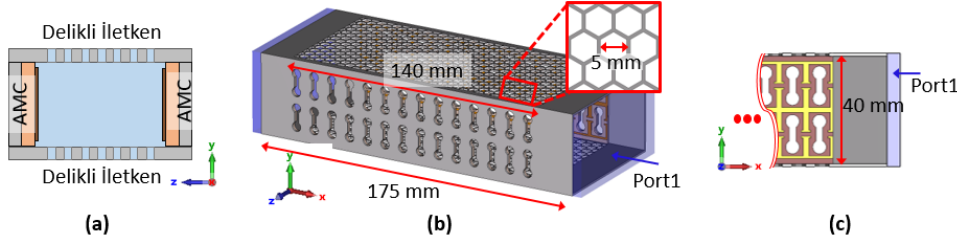
## 2. Elektromanyetik Maruziyet Sistemi Tasarımı

Hücre kültürü, 35 mm çapındaki petri kabına konularak deneylerin gerçekleştirilmesi planlandığından, 3.5 GHz için tasarlanan dalga kılavuzu genişliği ve yüksekliği sırasıyla 70 mm ve 40 mm olarak belirlenmiştir. Dalga kılavuzunun yan duvarlarına yerleştirilecek olan AMC yapısının birim hücresi Şekil 1'de gösterilmiştir. AMC birim hücresi 10 mm x 18 mm boyutlarında olup tasarım parametreleri şekil üzerinde verilmiştir. Tasarımda alttaş olarak Rogers RO3006 ( $\epsilon_r = 6.5$ ,  $\rho = 0.002$ ) tercih edilmiştir. Şekilde verilen model-1'in orta kısmına açılan oyuk ile model-2a tasarımı elde edilmiştir. Model-2a'nın geri yansıma kaybını azaltmak için ise toprak iletkeninin kalınlığı 1 mm'ye çıkarılarak model-2b oluşturulmuştur. Tasarlanan yapı analizinde, periyodik sınır koşulları uygulanıp, floquet port ile beslenerek geri yansıma genlik ve faz karakteristiği elde edilmiş ve her bir model için Şekil 1b'de sunulmuştur. Burada, AMC yapısının geri yansımasının faz değerinin 3.51 GHz'de  $0^\circ$ , genliğinin ise -0.72 dB olduğu görülmektedir. Grafiklerden, AMC tasarımına eklenen oyukun karakteristiği etkilemediği görülmektedir. Kalınlaştırılan toprak iletkeni ile geri yansıma 0.08 dB iyileştirilmiştir.



Şekil 1. a)AMC birim hücre tasarımı, b)AMC birim hücre yansıma karakteristiği

Tasarlanan AMC yapısı dizi olarak dalga kılavuzu yan yüzeylerine Şekil 2'de gösterildiği gibi yerleştirilmiştir. Ayrıca, dalga kılavuzunun üst ve alt yüzeyleri bal peteği şeklinde delikli plaka olarak tasarlanmıştır. Bu sayede etüv içerisine yerleştirilen dalga kılavuzu, hücre kültürü havalandırılması için ek bir fana ihtiyaç duymadan kullanılabilir. Petekli yapının delik çapı yaklaşık olarak 5 mm olarak ayarlanmıştır. Bu yapıda 3.5 GHz için kaçak elektrik alan seviyesi -20 dB'nin altındadır.

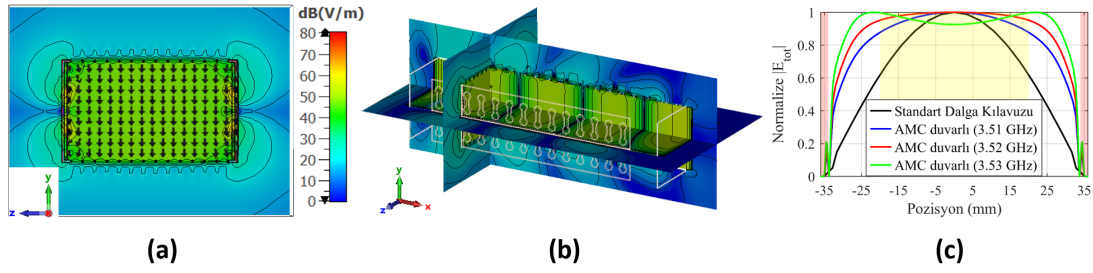


Şekil 2. Dalga kılavuzu elektromanyetik maruziyet sistemi tasarımı a) tasarım konsepti, b) perspektif görünümü, c) dalga kılavuzu yan AMC yüzeyi

## 3. Benzetim Sonuçları

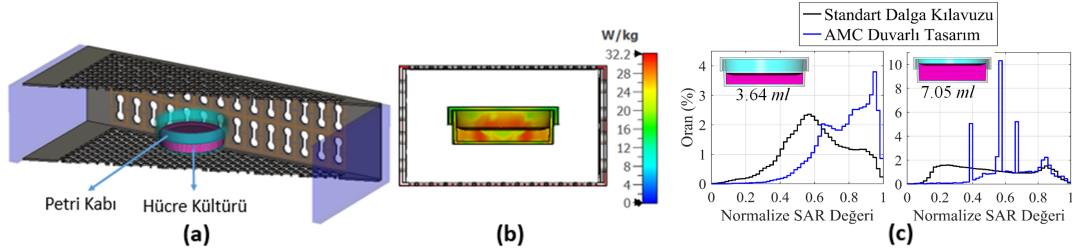
Tasarlanan yapının elektrik alan dağılımı Şekil 3'de verilmiştir. Şekil 3a ve 3b'den görüldüğü üzere alan dağılımı dalga kılavuzu içerisinde tekdüze olarak elde edilmiştir. Delikli yapıdan kaynaklı sızıntılar, dalga kılavuzu yüzeyinde içerideki seviyeye göre 20 dB düşük iken, dalga kılavuzundan yaklaşık 20 mm uzaklıkta sızıntı seviyesi -30 dB'nin altındadır. Şekil 3c'de normalize alan dağılımı hem standart dalga kılavuzu hem de AMC duvarlı tasarım için verilmiştir. Grafiğin kenarlardaki kırmızı ile boyanan alanlar AMC yapısına karşılık gelmektedir. Ayrıca, petri kabının yerleştirileceği 40 mm'lik bölge sarı ile renklendirilmiştir. 3.52 GHz frekansında işaretlenen bölgede %5'lik sapma ile düzgün bir alan dağılımına sahip olduğu görülmektedir.

Dalga kılavuzu içerisine hücre kültürü doldurulmuş petri kabı Şekil 4a'daki gibi yerleştirilmiştir. Burada, petri kabı polistiren ( $\epsilon_r = 2.5$ ,  $\rho = 0.001$ ) malzemeden oluşmakta ve iç çapı 35 mm'dir. Hücre kültürünün (DMEM) dielektrik sabiti 71 ve iletkenliği 2.5 olarak belirlenmiş olup termal özellikleri [3]'de verilmiştir. Yapılan benzetim sonucunda 3.64 ml hacme sahip olan hücre kültürü için elde edilen SAR dağılımı 3.52 GHz için 2 boyutlu olarak Şekil 4b'de verilmiştir. Tasarlanan dalga kılavuzu, 1. porttan 1 W kabul edilen güç ile beslendiğinde, SAR değeri 1 gram için 10.9 - 32.2 W/kg aralığında elde edilmiştir. Elektrik alan dağılımındaki iyileştirmenin SAR dağılımı üzerindeki etkisinin anlaşılması için, normalize SAR değerinin hücre kültürü modeli üzerindeki dağılımı yüzde olarak Şekil



**Şekil 3.** Elektrik alan dağılımı simülasyonu a) dalga kılavuzu kesiti, b) 3B elektrik alan dağılımı, c) dalga kılavuzu kesitindeki normalize elektrik alan genliği dağılımı

4c’de verilmiştir. Hücre kültürü hacminin etkisinin de görünmesi için 3.64 ml ve 7.05 ml hacimleri için benzetim sonuçları gösterilmiştir. Burada, AMC yan duvarlı yapının normal dalga kılavuzuna göre SAR dağılımının daha stabil olduğu, yani hücre kültürünün büyük çoğunluğundaki SAR değişiminin daha az olduğu görülmektedir. 3.64 ml hacimli kültür için SAR değerinin 3 dB değişim aralığı AMC’li yapıda %95.43’üne denk gelirken, normal dalga kılavuzu için bu değer %75.12 olarak bulunmuştur. 7.05 ml hacimli hücre kültürü için ise SAR değeri 3 dB değişim aralığı sırasıyla %81.3 ve %50.1 olarak elde edilmiştir. Yapılan tasarım ile SAR dağılımının tekdüze hale getirildiği söylenebilir.



**Şekil 4.** SAR benzetimi a) Petri kabının dalga kılavuzu içerisindeki konumu b) 2 boyutta SAR dağılımı, c) normalize SAR dağılımının farklı hacimlerdeki hücre kültürü için yüzde histogram grafiği

#### 4. Sonuç

Yan duvarları AMC olan dalga kılavuzu tasarımıyla 3.52 GHz’de tekdüze elektrik alan dağılımı elde edilmiştir. Böylece, elektromanyetik dalganın canlılar üzerindeki etkisi araştırılırken, petri kabının çeşitli bölgelerindeki hücreler üzerindeki farklılıkların önüne geçilmesi sağlanabilecektir. Önerilen tasarımda hem AMC yüzeyde, hem de iletken yüzeylerde delikli yapı oluşturulmuştur. Bu sayede dalga kılavuzu içerisindeki ortam koşulları kolaylıkla kontrol edilebilecektir. Ayrıca, önerilen tasarımın yapılan benzetim sonuçlarında hücre kültürünün %95.43’ünün 3dB’lik SAR değer aralığında kaldığı görülmektedir.

#### Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından 121S758 no’lu proje ile desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] Hansen, J.W., Swartz, E.M., Cleveland, J.D., Asif, S.M., Brooks, B., Braaten, B. D. ve Ewert, D.L., "A systematic review of in vitro and in vivo radio frequency exposure methods", IEEE Rev. Biomed. Eng., cilt.13, s.340-351, 2019.
- [2] Schuderer, J., Spat, D., Samaras, T., Oesch, W. ve Kuster, N., "In vitro exposure systems for RF exposures at 900 MHz", IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt.52 no.8, s.2067-2075, 2004.
- [3] Zhao, J., "Using an inclined waveguide cavity to improve the resonant exposure on cultured cells", IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt.66 no.5, s.2522-2534, 2017.
- [4] Yang, F.R., Ma, K.P., Qian, Y. ve Itoh, T., "A novel TEM waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure", IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt.47 no.11, s.2092-2098, 1999.
- [5] Huang, G.L., Zhou, S.G., Sim, C.Y.D., Chio, T.H. ve Yuan, T., "Lightweight Perforated Waveguide Structure Realized by 3-D Printing for RF Applications", IEEE Trans. Antennas Propag., cilt.65 no.8, s.3897-3904, 2017.

## Radar Uygulamaları için 11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten Tasarımı

Kemal Güvenli  
Hitit Üniversitesi,  
Elektronik ve Otomasyon Bölümü  
Çorum  
[kemalgundenli@hitit.edu.tr](mailto:kemalgundenli@hitit.edu.tr)

Sibel Yenikaya  
Bursa Uludağ Üniversitesi,  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
Bölümü, Bursa  
[sguler@uludag.edu.tr](mailto:sguler@uludag.edu.tr)

Mustafa Seçmen  
Yaşar Üniversitesi,  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
Bölümü, İzmir  
[msecmen@yasar.edu.tr](mailto:msecmen@yasar.edu.tr)

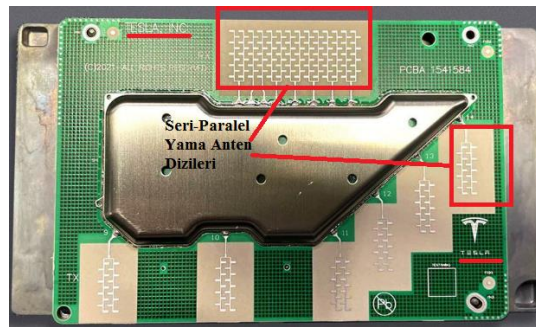
**Özet:** Bu çalışmada, CST Studio Suite simülasyon programı kullanılarak mevcut elektronik devrelere kolayca entegre edilebilen, radar uygulamaları için geliştirilmiş YTD mimarili 11 katmanlı bir piramit huni anten tasarlanmıştır. Tasarlanan anten, 15,68 GHz frekansında çalışmaktadır. 11-17 GHz frekans aralığındaki S-parametresi ve kazanç diyagramı sonuçları grafik olarak verilmiştir.

**Abstract:** In this study, an 11-layer pyramid horn antenna with SIW architecture, which can be easily integrated into existing electronic circuits using the CST Studio Suite simulation program, has been designed for radar applications. The designed antenna operates at a frequency of 15.68 GHz. The S-parameter and gain diagram results in the frequency range of 11-17 GHz are given graphically.

### 1. Giriş

Mikrodalga dalga frekanslarında çalışan anten tasarımları; 5G/6G, otomotiv/askeri/havacılık/gemi radarları, insansı robot ve sürü otonom sürü teknolojileri, sensör sistemleri için kullanılan ana yapılardan birisidir. Anten modelleri içerisinde yer alan huni antenler oldukça iyi değerlere sahip yönlülük, geniş bant performansı ve yüksek kazanç gibi özellikleriyle öne plana çıkmaktadırlar. Bu kapsamda özellikle Baskılı Devre Kartlı (PCB) katmanlı mimari modellerin üretimi ve düzlemsel elektronik devrelere bağlanmasındaki kolaylığı sayesinde huni antenlerin Yüzey Tümlüşik Dalga Kılavuzu (YTD) yapılarla entegre edilebilmesi tasarımcılardan teşvik görmektedir [1-3]. Otonom araç sürüş teknolojilerinde tercih edilen lazer kullanan LIDAR (Laser Imaging Detection and Ranging) teknolojileri yerine huni antenlerin belli avantajları bulunmaktadır. Sisli, yağmurlu ve karlı ortamlarda LIDAR temelli sistemler körleşebilirken huni antenler daha uzak mesafelere sorunsuz çalışmaktadırlar. LIDAR sistemleri karanlıkta pek sık kullanılmazken huni antenler hiçbir performans kaybı yaşamadan kullanılabilirler. Yüksek hızda hareketli nesne takibinde huni antenler LIDAR'a göre daha iyi sonuçlar vermektedir [4-5].

Şekil 1'de örnek olarak verilen otonom araç sürüş teknolojilerinde LIDAR yerine tercih edilen yama antenler bazı avantajları nedeniyle daha çok tasarımlarda yer almaktadır [6]. Mikroşerit yapısı sayesinde doğrudan PCB devrelerine entegre edilebilmesi nedeniyle tercih edilen bu yapıların düşük kazanç sorunu, anten dizileriyle aşmaya çalışılmaktadır. Yama antene göre huni anten tasarımları; daha yüksek kazanç, daha düşük kayıp, daha yüksek kısmi bant genişliği ve daha yüksek yönlülük gibi avantajlarından dolayı ön plana çıkmaktadır [7-11].



Şekil 1. Bir Tesla elektrikli otonom aracın PCB radar modülü

Bu çalışmada sunulan piramit huni anten modeli, günümüz endüstriyel uygulamalarındaki anten tasarımlarından beklendiği gibi PCB devre yapılarına tümlüşik olarak entegrasyon kolaylığına sahip olabilmesi için YTD mimari temel baz alınarak 11 katmanlı olarak şekilde tasarlanmıştır ve sunulmuştur.

## 2. YTD Mimarili Katmanlı Piramit Huni Anten Tasarımı ve Saçılma

Literatürden tek katmanlı H-düzlemli YTD mimarili huni anten örneği, Şekil 2.a'da parametrelerini de içerecek şekilde verilmiştir [12]. 11-17 GHz aralığındaki radar uygulamaları için CST Studio Suite simülasyon programı kullanılarak; 13,68 GHz çalışma frekanslı, -10 dB noktası için 13,14 GHz alt kesim frekanslı, 14,4 GHz üst kesim frekanslı ve 1,26 GHz bant genişliğinde üst üste yerleşmiş 11 adet Rogers 4003C katmana sahip YTD mimarili piramit huni anten tasarımı oluşturulmuştur. Bu model ile anten kazancında ve yönlülüğünde yama antenlere göre daha iyi değerler hedeflenmiştir. “11 katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten” modelinin geometrisi Şekil 2.b’de ve yandan görülen katmanlı yapının içeriği de Şekil 2.c’de sunulmuştur.

Şekil 2.c’de 11 katmanlı YTD mimarili piramit huni antenin CST simülasyonu  $S_{11}$  sonuçları yer almaktadır. Piramit huni anten eşitlikleri (1)-(3) ve YTD tasarım eşitlikleri ise (4)-(5) ifadeleri olarak verilmiştir [11,13].

Piramit huni antenin açıklık boyutları şu şekildedir:

$$A = a + 2L \times \tan(\theta_E/2) \quad (1)$$

$$B = b + 2L \times \tan(\theta_H/2) \quad (2)$$

Piramit huni antenin dikey ve yatay açıklık boyutları sırasıyla  $A$  ve  $B$ ; flare açıları  $\theta_E$  ve  $\theta_H$  ile ifade edilir.  $a$  ve  $b$ , dalga kılavuzunun kısa ve uzun kenarı;  $L$ , huni antenin uzunluğudur. Antenin yönlendirilmiş kazancı ise:

$$G = \eta \times (4\pi AB/\lambda^2) \quad (3)$$

Eşitlik 3’te  $G$ , kazancı;  $\eta$ , açıklık verimliliği,  $\lambda$ , dalga boyunu;  $A$  ve  $B$  antenin açıklık boyutlarını ifade etmektedir. YTD kesim frekansı şu şekildedir:

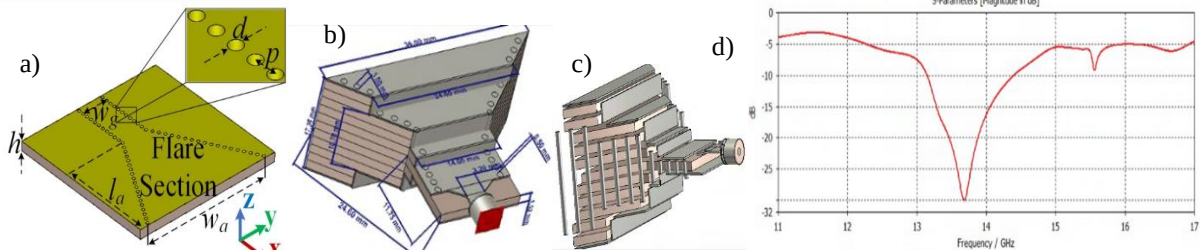
$$f_c = c/(2w_{eff}\sqrt{\epsilon_r}) \quad (4)$$

Eşitlik 4’de  $f_c$ ,  $TE_{10}$  modu için kesim frekansını;  $c$ , ışık hızını;  $w_{eff}$ , YTD’nin genişliği;  $\epsilon_r$ , malzemenin bağıl dielektrik katsayısını ifade eder. Dikdörtgen dalga kılavuzuna denk etkin YTD genişlik ifadesi şu şekildedir:

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0,95s} \quad (5)$$

Eşitlik 5’de  $w$ , metalik pim dizisi arası mesafe;  $d$ , metalik pim çapı;  $s$ , metalik komşu pimler arası mesafe ( $d$  ile  $s$  arasındaki eşitsizlik ise  $d < s < 2d$  şeklindedir).

Çalışmadaki tüm katmanlarda dielektrik sabiti 3,55; kayıp tanjantı 0,027 ve her bir katman yüksekliği 1,52 mm olan Rogers 4003C materyali temel alınarak huni anten modeli geliştirilmiştir (Modelde materyalin metalik yüzey kalınlığı 0,3 mm olarak alınmıştır).



**Şekil 2. (a)** Örnek tek katmanlı YTD mimarili huni anten [12] **(b)** Tasarlanan “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten” geometrisi, **(c)** Tasarlanan “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten”’in katmanlı modelinin yandan görünümü **(d)** Antenin CST simülasyonundaki  $S_{11}$  sonuçları

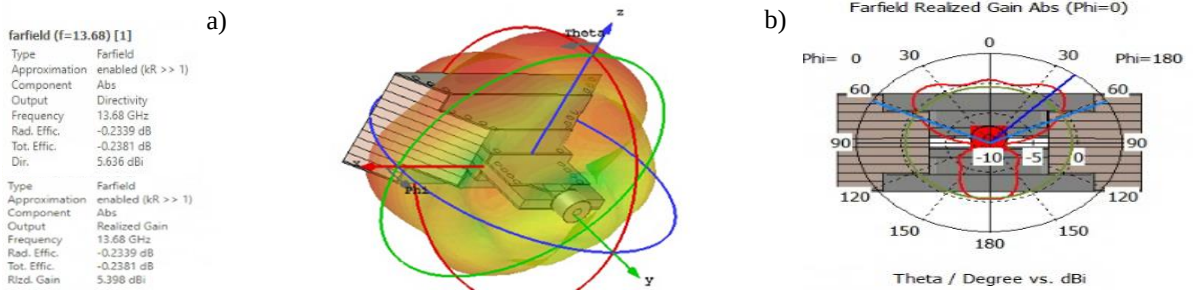
Şekil 2.(d)’de görüldüğü üzere “11 Katmanlı YTD mimarili Piramit Huni Anten”, 11-17 GHz frekans aralığı bölgesinde 13,68 GHz frekansında ışınlam yapmakta olduğu görülmektedir. Tablo 1’de “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten” tasarımındaki parametreleri ve uzunluk değerleri sunulmuştur.

**Tablo 1.** “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten” tasarımının parametrik değerleri

| Parametre | Değer   | Parametre          | Değer    | Parametre            | Değer   | Parametre | Değer |
|-----------|---------|--------------------|----------|----------------------|---------|-----------|-------|
| $h$       | 1,52 mm | $a_{YTD}$ genişlik | 10 mm    | $w_{mikroserit}$ hat | 3,20 mm | $w_{YTD}$ | 14 mm |
| $d$       | 1 mm    | $w_{Huni}$ Hdüzlem | 36 mm    | $L_{Huni}$           | 20 mm   |           |       |
| $s$       | 0,5 mm  | $w_{Huni}$ Edüzlem | 17,36 mm | $L_{YTD}$            | 5,75 mm |           |       |

Şekil 3.a’da “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten” tasarımının 3-Boyutlu CST simülasyon kazanç grafiği yer almaktadır.





**Şekil 3. (a)** “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten”’in CST 3D kazanç diyagramı **(b)** “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten”’in polar diyagramı.

Şekil 2.d’de modeli verilen “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten”’in, 11-17 GHz çalışma bölgesi aralığındaki 13,68 GHz çalışma frekansı temel alındığında  $S_{11}$  sonuçlarında (-10 dB noktaları temel alınarak), -30,1 dB geri dönüş kaybı değerine ulaşılmıştır. Ayrıca Şekil 3’te görüldüğü gibi 5,636 dBi yönlülük ve 5,398 dBi anten kazanç değerine ulaşılmıştır.

### 3. Sonuçlar

11-17 GHz çalışma bölgesi için radarlar uygulamaları için düşünülen “11 Katmanlı YTD Mimarili Piramit Huni Anten”’in 13,68 GHz çalışma frekansındaki  $S_{11}$  CST simülasyon sonucu kabul edilebilir bir değerdedir. -10 dB noktaları temel alındığında ışıma frekans aralığı 13,14 GHz ile 14,4 GHz arasında olup bant genişliği 1,26 GHz’dir. 5,636 dBi yönlülük değerine sahiptir. Geri dönüş kaybı değeri -30,1 dB, Kısmi bant genişliği %9,21 ve anten kazancı değeri 5.398 dBi seviyesindedir. Bu anten kazancı değerinin iyileştirme çalışmalarına devam edilmektedir. 11 adet Roger 4003C katmanı kullanılarak gerçekleştirilen piramit huni anten modelinin düzlemsel YTD girişi sayesinde PCB devre kartlı otomasyon devrelerine entegrasyonunun oldukça kolay olduğu ve bunun tasarımın bir artısı olduğu görülmektedir. Daha iyi anten kazancı değerlerine ulaşabilmek adına çalışmalara devam edilmektedir.

### Kaynaklar

- [1] Zhao P, Li N, Zhang Y ve Hu N. “An SIW Quasi-Pyramid Horn Antenna Based on Patch Coupling Feed for Automotive Radar Sensors”, Remote Sensing, 16(4):692, 2024. <https://doi.org/10.3390/rs16040692>.
- [2] Bayat-Makou N., Sorkherizi M.S. ve Kishk A.A. , "Substrate Integrated Horn Antenna Loaded With Open Parallel Transitions," IEEE Antennas ve Wireless Propagation Letters, 16, 349-351, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2576439.
- [3] Huang S, Chan KY, Wang Y ve Ramer R. “High Gain SIW H-Plane Horn Antenna with 3D Printed Parasitic E-Plane Horn. Electronics, 10(19):2391, 2021. <https://doi.org/10.3390/electronics10192391>.
- [4] Lin Y, Chen S ve Liu Y. “Comparison between LiDAR and radar for automotive applications”, Sensors and Materials, 33(4):1247–1262, 2021. doi:10.18494/SAM.2021.3172.
- [5] Patole SM, Torlak M, Wang D ve Ali M. “Automotive radars: A review of signal processing techniques”, IEEE Signal Process Mag., 34(2):22-35, 2017. doi:10.1109/MSP.2016.2628914.
- [6] Peterson Z. Why are advanced car radars using so many antennas? Altium. Published June 10, 2023. Accessed May 24, 2025. <https://resources.altium.com/p/why-are-advanced-car-radars-using-so-many-antennas>.
- [7] Patil SM ve Kulkarni VN. “Performance analysis and comparative study of horn and microstrip patch antennas in Ku band”, Int J Electron Commun (AEÜ), ;76:56-62, 2017. doi:10.1016/j.aeue.2017.04.010.
- [8] Hassan M ve Ahmed S. “Wideband horn and patch antenna design for millimeter wave communications. Microw Opt Technol Lett., 63(2):549-555, 2021. doi:10.1002/mop.32523.
- [9] Kumar A, Singh R, ve Sharma S. “Comparative analysis of microstrip patch and horn antennas for wireless communication systems”, IEEE Access. 9(12), 3456-123465, 2021. doi:10.1109/ACCESS.2021.3051234
- [10] Güvenli K, Yenikaya S, Seçmen M ve Emin B. “5G uygulamaları için bant-dışı baskılamalı bütünleşik M-YTED filtre-yama anten tasarımı ve üretimi”, Pamukkale Üni. Müh. Bilimleri Dergisi, 30(5):602-609, 2024.
- [11] Balanis CA. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed. Wiley; 2016.
- [12] Araghi, A., Khalily ve M., Yurduseven. Guided-wave manipulation in SIW H-plane horn antenna by combining phase correction and holographic-based leakage. Sci Rep 12, 11234 (2022). <https://doi.org/10.1038/s41598-022-15123-8>
- [13] Pozar D M. Microwave Engineering. 4th ed. Wiley; 2011.

## Kısa Devreli Çeyrek Dalga Yama Antenlerde Yarık Halka Rezonatör Tabanlı Yalıtım İyileştirmesi

Kübra Tiryaki, Gülsüm Beyza Altundal, Kamil Karaçuha  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Fakültesi  
İstanbul

tiryaki21@itu.edu.tr, altundal20@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada kısa devreli iki çeyrek dalga yama yapısından oluşan yeniden yapılandırılabilir bir antende Yarık Halka Rezonatör (YHR) yapısı kullanılarak kapılar arası yalıtım ve ısıtma desenleri incelenmiştir. Yarık halka rezonatör yapısı antenin üst zeminine yerleştirilerek iletim parametresinde ( $|S_{12}|$ ) yaklaşık 8 dB'lik bir düşüş gözlemlenmiştir.

**Abstract:** In this study, the isolation between two ports and radiation patterns are investigated in a reconfigurable antenna consisting of two short-circuited quarter wave patch structures using the Slotted Ring Resonator (SRR) structure. By placing the split ring resonator structure on the top floor of the antenna, a decrease of approximately 8 dB in the transmission parameter ( $|S_{12}|$ ) is observed.

### 1. Giriş

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde önemli yer tutan yeniden yapılandırılabilir antenler çok işlevlilik, kompakt yapı ve uyarlanabilirlik açısından önemli avantajlar sağlamaktadır. Yeniden yapılandırılabilir antenler desen, polarizasyon ve frekans gibi özellikleri belirlenen gereksinimlere uygun olarak değiştirebilme yeteneğine sahiptir [1]. Desen yapılandırılabilir antenler, ısıtım yönünü değiştirerek parazit azaltımı, çok kullanıcı sistemlerde kanal kapasitesinin artırılması ve yönlü haberleşme gibi yönleriyle tercih edilmektedirler [2].

Desen yapılandırılabilir antenlerde (DYA), kapılar arası yalıtımın sağlanması sistemin verimli çalışması açısından kritik bir gereksinimdir. Yarık Halka Rezonatörü, belirli bir frekansta elektromanyetik dalgalara karşı güçlü bir rezonans oluşturarak yüzey akımlarını zayıflatır veya yönlendirir. Yarık halka rezonatör, bu özelliği ile kapılar arası yalıtımı arttırmak amacıyla da kullanılan bir yapıdır [3]. Yeniden yapılandırılabilir antenlerde Yarık Halka Rezonatörü (YHR) yapısı kullanılarak kapılar arası yalıtımın artırılması sonucu anten performansının iyileştirilmesi hedeflenmiştir.

### 2. Anten Tasarımı

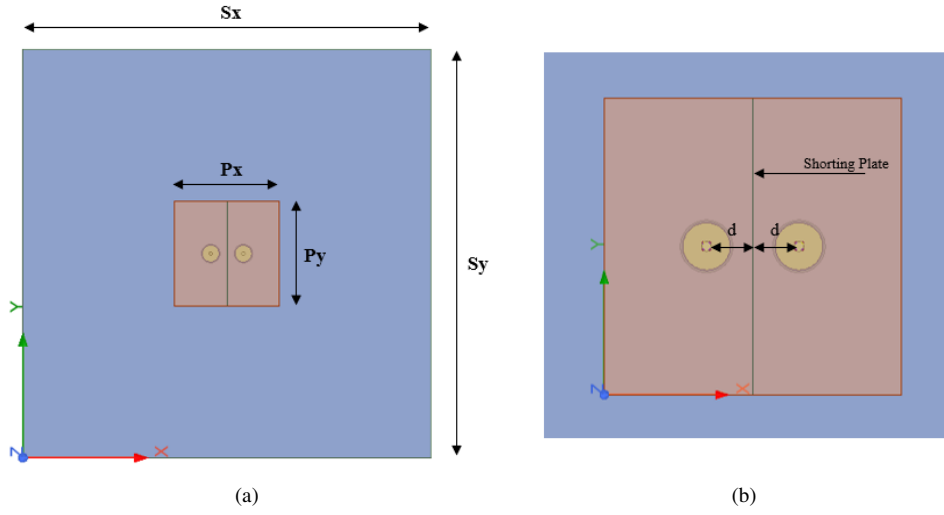
Bu çalışmada, referans olarak kullanılan anten yapısı [4] numaralı çalışmada önerilen desen yeniden yapılandırılabilir kompakt anten tasarımıdır. Bu tasarımda Şekil 1'de görüldüğü gibi, yarım dalga boyunda bir mikroşerit yama anten kullanılarak ortadan ikiye bölecek şekilde iletken bir duvar konulmuştur. Bu konulan duvar ile antenin ortasında potansiyelin sıfırlanarak birbirine yapışık iki bağımsız çeyrek dalga antenler elde edilmiştir. Kullanılan substrat Rogers 5880 dielektrik düzlem ( $\epsilon_r = 2.2$  ve  $\tan \delta = 0.0009$ ) olup 1.524 mm kalınlığına sahiptir. Desen yeniden yapılandırılabilirlik özelliği kapıların farklı fazlarda aynı anda uyarılması sonucu elde edilen maksimum ısıtım yönünde değişimi ile kazanılmıştır. Referans antenin çalışma frekansı olan 3.6 GHz'de, antenin iletim parametresi ( $|S_{21}|$ ) incelendiğinde yaklaşık -5 dB olup kapılar arası yalıtımın yeterli yalıtım sağlamadığı ve bunun sonucunda kapılar arasında istemeyen bir bağlaşımın olduğunu göstermektedir.

Referans olarak kullanılan desen yeniden yapılandırılabilir antende kapıları arasında yalıtımın artırılması için Şekil 2'de verilen yarık halka rezonatör yapısı kullanılmıştır. 8 adet yarık halka rezonatörü, antenin x-düzlemi boyunca uzanan kenarına, x ve y düzleminde simetrik olarak Şekil 3'te görüldüğü gibi yerleştirilmiştir. İletken duvara yakın olan iki rezonatör yapısı birbirine yapışık olarak yerleştirilmiş olup diğer rezonatörler arası boşluk ise  $B_r$  ve yama ile rezonatörler arası boşluk ise  $B_p$  olarak Şekil 3'te görülmektedir. Yerleştirilen rezonatörler antenin çalışma frekansında kaymasına sebep olmuştur. Bu kaymayı yaklaşık olarak referans antenin çalışma frekansına getirebilmek için yama boyutları  $P'_x$  ve  $P'_y$  olarak değiştirilerek 3.593 GHz antenin yeni çalışma frekansı olmuştur. Antenin boyutlarının değiştirilmesi sonucu kapıların merkeze olan uzaklığı  $d'$  yeniden belirlenmiştir. Tablo 1'de parametrelerin mm cinsinden ölçüleri verilmiştir.

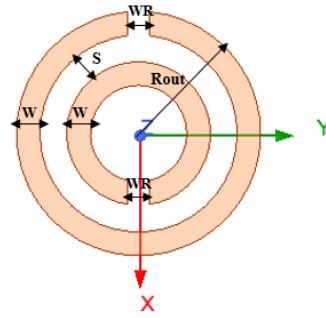
### 3. Benzetim Sonuçları

Şekil 4'te gösterilen saçılma parametreleri incelendiğinde referans antene eklenen yarık halka rezonatör yapıları ile antenin çalışma frekansında kayma olduğu ve bant genişliğinin daraldığı görülmektedir. Bununla birlikte  $|S_{21}|$

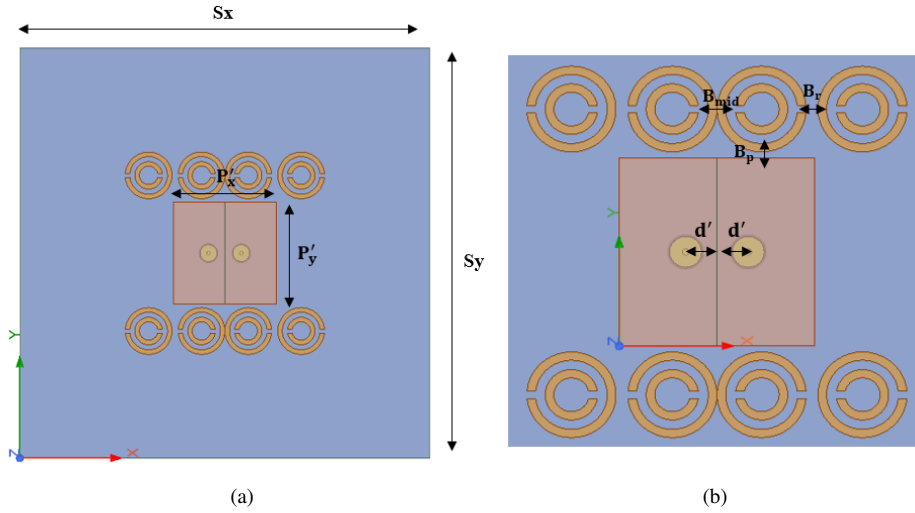




Şekil 1. Referans anten tasarımı. (a) Anten ölçüleri 1. (b) Anten Ölçüleri 2.



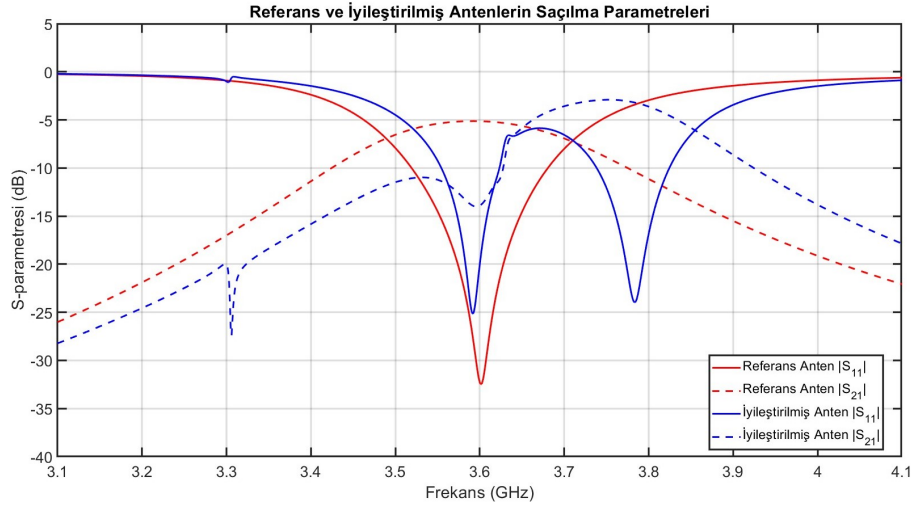
Şekil 2. Yarı Halka Resonatörü (YHR).



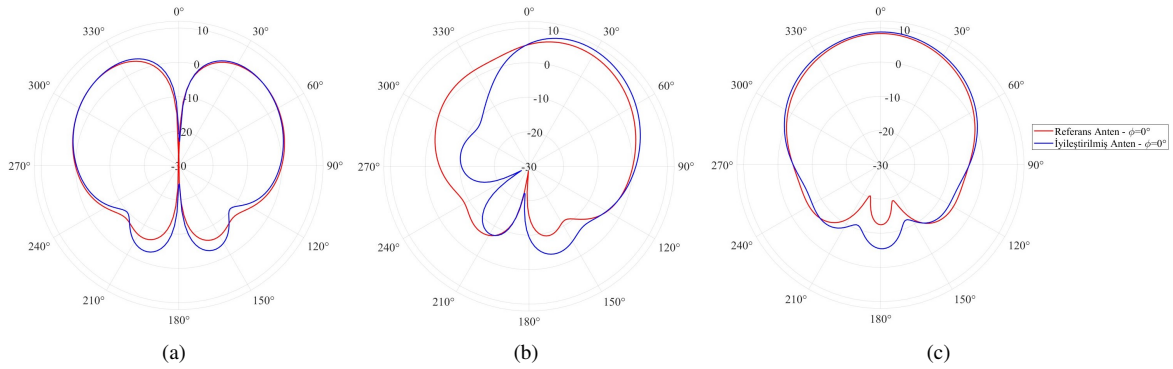
Şekil 3. İyileştirilmiş anten tasarımı. (a) Anten ölçüleri 1. (b) Anten Ölçüleri 2.

Tablo 1. Tasarım Parametreleri (mm)

| $S_x$ | $S_y$  | $P_x$  | $P_y$ | $d$       | $R_{out}$ | $W$   | $S$  |
|-------|--------|--------|-------|-----------|-----------|-------|------|
| 100   | 100    | 25.7   | 25.7  | 4         | 5.7       | 1.1   | 1.25 |
| WR    | $P'_x$ | $P'_y$ | $d'$  | $B_{mid}$ | $B_p$     | $B_r$ |      |
| 1     | 25     | 25     | 3.8   | 0         | 1         | 1.4   |      |



Şekil 4. Antenlerin Saçılma Parametreleri Karşılaştırılması.

Şekil 5.  $\phi = 0^\circ$  için yayılım deseni kıyaslaması. (a)  $\beta = 0^\circ$  (b)  $\beta = 90^\circ$  (c)  $\beta = 180^\circ$ 

parametresinde yaklaşık olarak 8 dB'lik bir düşüş gözlemlenmiştir. Rezonatör yapılar, farklı frekanslarda rezonans oluşturabildiği için çeşitli frekanslarda rezonans gözlemlenmiştir. Bu bağlamda, yaklaşık 3.3 GHz civarında  $|S_{21}|$  parametresinde belirgin bir rezonans meydana gelmiştir. Antenin 3.593 GHz'de  $\phi = 0^\circ$  katındaki  $\beta = 0^\circ$ ,  $\beta = 90^\circ$ ,  $\beta = 180^\circ$  faz farkları ile ışıma desenleri Şekil 5'te gösterilmiştir.

#### 4. Sonuç

Referans alınan antene eklenen yarık halka rezonatörlerin yerleştirilmesi ile iletim parametresi ( $|S_{21}|$ ) iyileşmiştir. Yarık halka rezonatörlü anten tasarımında iletim parametresi ( $|S_{21}|$ ) yaklaşık -14 dB olup referans antende yaklaşık -5 dB'dir. Antenin bant genişliğinin daraldığı ve farklı frekanslarda  $|S_{11}|$  parametresinde düşüş gözlemlenmiştir. Kapılar arası faz farkı  $\beta = 90^\circ$  olduğunda ise ışıma deseninde istenilenden biraz sapma görülmüştür. Bunun dışında referans anten ile yarık halka rezonatör eklenmiş antenin ışıma desenlerinde ve kazancında büyük bir farklılık gözlemlenmemiştir.

#### Kaynaklar

- [1] R. L. Haupt ve M. Lanagan, "Reconfigurable Antennas," IEEE Antennas and Propagation Magazine, cilt. 55, no. 1, s. 49-61, Şubat 2013.
- [2] S. Zhang, G. H. Huff, J. Feng ve J. T. Bernhard, "A pattern reconfigurable microstrip parasitic array," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.52, no.10, s.2773-2776, Ekim 2004.
- [3] K. Yu, X. Liu ve Y. Li, "Mutual coupling reduction of microstrip patch antenna array using modified split ring resonator metamaterial structures," 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, Kaliforniya, A.B.D., 2017, s. 2287-2288.
- [4] Çelik F. T., Alatan L., ve Çivi H. Ö. A., "A compact pattern reconfigurable antenna employing shorted quarterwave patch antennas", Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, cilt.30 no.6, 2022.

## Ka-Bant Çapraz Polarizasyon Karıştırma Uygulamaları İçin Oluklu Boynuz Anten Tasarımı ve Üretimi

Göksenin Bozdağ, Mustafa Kuloğlu

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara

[goksenin@aselsan.com](mailto:goksenin@aselsan.com), [mkuloglu@aselsan.com](mailto:mkuloglu@aselsan.com)

**Özet:** Bu bildiride, Ka-Bant çapraz polarizasyon karıştırma uygulamalarında kullanılmak üzere yüksek performanslı bir oluklu boynuz antenin tasarımı, üretimi ve ölçümü sunulmaktadır. Önerilen antenin uzunluğu ve açıklığı sırasıyla 541 mm ve 126.9 mm olup; dikdörtgen-dairesel dalga kılavuzu geçişi, mod dönüştürücü ve Gauss profilli bölümlerinden oluşmaktadır. Talaşlı imalat ve elektroforming yöntemleri kullanılarak iki anten üretilmiş ve performansları karşılaştırılmıştır. Ölçümler, antenlerin  $|S_{11}| \leq -15$  dB için 30-40 GHz bandında çalıştığını göstermektedir. Elektroforming ile üretilen antenin bant içerisindeki normalize tepe çapraz polarizasyon seviyesi -25.5 dB'den daha düşük olup; talaşlı imalat ile üretilen antene göre ortalama 9.3 dB daha düşük bir çapraz polarizasyon seviyesine sahiptir. Ayrıca, talaşlı imalat ve elektroforming ile üretilen antenlerin bant içerisindeki ortalama gerçekleşen kazançları da sırasıyla 29 dBi ve 29.5 dBi'dir.

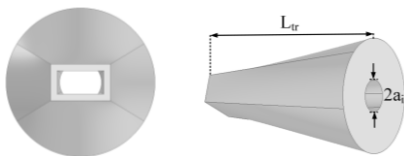
**Abstract:** In this study, design, fabrication and measurement of a high-performance corrugated horn antenna for Ka-Band cross-polarization jamming applications are presented. The proposed antenna, measuring 541 mm in length with a 126.9 mm aperture diameter, consists of a rectangular-to-circular waveguide transition, a mode converter, and a Gaussian-profiled section. Two antennas were fabricated using conventional machining and electroforming techniques and their performances were compared. Measurement results indicate that both antennas operate across the 30–40 GHz band, with  $|S_{11}| \leq -15$  dB. The antenna manufactured via electroforming achieves a normalized peak cross-polarization level below -25.5 dB in the whole band, with an average cross-polarization improvement of 9.3 dB over the machined version. Furthermore, the average realized gains of the machined and electroformed antennas are 29 dBi and 29.5 dBi, respectively.

### 1. Giriş

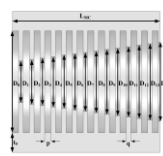
Son yıllarda, monopulse radar (MPR) teknolojileri hedef takibi ve atış kontrolü gibi kritik görevler için hızla gelişmektedir. Öte yandan, çapraz polarizasyon karıştırma (Cross-Polarization Jamming, XPJ), MPR'lere karşı etkili olabilen elektronik taarruz tekniklerinden biridir. Bu tekniğin başarımı, düşük çapraz polarizasyon (XP) seviyelerine sahip karıştırma antenlerinin kullanımına bağlıdır [1-2]. Ayrıca, bu antenlerin yüksek kazançla sahip olmaları XPJ'nin etkinliğini arttırmaktadır. Oluklu boynuz antenlerde (OBA) HE<sub>11</sub> modunun başarıyla uyarılması oldukça geniş bir hüzmeye aralığında düşük X seviyeleri, yüksek kazanç ile birlikte elde edilebilir. Bu çalışmada, XPJ uygulamaları için MPR'lerin sıklıkla kullanıldığı Ka-Bant'da çalışan, yüksek güç dayanımına sahip, radyal oluklu ve Gauss profilli bir OBA'nın tasarımı yapılmıştır. Talaşlı imalat ve elektroforming yöntemleri kullanılarak iki anten üretilmiş ve ölçülerek performansları kıyaslanmıştır. Kapsamlı numerik çalışmalar Ansys HFSS kullanılarak gerçekleştirilmiş olup; benzetim ve ölçüm sonuçlarının uyumlu olduğu görülmüştür.

### 2. Oluklu Boynuz Anten Tasarımı

Bu çalışmada, 30 GHz - 40 GHz bandında operatif ve geçiş, mod dönüştürücü ve Gauss profilli olmak üzere üç ana bölümden oluşan bir OBA tasarlanmıştır. OBA'nın yüksek güç taşıma kapasitesine sahip olması için WR-28 boyutlu bir dalga kılavuzu OBA girişinde kullanılmıştır. Bu nedenle, öncelikle dikdörtgen kesitli dalga kılavuzundan dairesel kesitli bir dalga kılavuzuna geçiş incelenmiştir. Antenin bant başındaki geri dönüş kaybı, geçişin çıkış yarıçapına ( $a_i$ ) bağlı olup; başlangıç değeri  $\lambda_c$ 'nin merkez frekansının dalga boyu olarak tanımlandığı  $a_i = (3/2\pi) \times \lambda_c$  bağıntısıyla hesaplanmıştır. Geçiş girişi TE<sub>10</sub> modu ile uyarıldığında, çıkış açıklığında saf

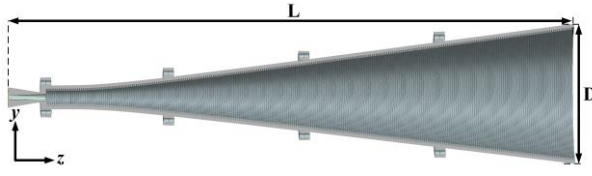


Şekil 1. Dalga Kılavuzu Geçiş Bölümü.

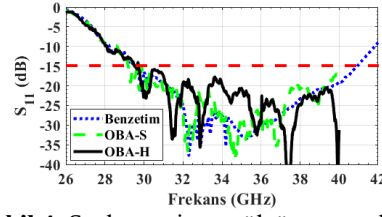


Şekil 2. Mod Dönüştürücü Bölümü.

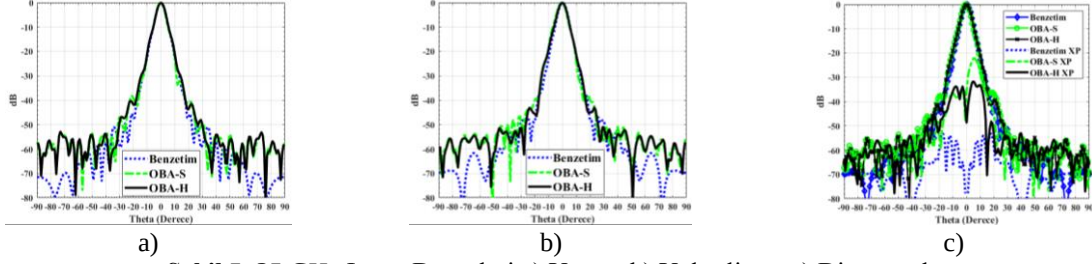
| $D_0$    | $D_1$    | $D_2$    | $D_3$ | $D_4$    | $D_5$    |
|----------|----------|----------|-------|----------|----------|
| 16.51    | 6.77     | 7.23     | 7.70  | 8.17     | 8.63     |
| $D_6$    | $D_7$    | $D_8$    | $D_9$ | $D_{10}$ | $D_{11}$ |
| 9.10     | 9.57     | 10.03    | 10.5  | 10.97    | 11.43    |
| $D_{12}$ | $D_{13}$ | $D_{14}$ | $p$   | $q$      | $L_{MC}$ |
| 11.90    | 12.37    | 12.79    | 0.75  | 1        | 24       |



Şekil 3. Tasarlanan OBA (L=541mm, D=126.9mm).



Şekil 4. S<sub>11</sub> benzetim ve ölçüm sonuçları.

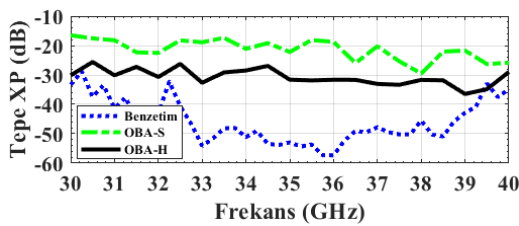


Şekil 5. 35 GHz Işıma Desenleri a) Yanca, b) Yükseliş ve c) Diyagonal.

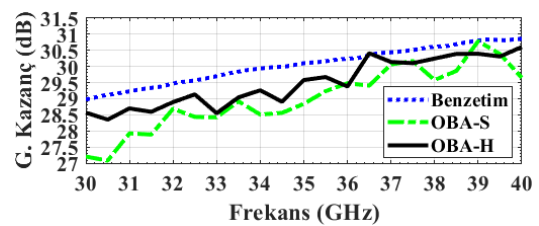
TE<sub>11</sub> mod dağılımını gözlemlemek için  $a_i$  ve geçişin uzunluğu ( $L_{tr}$ ) sırasıyla 3.2 mm ve 36 mm olarak optimize edilmiştir. Şekil 1.'de geçiş bölümü gösterilmiştir. HE<sub>11</sub> modu, ilk olarak uzunluğu 24 mm olan ve açıklık yarıçapı 3.38 mm'den başlayıp 6.4 mm'de biten doğrusal eğimli bir zarf içerisinde radyal silindirik oluklar açılarak meydana getirilen mod dönüştürücü bölümünde uyarılır. İstenilen frekans aralığında geniş bir empedans uyumuna ulaşmak için  $\lambda_c$  başına oluk sayısı, adım genişliği ve adım-genişlik oranı sırasıyla 5, 1.75 mm ve 0.57 olarak seçilmiştir. Ayrıca, maksimum ve minimum dış derinliği değerleri yaklaşık olarak  $0.56\lambda_c$  ve  $0.22\lambda_c$ 'ye karşılık gelen minimum sayıda oluk kullanılmıştır. Mod dönüştürücü kısmının yapısı ve boyutları Şekil 2.'de gösterilmiştir. Şekil 2.'de gösterilen minimum dış derinliğine sahip oluklar HE<sub>11</sub> modunu destekleyerek istenilen ışıma ve empedans değerlerini elde etmek için zarfı  $R(z) = a_i \sqrt{1 + (\lambda z / \pi a^2 a_i^2)^2}$  ile ifade edilen bölümün tamamında kullanılır. Bu bağıntıda  $\alpha$  anten açıklığını  $a_i$  ile birlikte kontrol eden bir parametredir. 35 GHz'de 30 dBi kazanç elde etmek için bu bölümün uzunluğu ve  $\alpha$  sırasıyla 481 mm ve 1.75 olarak optimize edilerek; 126.9 mm'lik bir anten açıklığına ulaşılmıştır. Şekil 3.'de toplam uzunluğu 541 mm'ye ulaşan OBA'nın bir çizimi gösterilmiş olup; Şekil 4.'te S<sub>11</sub> benzetim sonuçları verilmiştir. İlgili şekilden de görüleceği üzere OBA'nın |S<sub>11</sub>| değerleri 30-40 GHz bandında -15 dB'nin altındadır. Önerilen OBA'nın eş-polarizasyon için benzetilmiş normalize ışıma desenleri Şekil 5.a ve 5.b.'de sunulmuştur. Antenin eş-polarize desenlerinin iyi bir rotasyonel simetri ile birlikte oldukça düşük yan kulakçık seviyelerine de sahip olduğu görülmüştür. Şekil 5.c'de ise diyagonal düzlem için benzetilmiş eş ve XP desenleri verilmiştir. Şekilden OBA'nın geniş bir hüzmeye içerisinde oldukça düşük XP seviyelerini sağladığı anlaşılmaktadır. Şekil 6'da tüm bant için normalize tepe XP seviyeleri gösterilmiştir ve benzetim sonuçlarına göre antenin tepe XP seviyeleri -28.7 dB'yi geçmemekte ve bant ortasında -55 dB'den daha düşüktür. 30 GHz'de 29 dBi'den başlayıp 40 GHz'de kademeli olarak 30.9 dBi'ye kadar artan benzetilmiş kazanç değerleri ise Şekil 7'de sunulmuştur.

### 3. Oluklu Boynuz Anten Üretimi ve Ölçümü

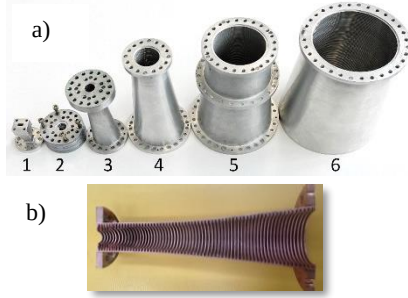
Tasarlanan OBA'nın üretimi için  $\pm 10 \mu\text{m}$ 'ye kadar mekanik tolerans sunan geleneksel talaşlı imalat yöntemi tercih edilmiştir. Uzunlukla orantılı olarak artan titreşimlerden kaynaklanması muhtemel, istenmeyen ve rastgele üretim hatalarını önlemek için OBA 6 ana parçaya ayrılmıştır. OBA'nın parçalı olarak üretimi, üretim karmaşıklığını, zaman ve hammadde israfını azaltarak üretim maliyetlerini makul tutmaya da yardımcı olmuştur. Tüm parçalar ayrı ayrı dayanıklı ve hassas işleme için uygun olan 5000 serisi alaşımlı alüminyumdan imal edilmiştir. Diğer taraftan, geleneksel talaşlı imalat (Tİ) yöntemleri ile mod dönüştürücü kısmını tek parça olarak işlemek mümkün



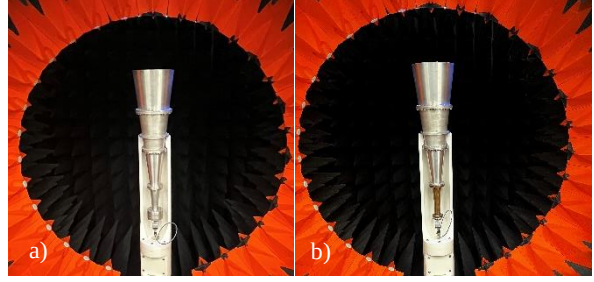
Şekil 6. Tepe Çapraz Polarizasyon Seviyeleri



Şekil 7. Gerçekleşen Kazanç



Şekil 8. Üretilen Parçalar a) Tİ, b) EF.



Şekil 9. Ölçüm Düzeneği a) OBA-S, b) OBA-H.

olamamış ve değişken dış derinliklerini istenilen hassasiyetle işleyebilmek için bu parça 12 alt parçaya ayrılarak üretilmiştir. Daha sonra bu alt parçalar hizalama pimleri kullanılarak hizalanmış ve vidalarla birbirine bağlanmıştır. Şekil 8.a'da üretilmiş bölümleri ve Şekil 9.a'da monte edilmiş anten (OBA-S) gösterilmiştir. Bununla birlikte, Şekil 8.a'da gösterilen mod dönüştürücü kısmını da içeren 2 ve 3 nolu konumları birlikte ve tek parça olarak bakır elektroforming (EF) yöntemi ile imal edilmiştir. EF ile imal edilmiş parçanın kesiti Şekil 8.b'de ve bu parça ile monte edilmiş anten (OBA-H) Şekil 9.b'de gösterilmiştir. Antenlerin S<sub>11</sub> ölçümleri Şekil 4'te karşılaştırılmıştır. Şekilden açıkça görülebileceği gibi benzetim ve ölçüm değerleri çok iyi bir uyum içindedir ve antenlerin |S<sub>11</sub>| değerleri 28-40 GHz bandında -10 dB'den daha düşüktür. Üretilen antenlerin ışıma desenleri küresel yakın alan ölçüm sisteminde Şekil 9.'da gösterildiği şekilde gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.'te üretilen antenlerin normalize eş-polarizasyon ışıma desenleri benzetim sonuçları ile karşılaştırılmış ve sonuçların oldukça uyumlu olduğu görülmüştür. Şekil 5.c'de ise üretilen antenlerin diyagonal düzlemdeki ışıma desenleri karşılaştırılmıştır. Üretilen antenlerin eş-polarizasyon desenleri benzetim sonuçları ve birbiriyle uyumlu iken XP sonuçları benzetim sonuçlarından ve birbirlerinden ayrılmaktadır. OBA-H anteninin XP başarımlarının OBA-S'ye göre daha iyi olduğu görülmektedir. Normalize tepe XP seviyeleri ise Şekil 6.'da karşılaştırılmış olup; OBA-H'nin XP seviyesinin bant içerisinde -25.5 dB'yi geçmediği ve OBA-S'ye göre ortalama 9.3 dB kadar daha iyi bir XP başarımlarını sağladığı ilgili şekilden anlaşılmaktadır. Bu durum EF ile üretilen parçaların, Tİ ile üretilen parçalara göre tasarım değerlerine daha yakın üretilmiş ve montajlanmış olduğunu göstermektedir. Anten boyutlarının ölçüm sisteminin fiziki yerleşim limitlerine yakınlığı ve kullanılan probların çok yüksek olmayan polarizasyon saflığı çapraz polarizasyon ölçümlerinin benzetimden daha yüksek gelmesinin muhtemel sebepleri olarak öngörülmektedir. Şekil 7.'den görüleceği üzere üretilen antenlerin kazanç değerleri birbirleri ile uyumlu olup ortalama gerçekleşen kazanç değerleri OBA-S ve OBA-H için sırasıyla 29 dBi ve 29.5 dBi'dir. Bu değerler benzetim değerlerinden sadece 1 dBi ve 0.5 dBi kadar daha düşük olmak birlikte; bu farkların yüzey pürüzlülüğü ve ölçüm belirsizliklerinden kaynaklandığı düşünülmektedir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada düşük çapraz polarizasyon ve yüksek kazançla sahip Gauss profilli bir OBA tasarlanmış olup; farklı imalat yöntemleri kullanılarak iki farklı prototip anten üretilmiş ve ölçülmüştür. Üretilen antenlerin, benzetim sonuçlarına benzer olarak, |S<sub>11</sub>| ≤ -15 dB için 30-40 GHz ve |S<sub>11</sub>| ≤ -10 dB için 28-40 GHz frekans bantlarında çalıştığı görülmüştür. Üretilen antenlerin ölçülen eş-polarizasyon ışıma desenlerinin benzetim sonuçlarına uygun, birbirine benzer ve rotasyonel simetriye sahip oldukları anlaşılmaktadır. Üretilen antenlerin 30-40 GHz bantı için kazançları incelendiğinde ise yine birbirine oldukça yakın sonuçlar elde edilmiştir. Ortalama gerçekleşen kazanç değerleri OBA-S ve OBA-H için sırasıyla 29 dBi ve 29.5 dBi'dir. Üretilen antenlerin çalışma bantı içerisindeki ölçülen çapraz-polarizasyon ışıma desenlerinde ise bir ayrışma gözlenmiştir. OBA-H'nin normalize tepe XP seviyeleri, tüm bant içerisinde -25.5 dB'den daha düşük ölçülmüş ve OBA-S'ye göre ortalama 9.3 dB daha iyi olduğu anlaşılmıştır. Bu çalışmanın ilerleyen aşamalarında, üretilen antenlerin çapraz polarizasyon seviyelerini daha kapsamlı değerlendirmek üzere başka bir ölçüm düzeneğinde de ölçülmesi planlanmaktadır. Çok parçalı üretim yaklaşımının sağladığı hassasiyet, maliyet etkinlik ve kolay taşınabilirlik ile birlikte, OBA-H XP seviyelerini, geniş bir bant içerisinde ve yüksek kazançla sunmaktadır. Sonuç olarak, OBA-H bu özellikleri ile Ka-Bandında mobil veya sabit XPJ uygulamaları için oldukça uygun bir aday olarak değerlendirilmektedir.

#### Kaynaklar

- [1]. Bozdağ G., Kuloğlu M., ve Eser B., "Wideband Corrugated Horn Antenna for Cross-Polarization Jamming Applications at Ka-Band," European Radar Conference, Berlin, Almanya, Eylül 2023.
- [2]. Kırdar B. ve Ayazgök S., "Cross Polarization Jamming and Jammer Antenna Polarization Purity Level Analysis," IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Karabük, Türkiye, Mayıs 2022.



## Boyutu Çift Yarı Çember Yapılarla Küçültülmüş Basılı Log-Periyodik Çift Kutuplu Anten

Mehmet Can Özgönül, Mustafa Seçmen\*

Yaşar Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[mc\\_ozgonul@hotmail.com](mailto:mc_ozgonul@hotmail.com), [mustafa.secmen@yasar.edu.tr](mailto:mustafa.secmen@yasar.edu.tr),

**Özet:** Bu çalışmada, Geri Dönüş Kaybı birçok kablosuz haberleşme uygulamasının çalışma frekansında en az 10 dB olan boyutu birinci dereceden çift yarı-çember yapılarla küçültülmüş basılı Log-periyodik çift kutuplu anten önerilmiştir. Çift yarı çember yapıların eklenmesi hem bant-genişliğini arttırmış hem de antenin enlemesine uzunluğunu önemli ölçüde azaltmıştır. Böylelikle, standart basılı Log periyodik çift kutuplu antene göre hem daha geniş frekans aralığını kapsayan hem de daha kompakt bir anten elde edilmiştir. Önerilen antenin ölçüm sonuçlarına göre 0,95 GHz ile 2,6 GHz arasında en az 10 dB geri dönüş kaybı vardır.

**Abstract:** In this study, a first-order double semi-circular structure added size-reduced printed Log-periodic dipole antenna with a Return Loss of at least 10 dB at the operating frequency of many wireless communication system is proposed. Adding the double semi-circular structures has increased the bandwidth and considerable reduced the lateral size of the antenna. Thus, a more compact antenna with wider frequency band than the standard printed Log-periodic dipole antenna has been obtained. The measurement results of the proposed antenna indicate that it has a return loss of at least 10 dB between 0.95 GHz and 2.6 GHz.

### 1. Giriş

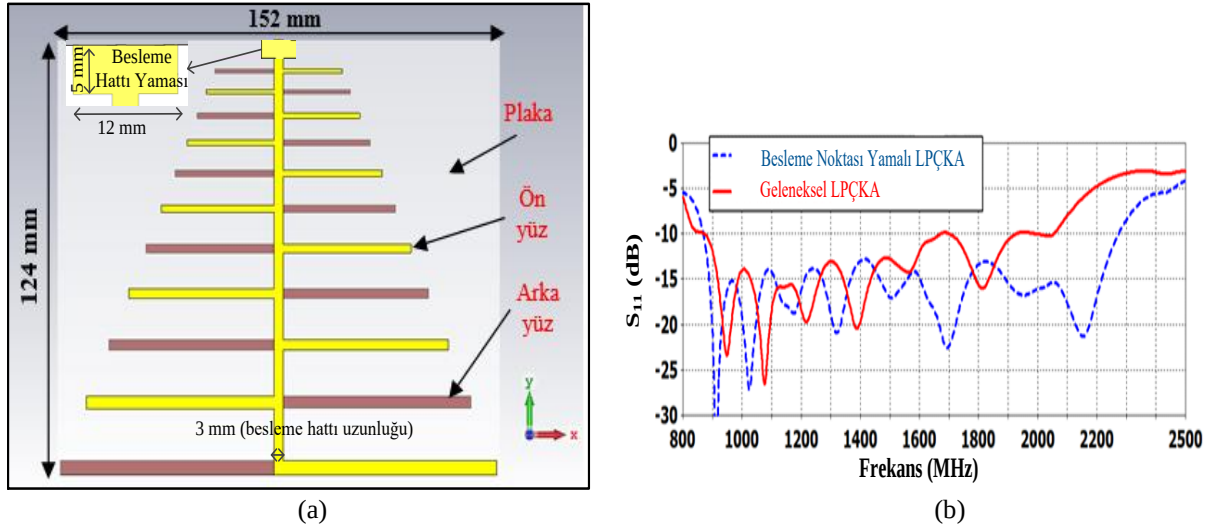
Log-periyodik çift kutuplu antenler (LPÇKA), çalışma frekansı boyunca kararlı performans göstermesi nedeniyle tercih edilen geniş-bantlı bir anten türüdür. Literatürde orta kazançlı anten (5-7 dBi) olarak bilinen LPÇKA'lerin temeli ilk olarak Isbell tarafından önerilen yapıya dayanmaktadır. Bu yapı, yan yana yerleştirilmiş boyları ve aralıkları logaritmik periyotlar ile değişen doğrusal çift kutuplardan oluşan eş düzlemsel bir dizi şeklindedir. Antenlerin tasarım ilkeleri Carel tarafından detaylandırılmıştır. LPÇKA'lerin en belirgin özelliklerinden biri, geniş çalışma bandı boyunca nispeten anten kazancının korunabilmesi ve sabit ışıma örüntüsü sunabilmesidir. Böylelikle çoklu haberleşme uygulaması içeren sistemler için uygun geniş-bantlı bir çözüm olmaktadır. Ayrıca, LPÇKA'ler hem alıcı hem de verici modda çift yönlü çalışabilmektedir [1,2].

LPÇKA tasarımında, istenen haberleşme uygulamaları için uygun geri dönüş kaybı, ışıma örüntüsü, kazanç gibi performans parametrelerinin elde edilmesinin yanı sıra, pratik uygulamalar için anten boyutlarının mümkün olduğunca küçük olması istenmektedir. Bu sebeple, kolay uygulanabilirliği, hafif yapıları ve düşük maliyetlerinden dolayı basılı (düzlemsel) anten yapıları birçok uygulamada çubuk yapılar yerine tercih edilmektedir [3,4,5]. Bu çalışmanın temel amacı geleneksel basılı LPÇKA'ye göre bant genişliği artırılmış, istikrarlı performans parametreleri (geri dönüş kaybı, kazanç ve yönlülük) sağlayan, enlemesine uzunluğu mümkün olduğunca azaltılmış, LPÇKA tasarlamak ve üretmektir. Bu amaçla, Üçüncü Nesil Haberleşme (3G), Bluetooth ve 2,4 GHz Kablosuz Yerel Alan Ağı (Wi-Fi) haberleşme sistemlerini kapsayacak, ölçüm sonuçlarına göre 0.95-2,6 GHz frekans bandı arasında çalışabilen geniş bantlı çift birinci dereceden yarı çember yapılar eklenmiş basılı LPÇKA tasarlanmış ve üretilmiştir. LPÇKA'nın enlemesine uzunluğunu azaltmanın bir yolu çift kutupların elektriksel uzunluğunu koruyarak, düz yapılar yerine farklı yapılar kullanmaktır. Koch-şekilli yapılar ile antenin çalışma frekansı korunarak ya da genişletilerek antenin enlemesine boyutunu küçültme çalışmaları mevcuttur [3,4]. Ayrıca, farklı yapılar kullanılarak da LPÇKA'lerin performans parametrelerinin iyileştirildiği çalışmalar vardır [5]. Daha önceki çalışmalarımızda önerdiğimiz birinci dereceden ve ikinci dereceden yarı çember yapıların koch-şekilli yapılara göre daha avantajlı olduğunu göstermiştik [6,7]. Bu bildiride ise birinci dereceden ve ikinci dereceden tek yarı çember yapılar yerine çift birinci dereceden yarı çember yapıyı hem antenin enlemesine boyutunu daha fazla azalttığı hem de daha geniş çalışma frekansı sağladığı için öneriyoruz.

### 2. Standart LPÇKA Tasarımı

İlk aşamada, temel LPÇKA denklemlerine dayanarak L bandında geleneksel LPÇKA tasarlanmıştır. Tasarım parametreleri arasında: anten boyutlarının periyodik ilişkisini tanımlayan ölçekleme faktörü  $\tau$  (tau), ardaşık

elemanlar arasındaki mesafeyi ifade eden boşluk faktörü  $\sigma$  (sigma), açıklık açısının yarısını temsil eden yarı açıklık açısı  $\alpha$  (alfa) ve kullanılan toplam çift kutup sayısı (N) yer almaktadır. Bu çalışmada  $\tau$  değeri 0,88 seçilmiştir. Antenin boylamasına uzunluğuyla ilişkili olan  $\sigma$  değeri 0,06 seçilmiştir. Çünkü antenin mümkün olduğunca kompakt olması ve orta seviyede bir yönlülük değerinde kalması hedeflenmiştir. LPÇKA'nın diğer tasarım parametreleri olan  $\alpha$  ve N sırasıyla, 26,6° ve 11 hesaplanmıştır. Tasarlanan anten, FR4 dielektrik plaka üzerine çift yüzeyli olarak (plakanın ön ve arka yüzü birbirlerinin ayna görüntüsü olacak şekilde) uyarlanmıştır. FR4 plakanın dielektrik sabiti ( $\epsilon_r$ ) = 4,3, tanjant kaybı ( $\delta$ ) = 0,025 ve kalınlığı ( $h$ ) = 1,56 mm'dir. Antenin benzetim sonuçları incelendiğinde hedeflenen çalışma frekans aralığı olan 0,95 GHz - 2,5 GHz'in sağlanamadığı görülmüştür. Geri dönüş kaybı 2 GHz'den sonra 10 dB'nin altında kalmaktadır. Tasarımın ikinci aşamasında üst bant genişliğini arttırmak için LPÇKA'nın boyutları sabit tutularak dielektrik plakanın her iki yüzüne Şekil 1 (a)'daki gibi boyutları 12 mm x 5 mm'lik dikdörtgen yama besleme noktasına eklenmiştir. Böylelikle, antenin çalışma frekansının alt bandı aynı kalırken, üst bandı 2 GHz'den 2,3 GHz'e çıkmıştır. Geleneksel basılı LPÇKA ve dikdörtgen yama eklenmiş basılı LPÇKA'nın  $S_{11}$  benzetim sonuçları Şekil 1 (b)'de gösterilmiştir.



Şekil 1.(a) Besleme Hattına Dikdörtgen Yama Eklenmiş LPÇKA'nın Benzetim Ortamındaki Görüntüsü  
(b) Standart ve Besleme Noktasına Yama Eklenmiş LPÇKA'lerin  $S_{11}$  Benzetim Sonuçları

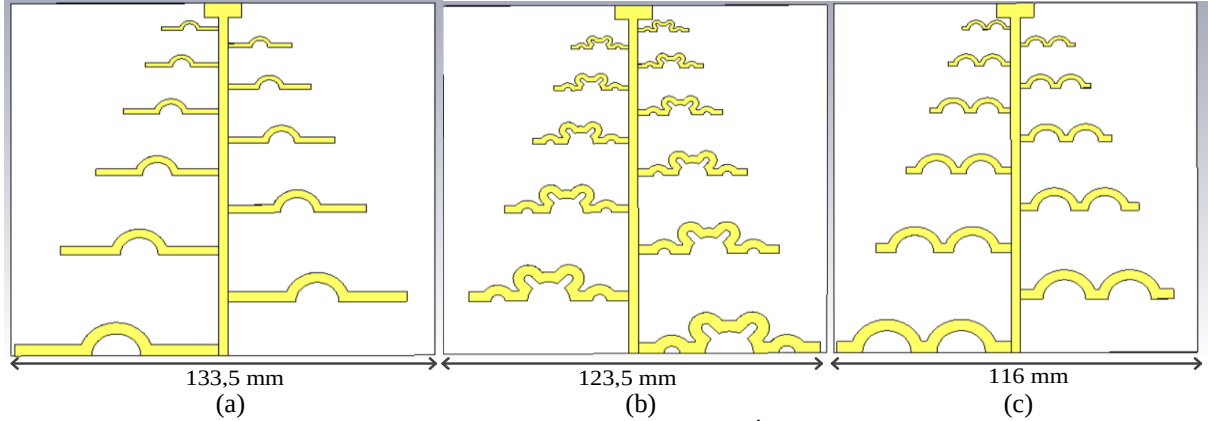
### 3. Boyutu Küçültülmüş Antenler

Bu aşamada antenin boyutunun küçültülmesi ve antenin performans parametrelerinin Wi-Fi ve Bluetooth haberleşme sistemlerinin çalışma frekansı olan 2,4 GHz'de iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Literatürde geleneksel LPÇKA'lerin boyutlarını küçültmek için koch fractal yapıların kullanımının yaygın olduğu görülmektedir [3,4]. Önceki çalışmalarımızda önerdiğimiz yarı-çember yapının, koch-fractal yapılardan daha fazla boyut küçültme ve daha iyi performans parametreleri sağladığı gösterdik. Bu çalışmada, birinci dereceden ve ikinci dereceden yapılar yerine performans parametrelerini koruyarak daha fazla boyut küçülttüğü için çift birinci dereceden yarı-çember yapılı LPÇKA öneriyoruz. Birinci dereceden yarı çember yapılı LPÇKA, ikinci dereceden yarı çember yapılı LPÇKA ve çift birinci dereceden yarı-çember yapılı LPÇKA sırasıyla Şekil 2 (a), Şekil 2 (b) ve Şekil 2 (c)'de gösterilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere bu yapılar geleneksel yapıya göre enlemesine uzunluğunu sırasıyla %12, %19, %28 küçültmüştür. Şekil 3'te bu antenlerin  $S_{11}$  benzetim sonuçları verilmiştir. Bant genişlikleri sırasıyla, 2,71:1, 2,81:1 ve 2,82:1'dir. Benzetim sonuçlarına göre çift birinci derece iterasyonlu yarı çember yapılı LPÇKA'nın hem bant genişliği en fazla hem de boyutu en küçüktür. Önerilen bu anten üretilmiş (Şekil 4 (a)) ve  $S_{11}$  parametresi ölçülerek benzetim sonucuyla karşılaştırılmıştır (Şekil 4 (b)). Ölçüm sonucuyla benzetim sonucu tutarlı olmakla birlikte bazı frekanslarda üretimden kaynaklı hata sebebiyle sapmalar olmaktadır.

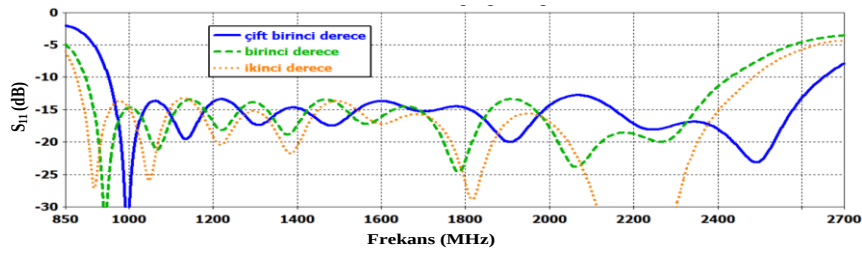
### 4. Sonuç

Bu çalışmada, kablosuz haberleşme sistemleri (GPS, 3G, Bluetooth ve 2,4 GHz Wi-Fi) için çift birinci dereceden yarı çember yapılar ile standart LPÇKA'ye göre hem boyutları %28 oranında azaltılmış hem de bant-genişliği artırılmış LPÇKA tasarımı ve gerçekleştirilmesi sunulmuştur. Önerilen antenin ölçüm sonuçlarına göre, 0,95 GHz ile 2,6 GHz arasında en az 10 dB geri dönüş kaybı vardır.

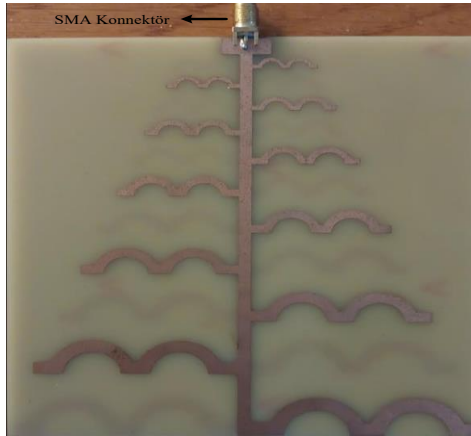




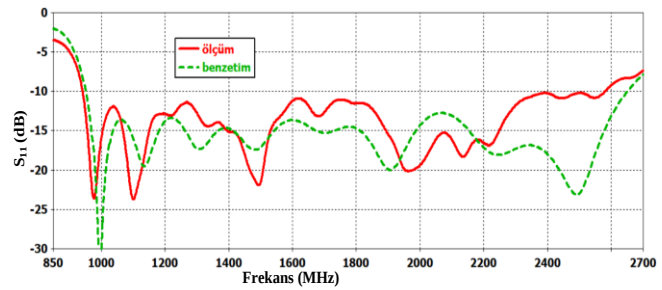
Şekil 2. Boyutu Küçültülmüş LPÇKA'ler (a) Birinci Derecede (b) İkinci Derece (c) Çift Birinci Derecede



Şekil 3 Boyutu Küçültülmüş Antenlerin  $S_{11}$  Benzetim Sonuçları



(a)



(b)

Şekil 4. Önerilen Antenin (a) Üretilmiş Halinin Görüntüsü (b)  $S_{11}$  Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

#### Kaynaklar

- [1] Isbell D.E., Log periodic dipole arrays, IEEE Trans. Antennas Propag., 8,s. 260-267, 1960.
- [2] Carrel R., The design of log-periodic dipole antennas, Institute of Radio Engineers (IRE) Int. Conv. Rec., 9, s. 61-75, 1966.
- [3] Chairunnisa, D.F.S., Munir A., Size reduction of printed log-periodic dipole array antenna using fractal koch geometry, Int. Journal on Electrical Engineering and Informatics, 7, s. 226-236, 2015.
- [4] Hsu H., Huang T., A koch-shaped log-periodic dipole array (LPDA) antenna for universal ultra-high-frequency (UHF) radio frequency identification (RFID) handheld reader, IEEE Trans. Antennas Propag., 61 (9), s. 4852-4856, 2013.
- [5] Krishna C.H.M., Vijay P.J., Ravi M., Compact log periodic dipole array antenna for multiband applications using S-fractal curve, IJRET: Int. Journal of Research in Engineering and Technology, 7 (6),s. 75-80, 2018.
- [6] Ozgonul, M. C., Seçmen, M. Kablosuz haberleşme uygulamaları için boyutu küçültülmüş basılı log-periyodik çift kutuplu anten. Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi,35(3),s. 1631-1646.2020
- [7] Ozgonul M. C., Secmen M., Okuyucu S., "Compact printed log periodic dipole antenna with second order semi-circle iteration," in Proc.2017 25th Telecommunication Forum (TELFOR), s. 1-4. 2017.

## Yükseklik Açısında Geniş Tarama Yapabilen Anten Dizisi İçin Birim Eleman Tasarımı

Burak Şevik<sup>(1),(3)</sup>, Feza Turgay Çelik<sup>\*(2)</sup>, Kamil Karaçuha<sup>(3)</sup>

<sup>(1)</sup>Haberleşme ve Bilgi Teknolojileri Sektör Başkanlığı

Aselsan

Ankara

buraksevik@aselsan.com

<sup>(2)</sup>\*Delft Teknoloji Üniversitesi

Mikroelektronik Bölümü

Delft

F.T.Celik@tudelft.nl

<sup>(3)</sup>İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Fakültesi

İstanbul

sevik20@itu.edu.tr, karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, geniş açı aralığında yönlülük performansını koruyabilen bir anten dizi birim elemanı tasarımı sunulmuştur. Tasarımda,  $TM_{02}$  modunda çalışan dairesel yama anten parazitik olarak uyarılan dipol antenin birlikte uyarılmasıyla konik ve enine ışıma örüntülerinin birleşimi sağlanmıştır. Dielektrik kovuk yapısı ile empedans eşleşmesi iyileştirilmiş ve bant genişliği artırılmıştır. Benzetim sonuçları, 13.3 GHz frekansında  $|S_{11}| < -30$  dB seviyesinde güçlü rezonans ve 350 MHz genişliğinde çalışma bandı elde edildiğini göstermektedir. Ayrıca,  $-137.5^\circ$  ile  $+137.5^\circ$  aralığında 3 dB'den az kazanç değişimi sağlanmıştır. Bu yaklaşım, geniş taramalı dizi anten uygulamaları için etkin ve dengeli bir çözüm sunmaktadır.

**Abstract:** In this study, a design for an antenna array unit element capable of maintaining directional performance over a wide scanning range is presented. The design combines conical and transverse radiation patterns by simultaneously exciting a circular patch antenna operating in the  $TM_{02}$  mode and a parasitically excited dipole antenna. The dielectric cavity structure improves impedance matching and enhances bandwidth. Simulation results demonstrate strong resonance at 13.3 GHz with a return loss of  $|S_{11}| < -30$  dB and an operational bandwidth of 350 MHz. Additionally, a gain variation of less than 3 dB is achieved over a wide angular range from  $-137.5^\circ$  to  $+137.5^\circ$ . This approach offers an effective and balanced solution for wide-angle scanning array antenna applications.

### 1. Giriş

Geniş açıyla tarama yapabilen anten birim öğelerinin tasarımı, günümüzde haberleşme, uzaklık belirleme (radar), izleme, hedef bulma ve yer saptama gibi birçok alanda önemli bir gereksinimdir [1, 2]. Bu tür uygulamalarda, hedeflerin hızlı ve doğru biçimde izlenebilmesi için antenlerin huzme demetini istenilen yönlere çevirebilmesi beklenir. Kuramsal olarak, anten dizilerinde dizi çarpanları kullanılarak huzme belirlenen yönlere yönlendirilebilir. Ancak uygulamada, yana (enine) ışıma doğrultusundan uzaklaşıldıkça, özellikle yama türü antenlerde etkin açıklık alanı azalır. Etkin açıklık alanı, antenin yönlülük özelliğiyle doğrudan ilişkilidir [3]. Bu nedenle etkin açıklıktaki azalma, ışınımın yönlülüğünü zayıflatır. Bu durum, anten dizilerinin geniş açıyla tarama yaparken istenilen yönlülüğü koruyamamasına neden olur. Bu sorunu aşmak için, üst yarı uzayda geniş tarama açıları boyunca kazancı değişmeyen, yani yüksekli açısı (elevasyon) değişse bile yönlülüğünü koruyabilen birim anten öğelerinin geliştirilmesi gerekir. Böylece, geniş açılı taramalar sırasında yönlülükte azalma olmadan daha etkili ve dengeli bir ışınım elde edilebilir. Bu özellik, bu tür anten öğelerini geniş açıyla tarama yeteneğine sahip dizi yapılarında kullanmak için oldukça uygun kılar. Dolayısıyla, bu tür tasarımlar yalnızca kuramsal değil, uygulamalı bakımdan da birçok ileri düzey teknoloji düzeninde üstünlük sağlar [4].

### 2. Anten Tasarımı

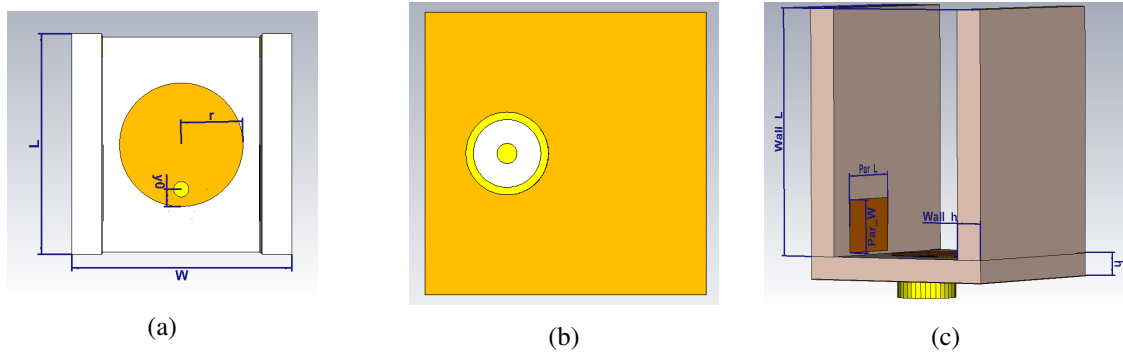
Çalışmada, birim anten elemanında geniş tarama açısı elde edebilmek için iki farklı rezonatör yapısı kullanılmıştır. Bu rezonatör yapıları, farklı TM modlarında çalıştırılıp ışınım örüntülerinin birleşimi amaçlanmıştır. Kullanılan kavite modları ve bu modların yarattığı ışınım örüntüleri takip eden kısımlarda görülebilir [5].

**Tablo 1.** Tasarım parametreleri ve değerleri.

|            | W      | L      | h    | r    | y0  | Wall_L | Wall_h | Par_L | Par_W |
|------------|--------|--------|------|------|-----|--------|--------|-------|-------|
| Değer (mm) | 11.245 | 11.245 | 1.27 | 3.23 | 0.9 | 14     | 1.52   | 4     | 3     |

## 2.1. Birim Eleman Tasarımı

Tasarımda, daire biçiminde bir yama anten kullanılmış olup, bu anten 50 ohm empedansa sahip bir eşeksenli (koaksiyel) sonda ile beslenmiştir. Yamanın yarıçapı ve besleme noktası, 13.3 GHz frekansında tınlaşım elde edilecek biçimde ayarlanmıştır. Antenin üstten, alttan ve izometrik görünümü Şekil 1’de sunulmuştur. Antene ait boyutlar ise Tablo 1’de verilmiştir. Dairesel yama antenin ikinci kipte ( $TM_{02}$ ) çalıştırılabilmesi için antenin küçültülmesi gerekmiştir. Bu amaçla, bağıl dielektrik geçirgenliği  $\epsilon_r = 10.2$  olan ve 1.27 mm kalınlıktaki Rogers 3210 malzemesi kullanılmıştır. Böylece anten öğesinin boyutu, dalga boyunun yarısından ( $\lambda/2$ ) küçük tutulmuştur. Antenin çevresindeki duvar yapılarında ise, daha düşük dielektrik geçirgenliğe ( $\epsilon_r = 3$ ) sahip Rogers 3003 malzemesi kullanılmıştır.



**Şekil 1.** Antenin üstten (a), alttan (b), ve eş ölçülü (c) görünüşü

## 2.2. Mod Kuramı

Sunulan anten tasarımı, geniş  $\theta$  (açısal) aralıkta sabit bir ışınlım örüntüsü elde edebilmek amacıyla, iki ayrı yankılayıcı (rezonatör) yapı eşzamanlı olarak uyarılmaktadır. İlk uyarılan yapı, daireSEL yama biçimindedir ve  $TM_{02}$  kipinde (modunda) çalıştırılmıştır. Bu kipte, antenin merkezinde yüzey akımı sıfırlanmakta, kenarlara doğru sinüsoidal biçimde bir akım dağılımı oluşmaktadır. Şekil 2a’da görüldüğü gibi, merkezden kenarlara yönelen akımlar,  $\theta = \pm 40^\circ$  doğrultusunda konik bir ışınlım yapısı (diyagramı) ortaya çıkarmaktadır. Tasarımda kullanılan ikinci yapı ise dipol antendir. Şekil 2b’de gösterilen bu dipol yapı, yana (broadside,  $\theta = 0^\circ$ ) yönde ışınlım yapacak biçimde yerleştirilmiştir. Tasarlanan anten öğesi, bu iki farklı ışınlım davranışını aynı frekans ve empedans koşulları altında birleştirerek birlikte çalıştırmayı amaçlamaktadır [3, 5].

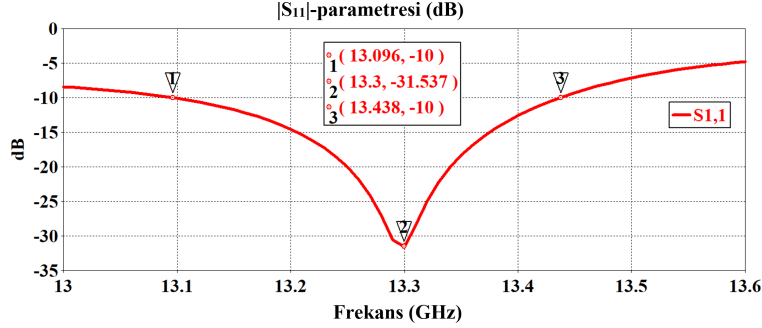


**Şekil 2.** Çalışma frekansında iletken ışıyan yüzeylerdeki akım yoğunluğu (13.3 GHz): (a) üstten görünüm, (b) yandan görünüm.

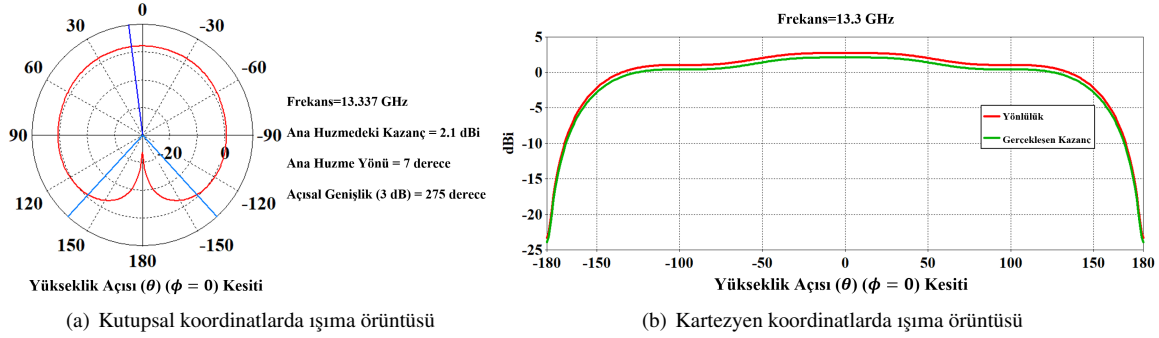
## 3. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan anten, 13.3 GHz frekansında güçlü bir rezonans göstermekte olup,  $|S_{11}| < -30$  dB düzeyinde düşük bir yansıma katsayısına sahiptir.  $|S_{11}| < -10$  dB koşulu altında ise 350 MHz’lik bir bant genişliği elde edilmiştir.

Antenin frekansa bağlı yansıma katsayısı büyüklüğündeki değişim, Şekil 3’de gösterilmektedir. Antenin ışıma örüntüsü,  $-137.5^\circ < \theta < 137.5^\circ$  aralığında 3 dB’den daha az değişmektedir. Elevasyon (yükseklik) açısında kazancın sabit kalması, iki farklı yapıda uyarılan akımların aynı frekansta faz uyumlu şekilde birleştiğini ve antenin birlikte çalışan bir yapı sergilediğini göstermektedir. Antenin gerçekleştirilmiş kazancının yükseklik açısına bağlı değişimi,  $xz$  düzleminde Şekil 4’da sunulmuştur.



Şekil 3. Antenin  $|S_{11}|$  büyüklüğünün frekansa göre değişimi.



Şekil 4. Antenin ışıma örüntüsü.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, literatürdeki yaklaşımlardan farklı olarak, geniş tarama açısı dipol benzeri ışıma özelliği bağlantı yöntemiyle elde edilmiştir. Konik ışıma karakteristiği ise uyarılan yama antenin  $TM_{02}$  modu aracılığıyla sağlanmıştır. Dielektrik bir kovuk içerisine yerleştirilen anten tasarımı, hem empedans uyumunu iyileştirmiş hem de bant genişliğinin artmasına katkı sağlamıştır. Ayrıca, anten dizisi oluşturma ve birim elemanlar arası etkileşimi azaltma amacıyla yapılacak gelecek çalışmalara da temel oluşturacaktır. Elde edilen 3 dB demet genişliği 275 derece olup, yaklaşık 350 MHz’lık bir empedans bant genişliği sağlanmıştır.

#### Kaynaklar

- [1] Yang G., Li J., Zhou S. G. ve Qi Y., “A wide-angle E-plane scanning linear array antenna with wide beam elements,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.16, s.2923–2926, 2017.
- [2] Yang G., Li J., Wei D. ve Xu R., “Study on wide-angle scanning linear phased array antenna,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, cilt.66, no.1, s.450–455, 2017.
- [3] Çelik F. T., Alatan L. ve Civi Ö. A., “A pattern reconfigurable multi-mode antenna based on circular disk and ring-shaped resonators,” 2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI), Denver, A.B.D., s.405–406, 2022.
- [4] Sevik B., Arıcan G. O. ve Karaçuha K., “A novel broadband multi-mode circular patch antenna for LEO satellite application,” 2024 32nd Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrad, Sırbistan, s.1-4, 2024.
- [5] Karaçuha K., Çelik F. T. ve Helvacı H. İ., “A multi-mode pattern diverse microstrip patch antenna having a constant gain in the elevation plane,” Advanced Electromagnetics, cilt.12, no.4, s.1–9, 2023. DOI: 10.7716/aem.v12i4.2079.

## Milimetre Dalga Bandında Diferansiyel Beslemeli Isı Dağıtıcı Eklenmiş Yama Anten Tasarımı

Feza Turgay Çelik, Kevin Chaw Gonzales, Alexander Yarovoy, Yankı Aslan

Delft Teknoloji Üniversitesi  
Mikroelektronik Mühendisliği Bölümü  
Delft, Hollanda

f.t.celik@tudelft.nl, K.ChawGonzalez@student.tudelft.nl, a.yarovoy@tudelft.nl, y.aslan@tudelft.nl

**Özet:** Bu çalışmada, milimetre dalga bandında çalışan, diferansiyel beslemeli ve ısı dağıtıcı entegre edilmiş bir yama anten tasarımı sunulmuştur. Yüksek frekanslı sistemlerde karşılaşılan termal sorunlara çözüm olarak önerilen bu yapı, hem elektromanyetik ısıma hem de ısı yayılım fonksiyonlarını yerine getirecek şekilde optimize edilmiştir. Diferansiyel besleme yapısıyla birlikte bant genişliği tek beslemeye göre %50 oranında artırılmış, ısıma diyagramında simetri sağlanmıştır. Benzetim sonuçları, antenin hem soğutma hem de iletişim performansını başarılı şekilde birleştirdiğini göstermektedir.

**Abstract:** This study presents a differential-fed patch antenna integrated with a thermal spreader, operating in the millimeter-wave band. The proposed structure addresses thermal issues in high-frequency systems by combining electromagnetic radiation and heat dissipation functionalities. The differential feeding technique, together with a slot-coupled design, improves bandwidth by 50% compared to single-fed coaxial excitation and ensures a symmetrical radiation pattern. Simulation results confirm the effectiveness of the proposed antenna in simultaneously achieving efficient cooling and high-performance communication.

### 1. Giriş

İletişim ve radar teknolojileri, her yeni nesilde daha yüksek frekanslara yönelmektedir. Yüksek frekans, bant genişliği, yüksek veri transfer hızı ve düşük gecikme süreleri gibi avantajlar sunarken, anten ve mikrodalga elemanlarına yönelik yeni zorluklar doğurmaktadır [1]. Yüksek frekanslardaki boşluk zayıflaması etkisini azaltmak amacıyla büyük dizi yapıları tercih edilmektedir. Bununla birlikte, anten arkasında konumlandırılan güç yükselticilerin verimliliği frekansla birlikte azalmaktadır. Bu iki etkenin birleşimiyle yüksek frekanslı yapılarda ciddi ısı birikimi sorunları ortaya çıkmaktadır [2], [3].

Geleneksel yöntemler, güç yükseltici entegre devrelere bağlı büyük ısı emiciler kullanarak bu ısıyı uzaklaştırmayı amaçlamaktadır [4]. Ancak, yüksek frekanslı sistemlerde dizi boyutlarının küçük olması bu yöntemin verimini sınırlandırmaktadır. Bu çalışmada geliştirilen ısı dağıtıcı anten tasarımıyla, entegre devrelerde oluşan fazla ısının bir kısmının anten elemanlarında yayılması sağlanarak alternatif bir çözüm önerilmektedir [5], [6]. Bu bağlamda, sunulan anten yapısı tanıtılmakta ve diferansiyel besleme yapısının etkileri incelenmektedir.

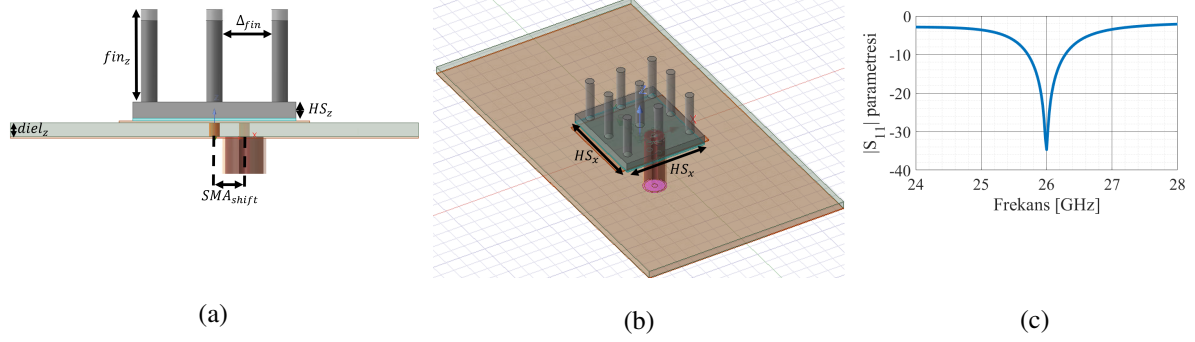
### 2. Koaksiyel Tek Beslemeli Isı Dağıtıcı Anten Tasarımı

Önceki çalışmalarımızda, anten elemanlarının hem elektromanyetik ısıma hem de ısı yayılımı görevlerini üstlenebilecek şekilde tasarlanabileceği gösterilmiştir [5], [6]. Bu çalışmada, ısı dağıtıcı entegre edilmiş yama antenin farklı besleme yapıları analiz edilerek, ısıma diyagramı simetrisi, maksimum kazanç ve bant genişliği açısından elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Önerilen anten yapısı, orta eksenli kısa devrelenmiş dikdörtgen bir yama anten üzerine termal iletken ince bir yapıştırıcı tabaka ve metalik ısı dağıtıcı eklenerek oluşturulmuştur. Çalışmada, silindirik yapıya sahip dokuz yüzlü bir ısı dağıtıcı tercih edilmiştir. Antenin yan ve izometrik görünümü ile yansıma katsayısı büyüklüğü Şekil 1'de sunulmuştur. Anten boyutları 26 GHz'de çalışacak şekilde optimize edilmiş olup, ilgili değerler Tablo 1'de verilmiştir. Dielektrik malzeme olarak Rogers 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ) seçilmiştir. Isı dağıtıcılı anten elemanı standart yama antene kıyasla 20<sup>0</sup>Clik ek bir ısı düşüşü sağlamaktadır.

### 3. Yarıklı Bağlantı ve Diferansiyel Beslemeli Isı Dağıtıcı Anten Elemanı

Isı dağıtıcı entegre edilmiş anten yapısı, ısı yönetimi açısından etkili olmakla birlikte 500 MHz'lik dar bir bant genişliğine ve simetrik olmayan bir ısıma diyagramına sahiptir. Bu sınırlamaları aşmak için koaksiyel besleme



Şekil 1. Isı dağıtıcılı antenin yan (a), izometrik (b) görünüşü ve  $|S_{11}|$  grafiği (c).

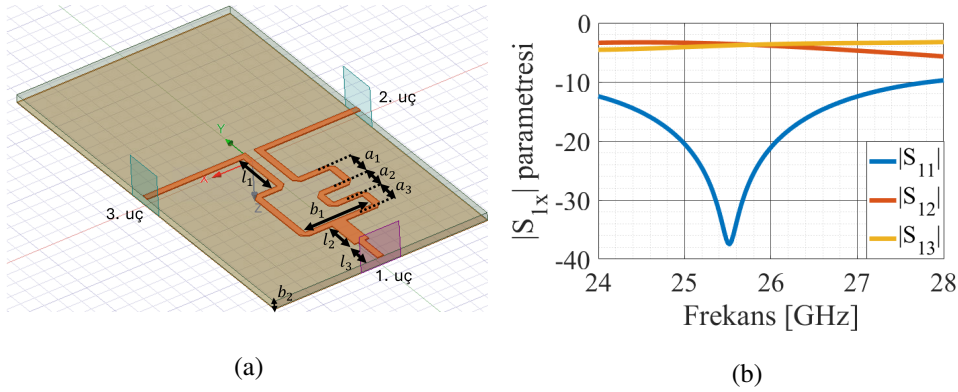
Table 1. Isı soğurucu yama anten boyutları

| Değişken | Değer   | Değişken       | Değer  | Değişken      | Değer    | Değişken | Değer  |
|----------|---------|----------------|--------|---------------|----------|----------|--------|
| $Yama_x$ | 3.51 mm | $fin_z$        | 1.5 mm | $SMA_{shift}$ | 0.55 mm  | $HS_z$   | 0.3 mm |
| $Yama_y$ | 3 mm    | $\Delta_{fin}$ | 1.2 mm | $diel_z$      | 0.254 mm | $HS_x$   | 3.3 mm |

yapısı yerine yarık bağlantılı bir yapı ve diferansiyel besleme tekniği benimsenmiştir. Diferansiyel besleme, dikdörtgen yama antenin iki simetrik noktasından  $180^\circ$  faz farkıyla sinyal uygulanarak gerçekleştirilmiştir. Bu faz farkını sağlamak için eşit genlikli ve  $180^\circ$  faz farkı oluşturan bir güç bölücü tasarlanmıştır. Güç bölücü tasarımı ve diferansiyel beslemenin avantajları aşağıdaki alt bölümlerde sunulmaktadır.

### 3.1. Güç Bölücü

Dikdörtgen yama antenin uç noktalarına sinyal iletilerek diferansiyel besleme gerçekleştirilmektedir. Bu amaçla,  $180^\circ$  faz farkı sağlayan bir kol uzatması içeren eşit genlikli güç bölücü tasarlanmıştır. Şekil 2(b)'de, tasarlanan güç bölücünün 26 GHz'de sinyali eşit şekilde böldüğü gözlemlenmektedir ( $|S_{12}| = -3.5dB$  ve  $|S_{13}| = -3.4dB$ ). Güç bölücünün boyutları Tablo 2'de verilmiştir.



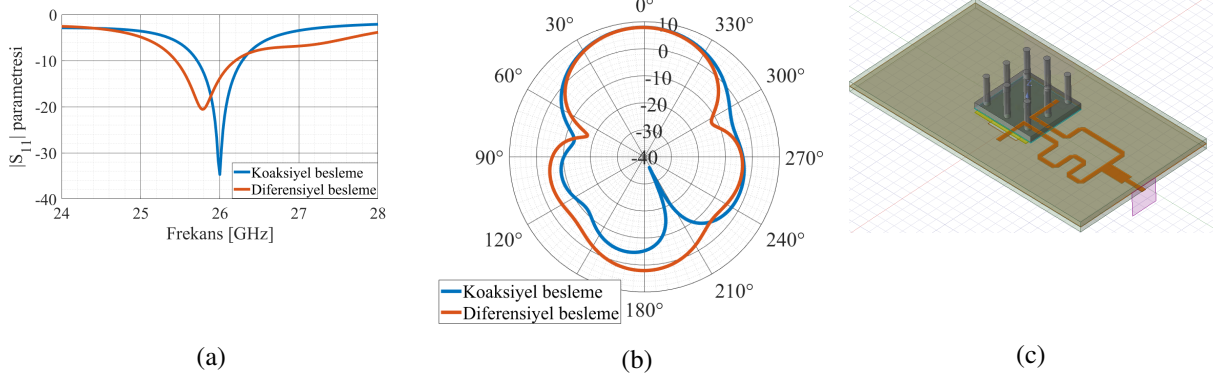
Şekil 2. Güç bölücünün izometrik (a) görünüşü ve  $|S_{1x}|$  grafiği (b).

### 3.2. Diferansiyel Besleme

Diferansiyel besleme yapısı, yarık bağlantı ile birleştirilerek ısı dağıtıcı entegreli anten sistemine uygulanmıştır. Yama anten yapısının toprak plakasına empedans eşlemesini geniş bantta sağlayacak şekilde iki dikdörtgen yarık açılmıştır. Bu yarıklar sayesinde sinyal diferansiyel besleme yapısından antene iletilmektedir. Yeni tasarımın yansıma katsayısı değerleri ve ışıma diyagramı sonuçları Şekil 3'te sunulmaktadır. Yarık bağlantı sayesinde bant genişliği 500 MHz'den 750 MHz'e yükseltilmiş, diferansiyel besleme ile de ışıma diyagramında simetri sağlanmıştır. Benzetim sonuçlarında antenin mutlak kazancı 7.9 dB elde edilmiştir.

**Table 2.** Güç bölücü boyutları

| Değişken | Değer   | Değişken | Değer   | Değişken | Değer  | Değişken | Değer    |
|----------|---------|----------|---------|----------|--------|----------|----------|
| $a_1$    | 1.11 mm | $a_3$    | 0.78 mm | $l_2$    | 1.2 mm | $b_1$    | 2.38 mm  |
| $a_2$    | 0.72 mm | $l_1$    | 2 mm    | $l_3$    | 1 mm   | $b_2$    | 0.254 mm |



**Şekil 3.** Yarı bağlantılı dirafansiyel besleme uygulanmış antenin tek koaksiyel beslenmiş anten ile karşılaştırmalı  $|S_{11}|$  grafiği (a),  $\phi = 0^\circ$  kesitindeki ışıma diyagramı (b), ve izometrik görüntüsü (c).

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, yüksek frekanslı uygulamalarda karşılaşılan ısı birikimi problemine yenilikçi bir yaklaşım sunulmuştur. Isı dağıtıcı entegre edilmiş anten yapısı, diferansiyel besleme ve yarı bağlantı teknikleriyle birleştirilerek hem ışıma diyagramında simetri sağlanmış hem de bant genişliği önemli ölçüde artırılmıştır. Gerçekleştirilen prototip tasarım, elektromanyetik ve termal performansın birlikte optimize edilebileceğini göstermiştir. Gelecekteki çalışmalarda, bu yapının anten dizilerine entegrasyonu ve daha yüksek güç uygulamaları altında uzun vadeli termal kararlılığı değerlendirilecektir.

#### Kaynaklar

- [1] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu, D. Hou, H. Wang, C. Guo, Y. Hu, L. Kuai, Y. Yu, Z. Jiang, Z. Chen, J. Chen, Z. Yu, J. Zhai, N. Zhang, L. Tian, F. Wu, G. Yang, Z.-C. Hao, and J. Y. Zhou, "The role of millimeter-wave technologies in 5g/6g wireless communications," IEEE Journal of Microwaves, vol. 1, sayı. 1, sayfa. 101–122, 2021.
- [2] B. Sadhu, X. Gu, and A. Valdes-Garcia, "The more (antennas), the merrier: A survey of silicon-based mm-wave phased arrays using multi-ic scaling," IEEE Microwave Magazine, sayı. 20, no. 12, sayfa. 32–50, 2019.
- [3] E. McCune, "Energy efficiency maxima for wireless communications: 5g, iot, and massive mimo," 2017 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2017, sayfa. 1–8.
- [4] Y. Aslan, J. Puskely, J. H. J. Janssen, M. Geurts, A. Roederer, and A. Yarovoy, "Thermal-aware synthesis of 5g base station antenna arrays: An overview and a sparsity-based approach," IEEE Access, sayı. 6, sayfa. 868–882, 2018.
- [5] F. T. Celik and Y. Aslan, "A novel heatsink attached mm-wave active patch antenna with adjustable frequency and cooling," 17. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2023, sayfa. 1–5.
- [6] F. T. Celik, A. Yarovoy, and Y. Aslan, "A novel modular heatsink antenna array with beam scanning and cooling benefits," 19. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2025, sayfa. 1–5.



## 2.4 GHz Mikrodalga Uygulamaları İçin Sekizgen Halka Temelli Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Zahit Ülkü, Dilek Uzer, Ayşe Özge Çınar Ak

Konya Teknik Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Konya

zahitulku@gmail.com, duzer@ktun.edu.tr, aocinar@ktun.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada; 2.4 GHz ISM bandını durdurmayı hedefleyen sekizgen halka geometrisi temelli bir Frekans Seçici Yüzey tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarıma birim hücre ile başlanmış, sonrasında 5x5' lik bir dizi ile sonuçlar incelenmiştir. Tasarımlar Ansys HFSS ortamında parametrik taramayla en iyi duruma getirilmiştir. Tasarımda uygun maliyet ve kolay bulunabilirliği sebebiyle FR-4 malzemesi tercih edilmiştir. Birim hücreye ait çeşitli parametreler sistematik olarak taranarak performans üzerindeki etkileri de incelenmiştir.

**Abstract:** In this study; a Frequency Selective Surface design based on octagonal ring geometry aiming to stop the 2.4 GHz ISM band is realized. The design is started with a unit cell, then the results are examined with a 5x5 array. The designs are optimized with parametric sweeps in Ansys HFSS environment. FR-4 material is preferred in the design due to its affordable cost and easy availability. Various parameters of the unit cell are systematically swept and their effects on performance are also examined.

### 1. Giriş

Frekans Seçici Yüzeyler (FSY), elektromanyetik dalgaların yalnızca belirli frekanslarını geçiren, diğerlerini ise yansıtan veya soğuran yapılar olup, genellikle periyodik olarak düzenlenmiş iletken ve dielektrik elemanlardan oluşur ve mikrodalga, milimetrik dalga ile daha yüksek frekans bandındaki uygulamalarda yaygın olarak kullanılır. FSY'ler çoğunlukla bir dielektrik taban (alttaş) üzerine yerleştirilmiş iletken geometriler ile oluşturulur. Yapıların geometrisi, boyutu ve düzeni elektromanyetik dalganın yapıyla etkileşimini belirler [1]. Literatürde yarık tipi [2], yama tipi [3] ve halka tipi [4] FSY örneklerine rastlanmaktadır. FSY'ler, hedeflenen frekansta yansıtıcı şekilde tasarlandığında gelen elektromanyetik dalga yüzeye ulaşmadan geri yansıtılabilir; aynı şekilde, soğurucu (absorptif) biçimde tasarlandığında ise enerji yüzeye ulaşmadan sönmülenererek engellenebilir [1]. FSY'lerin karakteristik davranışı, saçılma parametreleri (S-parametreleri) ile analiz edilir. Bu parametreler, yapıya gelen ve yapıdan yansıyan veya iletilen elektromanyetik dalgaların genlik ve faz ilişkilerini tanımlayan kompleks katsayılardır ve yapının hangi frekanslarda geçirgen veya yansıtıcı olduğunu gösterir [5].

Ev içi ortamlarda en yaygın kullanılan kablosuz iletişim teknolojilerinden olan Wi-Fi ve Bluetooth cihazları, genellikle 2.4 GHz frekans bandında çalışmaktadır. Bu frekans bandı, düşük maliyetli ve lisanssız olması nedeniyle yoğun şekilde kullanılmakta, özellikle şehir yaşamında sürekli elektromanyetik alan varlığına yol açmaktadır. Bu durum, uzun süreli maruziyetin söz konusu olduğu ortamlarda elektromanyetik koruma ihtiyacını ortaya koymaktadır [6-7]. Bu çalışmada, sekizgen halka geometrisi temelli 2.4 GHz bandını durduran bir FSY; yansıtıcı olarak çalışacak biçimde tasarlanmış ve simülasyonlarla yüzeyin istenilen biçimde çalıştığı ortaya konulmuştur [8-9].

### 2. Önerilen Frekans Seçici Yüzey Yapısı

Birim hücre boyutu, çalışılan rezonans frekansına ve malzemenin dielektrik özelliklerine bağlıdır. Boyutlar genellikle serbest uzaydaki dalga boyunun bir kesri olarak seçilir [1]. Birim hücre boyutu, yönlendirilmiş dalga boyundan küçük olmak kaydıyla farklı katları olacak şekilde, genellikle  $0.25\lambda_g$  ile  $0.1\lambda_g$  değerleri arasında seçilebilir. Ancak tasarımın optimum sonucu verdiği  $0.8\lambda_g$  gibi değerler de kullanılabilir [8].

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

Burada;

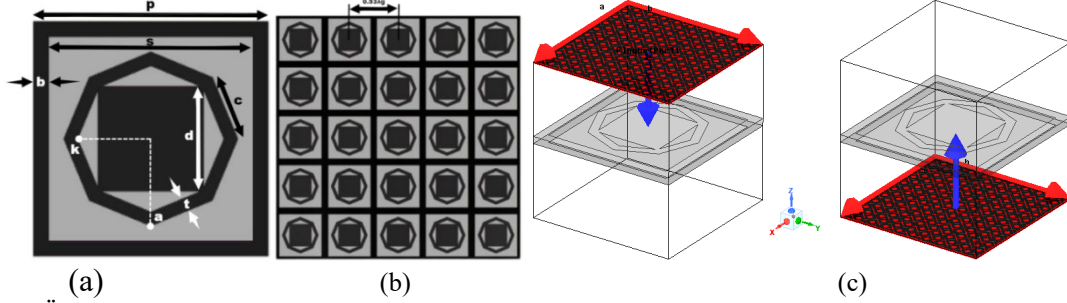
$\lambda_g$  : Yönlendirilmiş dalga boyu (m)

$\lambda_0$  : Serbest uzay dalga boyu (m)

$\epsilon_r$  : Dielektrik alt tabakanın bağıl geçirgenliği (birimsiz)

değerlerini temsil etmektedir. Denklem 1 kullanılarak tasarımına başlanan birim hücre yapısı ve bu hücrenin 5x5' lik bir dizi haline getirilmesiyle elde edilen FSY yapısı Şekil 1' de gösterilmektedir. Şekil 1.c' de birim hücre, modelin xz duvarlarına sınır koşulu olarak atanan mükemmel manyetik iletkenler (Perfect Magnetic

Conductor/PMC) ile bir dalga kılavuzunun içine yerleştirilir. Bunun aksine, mükemmel elektrik iletken sınırları (Perfect Electric Conductor/PEC), yz düzlemindeki duvarlara uygulanır. TEM (Transverse Electric Magnetic) dalgası üst taraftaki 1. dalga portundan gelir ve bu da hem 1. port hem de 2. portta iletim ve yansımaya katsayılarının tahmin edilmesine olanak tanır.



Şekil 1. Önerilen Frekans Seçici Yüzey Yapısı a) Birim Hücre b) 5x5 FSF c) Birim Hücresinin E ve H ataması, HFSS görseli

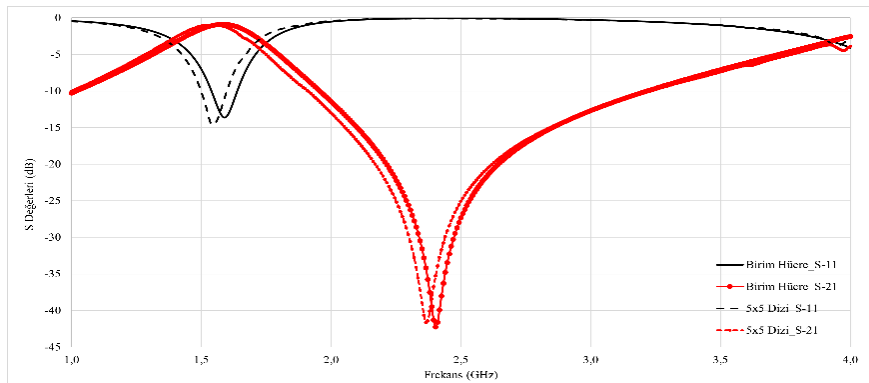
Tablo 1. Birim Hücreye Ait Fiziksel Parametreler

| Parametre  | a     | b    | c    | d     | k     | p     | s     |
|------------|-------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| Boyut (mm) | 12.00 | 2.00 | 9.18 | 14.50 | 10.00 | 32.30 | 28.30 |

2.4 GHz frekansında bant durdurucu FSF tasarımı için yapılan hesaplamalar sonucu birim hücre boyutu  $0.53\lambda_g$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 1a' daki birim hücre yapısında dielektrik alttaş malzeme 4.3  $\epsilon_r$  değerine sahip olan FR4 malzemedir. Bu malzemenin boyutu  $\lambda_g$  formülüne bağlı olarak hesaplanmış ve  $32.3 \times 32.3$  mm olarak optimum değeri belirlenmiştir. Dielektrik malzemenin yüksekliği 1.575 mm olarak seçilmiştir. Tablo 1' de geometrinin temel fiziksel parametreleri verilmiştir.

### 3. Simülasyon ve Sonuçlar

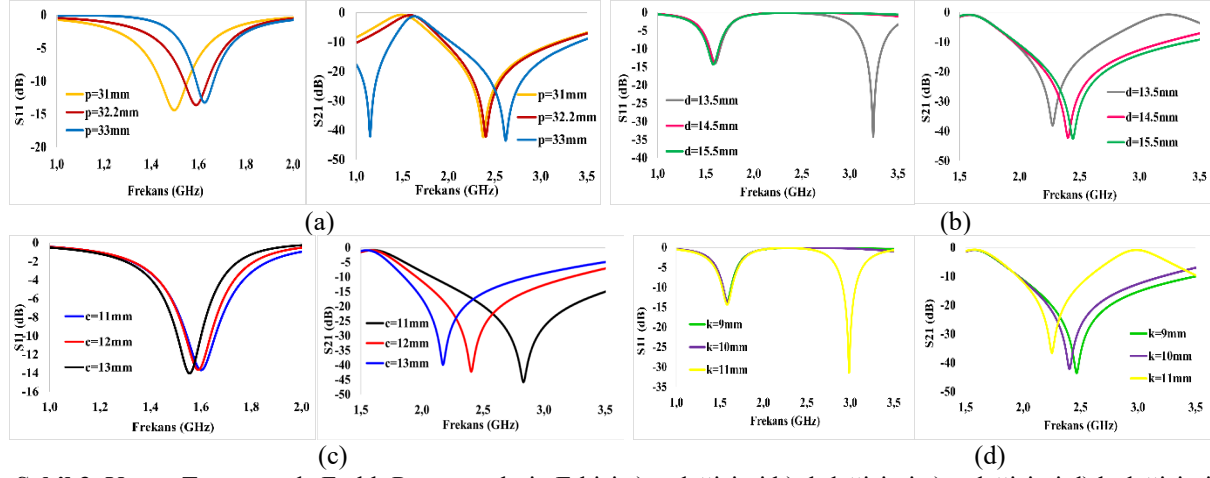
Yüzey tasarımından beklenen elektromanyetik performans  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  grafikleriyle ortaya konulabilir:  $S_{11}$  (yansımaya katsayısı) grafiği 2.4 GHz frekans bandında maksimum değerde olup gelen dalgayı büyük oranda geri yansıtırken,  $S_{21}$  (iletim katsayısı) grafiği aynı bantta minimum değer göstererek elektromanyetik dalganın geçişini engellediğini ifade etmelidir [1, 10]. Hedef frekans dışındaki bantlarda bu değer daha yüksek olarak diğer bantların geçişine izin verir. Şekil 2' de birim hücre ve 5x5 FSF yapısına ait S grafikleri görülmektedir. Birim hücre ve  $5 \times 5$ 'lik sonlu dizi yapısına ait S-parametre sonuçlarının karşılaştırıldığında her iki yapı için elde edilen sonuçlar benzer eğilim göstermektedir. Bu durum, birim hücre temelli analizlerin, sonlu diziler üzerinde de geçerli sonuçlar verdiğini ve yapının periyodik karakteristiğini doğrulamaktadır.



Şekil 2. Birim Hücre ve 5x5 FSF'nin S-Parametreleri

Şekil 3' te ise birim hücreye ait farklı boyutlar HFSS' de parametrik taramalarla incelenmiş ve FSF performansı üzerindeki etkileri S grafikleriyle ortaya konulmuştur. Grafiklerden de görüldüğü üzere; dielektrik tabakanın boyutunun artmasıyla daha üst frekans bölgeleri bastırılmaktadır. Geometrinin iç kısmındaki kare halka bölgenin genişlemesi de benzer şekilde hedef frekans bölgesini üste taşımaktadır. Ancak sekizgen halkanın köşelerinin merkeze uzaklığı artarken, halkanın kalınlığının azalmasıyla frekans bölgesinde düşüş oluşmaktadır. Tarama sonuçları incelendiğinde, birim hücresinin seçilen parametrelere bağlı tasarımı ve 5x5 FSF'nin bu birim hücrelerin

sonlu periyodik dizisinden oluşuyor olması, hedeflenen bölgede çalışmaların gerçekleştirilmesini sağlamaktadır. Şekil 3' te siyah renkli grafikler, FSY için optimum değerlerle elde edilmiştir.



Şekil 3. Yüzey Tasarımında Farklı Parametrelerin Etkisi a) p-değişimi b) d-değişimi c) c-değişimi d) k-değişimi

#### 4. Tartışma

Sekizgen halka temelli FSY tasarımının, hedeflenen 2.4 GHz frekansında bant durdurucu özellik gösterdiği belirlenmiştir. 5×5'lik sonlu dizi simülasyonları ile birim hücre sonuçları tutarlı çıkmış ve yapının periyodik kullanım için uygunluğu doğrulanmıştır. İletim katsayısı ( $S_{21}$ ) verilerine göre, -10 dB altında kalan bastırma bandı 1.91 GHz – 3.24 GHz aralığında olup yaklaşık 1.33 GHz genişliğindedir. Bu geniş bant durdurma etkisi, yalnızca Wi-Fi ve Bluetooth gibi 2.4 GHz tabanlı sistemlere karşı değil, yakın frekanstaki diğer mikrodalga uygulamalara karşı da etkili bir koruma sunmaktadır. Bu yönüyle FSY, bebeklerin bulunduğu ortamlarda elektromanyetik maruziyeti azaltmaya yönelik başarılı bir çözüm olarak değerlendirilebilir.

#### Kaynaklar

- [1]. Munk B. A., Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. John Wiley & Sons, Inc., New York, A.B.D., 2000.
- [2]. D. Ferreira, R. F. S. Caldeirinha, I. Cuiñas ve T. R. Fernandes, "Square Loop and Slot Frequency Selective Surfaces Study for Equivalent Circuit Model Optimization," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt 63, sayı 9, ss. 4196-4204, 2015.
- [3]. S. Wang, Y. Wang, ve X. Chen, A novel miniaturized band-stop frequency selective surface with ultra-wideband characteristics, IEEE Access, cilt 7, ss. 161109–161115, 2019.
- [4]. S. Das, S. K. Mandal ve S. Das, "Design of Double Layer Frequency Selective Surface with Almost Flat Band Pass Response," International Journal of Electronics and Electrical Engineering, cilt 9, sayı 1, ss. 1-8, 2016
- [5]. D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.
- [6]. A. Peyman, C. Gabriel, ve E. H. Grant, Complex permittivity of sodium chloride solutions at microwave frequencies, Physics in Medicine and Biology, cilt 54, sayı 17, ss. 5041-5052, 2009.
- [7]. Y. Lu, Y. Xie, L. Wang, ve Y. Wang, Evaluation of children's exposure to electromagnetic fields generated by wireless devices using age-specific head and brain models, Bioelectromagnetics, cilt 39, sayı 6, ss. 407-421, 2018.
- [8]. Ülkü Z., "Bebek Beşiklerinin Dış Yüzeyleri İçin 2.4 GHz Bant Durduran Frekans Seçici Yüzey Tasarım ve Analizi", Lisans Bitirme Projesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Konya Teknik Üniversitesi, Konya, 2025.
- [9]. Ansys HFSS 2021 R2, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [10]. H. Gu, W. Zhao, F. Zhang ve C. Yang, "A single-layer band-stop frequency selective surface with wide angular stability property," Intl. Journal of Microwave and Wireless Technologies, cilt 16, sayı 2, ss. 260–267, 2024.

## Ultra İnce Saydam Esnek Metamalzeme Polarizasyon Dönüştürücü

Mevlüt BOZ<sup>1</sup>, Olcay YİĞİT<sup>2</sup>, Gökhan<sup>1</sup> ÖZTÜRK

<sup>1</sup>Atatürk Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği

Erzurum

mevlut.boz@ogr.atauni.edu.tr, gokhan.ozturk@atauni.edu.tr

<sup>2</sup>Ege Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği

İzmir

olcyygt@gmail.com

**Özet:** Bu çalışmada, yüzeyi kazınmış bir indiyum kalay oksitten oluşan ultra geniş bantlı şeffaf bir polarizasyon dönüştürücü tasarlanmıştır. (ITO)-polietilen tereftalat (PET) rezonatör, boşluklu hava ortamı ve birbirine bağlanmış bir ITO-PET substrat polarizasyon dönüştürücü için kullanılmıştır. Yapı simülasyonu geri dönüşüm kaybı 6.43-16.12 GHz'de -10 dB'den daha düşüktür. C,X ve Ku bantlarında polarizasyon dönüşümü sağlamaktadır. Ayrıca elektrik alan, manyetik alan ve yüzey akımı dağılımından dönüşüm mekanizmasını analiz edilmiştir. Bu yapının mükemmel performansı, ultra geniş bant olması, kullanılan malzemelerin esnek ve tamamen şeffaf olması polarizasyon dönüştürücülerinin gelecekteki tasarımlar için yeni bir fikir sağlayacak niteliktedir.

**Abstract:** In this work, we design an ultra-wideband transparent polarization converter composed of a surface-etched indium tin oxide. (ITO)-polyethylene terephthalate (PET) resonator, cavity air medium, and an interconnected ITO-PET substrate were used for the polarization transducer. The structure simulation c presents the return loss which is lower than - 10 dB at 6.43-16.12 GHz. It provides polarization conversion in C, X and Ku bands. In addition it was analyzed the conversion mechanism from the electric field, magnetic field and surface current distribution. The excellent performance of this structure, its ultra-wide band, the flexible and completely transparent materials used will provide a new idea for the future design of polarization converters.

### 1. Giriş

Elektromanyetik dalgaların polarizasyonu, elektrik ve manyetik alanların yönü ve genliği ile zaman arasındaki ilişkidir [1-2]. Elektromanyetik dalgaların incelenmesinde anahtar rol oynayan temel bir özelliktir. Dalga yayılımı. Polarizasyonun kontrol edilebilmesi kablosuz iletişim, görüntüleme ve fotonik cihazlar gibi çeşitli alanlarda büyük ilgi görmektedir [3]. Polarizasyonu kontrol etmenin geleneksel yöntemi, çift kırılma özelliklerine sahip anizo- tropik malzemelerin kullanımını içerir. Gelen elektromanyetik dalga bu tür malzemelerde yayılırken, sürekli bir faz farkı yaratılır ve böylece dalganın polarizasyon durumu değişir [4, 5]. Bununla birlikte, doğal malzemelerin elektromanyetik dalgaları kontrol etmede dezavantajları vardır, örneğin dar bant genişliği, düşük verimlilik, büyük boyut ve sınırlı entegrasyon yetenekleri [6].

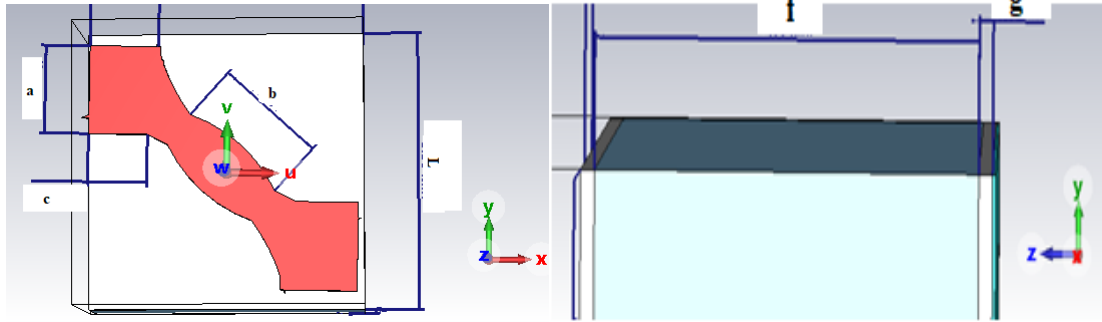
Metamalzemeler, doğal malzemelerde bulunmayan elektromanyetik özelliklere sahip yapay olarak tasarlanmış birim hücre dizileridir [7] ve EM dalgalarını manipüle etmede yeni uygulamalara sahiptir [8]. Metamalzemeler mikrodalga, terahertz ve hatta optik bantlarda ortaya çıkmış ve polarizasyon dönüştürücüleri tasarlamak için yeni bir yol sunmuştur. 12-18 GHz'lik geniş bir frekans bandında elektromanyetik dalgaların polarizasyonunu dikeyden yatay veya tersine değiştirebilen metalik hilal şeklindeki rezonatöre dayalı geniş bantlı ve geniş açıya duyarlı doğrusal çapraz polarizasyon dönüştürücü [10]. Ayrıca, arayüzeyde farklı konumlarda faz farklılıkları ortaya çıkaran klasik 'metal-dielektrik-metal' yapısı kullanılarak, terahertz bandında basit, ince ve ayarlanabilir bir polarizasyon dönüştürücü oluşturmak mümkündür [11]. Ek olarak, eliptik nano yapılardan oluşan tamamen metal anizotropik bir meta yüzey, görünür dalga boylarında doğrusal ve dairesel polarizasyon arasında dönüşüm sağlar [12].

ITO ve polietilen tereftalattan (PET) şeffaf metamalzemeler üretmek için yaygın olarak kullanılmakta olup ITO rezonatör olarak metallerin yerini almakta ve PET sandviç yapılarda dielektrik katman olarak görev yapmaktadır. Bu nedenle, geniş bant polarizasyon dönüştürücülerinin geçirgenliğini artırmak için ITO ve PET kullanımı önemli bir araştırma potansiyeline sahiptir. Bu çalışmada, şeffaf malzemeleri ultra geniş bantlı bir tasarımla birleştirerek bu zorluğu ele alıyoruz Kalınlığı 0,175 mm olan ITO-PET katmanı bir aşındırma işlemiyle gerçekleştirilebilir. Bu katmanlar daha sonra alttaki ITO-PET film ile birleştirilerek arada hava boşluğu bırakılmaktadır. ITO yüzey direnci 5 ohm sq<sup>-1</sup>, PET'in geçirgenliği 3.2 , kayıp açısı tanjant 0.003 dir. Vakumun yüzeyinin (hava) geçirgenliği 1 kalınlığı 4 mm dir.

Önerilen tasarımı sayısal olarak simüle etmek için ticari tam dalga simülasyon yazılımı CST Microwave Studio Suite kullanılmıştır. Birim hücre sınır koşulları x ve y yönlerinde, açık sınır koşulları ise z yönünde ayarlanmıştır. Özellikle, gelen dalga z yönü boyunca ilerlediği varsayıldığında, polarizasyon dönüşüm katsayısı(PCR) denklem1 kullanılarak analiz edilmiştir.

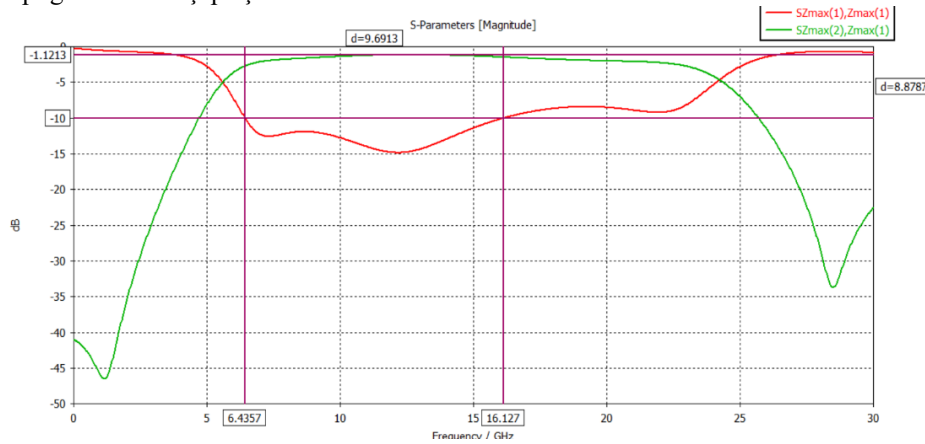
## 2. Polarizasyon Dönüştürücü Tasarım ve Simulasyon

3 boyutlu ortamda polarizasyon dönüştürücü yapı çizilmiştir. En üstte kırmızı yapı ITO malzemesi, altında PET ve en alt tabakada ITO kaplı PET bulunmaktadır. Orta kısım vakum (hava) kısmını oluşturmaktadır.



Şekil 1. Simulasyon 3D birim hücre boyutları (L=9.36 mm ,a=3 mm , b=3.86 mm, c=2.01 mm, f=4 ,g=0.15 mm)  
Şekil 1’de yapı boyutları ve şekli verilmiştir. Tasarımda geniş bantlı polarizör olması için uçlarında karesel bir yapı ve ortasında ise boğumlu bir yapı bulunmaktadır.

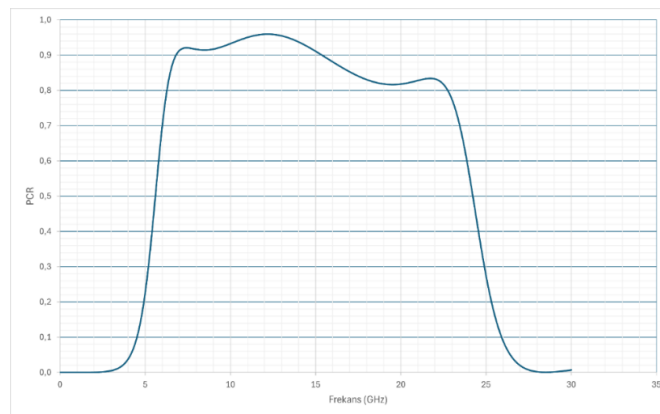
Boğumlu yapı hat boyunca farklı bir kalınlıkta olmasını sağlamıştır. Ayrıca uçlarındaki karesel yapı ise hattın kesitlerinin farklı uzunluklarda olmasını sağlamıştır. Boyutlardaki farklılık frekans bandında genişlemeyi sağlamıştır. Yapı genel olarak çapa şeklindedir.



Şekil 2, Yansıma katsayıları simulasyon sonucu

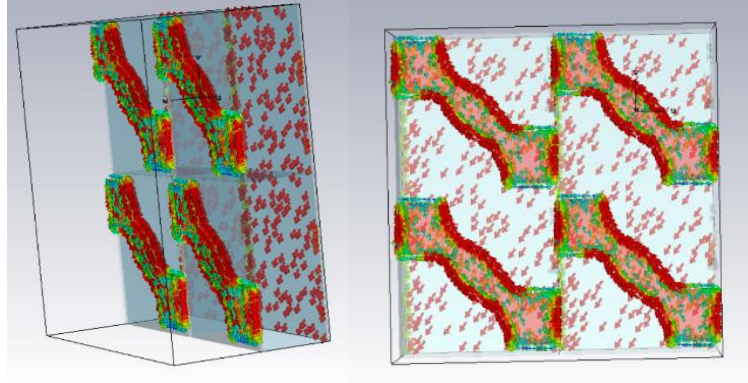
$$PCR = \frac{|R_{xy}|^2}{|R_{xy}|^2 + |R_{yy}|^2} \quad R_{yy} = \frac{E_{yr}}{E_{yi}} \quad R_{xy} = \frac{E_{xr}}{E_{yi}} \quad (1)$$

Denklem 1’deki denklemler kullanılarak PCR(polarizasyon dönüştürücü katsayısı) değeri elde edilir. Bu değer polarizasyon dönüşüm katsayısı olarak hesaplanmıştır. Şekil 2 deki sonuçlar y ve x yönlerindeki yansıma katsayılarını belirtmektedir.

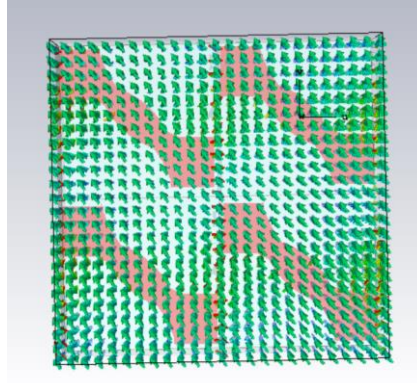


Şekil 3 Polarizasyon dönüştürücü katsayısı (PCR) grafiği

Rezonans frekansında 12,5 GHz de -15 dB seviyelerine ulaşmaktadır. Bu nokta ve civarında PDK(PCR) %95 seviyesine ulaşmaktadır. 6,2 GHz ile 22,8 GHz arasında PDK(PCR) oranı %80 üzerindedir.



Şekil 4: Rezonans frekansında yüzey akım dağılımları



Şekil 5 Rezonans frekansında elektrik alan dağılımı

Şekil 4 ve 5 te yapının yüzey akım dağılımları ve elektrik alan dağılımları görülmektedir. Akım dağılım grafiğine göre yüzey akımları tasarımın orta kısmında kırmızı renklerin yoğunlaştığı kısımlarda kenarlar boyunca artmaktadır.

### 3. Sonuç

Yapı simülasyonu geri dönüşüm kaybı 6.43-16.12 GHz'de -10 dB'den daha düşüktür. C,X ve Ku bantlarında polarizasyon dönüşümü sağlamaktadır. Bu çalışmada elde edilen çizimin simülasyon sonuçları geleneksel metalmalzemeler ile yapılan polarizasyon dönüştürücülerine karşın ince oluşu, esnek oluşu ve saydam oluşu nedeniyle üstünlük göstermektedir. Uygulanabilirliği ve maliyet açısından oldukça avantajlıdır.

### Kaynaklar

- [1] Xia R, Jing X, Gui X, Tian Y and Hong Z 2017 Broadband terahertz half-wave plate based an anisotropic polarization conversion metamaterials Opt. Mater. Express 7 977–88
- [2] El Sherif M H, Bakr M H and Soliman E A 2015 E-shaped wideband plasmonic nantennas with linear and dual-linear polarizations Photon. Res. 3 140–5
- [3] Andrews M R, Mitra P P and DeCarvalho R 2001 Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization Nature 409 316–8
- [4] Wuilpart M, Caucheteur C, Bette S, Mégret P and Blondel M 2005 Polarization properties of uniform fiber Bragg gratings written in highly birefringent fibers Opt. Commun. 247 239–45
- [5] Su Y, Zhang B, Zhu Y and Li Y 2012 Sensing circular birefringence by polarization-dependent parameters in fiber Bragg gratings and the influence of linear birefringence Opt. Fiber Technol. 18 51–57
- [6] Zhu B, Feng Y, Zhao J, Huang C, Wang Z and Jiang T 2010 Polarization modulation by tunable electromagnetic metamaterial reflector/absorber Opt. Express 18 23196–203
- [7] Camacho R, Täuber D and Scheblykin I G 2019 Fluorescence anisotropy reloaded—emerging polarization microscopy methods for assessing chromophores' organization and excitation energy transfer in single molecules, particles, films, and beyond Adv. Mater. 31 1805671
- [8] Li L, Wen J, Wang Y, Jin Y, Wen Y, Sun J, Zhao Q, Li B and Zhou J 2023 A transparent broadband all-dielectric water-based metamaterial absorber based on laser cutting Phys. Scr. 98 055516



## Ultra İnce Saydam Esnek Metamalzeme Elektromanyetik Soğurucu Tasarımı

Mevlüt BOZ<sup>1</sup>, Olcay YİĞİT<sup>2</sup>, Gökhan<sup>1</sup> ÖZTÜRK

<sup>1</sup>Atatürk Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği

Erzurum

mevlut.boz@ogr.atauni.edu.tr, gokhan.ozturk@atauni.edu.tr

<sup>2</sup>TURKSAT A.Ş.

Uydu Ar-Ge ve Haberleşme Teknolojileri

Ankara

[olcyygt@gmail.com](mailto:olcyygt@gmail.com)

**Özet:** Bu çalışmada, yüzeyi kazınmış bir indiyum kalay oksitten oluşan ultra geniş 3 bantlı şeffaf bir soğurucu tasarlanmıştır. (ITO)-polietilen tereftalat (PET) rezonatör, boşluklu hava ortamı ve birbirine bağlanmış bir ITO-PET substrat soğurucu için kullanılmıştır. Yapı simülasyonu geri dönüşüm kaybı 2-5.4 GHz'de, 13.5-15, 16.9-20.7 GHz bant aralığında -10 dB'den daha düşüktür. 5G frekanslarında soğurucu özelliği sağlamaktadır. Ayrıca elektrik alan ve yüzey akımı dağılımından soğurucu mekanizması analiz edilmiştir. Bu yapının mükemmel performansı, ultra geniş bant olması, kullanılan malzemelerin esnek ve tamamen şeffaf olması elektromanyetik soğurucuların gelecekteki tasarımlar için yeni bir fikir sağlayacak niteliktedir.

**Abstract:** In this study, an ultra-wideband transparent absorber composed of surface-etched indium tin oxide (ITO) on polyethylene terephthalate (PET) was designed. The absorber structure includes an ITO-PET resonator, an air gap, and a connected ITO-PET substrate. Simulations indicate that the reflection loss remains below -10 dB within the frequency bands of 2-5.4 GHz, 13.5-15 GHz, and 16.9-20.7 GHz, effectively covering key 5G communication frequencies. Analysis of the electric field and surface current distributions elucidates the absorption mechanism. The absorber's exceptional performance, ultra-wide bandwidth, and the flexibility and full transparency of the materials used suggest its potential as a novel approach for future electromagnetic absorber designs.

### 1. Giriş

Tipik olarak doğal materyaller atom ve moleküllerin birleşimi ile oluşmaktadır. Elektromanyetik radyasyon ile bu materyallerin etkileşimi 3 kategoride incelenebilir. Elektromanyetik sinyali çarptığında soğurulanlar, yansıyanlar ve son olarak kırılanlardır[1-2]. Radar soğurucu materyaller ferit malzemeler, metal tozu, karbon gibi malzemeler ile elde edilir[3]. Meta malzemeleri oluşturan yapısal elemanlar elektrik ve manyetik etkileşimdedir. Genellikle dairesel yapılar ve periyodik yapılar ile oluşturulur[4].

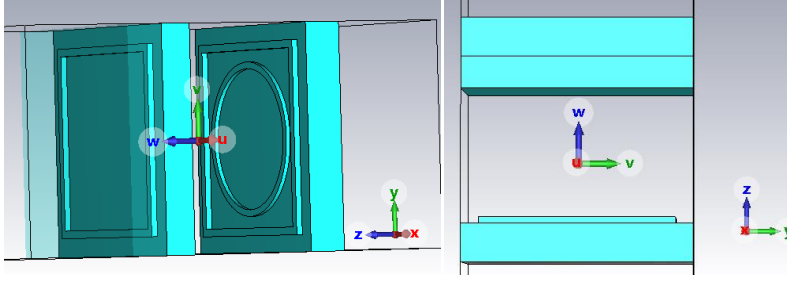
FR4 malzeme üzerinde bulunan desenli bakır parçası ile oluşturulan meta malzeme ile 3 ayrı frekans bandında soğurma yapan yapı dar bandda soğurma yapar[5]. Sağdan sola ve soldan sağa doğru kıvrılmış yayları periyodik olarak yerleştirerek yapılan soğurucu boyutları mikrometre boyutlarında olduğu için mikrometre dalga boylarındaki sinyalleri soğurmak için kullanılabilir[6-7]. Farklı malzemeleri katmanlar haline getirip birleştirerek bir soğurucu tasarlanmıştır. Tasarımda katmanlar arasında yansıma ve soğurma oranları teorik olarak hesaplanmıştır[8]. İTO kaplamalı PET yapısı ile bir soğurucu tasarlanmış ve bunun yansımasız odada kullanılacağı önerilmiştir[9]. Konik şekilde tasarlanmış yaylar sayesinde geniş frekansta soğurma oranları elde edilmeye çalışılmıştır[10]. Yüzük yapıda bir desen ile elde edilmiş meta malzemede tüm polarizasyondaki sinyalleri soğurması için dairesel yapı sağdan sola ve soldan sağa doğru periyodik olarak yerleştirilmiştir[11]. İç içe yerleştirilmiş yüzük yapı sayesinde 3 frekans bandında soğurma sağlanmıştır[12]. Silisyum oksit ve silisyum karbid malzemeleri katmanlar halinde yerleştirilerek geniş frekanslı soğurucu tasarlanmıştır[13]. Ayrıca başka bir çalışmada tasarlanmış soğurucu sarmal anten ile birlikte simüle edilmiştir[14].

Önerilen tasarımı sayısal olarak simüle etmek için ticari tam dalga similasyon yazılımı CST Microwave Studio Suite kullanılmıştır. Birim hücre sınır koşulları x ve y yönlerinde, açık sınır koşulları ise z yönünde ayarlanmıştır. Özellikle, gelen dalga z yönü boyunca ilerlediği varsayıldığında, sisteme giren sinyalin çıktığı porttan hesaplanan geri dönüş kaybı sayesinde soğurma oranı hesaplanmıştır.

### 2. Soğurucu Tasarımı ve Similasyonu

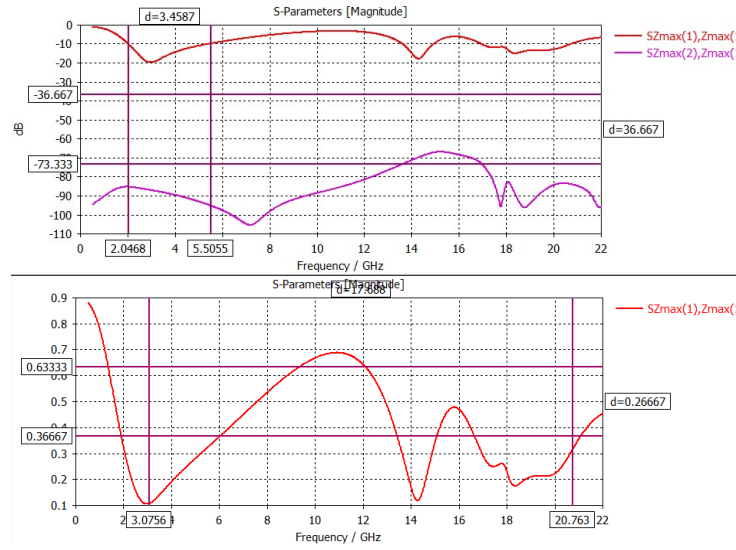
3 boyutlu ortamda polarizasyon dönüştürücü yapı çizilmiştir. En üstte kırmızı yapı ITO malzemesi, altında PET ve en alt tabakada ITO kaplı PET bulunmaktadır. Orta kısım vakum (hava) kısmını oluşturmaktadır.





Şekil 1. Simulasyon 3D birim hücre boyutları (L=9.36 mm, a=3 mm, b=3.86 mm, c=2.01 mm, f=4, g=0.15 mm) Şekil 1’de yapı boyutları ve şekli verilmiştir. Tasarımda geniş bantlı soğurucu olması için yüzeyin kenarlarına yakın yerden geçen içi boş kare şeklinde olan İTO malzemesi bulunmaktadır.

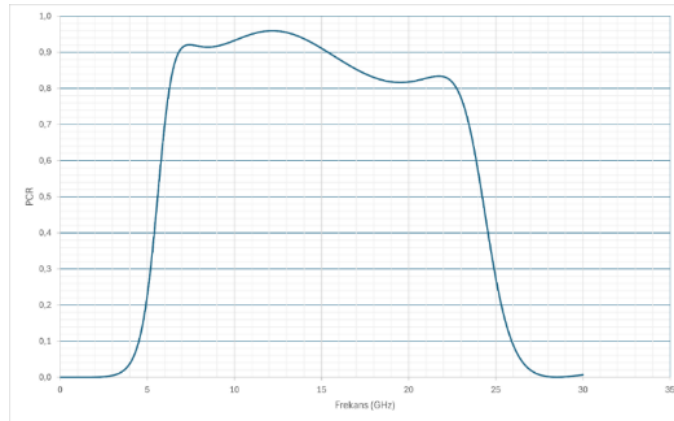
Hatların kenarlarda ilerlemesi sayesinde İTO uzun bir yoldan geçirilmiş olur ve bu sayede olması gereken induktif/kapasitif etki düzenlenmiş olur.



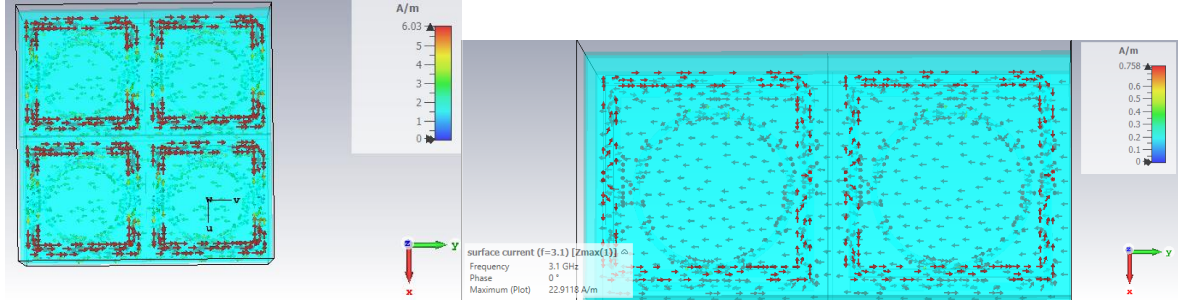
Şekil 2. Yansıma katsayıları simulasyon sonucu

$$Absorbity = 1 - |S_{11}|^2 \quad (1)$$

Denklem 1’deki denklemler kullanılarak soğurma katsayısı elde edilir. Bu değer polarizasyon dönüşüm katsayısı olarak hesaplanmıştır. Şekil 2 deki geri dönüş kayıplarını belirtmektedir.



Şekil 3. Soğurma oranı grafiği



Şekil 4: Rezonans frekansında yüzey akım dağılımları yan görünüm, Elektrik Alan dağılımı, Rezonans frekansında yüzey akım dağılımları

Şekil 4 te yapının elektrik alan ve yüzey akım dağılımları görülmektedir. Akım dağılım grafiğine göre yüzeyde akım kenarlar boyunca olmaktadır. Bu akım yönleri sayesinde gelen sinyal polarizasyon yönü değişmiş olur.

### 3. Sonuç

Yapı simülasyonu geri dönüşüm kaybı grafiğinden anlaşılaacağı üzerine 28 Ghz'e kadar 3 ayrı frekans bandında soğrulma oranı yüksek çıkmıştır. Bu bantlar 2-5.4 GHz, 13.5-15 GHz ve 16.9-20.7 frekans aralıklarıdır. Bu frekans bantlarında soğurma oranı %90 üzerindedir.

### Kaynaklar

- [1] H. B. Gray, "Electrons and chemical bonding," W. A. Benjamin, Inc, New York, 1965.
- [2] K. Ling, M. Yoo and S. Lim, "Frequency Tunable Metamaterial Absorber using Hygroscopicity of Nature Cork," IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., 14, March 2015, pp.1598–1601, doi:10.1109/LAWP.2015.2413939.
- [3] K. Gaylor, "Radar absorbing materials – mechanisms and materials," DSTO Materilas Research Laboratory, 1989.
- [4] T. H. Nguyen, S. T. Bui, T. T. Nguyen, T. T. Nguyen, Y. Lee, M. A. Nguyen and D. L. Vu, "Metamaterial-based perfect absorber: polarization insensitivity and broadband," Advances in Natural Sciences: Nanoscience and Nanotechnology, May 2014, doi: 10.1088/2043- 6262/5/2/025013.
- [5] H. A. Susanto, E. Setijadi and P. Handayani, "Simulation design of triple band metamaterial absorber for radar cross section reduction," 2016 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT), Surabaya, Indonesia, 2016, pp. 34-37, doi: 10.1109/COMNETSAT.2016.7907412
- [6] Z. Yang, Z. Lu, L. Wu, P. Zhang and M. Zhao, "A novel helical metamaterial absorber: Simulation study with the FDTD method," 2012 International Workshop on Metamaterials (Meta), Nanjing, China, 2012, pp. 1-3, doi: 10.1109/META.2012.6464961
- [7] L. Huang et al., "A novel approach to further decrease the thickness of ultrathin perfect metamaterial absorbers," 2012 International Workshop on Metamaterials (Meta), Nanjing, China, 2012, pp. 1-3, doi: 10.1109/META.2012.6464921
- [8] V. C. Nguyen and L. Chen, "Enhance total transmission in stacking meta material and positive index material," 2008 IEEE PhotonicsGlobal@Singapore, Singapore, 2008, pp. 1-4, doi: 10.1109/IPGC.2008.4781354.
- [9] M. Anacleto, A. Baghel, P. Pinho and N. B. Carvalho, "Novel Ultra-thin Meta-Material Absorber for Potential Use in Compact Anechoic Chamber," 2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Florence, Italy, 2023, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133099.
- [10] Z. Xu et al., "Chalcogenide Glass for Infrared Meta-Absorber," 2019 International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics (OMN), Daejeon, Korea (South), 2019, pp. 52-53, doi: 10.1109/OMN.2019.8925088.
- [11] K. Chen et al., "Ultrathin microwave absorber in wireless communication band made of Swiss roll metamaterial structure," 2014 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2014), Xi'an, China, 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEE-IWS.2014.6864243.
- [12] Z. H. Zhang, Z. P. Wang, S. M. Qin, Z. M. Wang and Y. K. Wang, "Design of single layer wave-absorbers based on lefthanded materials," 2008 International Workshop on Metamaterials, Nanjing, China, 2008, pp. 297-300, doi: 10.1109/META.2008.4723600.
- [13] Y. Xu, J. Liu, L. Gao and X. Ai, "A High Temperature Resistant Broadband Metamaterial Absorber," 2023 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Hangzhou, China, 2023, pp. 1-2, doi: 10.23919/ACES-China60289.2023.10249505.
- [14] K. Louertani, R. Huang and T. -H. Chio, "Wideband and low-profile unidirectionnal spiral antenna with Meta-material absorber," 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Orlando, FL, USA, 2013, pp. 682-683, doi: 10.1109/APS.2013.6711001

## 5G Teknolojisi için Telematik Ünite Anten Modülü Tasarımı

Olca Yigit<sup>(1)</sup>, Mustafa Seçmen<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup> Ege Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[olcyygt@gmail.com](mailto:olcyygt@gmail.com)

<sup>(2)</sup> Yaşar Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[mustafa.secmen@yasar.edu.tr](mailto:mustafa.secmen@yasar.edu.tr)

**Özet:** Bu bildiride, 5G teknolojisi frekansı bandının kapsadığı 6GHz altı frekansları için Telematik Ünite antenleri sunulmaktadır. Tasarlanan anten modülü USTS (uydudan seyir takip sistemi), Wi-Fi ve GSM bantları için metal yaprak anten içermektedir. Karşılıklı yerleştirilen 2 adet GSM anteni, bir adet seyir takip sistemi anteni bir adet Wi-Fi anteni plastik bir kutu içerisine yerleştirilerek farklı portlar ile ölçümler alınmıştır. Metal yaprak antenler farklı desenler sayesinde istenilen frekanslarda rezonansa getirilmiştir. Yazılım ortamında yapılan simülasyon sonuçlarına göre otomotiv kriterlerine uygun radyasyon özellikleri sağlandığı anlaşılmıştır. Balık sırtı, telematik ünite gibi antenin yerleştirileceği alanların sınırlı olması antenler arası etkileşimin sistemin çalışmasında sorun yapmasını kolaylaştırmıştır. Antenlerin birbirlerine dik olacak şekilde yerleştirilmesi ve anten desenlerinin düzenlenmesi ile izolasyon problemi çözülmüştür.

**Abstract:** This paper presents telematics unit antennas designed for sub-6 GHz frequencies within the 5G technology spectrum. The developed antenna module includes metal leaf antennas tailored for GNSS, Wi-Fi, and GSM bands. Two GSM antennas are positioned opposite each other, accompanied by a navigation tracking system antenna and a Wi-Fi antenna, all enclosed within a plastic casing. Measurements were conducted through various ports. The metal leaf antennas are engineered with distinct patterns to achieve resonance at the desired frequencies. Simulation results indicate that the radiation characteristics meet automotive standards. The limited space available in areas like shark-fin housings or telematics units increases the potential for interaction between antennas, potentially impacting system performance. However, by arranging the antennas perpendicularly and optimizing their patterns, isolation issues have been effectively addressed.

### 1. Giriş

İletken bir çubuk ile yapılan pasif anten ile ilk otomotiv antenlerindendir. Estetik kaygısı ve mekanik gereksinimlerin artmasından dolayı daha küçük ve montajı kolay antenler tasarlanmaya başlandı. Kablo kaybı ve antenin kazanç kaybını gidermek için anten sonuna yükseltici eklenince anten sistemi aktif anten haline gelmiştir. 5G teknolojisi ile çalışma frekanslarının artması ve araçlarda otonom sürüş özelliği nedeniyle sensör sayısının artması daha çok antene ihtiyacı gerektirmiştir.

Literatürde yapılmış olan çalışmaların makalelerini şu şekilde özetlenebilir. Çalışma [1]'de 5G sisteminin kapsadığı 28 GHz'de çalışan hibrit bir anten modülü sunulmuştur. Bu hibrit model, ana radyasyon yönü dikey ve yatay açılarda değiştirilebilen dahili ve harici iki anten konseptini kapsamaktadır.

Çalışma [2]'de içi boş katmana entegre edilmiş bir dalga kılavuzu üzerinde tasarlanmış doğrusal yarık anten dizisi üzerinde çalışma yapılmıştır. Bu çalışmada 28 GHz merkez frekansı kabul edilmiş ve bu yöntem ile üretimi daha kolay, daha hafif bir ürün elde edilmiştir. 11.6 dBi kazancı ile 5G haberleşme sisteminin ihtiyaçlarını karşılamaktadır.

Çalışma [3]'te 5. nesil kablolu uygulamalar için Polietilen malzeme üzerine tasarlanmış esnek bir anten gösterilmiştir. Tasarlanmış anten geometrisi, T şeklindeki yama anteni ile birlikte simetrik olarak yarıkların yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur. Böylece 26-40 GHz aralığında her yöne radyasyon yapan maksimum 7.44 dBi olduğu bir anten elde edilmiştir. Bu sistemin uygunluk ve esneklik alanında avantajlı olması giyilebilir sistemlerde tercih sebebidir.

Çalışma [4]'te çift doğrusal polarizeli baz istasyonlarında kullanılan 3G, LTE ve 5G haberleşme sistemlerini kapsayan bir anten tasarımı yapılmıştır. Bu tasarım, birbirine dik iki dipol antenin üst üste yerleştirilmesi ile oluşturulmuştur. Bu antenlerden biri dairesel yarıklar içermektedir. Bu iki antenin birbirine dik olması,  $\pm 45$  derecede iki polarizasyonda radyasyon oluşumunu sağlar. Tasarımın ön lobunun arka loba oranı 22 dB'den

fazladır ve yüksek çapraz polarizasyon ayrımı bulunur. 1.4-2.7 GHz aralığında kararlı kazanç 8.5 dBi iken 3.8-4.2 GHz arasında ise 5 dBi'dir.

Çalışma [5]'te halka yapıdaki anten, toprak ile kısa devre yapılarak 5G bandında (23.35-28 GHz) geniş bant aralığına sahip ve boyutları küçük olan bir anten tasarımı oluşturulmuştur. Bu tasarımda anten kazancı bant boyunca 6.75 dBi'dan fazla olup 9.24 dBi'a kadar ulaştığı görülmüştür. Antenin yüksekliği 0.09 dalga boyuna eşittir.

Tasarlanan telematik anten modülü, alt 6 GHz bandında Wi-Fi, USTS (uydudan seyir takip sistemi) ve GSM bantlarında çalışan metal yaprak antenlerden oluşmaktadır. Tasarımın geleneksel antenlerin yerleştirildiği araç tavanı, dikiz aynası arkası, arka ya da ön camlar yerine merkez işlemciye daha yakın olan torpido bölgesine yerleştirilmesi planlanmaktadır.

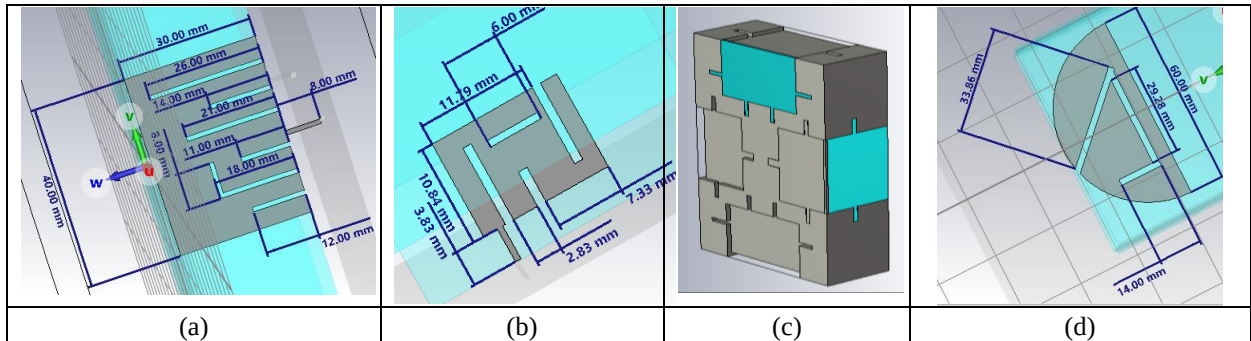
## 2. Tasarım

Literatür taramasına göre antenlerin radyasyon karakteristiklerinin sınırları belirlenmiştir. 800-1800-2400-3000-4000-5000 MHz bantlarında 5G GSM bantları olarak belirlenmiştir. 2.4 ve 5.8 GHz frekanslarda Wi-Fi sistemi çalışmaktadır. 1.164 GHz ve 1.610 GHz bant aralığında ise USTS bantlarıdır. Tüm bantlarda antenler 50 ohm giriş empedansına uyumlu olması için geri yansıma katsayısı -10 dB'den küçük olacak şekilde tasarım parametrelerine odaklanılmıştır. Uydu navigasyon anteni için kazancı 3 dBic'den büyük dairesel polarize anten, Wi-Fi için doğrusal polarize 2.5 dB'den büyük kazançlı bir anten ve GSM için -4 dB'lere kadar düşen kazançlar kabul edilmiştir.

Anten üzerindeki yarıklar eş devre modeline göre kapasitif etki oluşturarak antenlerin farklı frekanslarda rezonansa girmesini sağlamıştır. Telematik üniteye toplam 4 adet anten bulunmaktadır. Bu antenlerden biri konumlama anteni, diğeri Wi-Fi anteni ve diğeri ikisi ise GSM antenidir. Bu antenlerden konumlama anteni dairesel polarize diğeri doğrusal antenlerdir. Geniş bantlı ve küçük boyutlu olmasından dolayı F tipi antenler kullanılmıştır.

Antenler tasarlanırken besleme noktası ile anten uçları arasındaki mesafenin dalga boyunun dörtte biri olmasına dikkat edilmiştir. Optimize işlemleri ile istenilen frekans aralığında antenlerin çalışması sağlanmıştır.

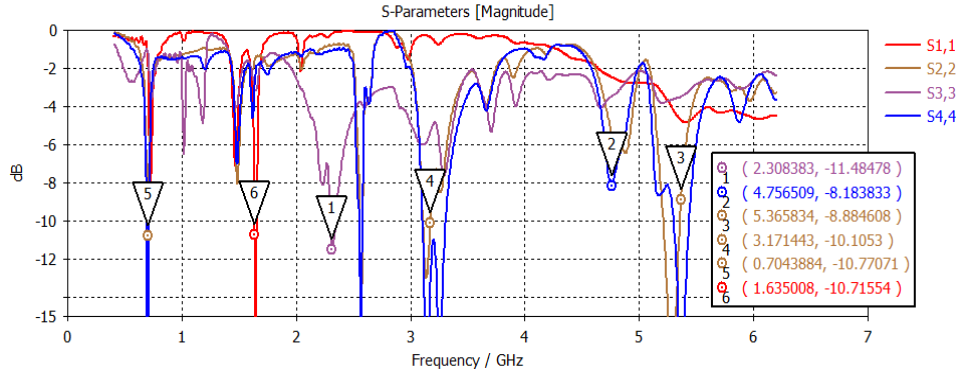
Yazılım ortamında 3 boyutlu çizimler yapılmıştır. Antenler ve 3 boyutlu kutu çizimleri Şekil 1'deki gibi yapılmıştır. Anten malzemesi iletken metal, kutu ise PLA malzemesi (bağıl elektriksel geçirgenlik katsayısı  $\epsilon_r = 3$ , kayıp tanjant oranı  $\tan \delta = 0.01$ ) olarak alınmıştır. Tasarımlar, CST Studio Suite simülasyon programı ile yapılmıştır. Anten teorisi göz önüne alınarak metallerin arkasındaki PLA malzemesinin de radyasyonu etkilemesi hesaplanmıştır.



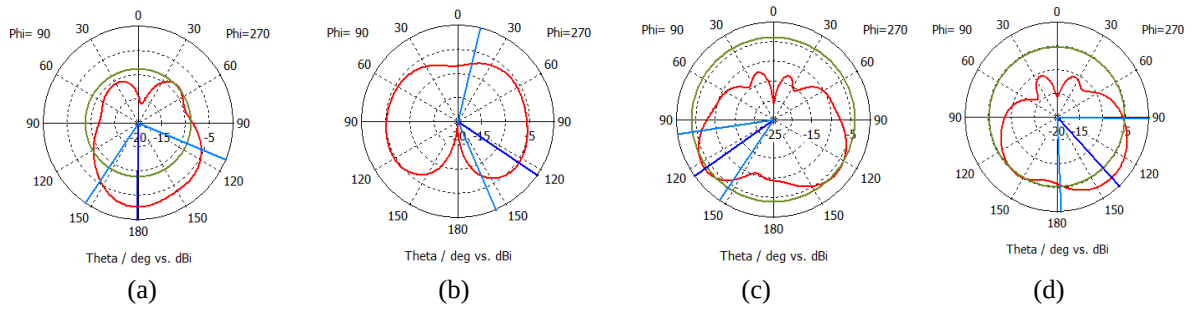
Şekil 1. Tasarlanan antenler ve kutu boyutları (a) GSM anteni (b) Wi-Fi Anteni (c) Telematik kutu(12x7x3 cm)(d) GPS anteni.

Simülasyon sonuçları olarak Şekil 2'de gösterildiği üzere sadece geri dönüş kayıpları verilmiştir. Grafik üzerinde numaralandırılmış frekanslarda antenler rezonansa girmiş olup istenilen bantlarda empedans uyumu sağlanmıştır. Rezonans frekansları arasında 5G bantlarından 6 GHz frekans aralığı da bulunmaktadır. Kazanç değerlerinin yüksek frekanslarda 4 dBi dan fazla olduğu, yalnızca GSM bantlarından düşük olan 980 ve 1800 MHz bantlarında kazanç değerinin 2 ve 3 dBi olduğu gözlemlenmiştir. Radyasyon örüntüleri ise GSM ve Wi-Fi bantları için yatay açılarda yüksek kazançlı olduğu anlaşılmıştır.

Şekil 3'te Wi-Fi için düşük bantı 2.4 GHz frekansında desen verilmiştir. Bu desende yatay düşük açılarda ışıma yoğunluğu fazla olduğu anlaşılmaktadır. GSM bantları için 900 ve 1800 MHz'lerde desen verilmiştir. Bu desenlerden de ışıma yoğunluğunun yatay açılarda yüksek olduğu anlaşılmaktadır. GPS için 1.575 GHz'de ışıma örüntüsü verilmiştir. Bu örüntüde anten yukarıya doğru ışıma yaptığı görülmektedir.



Şekil 2. Antenlerin geri dönüş kayıpları ( $S_{11}$  ve  $S_{44}$  GSM bantları,  $S_{22}$  GPS bandı,  $S_{33}$  Wi-Fi bandı için).



Şekil 3. Antenlerin radyasyon örüntüleri (a) GPS anteni-1575 MHz (b) Wi-Fi Anteni 2.4 GHz (c) GSM 900 MHz (d) GSM anteni-1800 MHz.

### 3. Sonuç

Yazılım ortamında tasarlanmış olan antenler telematik kutuya yerleştirilerek simüle edilmiştir. Telematik kutunun boyutları ve malzemenin yapısının antenlerini radyasyonuna etkisi göz önüne alınarak gerçekleştirilebilecek malzeme olan 3D baskıda kullanılan PLA malzemesi seçilmiştir. Simülasyon sonucunda GSM için tasarlanmış 2 adet antenin 800-1800-2600-4000-5000 MHz frekans bantlarında rezonansa girdiği görülmüştür. Tasarlanmış telematik anten modülü araçlarda kullanılan sensör, haberleşme sistemleri ve yükselen sistem frekans ihtiyaçlarını karşılamaktadır.

### 4. Teşekkür

Bu bildiri TEYDEP 3230149 nolu “5G Teknolojisi ile Çalışan Telematik Üniteye Entegre Edilebilir Otomotiv Anten Modülü Tasarımı ve Geliştirilmesi” projesi tarafından desteklenmiştir.

### Kaynaklar

- [1]. Park J., Lee S. Y., Kim Y., Lee J. ve Hong W., "Hybrid Antenna Module Concept for 28 GHz 5G Beamsteering Cellular Devices," IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G), Dublin, Ireland, s. 1-3, 2018.
- [2]. Khan Z. U., Abbasi Q. H., Belenguer A., Loh T. H. ve Alomainy A., "Empty Substrate Integrated Waveguide Slot Antenna Array for 5G Applications", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G), Dublin, Ireland, s. 1-3, 2018.
- [3]. Jilani S. F., Abbasi Q. H. And Alomainy A., "Inkjet-Printed Millimetre-Wave PET-Based Flexible Antenna for 5G Wireless Applications", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G), Dublin, Ireland, s. 1-3, 2018.
- [4]. He Y., Li J., C. Li, Zhang L. ve Wong S. -W., "A Novel Base Station Antenna Element for 3G/LTE/Sub-6 GHz 5G Applications", 8th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Incheon, Korea (South), s. 581-583, 2019.
- [5]. Zhang L., Xu Y., He Y., Zhou Q., Zhang L. ve Zhou Z., "A Broadband Low-Profile Antenna Array Using Shorting Pins for 5G Millimeter Wave Applications", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Guangzhou, China, s. 1-3 2022.



## Mikroşerit RF Filtrelerde Kaplamanın Araya Girme Kaybına Olan Etkisi

Yiğit Yalçinkaya<sup>1</sup>, Salih Can Aksoy<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Meteksan Savunma Sanayi A.Ş.

RF Tasarım Müdürlüğü Bölümü

Ankara

[yyalcinkaya@meteksan.com](mailto:yycinkaya@meteksan.com), [s.aksoy@meteksan.com](mailto:s.aksoy@meteksan.com),

**Özet:** Mikroşerit iletim hatlarının araya girme kaybını etkileyen pek çok faktör vardır. Bu faktörlerden en önemlilerinden biri iletken yüzey kaplamalarıdır. İletken yüzey kaplamasının araya girme kaybı üzerindeki etkisinin gözlemlenebilmesi için bu çalışmada interdiijital filtre topolojisine sahip üç farklı mikroşerit filtre tasarımı yapılmıştır. İlk tasarımda Alumina, ikinci ve üçüncü tasarımlarda ise TMM10i taban malzemesi kullanılmıştır. Üretimler, farklı yüzey kaplama yöntemleri ile kaplanmış ve kaplamaların araya girme kaybına etkisi kıyaslanmıştır.

**Abstract:** Insertion loss in microstrip transmission lines is influenced by various factors, one of which is the conductor surface plating. To observe the impact of different surface finishes on insertion loss, three different microstrip filter designs with interdigital topology were developed in this study. The first design used Alumina substrate, while the second and third utilized TMM10i. Each filter was fabricated with a distinct surface finish, and the insertion loss performance of the coatings was comparatively analyzed.

### 1. Giriş

Yüksek frekanslı baskı devre kartlarında (BDK) araya girme kaybı, dielektrik kaybı, iletken kaybı, iletken yüzey pürüzsüzlüğü ve iletken kaplamaları ile ilişkilidir. BDK'ların metal yüzeylerinde, oksitlenme olmaması ve çevresel etmenlerden etkilenmemesi amacıyla kaplama yapılmaktadır [1]. BDK iletim hatları için gerçekleştirilen araya girme kaybı hesaplamalarında yüzey kaplamalarının etkisi de hesaba katılmalıdır. İletken kaybı düşünüldüğünde, frekans yükseldikçe akım, deri etkisi nedeniyle iletkenlerin yüzeylerinde daha ince kesitlerde ilerler. Bu yüzden metal yüzey kaplamaları, çıplak bakır (Bare Copper) iletim hatlarına göre daha yüksek araya girme kaybı göstermektedir [1-3]. Bununla birlikte komşu iletkenlerden gelen elektromanyetik alanların etkisi, malzeme içerisindeki akım dağılımını etkiler. Birden fazla iletkenin yakın yerleştirildiği durumlarda, iletkenler arasındaki etkileşim nedeniyle akımın iletken kesiti içerisinde dağılımı değişir. Bu etkiye, yakınlık etkisi adı verilir [4]. Bu etki özellikle mikrodalga frekanslarında, paralel yerleştirilmiş iletkenler ve dönüş içeren iletim hatları açısından önemlidir. Yakınlık etkisi de deri etkisi gibi yüzey kaplamalarının olduğu durumlarda klasik modellerden sapmalara ve hesaplanan araya giriş kaybından daha fazla araya giriş kaybına yol açabilmektedir [4]. Bu durumda ölçüm sonuçları daha doğru yaklaşımlar sunabilir. Literatürde kaplamaların anten ve dalga kılavuzlarının performansına ve BDK'ların iletim hatlarına olan etkisini gösteren çalışmalar vardır [5-6]. Interdiijital filtrelerde iletim hatları arasındaki kuplajın kalite faktörüne, dolayısı ile filtre performansına etkisi bulunmaktadır [7]. Kaplamaların, mikroşerit RF (Radyo Frekansı) filtrelerde kaybı artırması ve hatlar arası kuplajı etkilemesi beklenilmektedir. Bu çalışmada kaplamaların interdiijital filtrelere etkisi incelenmektedir. ENIG (Electroless Nickel/Immersion Gold), ISIG (Immersion Silver/Immersion Gold), ASIG (Autocatalytic Silver Immersion Gold), Thick Gold, Chemisch Palladium/Gold gibi çeşitli kaplama teknikleri bulunmaktadır. RF filtrelerde, bu kaplamaların araya girme kayıplarına olan etkisini gözlemlemek için farklı kaplamalar ile üretimler yaptırılmıştır. Sonuçlar üç farklı filtre üzerinden değerlendirilmektedir.

### 2. Filtre 1 Üretimi

Filtre 1, S Bant'da yaklaşık 450 MHz bant genişliğine sahip 9 dereceli interdiijital topolojisine sahip bir filtredir. Filtrenin taban malzemesi, dielektrik katsayısı 9,9 ve kayıp tanjantı 0,0001 olan 25 mil kalınlığındaki Alumina'dır. Metal kaplaması, titanyum tungsten (TiW)-altın (Au)-nikel (Ni)-altın sıralamasındadır. İki farklı kaplama kalınlığı için Üretim 1 ve Üretim 2 adında üretimler gerçekleştirilmiştir. Üretimi yapılan filtre Şekil 1a'da gösterilmektedir. Üretimlerde kullanılan farklı kaplama katmanlarının kalınlıkları ve elde edilen araya girme kayıp değerleri Tablo 1 ile verilmektedir. Tüm tablolarla paylaşılan kaplama kalınlık değerleri mikrometre (µm) uzunluk biriminde verilmiştir.

**Tablo 1** Thin Film Üretim için Uygulanan Kaplamalar ve Araya Girme Kaybı Sonuçları

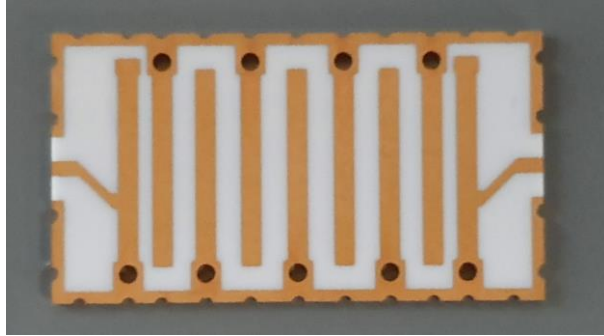
| Metal Katmanları/Üretim | TiW ( $\mu\text{m}$ ) | Au ( $\mu\text{m}$ ) | Ni ( $\mu\text{m}$ ) | Au ( $\mu\text{m}$ ) | Araya Girme Kaybı (dB) |
|-------------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|------------------------|
| Üretim 1                | 7,62                  | 2,54                 | 1,27                 | 0,076-0,152          | 2,8                    |
| Üretim 2                | 7,62                  | 3                    | 0,254                | 0,076-0,152          | 2,1                    |

### 3. Filtre 2 Üretimi

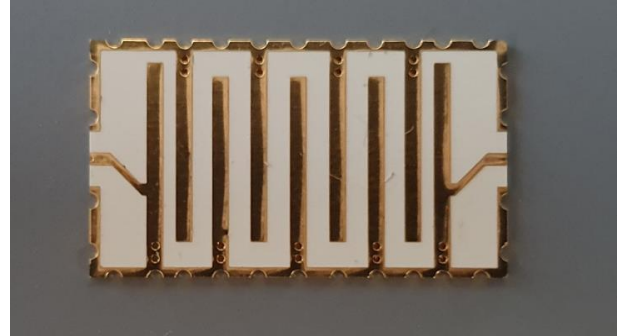
Filtre 2, Filtre 1'in üretim maliyetlerini azaltmak için aynı elektriksel özellikleri sağlayacak şekilde dielektrik katsayısı 9,8 ve kayıp tanjantı 0,002 olan 25 mil kalınlığına sahip TMM10i taban malzemesi ile tasarlanmıştır. Filtre 2, 9 dereceli inter dijital filtre tasarımına sahiptir. Kaplama tekniklerine göre bakır (Cu) mikroserit hat üzerine, ENIG kaplama için nikel-altın, Palladium/Gold kaplaması için altın-paladyum (Pd), Thick Gold kaplaması için nikel-altın, ASIG kaplama için ise gümüş (Ag)-altın kaplama katmanları kullanılmıştır. Kaplamalı ve çıplak bakıra sahip filtreler için üretimler gerçekleştirilmiştir. Üretimi yapılan inter dijital filtre Şekil 1b'de gösterilmektedir. Üretimlerde kullanılan farklı kaplama katman kalınlıkları ile çıplak bakır kalınlığı ve elde edilen araya girme kayıp değerleri Tablo 2 ile gösterilmektedir.

**Tablo 2** Çıplak Bakır, ENIG, Palladium/Gold, Thick Gold, ASIG Kaplamalar ve Araya Girme Kaybı Sonuçları

| Metal Katmanları/Üretim | Cu ( $\mu\text{m}$ ) | Ni ( $\mu\text{m}$ ) | Ag ( $\mu\text{m}$ ) | Au ( $\mu\text{m}$ ) | Pd ( $\mu\text{m}$ ) | Araya Girme Kaybı (dB) |
|-------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|------------------------|
| Çıplak Bakır            | 43                   | -                    | -                    | -                    | -                    | 2,1-2,2                |
| ENIG                    | 43                   | 4-6                  | -                    | 0,06-0,12            | -                    | 4                      |
| Palladium/Gold          | 43                   | -                    | -                    | 0,022                | 0,216                | 2,6                    |
| Thick Gold              | 43                   | 4-6                  | -                    | 2                    | -                    | 2,4                    |
| ASIG                    | 43                   | -                    | 0,5                  | 0,05                 | -                    | 2,2                    |



(a)



(b)

**Şekil 1** (a) Filtre 1 (b) Filtre 2 Baskı Devre Kartları

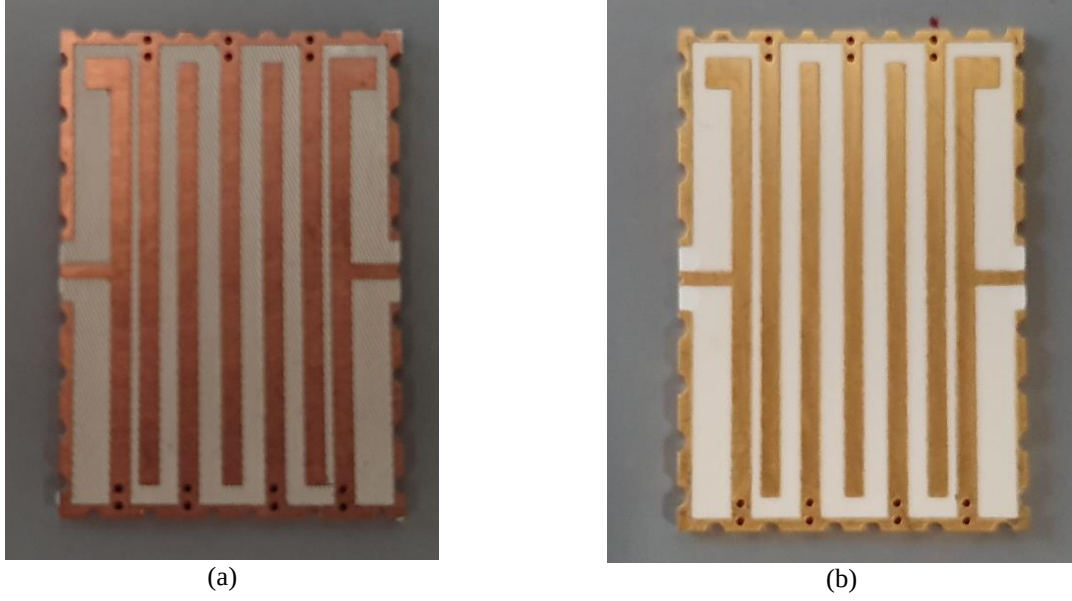
### 4. Filtre 3 Üretimi

Filtre 3, GPS/GLONASS L1 Bantları için 200 MHz bant genişliğine sahip 7 dereceli inter dijital filtre topolojisindedir. Filtrenin taban malzemesi 25 mil kalınlığında TMM10i'dir. Çıplak bakır ve ISIG tekniği ile kaplaması yapılan filtrelerin üretimleri gerçekleştirilmiştir. Üretimi yapılan filtreler Şekil 2'de gösterilmektedir. Üretimlerde kullanılan çıplak bakır kalınlığı ile ISIG kaplamasının katman kalınlıkları ve elde edilen araya girme kayıp değerleri Tablo 3 ile verilmektedir.

**Tablo 3** Çıplak Bakır, ISIG Kaplama ve Araya Girme Kaybı Sonuçları

| Metal Katmanları/Üretim | Cu ( $\mu\text{m}$ ) | Ag ( $\mu\text{m}$ ) | Au ( $\mu\text{m}$ ) | Araya Girme Kaybı (dB) |
|-------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|------------------------|
| Çıplak Bakır            | 18                   | -                    | -                    | 2,0                    |
| ISIG                    | 43                   | 0,1-0,4              | 0,1-0,2              | 2,1                    |





Şekil 2 (a) Filtre 3 Çıplak Bakırlı Filtre (b) Filtre 4 ISIG Kaplamalı Filtre

## 5. Sonuçlar

BDK’larda uygulanan çeşitli kaplama tekniklerinin, mikroşerit RF Filtrelerin araya girme kayıpları üzerindeki etkisini gözlemlemek için farklı kaplamalar ile üretimler yaptırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre nikel, dramatik şekilde araya girme kaybını artırmaktadır. Araya girme kaybının kritik olduğu uygulamalar için nikel içeren kaplama yöntemlerinden uzak durulmalıdır. En az kayıp değerleri çıplak bakır ile elde edilmiştir. Fakat çıplak bakırın zaman içinde oksitlenerek, araya girme kaybının artmasına neden olacağı göz önünde bulundurulduğunda, çıplak bakıra yakın performans sağlayan ISIG/ASIG teknolojisi, mevcut kaplamalar içinde en iyi seçenek olarak görülmektedir.

## Kaynaklar

- [1]. Staiculescu D., Laskar J., Mendelsohn J., Sweetman D. Ve Artaki I., “Ni-Au Surface Finis Effects on RF Performance,” 1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Anaheim, CA, A.B.D., 1999.
- [2]. Ippich A., “PCB Surface Finish Impact to Losses at High Frequencies,” 2019 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv, Israel, s.1-4, Kasım 2019.
- [3]. Curran B., Ndip I. ve Lang K.-D., “A Comprasion of Typical Surface Finishes on the High Frequency Performances of Transmission Lines in PCBs,” 2017 IEEE 21st Workshop on Signal and Power Integrity (SPI), Lake Maggiore, Italy, s.1-3, Mayıs 2017.
- [4]. Curran B., Fotheringham G., Tschoban C., Ndip I. ve Lang K.-D., “On the Modeling, Characterization, and Analysis of the Current Distribution in PCB Transmission Lines With Surface Finishes,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.64 no.8, s.2511-2518, 2016.
- [5]. Usta E. ve Türker Tokan N., “Effects of Surface Finish Meterial on Millimeter-Wave Antenna Performance,” IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, cilt.9 no.5, s815-821, 2019.
- [6]. Arslan A., Soylemez E., “Investigation of the Surface Roughness Effect on the Performance of an X-Band RF Filter Manufactured by Laser Powder Bed Fusion,” IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, cilt.14 no.2, s.257-266, 2024.
- [7]. Matthei L. G., Young L. Ve Jones E. M. T., Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures, Artech House, Norwood, CA., A.B.D., 1980.

## Uydu Ağlarında Kuantum ve 6G Entegrasyonu: Fırsatlar ve Zorluklar

Sedat Çimen  
Türk Telekom  
Ar-Ge Bölümü  
İstanbul, Türkiye  
sedat.cimen@turktelekom.com.tr

**Özet:** Bu çalışma, Altıncı Nesil (6G) uydu haberleşme sistemleri ile kuantum iletişim teknolojilerinin entegrasyonunu incelemektedir. Alçak yörüngeli (LEO) tabanlı mega-konstelasyonlar ve kuantum anahtar dağıtımı (QKD), küresel güvenli iletişim için kritik bileşenlerdir. Uydu üzerinden QKD uygulamaları, yüksek güvenlik gerektiren alanlarda umut verici çözümler sunmaktadır. Bununla birlikte, senkronizasyon, foton kaybı ve kanal modelleme gibi zorluklar mevcuttur. Bu bildiride, söz konusu teknolojilerin birleşmesinden doğan fırsatlar ve entegrasyon sürecinde karşılaşılan teknik engeller bir literatür taramasıyla değerlendirilmiştir.

**Abstract:** This paper explores the integration of sixth generation (6G) satellite networks and quantum communication technologies. LEO-based mega-constellations and quantum key distribution (QKD) are important for global secure communication. Satellite QKD offers strong protection for sensitive data. However, there are technical challenges such as synchronization, photon loss, and channel modeling. This study gives a survey of the main opportunities and difficulties in combining these technologies. The goal is to understand how 6G and quantum systems can work together to improve future communication networks.

### 1. Giriş

Altıncı nesil (6G) haberleşme teknolojileri; ultra yüksek veri hızı, son derece düşük gecikme, yapay zekâ tabanlı ağ yönetimi ve küresel kapsama gibi hedeflerle tasarlanmaktadır. Bu bağlamda, dünya çapında dijital uçurumun kapatılması ve her yerde erişilebilir haberleşmenin sağlanması, 6G'nin temel vaatlerinden biridir. Ancak yalnızca karasal ağlara dayanarak bu kapsamanın sağlanması mümkün değildir. Bu nedenle alçak yörüngeli (LEO) uydu haberleşme sistemleri, 6G mimarisinde önemli bir bileşen olarak öne çıkmaktadır[1]. LEO ve çok alçak yörüngeli (VLEO) uydular, daha kısa gecikme süresi, daha düşük maliyet ve geniş kapsama alanı gibi avantajları sayesinde, özellikle kırsal ve yetersiz hizmet alan bölgelerde, 6G servislerinin erişilebilirliğini artırmaktadır[1]. Starlink, OneWeb ve Kuiper gibi mega-konstelasyon projeleri, bu dönüşümün öncüsü konumundadır[2].

Öte yandan, 6G'nin güvenlik gereksinimleri, geleneksel kriptografik yöntemlerle karşılanamayacak seviyelere ulaşmaktadır. Bu noktada, kuantum iletişim teknolojileri ve özellikle Kuantum Anahtar Dağıtımı (QKD) öne çıkmaktadır. QKD, kuantum mekaniğinin fiziksel ilkelerine dayanarak anahtar paylaşımı gerçekleştiren bir yöntemdir. Ölçüm bozulması ve çoğaltılamama ilkesi sayesinde, kuantum saldırılarına karşı geleneksel şifreleme yöntemlerine göre daha dirençli bir güvenlik mekanizması sunar. [3]. Bu çerçevede, QUESS (Çin), Micius gibi kuantum uydu görevleri, uzay tabanlı QKD'nin uygulanabilirliğini göstermiştir. Bu başarılar, 6G altyapılarında uzay-tabanlı kuantum güvenlik çözümlerinin entegrasyonunu gündeme getirmiştir[4].

### 2. 6G Uydularına Dayalı Haberleşme Mimarileri

6G vizyonunun en önemli bileşenlerinden biri, küresel kapsama sağlamaya yönelik LEO uydu konstelasyonlarıdır. Starlink, OneWeb, Kuiper ve Telesat gibi mega-konstelasyonlar, yer tabanlı altyapıların ulaşamadığı bölgelerde iletişim hizmeti sunarak dijital kapsayıcılığı artırmaktadır [5]. Bu sistemler, yer-uydu-hibrit mimariler aracılığıyla çalışır; karasal baz istasyonları ile uydu geçitleri birlikte görev alır. Bu hibrit yapı, sadece geniş kapsama değil, aynı zamanda düşük gecikmeli bağlantılar da sağlamayı amaçlamaktadır.

LEO sistemlerinde, uydular arası bağlantılar (ISL) aracılığıyla veri transferi mümkündür. Bu bağlantılar, ağ gecikmesini azaltmakta ve veri yönlendirmede daha etkin çözümler sunmaktadır. Ancak, sürekli değişen topolojiler ve yüksek hızdaki yörünge hareketleri, sinyal işleme ve yönlendirme algoritmalarının çok daha dinamik ve öngörülü olmasını gerektirmektedir[5].

Bu altyapıların kuantum haberleşme ile entegre edilmesi, hem güvenlik hem de performans açısından yeni araştırma fırsatları sunmaktadır. Bu doğrultuda geliştirilen Q-LEO mimarileri, kuantum algoritmalar ve yapay zekâ destekli

sinyal işleme yöntemleri ile 6G uydusu sistemlerinde yeni bir sayfa açmaktadır.

### 3. Uzayda Kuantum Haberleşmesi

Kuantum haberleşme, klasik sistemlerin ötesinde güvenlik sunarak 6G'nin ultra-güvenli küresel iletişim hedeflerine katkı sağlamaktadır. Bu alanda öncü olan QUESS (Micius) gibi görevler, serbest uzay optik bağlantıları üzerinden QKD uygulamalarının gerçekleştirilmesini mümkün kılmıştır.[6].Uzay tabanlı QKD sistemleri, yer istasyonu ile uydusu arasında düşük foton kaybı sağlayan kısa süreli pencere aralıklarını kullanır. Bu sistemlerde gerçekleştirilen dolanıklık aktarımı (entanglement swapping) işlemi, iki dolanık parçacık çifti arasında dolaylı yoldan dolanıklık kurmayı mümkün kılar; böylece arada doğrudan etkileşim olmadan uç noktadaki parçacıklar birbirine bağlanabilir. Dolanıklık dağıtımı (entanglement distribution) ise, dolanık parçacık çiftlerinin uzak konumlardaki düğümler arasında fiziksel olarak iletilmesini ifade eder. Bu işlemler, kuantum ağlarında güvenli anahtar paylaşımı ve dolanıklık tabanlı iletişim protokolleri için temel bileşenlerdir.

Örneğin, bir LEO uydusu tarafından üretilen foton çifti, biri yere, diğeri diğer uyduya gönderilerek uzak düğümler arasında dolanıklık kurulabilir[7].

Ancak bu tür sistemler birtakım teknik zorluklara sahiptir. En başta gelen problemler arasında:

- **Kanal kararsızlığı:** Uydusu hareketi nedeniyle bağlantı süreleri sınırlıdır.
- **Atmosferik kırınım ve zayıflama:** Özellikle alçak irtifalarda sinyal kalitesini düşürmektedir.
- **Senkronizasyon hataları:** Micius deneylerinde lazer diyotları arasında gözlemlenen 100–300 ps düzeyindeki zamanlama farkları, yan kanal saldırılarına kapı aralayabilmektedir [8].

Ayrıca, kuantum ağlarının sürekliliği için kuantum tekrar ediciler, ölçüm cihazından bağımsız QKD protokolleri ve yüksek hassasiyetli yönlendirme sistemleri gibi ileri seviye donanımlar gerekmektedir[6]. Bu bağlamda, uzay tabanlı kuantum iletişim, sadece güvenli veri aktarımı değil, aynı zamanda küresel entanglement altyapısı kurmak açısından da stratejik öneme sahiptir.

### 4. Entegrasyon Zorlukları ve Fırsatlar

6G ve kuantum iletişimin birleşimi, güvenlik, kapsama ve hizmet sürekliliği açısından birçok fırsat sunmaktadır. Özellikle küresel güvenli haberleşme, askeri ve savunma uygulamaları, finansal veri iletimi ve hassas IoT uygulamaları, bu entegrasyonun doğrudan fayda sağlayacağı başlıca alanlardır [9].

Ancak bu entegrasyon, çeşitli teknik ve operasyonel zorlukları da beraberinde getirmektedir:

- **Uydusu-Konumlu Kuantum Anahtar Dağıtımı (QKD):** LEO uyduları üzerinden QKD gerçekleştirmek, hem yönlendirme doğruluğu hem de zamanlama hassasiyeti gerektirir. Uydusu-yeryüzü ve uydusu-uydusu optik bağlantılarda, fotonların kayıpsız ve doğrulanabilir şekilde iletimi hâlen çözülmesi gereken temel problemlerdendir [10].
- **Senkronizasyon ve Foton Kayıpları:** Kuantum sistemlerde senkronizasyon hataları, güvenliği tehlikeye atabilecek ölçüde foton kaybına yol açabilir. Uydusu hareketliliği, atmosferik değişkenlik ve düşük foton sayıları, bu kayıpları artırmaktadır. Özellikle dolanıklık dağıtımı sırasında zamanlama hataları entanglement kalitesini düşürmektedir.[10]
- **THz Bandında Kanal Modellemesi:** 6G ile birlikte kullanılacak olan terahertz bantlarında yayılım modelleri henüz olgunlaşmamıştır. Kuantum protokollerin bu bantlarda güvenilir çalışabilmesi için *kanal davranışlarının* doğru modellenmesi ve optik/kuantum sinyallerle uyumlu hale getirilmesi gerekmektedir [9].
- **Yapay Zekâ Destekli Optimizasyon Gereksinimi:** Dinamik kanal koşulları, düğüm hareketliliği ve sınırlı kaynaklar, klasik protokollerle yönetilemeyecek kadar karmaşık hâle gelmiştir. Bu nedenle, *AI tabanlı ağ yönetim sistemleri* ile kuantum güvenlik protokollerinin birlikte çalışması, ağın ölçeklenebilirliğini ve performansını artıracaktır[9].

Tüm bu etkenler dikkate alındığında, kuantum ve 6G sistemlerinin entegre edilmesi, sadece güvenlik açısından değil, aynı zamanda ağ mimarisi, protokol tasarımı ve kaynak yönetimi boyutlarında da yeni araştırma alanları doğurmaktadır.

## 5. Sonuç

6G haberleşme sistemlerinin hedeflediği küresel kapsama, ultra düşük gecikme ve mutlak güvenlik gibi kriterlerin sağlanabilmesi, yalnızca karasal altyapılarla mümkün değildir. Bu bağlamda, LEO tabanlı uydu haberleşme sistemleri ile kuantum iletişim teknolojilerinin entegrasyonu, geleceğin haberleşme mimarisinde vazgeçilmez bir bileşen hâline gelmektedir. QKD ile sağlanan fiziksel tabanlı güvenlik, 6G'nin ihtiyaç duyduğu post-kuantum dirençli iletişim altyapılarına somut bir çözüm sunmaktadır. Aynı zamanda, uydu konumlu QKD sistemleri sayesinde küresel ölçekte güvenli bağlantılar oluşturmak teknik olarak mümkün hâle gelmiştir. Bununla birlikte, bu entegrasyonun önünde hâlâ çözülmesi gereken çeşitli teknik engeller bulunmaktadır. Donanım uyumsuzlukları, optik kanal kırımını, foton kayıpları, senkronizasyon zorlukları ve THz bandında güvenilir kanal modelleme eksiklikleri bu süreci karmaşıktırmaktadır. Ayrıca, bu sistemlerin yönetimi için yapay zekâ destekli optimizasyon yaklaşımlarına duyulan ihtiyaç giderek artmaktadır.

Sonuç olarak, 6G ve kuantum teknolojilerinin bütünleşik olarak tasarlanması, sadece yüksek hızlı ve kesintisiz iletişimi değil, aynı zamanda geleceğin güvenli haberleşme altyapısını da şekillendirecektir. Bu entegrasyonun başarısı, disiplinler arası iş birlikleri ve yeni nesil ağ protokolleri ile mümkün olacaktır.

## 6. Teşekkürler

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 1515 Öncül Ar-Ge Laboratuvarları Destekleme Programı tarafından Türk Telekom 6G Ar-Ge Laboratuvarı için 5249902 proje numarası ile desteklenmektedir.

## Kaynaklar

- [1] X. Luo, H.-H. Chen, and Q. Guo, "Leo/vleo satellite communications in 6g and beyond networks—technologies, applications, and challenges," *IEEE Network*, vol. 38, no. 5, pp. 273–285, 2024.
- [2] A. Guidotti, A. Vanelli-Coralli, M. El Jaafari, N. Chuberre, J. Puttonen, V. Schena, G. Rinelli, and S. Cioni, "Role and evolution of non-terrestrial networks towards 6g systems," *IEEE Access*, 2024.
- [3] M. A. Akbar, A. A. Khan, S. Hyrynsalmi, and J. A. Khan, "6g secure quantum communication: a success probability prediction model," *Automated Software Engineering*, vol. 31, no. 1, p. 31, 2024.
- [4] S. Rafi, M. A. Akbar, and S. Mahmood, "A conceptual framework for quantum integration challenges in 6g technology," in *Proceedings of the 1st ACM International Workshop on Quantum Software Engineering: The Next Evolution*, 2024, pp. 19–26.
- [5] K. M. Narnavaram and D. C.-T. Lo, "Revolutionizing quantum-accelerated optimization for quantum-enhanced 6g leo satellite networks (q-leo)."
- [6] L. Qian and J. Zhao, "Quantum networks in 6g communications: Technologies, challenges, and applications," in *2025 International Conference on Quantum Communications, Networking, and Computing (QCNC)*. IEEE, 2025, pp. 701–703.
- [7] A. Sen, C. Sumnicht, S. Choudhuri, A. Chang, G. Xue, and Y. Want, "Quantum communication in 6g satellite networks: Entanglement distribution across changing topologies," in *ICC 2024-IEEE International Conference on Communications*. IEEE, 2024, pp. 2446–2451.
- [8] A. Miller, "Micius, the world's first quantum communication satellite, was hackable," in *2025 International Conference on Quantum Communications, Networking, and Computing (QCNC)*. IEEE, 2025, pp. 411–415.
- [9] M. Suriya, R. Yogeshwaran, S. Sivaram Kumar, R. Subesh, and M. Syam Sundar, "Terrestrial-satellite communication techniques and challenges for 6g," in *2024 International Conference on IoT Based Control Networks and Intelligent Systems (ICICNIS)*. IEEE, 2024, pp. 112–117.
- [10] V. Dharun and V. Ramprakash, "Quantum cryptography for securing wireless communication in 6g networks," *Quantum*, vol. 12, no. 2, 2025.

## 2023 KAHRAMANMARAŞ DEPREMLERİ ÖNCESİ İYONKÜRE BOZULMALARININ TEİ TABANLI GRANGER NEDENSELLİK TESTİ İLE İNCELENMESİ

Nazlıcan Genç Zorkun<sup>1\*</sup>, Makbule Hilal Mütevellî Öncül<sup>1</sup>, Seçil Karatay<sup>1</sup>, Faruk Erken<sup>1</sup>, Feza Arıkan<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Kastamonu Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kastamonu

[ngengec@kastamonu.edu.tr](mailto:ngengec@kastamonu.edu.tr), [hmutevelli@kastamonu.edu.tr](mailto:hmutevelli@kastamonu.edu.tr), [skaratay@kastamonu.edu.tr](mailto:skaratay@kastamonu.edu.tr),  
[ferken@kastamonu.edu.tr](mailto:ferken@kastamonu.edu.tr)

<sup>2</sup>Hacettepe Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

[arikan@hacettepe.edu.tr](mailto:arikan@hacettepe.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 2023 Kahramanmaraş depremlerinden önceki üç güne ait 12 farklı GNSS istasyonundan elde edilen TEİ (Toplam Elektron İçeriği) verilerine Granger Nedensellik Testi uygulanmıştır. Her gün için ayrı nedensellik ağları oluşturularak istasyonlar arası örüntüler incelenmiştir. Analiz sonuçlarında, depreme yaklaşıldıkça istasyonlar arası nedensellik ilişkilerinin değiştiği ve deprem öncesi dönemde belirgin iyonküre öncüllerinin ortaya çıktığı gözlenmiştir. Bu bulgular, Granger Nedensellik Testi'nin deprem öncesi iyonküre bozulmalarının tespitinde etkili bir araç olabileceğini ortaya koymaktadır.

**Abstract:** In this study, the Granger Causality Test was applied to the TEI (Total Electron Content) data obtained from 12 different GNSS stations for the three days before the 2023 Kahramanmaraş earthquakes. Separate causality networks were created for each day and the patterns between stations were examined. The analysis results showed that the causality relationships between stations changed as the earthquake approached and that distinct ionosphere precursors emerged in the pre-earthquake period. These findings reveal that the Granger Causality Test can be an effective tool in detecting pre-earthquake ionosphere disruptions.

### 1. Giriş

Yerküresel Seyrüsefer Uydu Sistemleri (GNSS-Global Navigation Satellite System), yüksek hassasiyetli konum belirleme kabiliyeti sayesinde deprem öncesi, sırası ve sonrasında yer kabuğundaki deformasyonların izlenmesinde kritik bir rol oynamaktadır. Türkiye'nin aktif tektonik yapısı ve deprem potansiyeli göz önüne alındığında, GNSS tabanlı deformasyon izleme çalışmaları büyük önem taşımaktadır.

06 Şubat 2023 tarihinde Kahramanmaraş bölgesinde art arda meydana gelen Mw 7.8 ve Mw 7.5 büyüklüğündeki depremler, bölgede büyük hasarlara yol açmış ve geniş bir alanda yer değiştirmelere neden olmuştur. Bu depremler, Doğu Anadolu Fay Zonu'nun farklı segmentlerinde gerçekleşmiş ve bölgedeki tektonik gerilimi önemli ölçüde etkilemiştir.

Türkiye Ulusal Temel GNSS Ağı-Aktif (TUSAGA-Aktif) ağına ait istasyonlar, deprem sürecindeki yer değiştirmelerini yüksek çözünürlükle kaydetmiştir. Bu çalışmada, deprem öncesi dönemde istasyonlar arası örüntülerin zamansal evrimini incelenerek, nedensellik ağlarındaki değişimlerin deprem öncülü olarak kullanılabilirliği araştırılmıştır.

### 2. Veri ve Yöntem

Çalışmada, TUSAGA-Aktif ağına ait Tablo 1'de bilgileri verilen istasyonlardan 03 Şubat - 05 Şubat 2023 tarihleri arasında elde edilen 3 günlük GNSS verileri kullanılmıştır.

Çalışmada, deprem öncesi dönemde istasyonlar arası örüntülerin zamansal evrimini incelemek için Granger Nedensellik Testi (GNT) yöntemi kullanılmıştır. GNT, bir zaman serisinin diğer bir zaman serisini öngörmede yararlı bilgi içerip içermediğini belirlemek için geliştirilmiş istatistiksel bir yöntemdir [1,2,3]. Test, X değişkeninin Y değişkeninin gelecekteki değerlerini tahmin etmede, Y'nin geçmiş değerlerinden daha fazla bilgi sağlayıp sağlamadığını araştırır. Granger nedensellik her zaman doğrudan veya fiziksel bir nedensellik anlamına gelmez, istatistiksel olarak öngörü (tahmin) kabiliyetini yansıtır. Analiz sürecinde öncelikle 12 istasyondan elde edilen TEİ zaman serileri durağanlık testlerine tabi tutulmuştur. Ardından optimal gecikme uzunluğu (lag) 6 olarak belirlenmiştir.

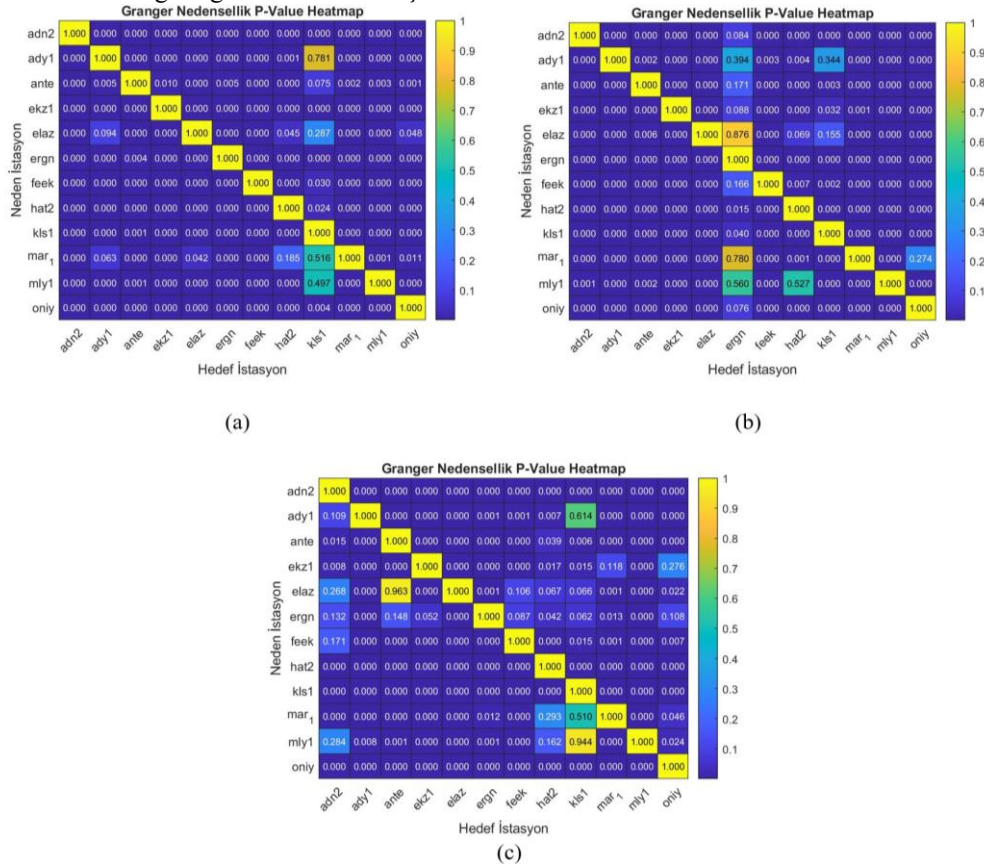
**Tablo 1.** İstasyonların coğrafi konumları

| İstasyon      | İstasyon Kodu | Enlem (°K) | Boylam (°D) | Mw 7.8 Depremine Uzaklık (km) | Mw 7.5 Depremine Uzaklık (km) | En Yakın Merkez Üssüne Uzaklık (km) |
|---------------|---------------|------------|-------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------------|
| Adana         | ADN2          | 36.798     | 35.323      | 157.2                         | 213.0                         | 157.2                               |
| Adıyaman      | ADY1          | 37.574     | 38.261      | 117.7                         | 105.9                         | 105.9                               |
| Gaziantep     | ANTE          | 36.880     | 37.373      | 44.4                          | 126.7                         | 44.4                                |
| Ekinözü       | EKZ1          | 37.871     | 37.187      | 79.2                          | 15.5                          | 15.5                                |
| Elazığ        | ELAZ          | 38.457     | 39.256      | 242.3                         | 187.2                         | 187.2                               |
| Ergani        | ERGN          | 38.082     | 39.758      | 260.8                         | 225.0                         | 225.0                               |
| Feke          | FEEK          | 37.628     | 35.912      | 111.1                         | 120.0                         | 111.1                               |
| Hatay         | HAT2          | 36.012     | 36.144      | 151.1                         | 240.8                         | 151.1                               |
| Kilis         | KLS1          | 36.528     | 37.123      | 71.9                          | 164.9                         | 71.9                                |
| Kahramanmaraş | MAR1          | 37.407     | 36.861      | 30.3                          | 73.0                          | 30.3                                |
| Malatya       | MLY1          | 38.154     | 38.318      | 157.6                         | 100.0                         | 100.0                               |
| Osmaniye      | ONİY          | 36.917     | 36.253      | 74.5                          | 147.0                         | 74.5                                |

Her istasyon çifti için ikili Granger nedensellik testleri uygulanarak  $p < 0.01$  anlamlılık düzeyinde ( $\alpha$ ) nedensellik ilişkileri tespit edilmiştir.

### 3. Bulgular ve Değerlendirme

Depremler öncesinde iyonosferde oluşan bozulmaların, yer-tabanlı GNSS istasyonlarından elde edilen TEİ zaman serileri üzerinden saptanabileceği hipotezinden hareketle, bu çalışmada 6 Şubat 2023 Kahramanmaraş depreminden önceki üç güne ait TEİ verileri üzerinde GNT gerçekleştirilmiştir. Analizde zaman serilerinin yaklaşık 15 dakikalık geçmiş bilgisini dikkate alan lag = 6 gecikme değeri kullanılmış, anlamlılık düzeyi ise  $\alpha = 0.01$  olarak seçilmiştir. Her bir GNSS istasyonu TEİ zaman serisi olarak modellenmiş, her istasyonun diğer istasyonlar üzerindeki öngörü gücü analiz edilmiştir.



**Şekil 1.** Granger nedensellik p-değeri haritaları (a) 3 Şubat günü (b) 4 Şubat günü (c) 5 Şubat günü

Üç güne ait GNT p-değeri matrisleri Şekil 1'de verilmiştir. Bu grafiklerde, her hücrede yer alan p-değeri, satırdaki istasyonun sütundaki istasyon üzerindeki Granger nedensel etkisini göstermektedir. Daha küçük p-değerleri, daha güçlü istatistiksel nedensellik ilişkisini ifade etmektedir. Şekil 1(a)'da gösterildiği üzere, 3 Şubat günü, istasyonlar arası bilgi akışı oldukça yoğundur; birçok istasyon diğer istasyonların TEİ değerlerini anlamlı şekilde öngörebilmekte ve sistem deterministik bir ağ yapısı sergilemektedir. Bu, iyonküre yapısının düzenli ve öngörülebilir bir yapıda olduğunu göstermektedir. Ancak, 4 Şubat'ta (Şekil 1(b)), ağ yapısında parçalanma başlamakta, bazı istasyonların p-değerlerinde artışlar görülmekte ve genel bilgi akışı zayıflamaktadır. Bu durum, iyonosferin deterministik yapısının bozulmaya başladığını, sistemin daha düzensiz bir yapıya evrildiğini göstermektedir. Özellikle mar1, mly1 gibi bazı istasyonlar, önceki güne kıyasla daha az sayıda hedef üzerinde etkili hale gelmiştir. 5 Şubat günü (Şekil 1(c)), sistem belirgin şekilde dağılmış ve daha fazla istasyon arası bağlantı anlamlılık düzeyinin üzerine çıkmıştır. Bugün için elde edilen nedensellik yapısı, iyonküre ortamının bozulduğunu ve kaotik bir yapıya geçtiğini ortaya koymaktadır. Örneğin, elaz, ady1, ergn gibi daha önce merkezi konumda bulunan istasyonlar, bilgi akışında daha az etkili hale gelmiştir. Bu durum, deprem öncesi iyonküre bozulma süreçlerinin sistematik bir çözülme süreci olarak gözlemlenebileceğini göstermektedir.

Sonuç olarak, TEİ verileri üzerinden yapılan Granger nedensellik analizleri, deprem öncesi iyonküre ortamında meydana gelen istatistiksel çözümleri başarıyla yakalayabilmekte ve bu çözülmenin, fiziksel bir bozulma sürecine işaret ettiğini göstermektedir. Bu bağlamda, TEİ verileri üzerinde GNT, sadece istatistiksel olarak anlamlı bir araç değil; aynı zamanda fiziksel olarak anlamlandırılabilir ve mekansal olarak izlenebilir bir erken uyarı bileşeni olarak değerlendirilebilir. Gelecekte daha sık örnekleme aralığına sahip TEİ verileri, ağ analizleri ve otomatik bozulma tespiti sistemleriyle bu yöntem daha da güçlendirilmelidir.

#### **4. Sonuç ve Öneriler**

Bu çalışmada, 2023 Kahramanmaraş depremleri öncesinde GNSS istasyonlarından elde edilen TEİ zaman serileri kullanılarak Granger Nedensellik Testi (GNT) gerçekleştirilmiştir. İstasyonlar arası bilgi akışı yapısının zamana bağlı olarak değiştiği, özellikle depremden bir gün önce nedensellik ilişkilerinin zayıfladığı ve ağ yapısının parçalanmaya başladığı gözlemlenmiştir. Bu durum, iyonküre deprem öncesi bozulmaların yerel tektonik gerilimler ve merkez üssüne olan mesafe ile ilişkili olabileceğini düşündürmektedir. Depremden günler önce bazı istasyonların bilgi aktarımında merkezi rol oynaması, olası deprem öncesi sinyallerin mekânsal dağılımı hakkında ipuçları sunmuştur. TEİ serilerinin GNT ile değerlendirilmesi, iyonküre bozulmalarının tespiti ve deprem öncülü araştırmaları için etkili bir yöntem olarak öne çıkmaktadır.

#### **TEŞEKKÜR**

Bu çalışma, TUBİTAK 124E027 no'lu proje tarafından desteklenmiştir. Bu çalışmada kullanılan GNSS verileri TUSAGA-Aktif ağından temin edilmiştir. Harita Genel Müdürlüğü'ne ve Tapu ve Kadastro Genel Müdürlüğüne teşekkür ederiz.

#### **Kaynaklar**

- [1] Granger, C. W., “Investigating causal relations by econometric models and cross-spectral methods”, *Econometrica: Journal of the Econometric Society*, s. 424-438, 1969.
- [2] Granger, C. W., “Some recent development in a concept of causality”, *Journal of econometrics*, cilt. 39(1-2), s. 199-211, 1988.
- [3] Iyer, S., & Mahajan, A. , “Granger causality analysis of deviation in total electron content during geomagnetic storms in the equatorial region”, *Journal of Engineering and Applied Science*, cilt. 68(1), s. 4, 2021.



## LEO Uyduları İçin Açılabilir Monopol Anten ve Yenilikçi Açılma Mekanizması Tasarımı

Anıl Çetin  
Plan-S Uydü ve Uzay Teknolojileri  
RF ve Anten Tasarım Mühendisliği Departmanı  
Ankara, Türkiye  
anil.cetin@plan.space

Barış Temel  
Plan-S Uydü ve Uzay Teknolojileri  
Mekanik Tasarım Mühendisliği Departmanı  
Ankara, Türkiye  
baris.temel@plan.space

**Özet:** Bu çalışmada, Düşük Dünya Yörüngesi (LEO) uydularında telemetri ve telekomut (TMTC) haberleşmesini sağlamak üzere, 400–403 MHz frekans bandında çalışan yönsüz ve açılabilir yapıya sahip bir monopol anten tasarımı sunulmuştur. Anten, düşük veri hızlı haberleşme görevleri için yeterli olan  $<2$  dBi kazançla sahip olup, uydü üzerinde minimum hacim kaplayacak şekilde tasarlanmış ve görev anında mekanik olarak açılabilir şekilde yapılandırılmıştır. Elektromanyetik simülasyonlar ve prototip ölçümleri sonucunda, antenin  $-10$  dB altında geri dönüş kaybı (S11) sağladığı ve geniş hüzmeye açısı ile yönsüz ışıma gerçekleştirdiği doğrulanmıştır. Link bütçesi ve yayılım deseni analizleri ile antenin uydü modeli üzerindeki yerleşimi optimize edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, antenin LEO görevlerinde güvenilir TMTC iletişimi için uygun bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

**Abstract:** This study presents the design of an omnidirectional deployable monopole antenna operating in the 400–403 MHz frequency band for telemetry and telecommand (TMTC) communication in Low Earth Orbit (LEO) satellites. The antenna, with a gain below 2 dBi suitable for low-data-rate communication tasks, is compactly designed to occupy minimal volume on the satellite and is mechanically deployable during the mission. Electromagnetic simulations and prototype measurements confirm that the antenna achieves a return loss (S11) below  $-10$  dB and provides omnidirectional radiation with a wide beamwidth. Additionally, link budget and radiation pattern analyses were conducted to optimize the antenna's placement on the satellite model. The results demonstrate that the antenna offers a reliable and effective solution for TMTC communication in LEO missions.

### 1. Giriş

Düşük Dünya Yörüngesi (LEO) uyduları, gözlem, haberleşme ve veri iletimi gibi görevlerde yaygın olarak kullanılmakta olup, bu platformların güvenli ve kesintisiz çalışması için telemetri ve telekomut (TMTC) bağlantılarının güvenilirliği kritik öneme sahiptir. TMTC bağlantıları, uydü ile yer istasyonları arasındaki temel veri alışverişini sağladığından, bu sistemlerin elektromanyetik ve mekanik açıdan yüksek güvenilirlikte antenlerle desteklenmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada, 400–403 MHz bandında çalışan, yönsüz ışıma karakteristiğine sahip açılabilir monopol anten tasarımı sunulmaktadır. Antenin en önemli yeniliği, fırlatma sırasında kompakt şekilde taşınabilmesini sağlayan ve yörüngede güvenilir biçimde açılmasını mümkün kılan özgün açılma mekanizmasıdır. Bu mekanizma hem mekanik dayanıklılık hem de kullanım kolaylığı açısından tasarımın kritik bir parçasını oluşturmaktadır. Kazancı 2 dBi'nin altında olan anten, düşük veri hızlı TMTC haberleşmesi için yeterli performans sağlamakta ve QMA konnektör entegrasyonu ile yapısal bütünlük ve kolay montaj avantajı sunmaktadır. Çalışmada, antenin elektromanyetik performansı, mekanik tasarımı ve yenilikçi açılma mekanizması detaylandırılarak, simülasyon ve prototip ölçüm sonuçları kapsamlı biçimde değerlendirilmiştir.

### 2. Daha Önce Yapılan Çalışmalar

LEO uyduları için monopol anten tasarımları ve açılabilir anten mekanizmaları üzerine önemli çalışmalar yapılmıştır. Pozar, CubeSat'larda UHF bandında TMTC iletişimi için RF ön uç tasarımını detaylandırmıştır [1]. Kumar ve Singh, amatör bant antenlerinin tasarım kriterlerini inceleyerek monopol, yama ve helisel antenlerin performanslarını karşılaştırmıştır [2]. Davis ve arkadaşları, 400 MHz frekansında çalışan açılabilir helisel antenlerin mekanik ve elektromanyetik özelliklerini ortaya koymuş, uydü entegrasyonuna katkı sağlamıştır [3]. Khan ve ekibi, nano uydular için miniaturize meander-line patch anten tasarımları geliştirmiştir [4]. Zhang ve çalışma grubu ise frekans ayarlanabilir UHF antenler ile hibrit LEO ve LPWAN ağları için esnek çözümler sunmuştur [5].

### 3. Yapılan Tasarımın Gereksinimleri

Tasarımı yapılan anten, 400–403 MHz frekans aralığında çalışan monopol tipindedir. Kazancı 0 dBi olup, yönsüz bir hüzmeye genişliğine sahiptir. Polarizasyonu lineerdir ve mekanik olarak açılır-kapanır özelliğe sahiptir. Antenin boyutu 16.5 cm olup, bağlantı tipi olarak QMA kullanılmıştır.

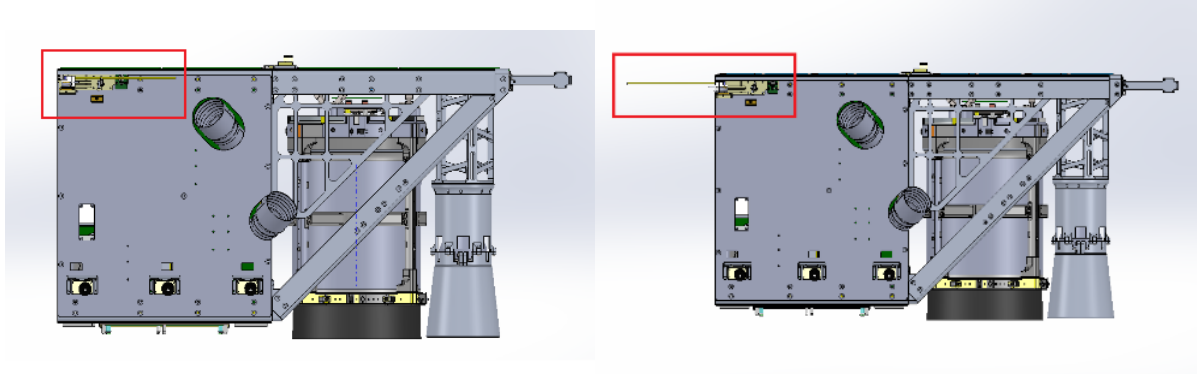
Tablo 1. Tasarım Gereksinimleri

| Özellik                | Değer/Gereksinim |
|------------------------|------------------|
| Anten Geometrisi       | Monopol          |
| Frekans Aralığı        | 400-403 MHz      |
| Kazanç (Gain)          | 0 dBi            |
| Hüzme Genişliği (HPBW) | Yönsüz           |
| Polarizasyon           | Doğrusal         |
| Mekanik Gereksinimler  | Açılır kapanır   |
| Boyut                  | 16.5 cm          |
| Bağlantı Tipi          | QMA              |

#### 4. Anten Tasarımı

Anten tasarımı, 400-403 MHz frekans bandında çalışan monopol anten yapısı temel alınarak geliştirilmiştir. Tasarım sürecinde, yapılan simülasyon çalışmaları ile antenin 0 dBi kazanç, yönsüz hüzme genişliği ve lineer polarizasyon özelliklerini doğrulamış, antenin uydu sistemine entegrasyonu için mekanik ve elektriksel açıdan optimize edilmesini sağlamıştır.

Anten, yerden RHCP polarize antenle yapılan link bütçesi analizleri doğrultusunda, sinyal kalitesini ve yayılım desenini maksimize edecek şekilde uydu modeli üzerinde optimum konuma yerleştirilmiştir.



Şekil 1. Antenin Kapalı ve Açık Hali

Tasarımı tarafımızdan gerçekleştirilmiş olan anten açılma mekanizması, tek bir hareket serbestlik derecesine sahiptir. Geleneksel açılabilir çubuk anten sistemlerinde, anten çubuğu ile birlikte RF besleme kablosunun da dönmesi gerekmektedir. Ancak, bu kablolar genellikle sert ve kalın yapıda olduklarından, hareket sırasında bükülmeleri zorlaşmakta; bu da zamanla kablonun zarar görmesine, hatta kırılarak kopmasına neden olabilmektedir. Patent başvurusu yapılmış olan özgün açılma mekanizmamız sayesinde, anten çubuğu sabit bir eksen etrafında dönerken, RF besleme kablosu hareketsiz kalmakta ve herhangi bir mekanik zorlanmaya maruz kalmamaktadır. Bu yapı sayesinde RF kablosunun zarar görmesi engellenmiş, sistemin güvenilirliği artırılmıştır. Mekanizma, antenin yörüngedeyken verilen komutla açılmasını sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Tahrik elemanı olarak sıkıştırılmış burulma yayı kullanılmakta olup, bu yapı antenin yalnızca bir kez açılmasını ve açıldıktan sonra sabit konumda kalmasını sağlamaktadır. Ayrıca, sistemde bir anahtar sensör entegre edilmiştir. Bu sensör aracılığıyla, antene açılma komutu gönderildikten sonra mekanik açılmanın başarıyla gerçekleşip gerçekleşmediği fiziksel olarak doğrulanabilmektedir. Sistemin dinamik davranışı, 2. dereceden, zamana bağlı, doğrusal olmayan adi diferansiyel denklemlerle modellenmiştir. Bu hareket denklemi, yeryüzünde gerçekleştirilecek açılma testleri dikkate alınarak yerçekimi etkisi dâhil edilerek oluşturulmuştur.

$$I \cdot \theta''(t) = -m \cdot g \cdot l \cdot \cos(\theta(t)) + k \cdot (\theta_s - \theta(t)) - T_{\text{friction}} - b \cdot \theta'(t) \quad (1)$$

Bu denklemde kullanılan fiziksel parametreler aşağıda verilmiştir:

$I = 9,182 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  — Kütle atalet momenti

$m = 0,01843 \text{ kg}$  — Anten kütlesi

$l = 0,04662 \text{ m}$  — Kütle merkezinin dönme eksenine uzaklığı

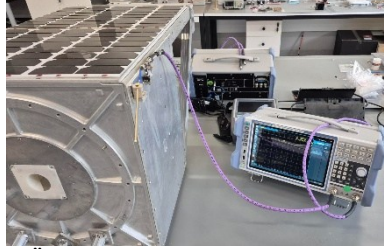
$k = 0,00836 \text{ N} \cdot \text{m/rad}$  — Yay katsayısı

$T_{\text{friction}} = 0,060 \text{ N} \cdot \text{m}$  — Sabit sürtünme momenti

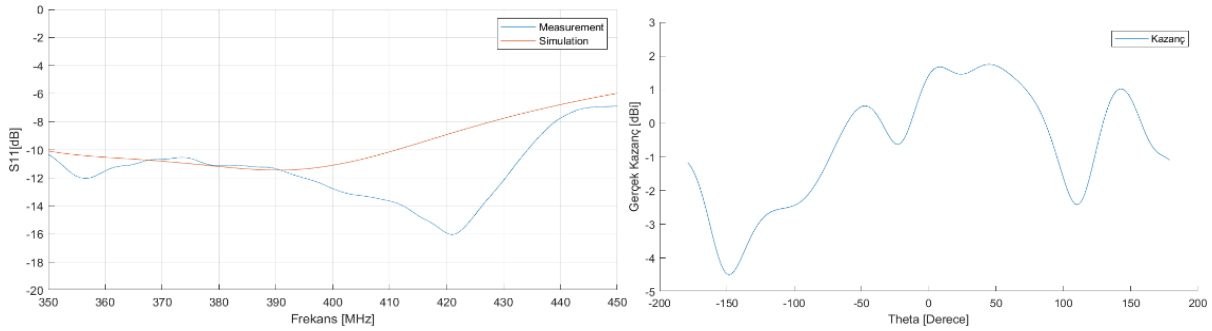
$b = 0,00013 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$  — Sönüm katsayısı

## 5. Simülasyon ve Ölçüm Sonuçları

Tasarımı gerçekleştirilen monopul antenin performansı, elektromanyetik simülasyonlar ve prototip ölçümleri ile kapsamlı bir şekilde değerlendirilmiştir. Simülasyon sonuçları, antenin 400-403 MHz frekansında geri dönüş kaybı (S11) değerinin  $-10$  dB'nin altında olduğunu göstermekte olup, bu durum iyi bir empedans uyumu ve verimli enerji transferine işaret etmektedir. Prototip üzerinde yapılan ölçümler de simülasyon bulgularını teyit etmiş ve S11 değerinin hedef frekans bandında  $-10$  dB'nin altında kaldığını doğrulamıştır. Antenin kazancı simülasyon ortamında 2 dBi'nin altında ölçülmüş olup, bu durum yönsüz ve geniş hüzme açısına sahip karakteristikleri desteklemektedir. Ayrıca, gerçekleştirilen link bütçesi analizleri, antenin planlanan veri hızlarında güvenilir haberleşme sağlayabileceğini ortaya koymaktadır.



Şekil 2. Uydu Modeli Üzerinde Antenin Yerleşimi ve S-Parametresi Ölçümü



Şekil 3. S-Parametresi ve Kazanç Grafiği

## 6. Sonuç

Bu çalışmada, LEO uyduları için 400–403 MHz frekans bandında çalışan, açılabilir yapıya sahip yönsüz monopul anten tasarımı sunulmuştur. Anten, düşük veri hızlı TMTC haberleşme ihtiyaçlarına uygun şekilde elektromanyetik ve mekanik olarak en iyilenmiştir. Simülasyon ve ölçüm sonuçları, antenin 400 MHz civarında  $-10$  dB'nin altında geri dönüş kaybı (S11) ile kararlı performans sergilediğini göstermektedir. Yapılan link bütçesi hesaplarında kazancı 2 dBi'nin altında olan anten, geniş yönsüz ışıma karakteristiği sayesinde LEO görevlerinde güvenilir kapsama sağlamaktadır. Geliştirilen mekanik açılma mekanizması, antenin fırlatma öncesi kompakt taşınmasını ve yörüngede güvenli şekilde açılmasını mümkün kılmaktadır. Döner eklemlili QMA konnektör ise mekanik dayanıklılık sağlamaktadır. Elde edilen bulgular, tasarlanan antenin LEO platformları için düşük güçlü, geniş kapsamlı ve yapısal açıdan güvenilir bir haberleşme çözümü olduğunu göstermektedir.

## Kaynaklar

- [1]. Pozar D. M., "Implementation and Design of RF-Front-End Telemetry Tracking and Command Subsystem of a CubeSat With 500-km Altitude," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, cilt 58, sayı 2, s.1221–1230, Nisan 2022.
- [2]. Kumar S. ve Singh R., "Antenna Designs for Amateur Band Low Earth Orbit (LEO) Satellites – A Review," *IEEE Access*, cilt 10, s.15324–15338, Şubat 2022.
- [3]. Davis M. T., Volakis J. L. ve Rezaee A., "Deployable Bistable Composite Helical Antennas for Small Satellite Missions at UHF 400 MHz," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt 19, sayı 10, s.1780–1784, Ekim 2020.
- [4]. Khan A., Imran M. A. ve Abbasi Q. H., "Near-Zero Index Metamaterial Loaded Meander-Line UHF Patch Antenna for Nanosatellite Communication," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 69, sayı 3, s.1539–1547, Mart 2021.
- [5]. Zhang Y., Liu C. ve Zhang T., "Design and Realization of a Frequency-Reconfigurable UHF Antenna for Hybrid LPWAN and LEO Satellite Networks," *IEEE Internet of Things Journal*, cilt 9, sayı 15, s.13110–13120, Ağustos 2022.

## Ku Bandı Radar Uygulamaları İçin Seri-beslemeli Yarıklı Yama Dizisine Dayanan Kararlı Işıma Karakterine Sahip Sızdıran-Dalga Anten

Göksel Turan, Gökhan Çınar, Hayrettin Odabaşı

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Eskişehir

goksel\_turan@outlook.com, gcinar@ogu.edu.tr, hodabasi@ogu.edu.tr

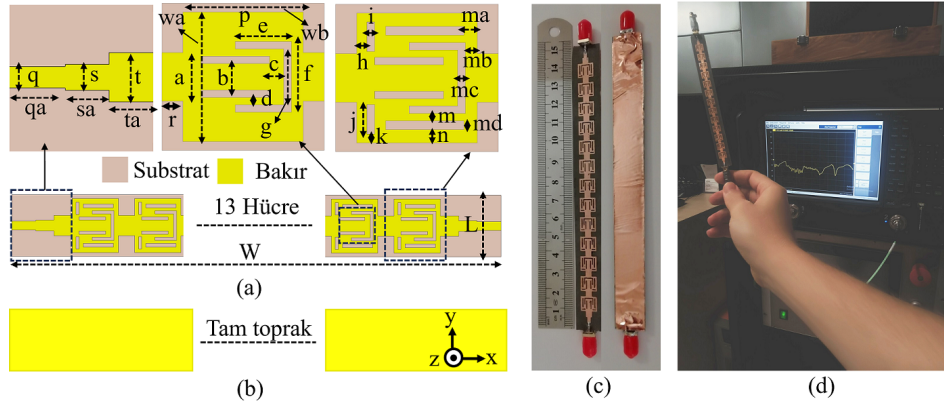
**Özet:** Bu bildiri, Ku bandı radar uygulamaları için seri-beslemeli yarıklı yama dizisine sızdıran-dalga anten (SDA) sunulmaktadır. İç bölgedeki ters C-tipi ve boyuna yarıklar ile seri-beslemeli yama dizisi (SBYD), SDA haline getirilmiştir. Oluşan Açık Bant Durdurma (ABD) problemi de antenin köşe bölgelerine yarıklar eklenerek giderilmiştir. Anten 12.8 ile 18.8 GHz arasında frekans değiştiğinde  $-48^\circ$  ile  $+29^\circ$  arasında sürekli olarak hüzmeye tarayabilmektedir. Anten %80 ile %90 arası değişen yüksek verimliliğe ve 14 ile 16 dBi arasında değişen kararlı kazançla sahiptir. Anten; düzlemsel yapısı, ucuz üretilmesi ve kararlı ışıma özellikleriyle gelecek nesil radar sistemleri için büyük umut vaatmektedir.

**Abstract:** In this paper, a leaky-wave antenna (LWA) based on series-fed slotted patch array for Ku-band radar applications is presented. The series-fed patch array (SFPA) has been made into an LWA with reverse C-type and longitudinal slots in the inner region. The Open-Stop-Band (OSB) problem that occurred has also been resolved by adding slots to the corner regions of the antenna. The antenna can continuously scan beam between  $-48^\circ$  and  $+29^\circ$  as the frequency varies between 12.8 and 18.8 GHz. The antenna has a high efficiency ranging from 80% to 90% and a stable gain varying between 14 and 16 dBi. The antenna, with its planar structure, low production cost, and stable radiation characteristics, holds great promise for future-generation radar systems.

### 1. Giriş

Ku-bandı (12-18 GHz) radarları; insansız hava aracı (İHA) tespiti, uçak iniş kalkışında hava kontrolü ve gelen füzeyi algılama gibi askeri gözlem uygulamalarında, özellikle küçük nesnelerin algılanması açısından önemli bir yere sahip olmuşlardır [1]. Çoğu radar sistemlerinde genellikle parabolik ve faz dizili antenler tercih edilmektedir [2]. Her ne kadar bu tür antenlerle oldukça iyi sonuçlar alınsa da karmaşık besleme mekanizmaları, pahalılıkları ve hantal mekanik yapıları yeni anten ihtiyaçları doğurmaktadır. Radar sistemleri için önemli yetenekler sayılan geniş hüzmeye tarama, geniş bant, yüksek kazanç gibi özelliklere sahip olmalarının yanı sıra kolay üretilirlikleriyle periyodik SDA'lar burada iyi bir seçenek olarak görülmektedir. SDA'lar bir iletim hattı üzerinde sürekli olarak elektromanyetik enerjilerin hava modlarıyla uyumlu olarak sızdırılıp yayılması prensibiyle çalışır [3]. Bu sırada, periyodik birim hücrelerinin faz sabitinin frekansla değişmesiyle de antenin ana hüzmeye yönü değişmekte ve hüzmeye taraması sağlanabilmektedir. Yeni nesil radar teknolojilerine oldukça uygun olabilecek Ku-bandında çalışan mikroşerit tabanlı SDA'lar incelenmiştir. [4] çalışmasında vialar içeren eliptik halkalara sahip bir anten önerilmiştir. Anten %50 bant genişliği ve  $105^\circ$  geniş hüzmeye taraması sağlamaktadır. Fakat vialar anten kompleksliğini artırmıştır. Toprak düzlemi yarıklarla periyodik modifiye edilmiş bir anten [5]'te sunulmuştur. Antende ABD problemi giderilerek  $-75^\circ$  ile  $35^\circ$  arasında geniş hüzmeye tarama gerçekleştirilmiştir. Antenin çalışma bandı boyunca 10 dBi'lık kazanç varyasyonu göstermesi önemli bir dezavantajdır. [6]'da vialar ve dönüştürülmüş mikroşerit hat içeren bir SDA önerilmiştir. Anten kompakt ve %53.4 bant genişliğine sahip olsa da vialar içermesi [4]'e benzer olarak üretim ve fiyat sorunları ortaya çıkarmaktadır. Açılı şeritlerin mikroşerit hatta eklenmesiyle, maksimum 14.4 dBi kazançlı, 9.5 ile 15 GHz arasında toplamda  $73^\circ$  hüzmeye tarayabilen bir anten [7] çalışmasında sunulmaktadır. Anten düşük kazanç varyasyonu, nispeten geniş hüzmeye taraması ve %44 bant genişliğiyle kabul edilebilir iyi özelliklere sahiptir.

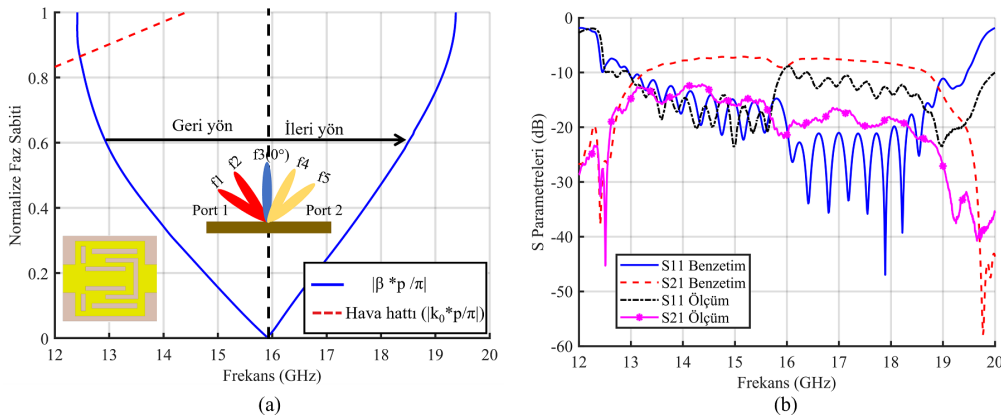
Bu çalışmada, ilk olarak iç bölgedeki ters C-tipi ve boyuna yarıklar ile seri-beslemeli yama dizisi (SBYD)'ne sızdırma ve hüzmeye tarama yeteneği kazandırılmıştır. Meydana gelen ABD sorunu da antenin köşe bölgelerine çeşitli boylarda yarıklar dahil edilerek çözülmüştür. Anten frekans değiştiğinde  $-48^\circ$  ile  $+29^\circ$  arasında, çalışma bölgesi olan 12.8 ile 18.8 GHz arasında sürekli olarak hüzmeye tarayabilmektedir. Anten %80 üstü yüksek verimliliği, 14 ile 16 dBi arasında değişen kararlı kazanç, düzlemsel basit yapısı, ucuz üretilmesi ve kararlı ışıma özellikleriyle Ku bandı radarlar için önemli bir tercih olacağı düşünülmektedir.



**Şekil 1.** Antenin (a) ön yüzü, (b) arka yüzü, (c) üretilmiş hali, (d) ölçüm ortamı. Anten uzunluklukları:  $q=1.45$ ,  $qa=4$ ,  $s=1.75$ ,  $sa=3$ ,  $t=3.3$ ,  $ta=3.1$ ,  $p=10.4$ ,  $wa=7.7$ ,  $wb=8.8$ ,  $r=1.4$ ,  $a=2.8$ ,  $b=1.8$ ,  $c=0.9$ ,  $d=0.5$ ,  $e=3.6$ ,  $f=4.6$ ,  $g=3.8$ ,  $h=0.65$ ,  $i=0.5$ ,  $j=2$ ,  $k=0.6$ ,  $m=0.55$ ,  $n=0.8$ ,  $ma=0.8$ ,  $mb=0.75$ ,  $mc=0.5$ ,  $md=0.6$ ,  $W=152.6$ ,  $L=10$  (Birimler mm cinsindendir.).

## 2. Anten Tasarımı

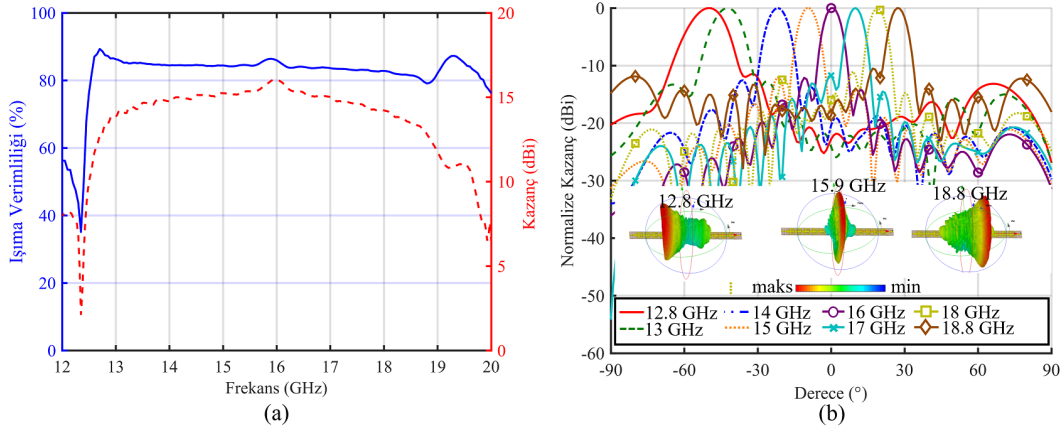
Şekil 1(a)'da antenin ön yüzü, Şekil 1(b)'de ise arka yüzü gösterilmektedir. Anten tasarımında ve üretiminde 0.506 mm kalınlıklı, 2.2 dielektrik sabitli, 0.0009 kayıp tanjanth Rogers RT5880 tercih edilmiştir. Anten, 50 ohmluk mikroşerit beslemeli iki porta sahiptir ve 13 adet birim hücreden oluşmaktadır. Antenin toprak düzlemi tamamen metalle kaplıdır. Anten tasarımında ilk olarak ters C tipi ve iki adet enine yarık, modifiye edilmiş SBYD [8] üzerine frekans değıştikçe ana hüzmeye yönü değışen bir SDA karakteri yaratmak için eklenmiştir. Literatürde daha önce çeşitli yarıkların kullanımıyla SDA yaratılması bildirilmiştir [9, 10]. Ancak, önerilen bu tasarımda eklenen yarıklar sonucunda ABD problemi meydana gelmiştir. ABD sorunu birim hücrelerin yansımalarının tam ana hüzmeye açısı yönünün  $0^\circ$  olduğu frekans bölgesinde girişe eş fazlı yüksek yansımalarından meydana gelmektedir. Bu noktada faz sabiti durağan ve 0 olur. Ayrıca düşük kazanç ortaya çıkmaktadır [3]. ABD'nin çözümü için antenin üst, alt ve sol yan köşe bölgelerine çeşitli boyutlarda yarıklar eklenmiştir. Daha önce bu problemin çözümü için yarık kullanımı [5] ve hücreler arasına saplama şeritler [9] gibi metotlar raporlanmıştır. Şekil 2(a)'da antenin hüzmeye tarama yeteneğini doğrulayan birim hücresinin dispersiyon diyagramı sunulmaktadır. Şekilde görüleceği üzere faz sabitinin hava hattının altında kaldığı kısmında, yani antenin yayılım özelliği gösterdiği bölgede, faz sabiti frekansla değışmektedir. Bu da 12.8 ile 18.8 GHz arası çalışma bölgesinde frekans değışiminin hüzmeye taramasında etkisini açıkça sunmaktadır. Ayrıca antende ABD probleminin olmadığı tam  $0^\circ$  noktası olan 15.9 GHz'de faz sabitinin durağan olmamasından gözlenebilmektedir. Şekil 2(b)'de antenin S parametresi sonuçları da bu durumu yansıtmaktadır. Antenin 12.8 GHz ile 18.8 GHz arasında çalışırken ( $S_{11} < -10$  dB),  $S_{21}$  değerinin -10 dB civarı olması sızdırımın önemli göstergelerinden biridir. Antenin dispersiyon diyagramı için CST yazılımının öz mod çözücüsü, diğer optimizasyonları için ise zaman düzlemi çözücüsü kullanılmıştır.



**Şekil 2.** Antenin (a) birim hücresinin dispersiyon diyagramı, (b) benzetim ve ölçüm S parametresi sonuçları.

### 3. Tartışma ve Sonuç

Şekil 1(c)'de antenin üretilmiş hali, Şekil 1(d)'de de S parametresi ölçüm ortamı gösterilmektedir. Anten manuel baskı devre üretim metotlarıyla üretilmiş olup, Keysight N5224B vektör ağ analizörü ile de ölçülmüştür. Şekil 2(b)'de antenin S parametresi benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. S11 sonuçlarının birbirine önemli derecede uyumlu oldukları gözlenmektedir. S21'in benzetime göre daha düşük görülmesinin nedeni de ek kablo kayıpları olabilir. Anten 12.8 GHz ile 18.8 GHz arasında %38.4 bant genişliğiyle çalışmaktadır. Şekil 3(a)'da antenin ışıma verimliliği ile kazanç benzetim sonuçları verilmiştir. Anten %80 ile %90 arası oldukça yüksek bir ışıma verimliliğine ve 14 ile 16 dBi arasında olan kararlı bir kazanca sahiptir. Şekil 3(b)'de antenin normalize kazanca göre farklı frekanslardaki E-Düzlemi(xz) ve 3 boyutlu ışıma desenleri görülmektedir. Anten 12.8 GHz'den 18.8 GHz'e frekans varyasyonu ile  $-48^\circ$  ile  $29^\circ$  arasında geriden ileriye, ABD olmadan sürekli hüzmeye göstermektedir. Anten kararlı ışıma karakterleri ve yüksek kazancıyla Ku-band radar sistemleri için önemli bir adaydır.



Şekil 3. Antenin benzetim (a) ışıma verimliliği ve kazancı, (b) E düzlemi(xz) ve 3 boyutlu ışıma örüntüsü.

### 4. Teşekkür

Ölçümlemimizi titizlikle yapan Gebze Tübitak Anten Test ve Araştırma Merkezi (ATAM) çalışanlarına ve ilk üretim aşamalarında destek olan Boğaziçi Üniversitesi AntennAlive laboratuvarı üyelerine çok teşekkür ederiz.

### Kaynaklar

- [1] Ochodnický, J., Matousek, Z., Babjak, M. ve Kurty, J., “ Drone detection by Ku-band battlefield radar ”, 2017 International Conference on Military Technologies (ICMT),IEEE, s. 613-616, Mayıs 2017.
- [2] Belous, A., Handbook of microwave and radar engineering. Springer Nature, 2021.
- [3] Jackson, D. R., Caloz, C. ve Itoh, T., “ Leaky-wave antennas ”, Proceedings of the IEEE, cilt.100 no.7, s.2194-2206, 2012.
- [4] Tiwari, A. K., Awasthi, S. ve Singh, R. K., “ A symmetrical periodic leaky-wave antenna with backward-to-forward scanning ”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.19 no.4, s.646-650 , 2020.
- [5] Liu, J., “ Periodic leaky-wave antennas based on microstrip-fed slot array with different profile modulations for suppressing open stopband and n=-2 space harmonic ”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.69 no.11, s.7364-7376, 2021.
- [6] Zhao, S. ve Dong, Y., “ Compact microstrip leaky-wave antenna for wide-angle beam scanning with circular polarization ”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.70 no.12, s.12288-12293, 2022.
- [7] Kumar, B. ve Ghosh, J., “ Printed leaky-wave antenna with stable gain and reduced cross polarization ”, Microwave and Optical Technology Letters, cilt.64 no.12, s.2230-2237, 2022.
- [8] Derneryd, A., “ Linearly polarized microstrip antennas ”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.24 no.6, s.846-851, 1976.
- [9] Turan, G., Cinar, G., ve Odabasi, H., “ A Leaky-wave Antenna Based on Series-fed Slotted Patch Array and Transverse Stubs for K Band Radar Applications ” 2024 IEEE Workshop on Microwave Theory and Technology in Wireless Communications (MTTW), IEEE, s.108-112, Ekim, 2024.
- [10] Turan, G., Cinar, G., ve Odabasi, H., “ A Multi-Beam Planar Leaky-Wave Antenna for W Band Radar Systems ”, 2025 19th European Conference on Antennas and Propagation(EuCAP), IEEE, s.1-4, Mart 2025.

## Fotoakustik Görüntüleme Sistemleri İçin Dayanıklı Doku Fantomlarının Geliştirilmesi

Yasemin İNCİ, Özgür ÖZDEMİR  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
inci22@itu.edu.tr, ozdemiroz3@itu.edu.tr

**Özet:** Fotoakustik tomografi (FAT) görüntüleme sistemlerinin, in vivo uygulamalardan önce laboratuvar ortamında doku fantomları kullanılarak testlerinin yapılması gerekmektedir. Uzun süreli testleri gerektiren deneylerde dayanıklı fantomların kullanılması oldukça önemlidir. Bu amaçla, çalışmamızda dokuların optik özelliklerini modelleyen polidimetilsiloksan (PDMS) tabanlı fantomlar geliştirilmiş ve standart agar fantomlar ile karşılaştırılmıştır. Doku optik özellikleri, agar ve PDMS'e farklı malzemeler eklenerek oluşturulan dört farklı fantomun, FAT deney düzeneğinde elde edilen fotoakustik (FA) işaretleriyle modellenmiştir. Üretilen fantomların optik özelliklerinin, elde edilen FA işaretler üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Fantomların dayanıklılık kontrolü, üç hafta ara ile yapılan FAT görüntülemesi ile gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar, geliştirilen PDMS fantomlarının FAT görüntülemeye kullanılabileceğini göstermiştir.

**Abstract:** Photoacoustic tomography (PAT) imaging systems must be tested using tissue phantoms in a laboratory environment before in vivo applications. The use of durable phantoms is crucial for experiments requiring long-term testing. For this purpose, in this study, polydimethylsiloxane (PDMS)-based phantoms that model the optical properties of tissues were developed and compared with standard agar phantoms. Tissue optical properties were modeled using photoacoustic (PA) signals obtained in the PAT experimental setup of four different phantoms created by adding different materials to agar and PDMS. The effect of the optical properties of the produced phantoms on the obtained PA signals was analyzed. The durability of the phantoms was checked by PAT imaging performed at three-week intervals. The results demonstrated that the developed PDMS phantoms can be used for PAT imaging.

### 1. Giriş

FA görüntüleme, lazer ışığı ile dokunun etkileşiminden oluşan termoakustik dalgaları kullanan; optik ve ultrasonik görüntülemenin avantajlarını birleştiren hibrit bir biyomedikal görüntüleme tekniğidir [1]-[2]. FAT görüntüleme sistemlerinin, klinikteki kullanımından önce doku etkileşimlerinin incelenmesi önem arz etmektedir. Bu amaçla üretilen fantomların, taklit ettikleri dokunun optik özelliklerine yakın özellikler taşımasının yanı sıra, uzun süreli test ve deneylerde kullanılabilecek dayanıklılığa sahip olmaları gerekmektedir. Mevcut durumda, agar, jelatin, poliakrilamid (PA), polivinil alkol (PVA), yağda kopolimer, polivinil klorür plastisol (PVCP) ve silikon bazlı PDMS malzemeleri FA doku fantomu olarak sıklıkla kullanılmaktadır. Agar fantomlar, dokuya yakın optik ve akustik özellikler gösterse de kısa sürede parçalanmakta ve şekil değiştirmektedir [3]. PA ve PVA'nın karsinojenik yapısı deneyleri sınırlandırmaktadır [4]. PVCP, uzun süreli depolama ömrü ve ayarlanabilir optik özellikleri gibi avantajlara sahip olsa da üretim koşulları ve farklı ticari formülasyonlar kullanımını sınırlandırmaktadır [5]. PDMS, oda sıcaklığında jel formda bulunur, kolayca katılaşabilir ve renksizdir. Doku emilimi ve saçılımını doğru bir şekilde taklit edebilmek için ayarlanabilir özellikler sunar [6]. PDMS'in bu avantajlarına rağmen dokudan daha düşük ses hızına sahip olması literatürdeki araştırmalarını kısıtlamış ve optik olarak incelenmesini sınırlandırmıştır.

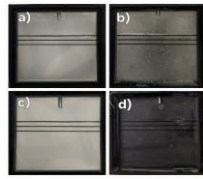
Bu çalışmada, FAT deneylerinde kullanılmak üzere doku optik özelliklerini taklit eden PDMS fantomları geliştirilmiştir. Geliştirilen bu fantomlar, iyi bir doku taklitçisi olduğu bilinen agar fantomları ile karşılaştırılmış ve test edilmiştir. Bu amaçla dokunun farklı optik özelliklerini taklit edebilen dört farklı agar ve PDMS fantomu üretilmiştir. Fantomların optik özellikleri, optik emici hint mürekkebi ve optik saçıcı intralipid gibi malzemeler ile değiştirilmiştir. Saf fantom referans kabul edilerek 'Fantom R', yalnızca optik emilim içeren 'Fantom A', yalnızca optik saçılım içeren 'Fantom B', ve hem emilim hem de saçılımı birlikte modelleyen fantom ise 'Fantom C' olarak adlandırılmıştır. Geliştirilen bu fantomların farklı derinliklerde FA işaret üzerindeki etkisi yüzeyden 0.5, 1 ve 1.5 mm derinliklere yerleştirilen FA kaynaklar ile incelenmiştir. Fantomların dayanıklılığı üretim günü ve üç hafta sonraki işaret analizleri olmak üzere değerlendirilmiştir.



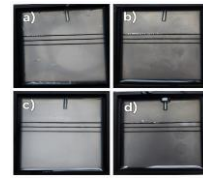
## 2. Materyal ve Yöntem

Bu çalışmada, standart fantomlar üretmek amacıyla, Verasonics L22-14vX ultrason probunun odak alanı ve lazer ışığının emilebileceği derinlik dikkate alınarak 35×35 mm<sup>2</sup> yüzey alanına ve 5 mm yüksekliğe sahip bir kap tasarlanmıştır. Tasarlanan kap, Bambulab P1S 3B yazıcı ile üretilmiştir. Hint mürekkebiyle boyanarak optik emilimi artırılan üç adet 35 mm'lik polyester ip, 0.5 mm, 1 mm ve 1.5 mm derinliklere yerleştirilmiştir.

Şekil 1'de sunulan agar fantomlarının üretimi için ağırlıkça %1.5 agar tozu, %7 gliserol ve %92.5 distile su ısıtıcılı manyetik karıştırıcıda çözündürülmüş ve kaba dökülerek katılaşması için 1 saat buzdolabında bekletilmiştir. Agar fantom setinde, Fantom R karışımına ek olarak, Fantom A'ya emilim için ağırlıkça %0.25 hint mürekkebi, Fantom B'ye saçılım için %0.25 intralipid eklenmiştir. Fantom C'ye ise ağırlıkça %0.25 hint mürekkebi ve %0.25 intralipid eklenmiştir. Şekil 2'de sunulan PDMS fantomları için iki bileşenli siloksan P7615 A/B kimyasalı kullanılmıştır. Bu bileşim, ana polimer P7615A ve sertleştirici P7615B bileşenlerinin 1:1 oranında karıştırılması ile hazırlanmıştır. PDMS Fantom R'nin üretimi için, 4 g PDMS siloksan P7615A ve 4 g P7615B karıştırıldıktan sonra fantom kabına dökülmüş ve 24 saat içinde katılaşmıştır. Diğer üç PDMS fantom üretimi agar fantom üretimi ile aynıdır. Fantom doğruluğu için her bir fantomdan 3 adet hazırlanmıştır.

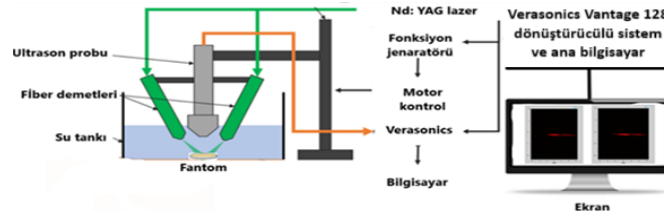


Şekil 1. Agar fantom seti: a) Fantom R, b) Fantom A, c) Fantom B, d) Fantom C.



Şekil 2. PDMS fantom seti: a) Fantom R, b) Fantom A, c) Fantom B, d) Fantom C.

Şekil 3'te sunulan deney düzeneğinde, 532 nm dalga boyunda, 10 nanosaniye atım süresine sahip Nd:YAG lazerin iki fiber demeti ultrason probu ile 45°'lik açı ile sabitlenmiştir. 128 dönüştürücü eleman ve 18 MHz merkez frekansta çalışan Verasonics Vantage ultrason probu en iyi odaklama için fantomdan 10 mm uzaklığa yerleştirilmiştir. Lazer atımı sonrası zamana bağlı 2048 örnek, 128 dönüştürücü dizisi ve 200 çerçeve (frame) boyutlarında FA kaynak verisi elde edilmiştir. MATLAB 2024b kullanılarak FA sinyallerinin yoğunluk ve genlik analizleri yapılmış; her bir dönüştürücü dizisi için maksimum genlik değerleri hesaplanmıştır.



Şekil 3. Fotoakustik tomografi görüntüleme sistemi deney düzeneği.

Fantomların uzun süreli test kullanımı için 1. gün ve 3. hafta işaret bilgisi alınarak bu iki zaman diliminde optik fantomların FA işaretlerinin ne kadar değiştiği incelenmiştir.

## 3. Bulgular

Agar Fantom R'de 1. gün alınan işaret genlikleri derinliğe bağlı olarak 853.9, 668.1 ve 434.1, PDMS Fantom R'de 821.7, 430.6 ve 332.7 olarak hesaplanmıştır. Agar Fantom R referans alındığında, PDMS Fantom R'de işaret genliği 0.5 mm'de %3.8, 1 mm'de %35.5 ve 1.5 mm'de %23.4 oranında zayıflama göstermiştir. Bu zayıflamalar, agar ve PDMS fantomlarının işaret iletimine olan etkisini ortaya koymakta olup; özellikle 1 mm'den sonra derinliğe bağlı emilim ve saçılım farklarının PDMS fantomunda belirgin hale geldiğini göstermektedir. Agar fantomlarına ait işaretler, ilgili derinlikte agar Fantom R'nin 1. gün işaret genliğine oranlanarak normalize edilmiş ve Tablo 1'de sunulmuştur. PDMS fantomlarına ait 1. gün ve 3. hafta işaret genlikleri 1. güne ait PDMS Fantom R'nin ilgili derinlik bilgisi referansında oranlanarak normalize edilmiş ve Tablo 2 ve 3'te sunulmuştur. Agar fantomunun su bazlı yapısı, hint mürekkebinin FA işaretini tüm fantomda göstermiş; bu durum FA kaynak ve yüzey sinyallerinin ayırt edilmesini engellemiştir. Bu bulgu, agar fantomlarında hint mürekkebi oranının azaltılması gerektiğini göstermiştir.

Oda koşullarında 3 hafta boyunca saklanan agar fantomlarında, su içeriğinin buharlaşmasına bağlı olarak hacimsel bozulmalar gözlemlenmiş ve FA işaret elde edilememiştir. Bu sonuç doğrultusunda agar fantomlarının

uzun süreli kullanım potansiyeli değerlendirilememiştir. PDMS fantomlarının yüzeyinde 3. haftada gözlemlenen deformasyonlar, 0.5 mm'deki FA işaretlerde zayıflamaya neden olmuştur. Tablo 2'deki başlangıç değerleriyle karşılaştırıldığında Tablo 3'te bu durum gösterilmiştir. Fantom özelliklerinin 1 mm'den sonra belirgin hale gelmesi nedeniyle PDMS fantomlarının 1 ve 1.5 mm derinliğe bağlı işaret genlikleri karşılaştırılmıştır. Tablo 2 ve 3'teki verilere göre optik saçılımın FA işaretleri optik emilime göre daha fazla zayıflattığı, derinlik artışının bu etkiyi şiddetlendirdiği ve zamanla fantomların performansının düştüğü belirlenmiştir.

**Tablo 1. Agar Fantom 1. Gün FA İşaret Genlikleri**

| Fantom Tipi   | Derinlik Bilgisine Ait İşaret Genliği |       |        |
|---------------|---------------------------------------|-------|--------|
|               | 0.5 mm                                | 1 mm  | 1.5 mm |
| Agar Fantom R | 1                                     | 1     | 1      |
| Agar Fantom A | 0                                     | 0     | 0      |
| Agar Fantom B | 0.781                                 | 0.463 | 0.626  |
| Agar Fantom C | 0                                     | 0     | 0      |

**Tablo 2. PDMS Fantom 1. Gün FA İşaret Genlikleri**

| Fantom Tipi   | Derinlik Bilgisine Ait İşaret Genliği |       |        |
|---------------|---------------------------------------|-------|--------|
|               | 0.5 mm                                | 1 mm  | 1.5 mm |
| PDMS Fantom R | 1                                     | 1     | 1      |
| PDMS Fantom A | 0.597                                 | 0.956 | 0.654  |
| PDMS Fantom B | 0.726                                 | 0.663 | 0.495  |
| PDMS Fantom C | 0.626                                 | 0.968 | 0.501  |

**Tablo 3. PDMS Fantom 3. Hafta FA İşaret Genlikleri**

| Fantom Tipi   | Derinlik Bilgisine Ait İşaret Genliği |       |        |
|---------------|---------------------------------------|-------|--------|
|               | 0.5 mm                                | 1 mm  | 1.5 mm |
| PDMS Fantom R | 0.986                                 | 0.889 | 0.703  |
| PDMS Fantom A | 0.409                                 | 0.590 | 0.617  |
| PDMS Fantom B | 0.324                                 | 0.421 | 0.438  |
| PDMS Fantom C | 0.636                                 | 0.549 | 0.550  |

#### 4. Sonuç

PDMS fantomlarının kısıtlı kullanımı ve optik açıdan FA fantom malzemesi olarak incelenmemiş olması literatürde bir boşluk oluşturmaktadır. Bu çalışmada, PDMS ve standart agar fantomlarının derinlik kontrolü ve uzun süreli kullanımı üzerine çalışmalar yapılmıştır. Fantomların optik özellikleri incelendiğinde, agar fantomunda optik emilim malzemesinin oranı FA işaret alımını engellese de saf halde ve saçılım malzemesi eklendiğinde PDMS ile benzer işaret genlikleri vermiştir. Bu da PDMS fantomlarının, agar fantomlarına benzer özellikler gösterdiğini ve uzun süreli kullanımda tercih edilebileceğini ortaya koymuştur. Her iki fantomda da derinliğe bağlı olarak FA işarete zayıflama görülmüştür. Uzun süreli kullanımda agar fantomunun kullanılamaz haldeyken PDMS fantomlarında FA işaretlerin zayıfladığı görülmüş ve gelecek çalışmalarda PDMS fantomlarının saklama koşullarının değiştirilmesi planlanmıştır. Bu iki fantom malzemesinin karşılaştırılması FAT görüntüleme klinik uygulamalarında deney koşullarına bağlı olarak materyal seçimine katkıda bulunacaktır.

#### Kaynaklar

- [1]. Mutlu, B., Köksal, S., Celik, Z., Sarac, E. Y., Bestek, A., Ciraci, C., & Özdemir, Ö. (2025). Utilization of photoacoustic spectral analysis for immune cell size characterization. *Signal, Image and Video Processing*, 19(1), 1-7.
- [2]. Sahbaz, Y., Gungor, I., & Ozdemir, O. (2024, September). The Effect of Uncertainty of Sound Speeds in Layered Media Photoacoustic Imaging. In *Proceedings of the 11th International Conference on Bioinformatics Research and Applications* (pp. 24-29).
- [3]. Gateau, J., Caballero, M. Á. A., Dima, A., & Ntziachristos, V. (2013). Three-dimensional optoacoustic tomography using a conventional ultrasound linear detector array: Whole-body tomographic system for small animals. *Medical physics*, 40(1), 013302.
- [4]. Zell, K., Sperl, J. I., Vogel, M. W., Niessner, R., & Haisch, C. (2007). Acoustical properties of selected tissue phantom materials for ultrasound imaging. *Physics in Medicine & Biology*, 52(20), N475.
- [5]. Fonseca, M., Zeqiri, B., Beard, P., & Cox, B. (2015, June). Characterisation of a PVCP based tissue-mimicking phantom for quantitative photoacoustic imaging. In *European Conference on Biomedical Optics* (p. 953911). Optica Publishing Group.
- [6]. Wagner, M., Fugger, O., Foschum, F., & Kienle, A. (2024). Development of silicone-based phantoms for biomedical optics from 400 to 1550 nm. *Biomedical Optics Express*, 15(11), 6561-6572.

## Birleşik Asterisk Yarıklar Kullanarak Geniş Açılı Hüzme Tarayan Substrat Tümlleşik Dalga Kılavuzu Temelli Yüksek Verimli Sızdıran-Dalga Anten

Göksel Turan, Gökhan Çınar, Hayrettin Odabaşı, \*İhsan Kanbaz, +Okan Yurduseven  
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Eskişehir  
goksel\_turan@outlook.com, gcinar@ogu.edu.tr, hodabasi@ogu.edu.tr

\*Gazi Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
ihspankanbaz@gazi.edu.tr

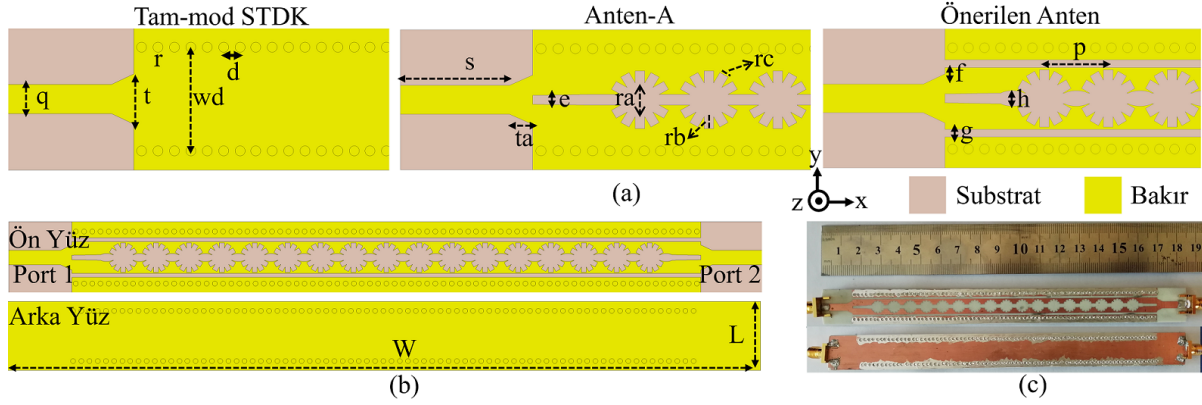
+Queen's University Belfast  
Department of Electrical Engineering and Computer Science  
Belfast, UK  
okan.yurduseven@qub.ac.uk

**Özet:** Bu çalışmada, birleşik asterisk yarıklar kullanarak geniş açılı hüzme tarayan substrat tümlleşik dalga kılavuzu (STDK) temelli yüksek verimli sızdıran-dalga anten (SDA) sunulmaktadır. STDK, asterisk tipi birleşik periyodik yarıkla ile geriden-ileriye hüzme tarayan SDA'ya dönüştürülmüştür. Oluşan empedans uyum problemleri de boyuna yarıkla ile giderilmiştir. Antenin frekans değişimiyle hüzme tarama gösterdiği çalışma aralığı 13 ile 21.5 GHz arasındır, ve bant genişliği %49.2'dir. Anten; %80 üstü yüksek ışıma verimliliği ve 9 ile 12.5 dBi arasında değişen kazanç ile -75° ile 30° arasında sürekli olarak hüzme tarayabilmektedir. Önerilen anten Ku bandı (12-18 GHz) ve K bandı (18-27 GHz) dahilindeki radarlar için ideal bir adaydır.

**Abstract:** In this study, a wide-angle beam-scanning, substrate Integrated waveguide (SIW)-based high-efficiency leaky-wave antenna (LWA) using combined asterisk slots is presented. The SIW is transformed into a backward-to-forward beam-scanning LWA through asterisk-type combined periodic slots. Impedance matching issues arising from this configuration are resolved by incorporating longitudinal slots. The antenna demonstrates continuous beam-scanning across an operational frequency range of 13 to 21.5 GHz, with a fractional bandwidth of 49.2%. It achieves a scanning range of -75° to 30° while maintaining radiation efficiency above 80% and a gain varying between 9 and 12.5 dBi. The proposed antenna is an ideal candidate for radar applications in the Ku-band (12-18 GHz) and K-band (18-27 GHz).

### 1. Giriş

Düzlemsel periyodik SDA'lar, sahip oldukları yüksek kazanç, geniş bant ve sürekli hüzme tarama yetenekleriyle; radar ve varış yönü tespit uygulamalarında son zamanlarda popüler olmaya başlamıştır [1]. Bu antenlerin ana çalışma mekanizması bir elektromanyetik dalga iletim elemanı üzerinde oluşturulan süresizliklerden yayılım yapabilecek sızıntılar yaratmaktır. Frekans değişimiyle faz sabiti değişen bu antenler hüzme tarayabilmektedirler [1]. Aralıklı dalga kılavuzu [2], mikroşerit [3], sahte yüzey plasmon polariton (SYPP) [4] ve STDK [5-8] gibi iletim elemanlarına dayalı modern tipleri yeni çalışmaların odak noktası haline gelmiştir. Mikroşerit ve SYPP tipli olanlar kolay üretilebilir, fakat çoğunlukla düşük bant genişliği göstermektedirler. Aralıklı dalga kılavuzlarına dayalı olanlar ise üretim ve tasarım açısından önemli zorluklar barındırmaktadır. Bu noktada, STDK temelli SDA çalışmaları geniş bant ve düşük kayıpla çalışma karakterleri göstermelerinden ötürü yeni nesil radar sistemleri için büyük bir potansiyel haline ulaşmışlardır. Literatürdeki mikrodalga bantları için son yıllarda raporlanmış STDK temelli SDA'lar araştırılmıştır. [5] ve [7] çalışmalarında çeşitli boylarda dikdörtgen yarıkla kullanılarak toplamda 110° ve üstü geniş hüzme taraması gerçekleştirilmiştir fakat antenler çalışma bantlarında 5 dBi üstü yüksek kazanç varyasyonuna sahiptir. [6]'da yan döndürülmüş enine U-tipi yarıkla ve vialar ile sızdırım elde edilmiştir. Anten kompakt boyutlara sahip olsa da 13 ile 17.5 GHz arasında limitli bant genişliği ve -20° ile 30° arasında nispeten dar hüzme tarama sağlamaktadır. Bileşik Sağ/Sol Elli iletim hattı ve STDK birleşimli bir anten [8] çalışmasında sunulmuştur. Anten -60° ile 30° arasında nispeten geniş hüzme taramaktadır, fakat maksimum kazancı 9.7 dBi olarak düşük sayılmaktadır.

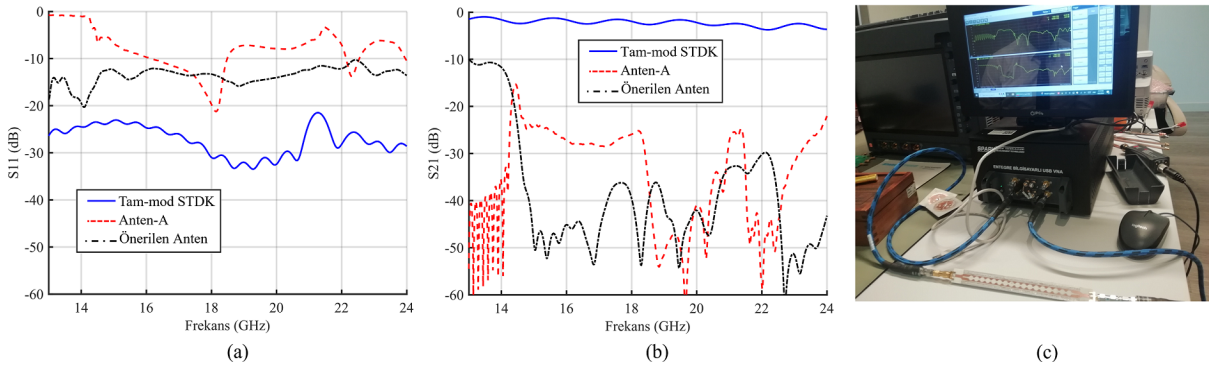


**Şekil 1.** Antenin (a) evrim aşamaları, (b) önerilen hali, (c) üretilmiş prototipi. Anten uzunlukluları:  $q=3.5, r=1.2, t=6, wd=12.4, d=2, s=12.66, ta=2.7, e=1.09, ra=3.1, rb=1.45, rc=1.1, f=0.78, g=0.95, h=1.9, p=8, W=183.6, L=17$  (Birimler mm'dir.).

Bu çalışmada, öncelikle asterisk tipi yarıklar ile SDA özelliği kazandırılan STDK, ek boyuna yarıklar ve birim hücreler arası şişirilmiş boşluklar ile empedans uyumu çözülerek nihai formuna kavuşturulmuştur. Tasarım sonucu  $105^\circ$ 'lik geniş sürekli hüzmeye tarayan, kararlı kazançla sahip, ortalama %80 üstü yüksek verimli ve %49.2'lik bant genişliğine sahip bir anten elde edilmiştir.

## 2. Anten Tasarımı

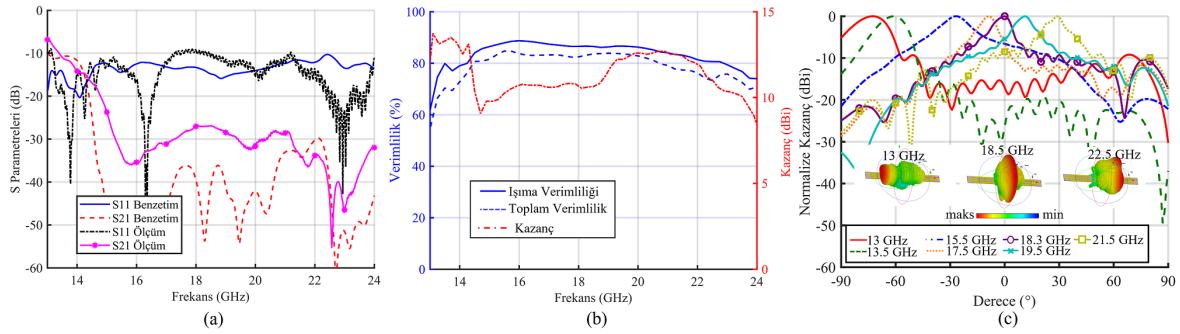
Şekil 1(a)'da antenin evrim aşamaları, Şekil 1(b)'de ise nihai formu gösterilmektedir. Anten 1.524 mm kalınlıklı, 3.38 dielektrik sabitli, 0.0027 kayıp tanjanlı ROGERS 4003C üzerine inşa edilmiştir. Anten, 50 ohmluk mikroşerit beslemeli iki porta sahiptir ve 17 adet birim hücreden oluşmaktadır. Tasarımda ilk olarak; klasik dalga kılavuzlarının vialarla oluşturulmuş düzlemsel versiyonu olan tam-mod STDK, geleneksel STDK tasarım kurallarına uyularak geniş bantlı tasarlanmıştır [9]. Sonrasında antene sızdırım ve hüzmeye tarama yeteneği kazandırmak için, Anten-A'dan görüleceği üzere boyuna uzun bir açıklık üzerine asterisk tipi yarık hücreleri periyodik olarak dahil edilmiştir. Boyuna uzun yarıklar ile SDA antenlerin elde edilebileceği daha önce bildirilmiştir [9]. Asterisk tipi boşluklar da bir SYPP yapısından ilham alınmıştır [10]. SYPP'lerin yüksek elektromanyetik enerji sınırlayabildiği ve üzerinde yapılan modifikasyonlarla sızdıran-dalga antenlere dönüştürülebileceği daha önce raporlanmıştır [11]. Asterisk yarıklardan sonra çözilemeyen sınırlı empedans uyum problemi de alt ve üste uzunlamasına yarıklar eklenerek çözülmüştür. Şekil 2(a) ve (b)'de bu durumlar sayısal veriler ile  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  değerleri açısından desteklenmektedir. Uyumsuzluğun düzeltilmesi Şekil 2(a)'da sunulmakta, antenin sızdırım karakterinin arttığı da Şekil 2(b)'de  $S_{21}$ 'in düşüşünden anlaşılmaktadır. İkinci porta enerjinin çok az gitmesi ve antenin çalışır vaziyette olması, sızdırarak yayılım gerçekleştirdiğini göstermektedir. Antenlerin optimizasyonu CST Microwave Studio yazılımıyla gerçekleştirilmiştir.



**Şekil 2.** Antenin evrim aşamasındaki S parametresi karşılaştırmaları (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$ . (c) Antenin ölçüm ortamı.

### 3. Tartışma ve Sonuç

Antenin geleneksel metotlar ile üretilmiş hali Şekil 1(c)'de gösterilmiştir. Viaları hobi matkabı ile açılıp içleri sıvı gümüş iletkenlerle doldurulmuştur. Şekil 2(c)'de antenin ölçüm ortamı, Şekil 3(a)'da ise antenin S parametresi benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Sonuçların birbirine oldukça uyumlu oldukları görülmektedir. Antenin frekans değişimiyle hüzmeye tarama gösterdiği çalışma aralığı 13 GHz ile 21.5 GHz'dir ve bant genişliği %49.2'dir. Şekil 3(b)'de antenin toplam ve ışıma verimliliği ile kazanç benzetim sonuçları görülmektedir. SDA'larda asıl amaç sızdırım olduğundan anten %80 ile %90 arası oldukça yüksek bir ışıma verimliliğine sahiptir. STDK temelli SDA'lar için bu değerleri elde edebilmek oldukça zordur. Yine aynı şekilde kazancın 9 ile 12.5 dBi arasında kararlı olduğu gözlenmektedir. Şekil 3(c)'de antenin kartezyen koordinatlarında normalize kazanç göre E-Düzlemi ve 3 boyutlu benzetim ışıma örüntüleri görülmektedir. Anten 13 GHz ile 21.5 GHz arasında frekans değiştiğinde,  $-75^\circ$  ile  $30^\circ$  arasında  $105^\circ$ 'lık geniş açılı sürekli hüzmeye tarama göstermektedir. Anten Ku bandında (12-18 GHz) ve K bandında (18-27 GHz) bulunan radarlar için oldukça önemli özelliklere sahiptir.



Şekil 3. Antenin (a) benzetim ve ölçüm S parametreleri, (b) verimlilik ve kazancı, (c) Işıma örüntüleri.

### 4. Teşekkür

Ölçümlemimizi yapan Ankara'da bulunan SPARK Ölçüm Teknolojileri firmasına çok teşekkür ederiz.

### Kaynaklar

- [1] Zheng, D., Chan, C. H., ve Wu, K., "Leaky-wave structures and techniques for integrated front-end antenna systems", IEEE Journal of Microwaves, cilt.3 no.1, s.368-397, 2022.
- [2] Memeletzoglou, N. ve Rajo-Iglesias, E., "Array of stacked leaky-wave antennas in groove gap waveguide technology", Scientific Reports, cilt.11 no.1, s.2260, 2021.
- [3] Turan, G., Cinar, G., ve Odabasi, H., "A Leaky-wave Antenna Based on Series-fed Patch Array with Semi-elliptical Arms for X band Radar Applications", 2024 IEEE Workshop on Microwave Theory and Technology in Wireless Communications (MTTW), IEEE, s. 86-90. Ekim 2024.
- [4] Yin, J. Y., Cao, X. Y., ve Deng, J. Y., "Continuously beam-scanning leaky-wave antenna based on impedance-matched spoof surface plasmon polaritons", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.22 no.9, s.2080-2084, 2023.
- [5] Arya, V., Garg, T. ve Al-Khafaji, H. M. R., "High gain and wide-angle continuous beam scanning SIW leaky-wave antenna", Electronics, cilt.12 no.2, s.370, 2023.
- [6] Ni, H., Gu, X., Wu, K., Luo, G. Q., ve Liu, L., "Compact SIW Leaky-Wave Antenna With Open-Stopband Suppression", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.22 no.10, s.2467-2471, 2023.
- [7] Kamalzadeh, S., ve Soleimani, M., "A novel SIW leaky-wave antenna for continuous beam scanning from backward to forward", Electronics, cilt.11 no.12, s1804, 2022.
- [8] Zhang, H., Yao, J., ve Ni, T., "Compact CRLH-SIW Based LWA Array with Periodical Loading for Ku-Band Applications" Progress in Electromagnetics Research Letters, s.108, 2023.
- [9] Djerfati, T., Doghri, A., Wu, K., ve Chen, Z., Substrate integrated waveguide antennas, Handbook of Antenna Technologies, Springer Singapore, s.1585-1655, 2015.
- [10] Liang, C., Liu, L., Chai, J., Xiang, H., ve Han, D., "Duality of spoof surface plasmon polaritons on the complementary structures of ultrathin metal films" Annalen der Physik, cilt.531 no.11, s.1900138, 2019.
- [11] Turan, G., Ultra Wideband Planar Antennas Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons for Microwave and Millimeter-Wave Applications, Wideband Wave-Propagating Components for Wireless RF Communications, IntechOpen, s.101-120, 2024.

## Dalga Kılavuzu Tabanlı Tamamen Metal (All-Metal) Lens Antenler

Erdoğan Erçil, Burak Eser  
Aselsan A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara

[erercil@aselsan.com](mailto:erercil@aselsan.com), [beser@aselsan.com](mailto:beser@aselsan.com)

**Özet:** Bu bildiride, düşük kayıplı ve kompakt geometrideki lensler ile düşük kazançlı antenlerin yüksek kazançlı hale getirilmesi üzerine yapılan çalışmalar anlatılacaktır. Kullanılan lens yapılarından bir tanesi literatürde bilinen “Fresnel Zoned Lens” tipinde iken, diğeri her iki yüzeyi de düzlemsel olan ve açık literatürde rastlamadığımız özgün bir yapıdadır. Çalışmada iki lens performans ve kullanım pratikleri açısından karşılaştırılacaktır.

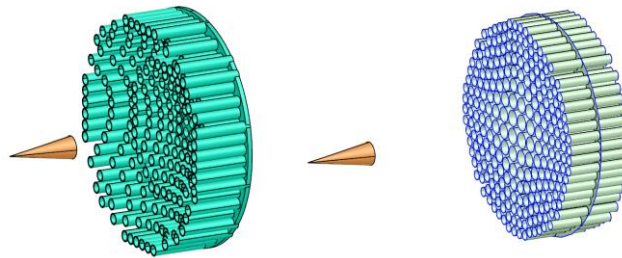
**Abstract:** In this article, we will present the efforts to increase the gain of low gain antennas by means of loss and compact lens structures. One of the lenses is a Fresnel Zoned Lens which is well known in the field and the other is a novel one that we can not encounter in the open literature. The performance and the usage practices will be compared.

### 1. Giriş

Lens antenler, geometrilerinden kaynaklı olarak reflektör antenlerdeki blokaj sorununu aşmakta ve bu sayede düşük yan loblu örüntüler sağlayabilmektedir. Ancak lens antenler, yalıtkan malzemeden imal edildiklerinde ihmal edilemeyecek düzeyde kayıplı olabilmektedir. Ayrıca malzemenin dielektrik sabitindeki belirsizlikler nedeni ile tasarım-üretim uyumsuzlukları yaşanabilmektedir. Kaybın azaltılması için lensin gerçek zaman gecikmesi (true time delay) özelliği bozulup dalga boyunun katları mertebesinde inceltilmiş bölgelere ayrılması söz konusu olabilmektedir, ancak bu durumda bant genişliği azalmaktadır[1]. Bu nedenlerden dolayı zaman zaman metal lensler tercih edilmektedir. Metal lenslerde dalga kılavuzu birim hücreler kullanılarak dalgaboyunun havadaki dalgaboyundan farklılaştırılması ve bu sayede lens açıklığında eş fazlı bir uyarım elde edilmesi sağlanmaktadır. Lens ortasından kenarlara doğru gidildikçe dalga kılavuzu uzunlukları artmaktadır. Bu nedenle metal lensler de ağırlık açısından ciddi bir dezavantaj getirmektedir. Ağırlık azaltımı için yine dalgaboyu katlarında inceltmeler yapılabilmektedir[2].

### 2. Tasarlanan Lensler

Bu çalışmada, birisi “zoned lens” yapıda, diğeri ise sabit kalınlıkta iki farklı metal lens tasarlanmıştır. (Bkz. Şekil-1.) Lenslerden bir adedi üretilerek anten örüntüsü ölçümü yapılmış, diğeri için ise 3D yazıcıda plastikten üretim yapılmış ve ardından benzetim yapılabilmektedir. Lens-2 adı verilen özgün yapının Lens-1’e göre belli avantajları ortaya çıkmıştır ve bu avantajlar ilerleyen kısımlarda anlatılacaktır.



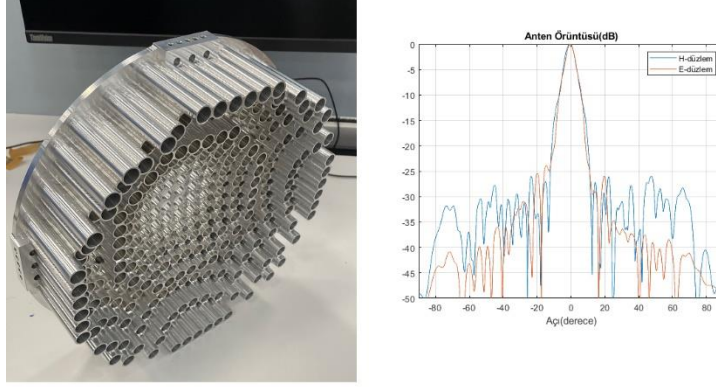
Şekil 1. Lens-1 ve Lens-2

#### 2.1 Lens-1

Ku bantta çalışmak üzere 27 dB kazanç ve en az 20 dB yan lob bastırmasına sahip olacak bir lens anten tasarlanmıştır. Lensin yapıtaşı olarak dairesel kesitli dalga kılavuzu seçilmiştir. Dalga kılavuzu yarıçapının seçiminde bir getiri-götürü söz konusudur. Düşük çaplarda kılavuzlanmış dalgaboyunun hava dalgaboyuna oranı artmakta ve bu sayede kırılma indeksi arttığı için daha sıkı bir lens yapısı ortaya çıkmaktadır. Öte yandan çapın



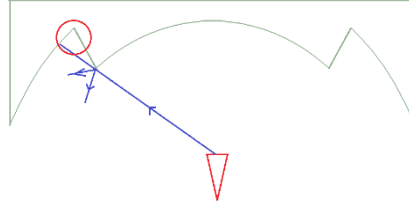
küçültülmesi kesim frekansına ciddi şekilde yaklaşmaya neden olduğundan kayıplar artmakta ve bant genişliği de daralmaktadır. Bu getiri-götürü etkileri dikkate alınarak bir yarıçap seçimi yapılmıştır. Öncelikle bölgelere ayrılmamış klasik bir lens yapısı tasarlanmıştır, ancak bu lens ciddi bir derinlik ve dolayısıyla ağırlığa sahiptir. Bu nedenle lens radyal yönde iki bölgeye ayrılmıştır. Şekil-2’de üretilen lensin fotoğrafı ve uygun bir besleme anteni ile yapılan ölçümüne ait ışıma örüntüsü gösterilmektedir. Elde edilen yönlülük değeri 29.5 dBi’dir ve en yüksek yan loblar -25 dB’in altındadır.



Şekil 2. Lens-1 üretilmiş hali ve merkez frekans ışıma örüntüsü.

## 2.1 Lens-2

1. Lens yapısında konvansiyonel eksiltmeli yöntemler ile yapılan imalat ciddi bir işleme eforu gerekli olmaktadır. Buna ek olarak bölgeleme sebebi ile lensteki bazı kısımların aydınlatılamaması ve saçılmalar (Bkz. Şekil-3) sebebi ile ikincil uyarımların gerçekleşmesi de anten örüntüsünde istenmeyen etkilere yol açmaktadır.



Şekil 3. 1. Lens yapısında gölgelenme ve saçılma sorunları

Bu durumu iyileştirmek için Lens-2 adı verilen özgün bir lens yapısı önerilmiştir. Bu yapıda yine dairesel kesitli dalga kılavuzları kullanılmakta ancak faz eşitleme dalga kılavuzu uzunluğu ile değil, dalga kılavuzu çapının açıklık boyunca kontrollü bir şekilde değiştirilmesi ile sağlanmaktadır. Dalga kılavuzu çapı açıklık kenarına doğru azalmakta ve buna bağlı olarak kılavuzlanmış dalga boyu uzamaktadır. Buna bağlı olarak, lens kenarlarına uzayda gecikerek giden dalgalar kılavuzlanmış ortamda daha az faz farkı almaktadır. Bu sayede sabit kalınlıklı ve tüm yüzeyi besleme anteni ile aydınlatılabilen, diğer bir deyişle Şekil-3’teki sorunları gideren bir lens yapısı ortaya çıkmaktadır. Ayrıca yüzeyin eşit kalınlıklı olması, imalat yöntemini de ciddi bir şekilde basitleştirmektedir.

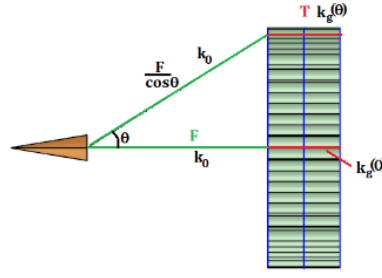
Şekil-4’e göre, açıklıkta eşit faz koşulu için (1) numaralı denkleğin sağlanması gerekmektedir.

$$k_0 F + k_g(0)T = k_0 \frac{F}{\cos\theta} + k_g(\theta)T \quad (1)$$

Buradan  $k(\theta)$  terimi çekildiğinde (2) numaralı denkleme ulaşılır. (2) numaralı denklem, belli bir  $\theta$  açısına karşılık gelen dalga kılavuzunda olması gereken dalgasayısını vermektedir. Buradan da, ilgili dalga kılavuzunun çapına ulaşılabilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, F ve T parametrelerinin kesimde (cut-off) çalışacak dalga kılavuzu kesitlerine yol açmayacak şekilde seçilmesidir.

$$k_g(\theta) = \frac{k_0 F + k_g(0)T - k_0 \frac{F}{\cos\theta}}{T} \quad (2)$$

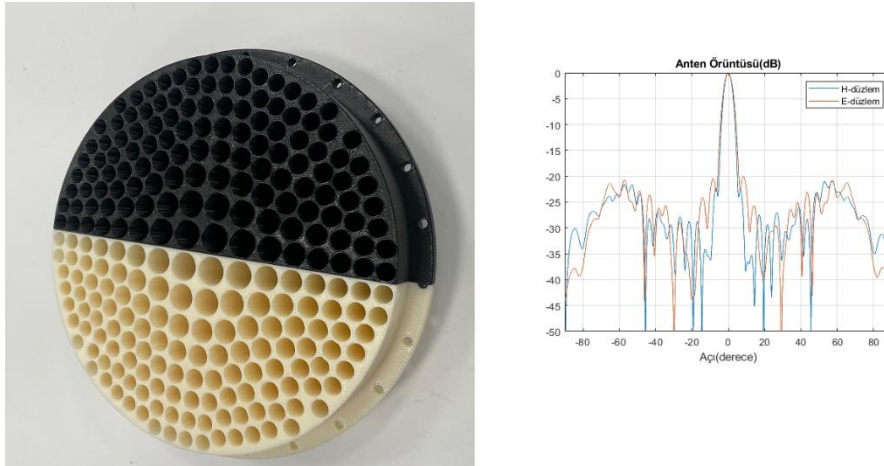




Şekil 4. Lens-2 geometrisi yandan görünüm.

Bu lens yapısı tasarlandıktan sonra 3D yazıcı ile plastik bir prototipi üretilmiştir (Şekil-5). Lensin çalışabilir hale gelmesi için metal kaplanması gerekmektedir. Henüz bu aşamaya gelinemediği için burada benzetim sonuçları gösterilmektedir. Benzetimde lensin odağına uygun bir besleme anteni koyularak, MLFMA ile hesaplama yapan TICRA Tools yazılımı ile merkez çalışma frekansında elektromanyetik çözüm yapılmış ve Şekil-5'te görülen ışıma örüntüsü elde edilmiştir. Elde edilen yönlülük değeri 28.4 dBi'dır ve tüm yan loblar -20 dB'nin altındadır.

Lens-2'de Lens-1'e nispetle biraz daha küçük bir çap ile üretim yapılmış olsa da yönlülükteki düşüklük bu çap farkı ile açıklanacak düzeyin üzerindedir. Şekil-3'te gösterilen fenomenin engellenmesine rağmen yan lob performansı olarak da Lens-1'in altında kalmıştır. Bunun sebebinin, lensin ortalarındaki dalga kılavuzu boyutlarının büyük olması ve dolayısıyla elemanlar arası mesafenin dalga boyunu geçmesi olduğu değerlendirilmiştir. İlerleyen çalışmalarda orta bölgedeki elemanlar arası mesafenin azaltılarak yan lobların düşürülmesi hedeflenecektir.



Şekil 5. Lens-2'nin 3D yazıcıda üretilmiş hali ve benzetimde elde edilen ışıma örüntüsü

### Kaynaklar

- [1]: Silver, S., "Microwave Antenna Theory and Design", sf. 398, McGraw Hill Book Company Inc. 1949.
- [2]: W. E. Kock, "Metal Lens Antennas" Proceedings of IRE, vol. 34, no. 11 pp. 828-836, Nov. 1946.

## Hava Platformlarına Yönelik Kavite Arkalıklı Konformal Anten Tasarımı ve Prototip Doğrulaması

Ece YILMAZBİLEK

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

eyilmazbilek@aselsan.com

**Özet:** Bu bildiri, hava platformlarına yönelik bir antenin tasarımını ve prototip doğrulamasını konu almaktadır. Anten, platforma monte edilebilecek şekilde kavite arkalıklı ve konformal şekilde tasarlanmıştır. Standart çalışma frekansı 75 MHz ve polarizasyonu yataydır. Tasarım, yarım halka anten topolojisine sahiptir ve realize kazancı -10 dBi,  $|s_{11}|$  değeri ise -20 dB olacak şekilde optimize edilmiştir. Anten kavitesinin boyutları 350mm x 120mm x 60mm'dir. Analiz ve optimizasyon sürecinde Ansys HFSS programı kullanılmış;  $|s_{11}|$  ölçümü network analizör ile, kazanç ölçümü ise açık alan anten test sahasında gerçekleştirilmiştir.

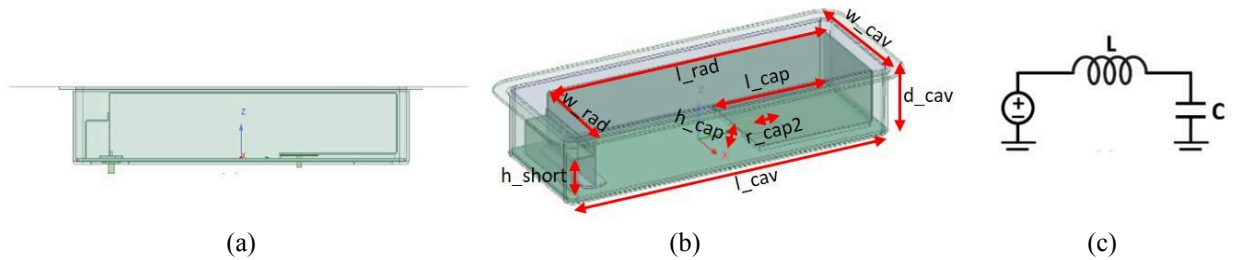
**Abstract:** This paper presents the design and prototype verification of an antenna specifically for airborne platforms. The antenna is designed as a cavity-backed conformal antenna. As a standard, the operational frequency is 75 MHz and the polarization is horizontal. The design has a half-loop antenna topology and it is optimized to have -10 dBi of realized gain and -20 dB of  $|s_{11}|$ . The size of the antenna cavity is 350mm x 120mm x 60mm. The design and optimization process is held in Ansys HFSS.  $|s_{11}|$  measurement is conducted via a network analyzer and the gain measurement is performed on an open field antenna test range.

### 1. Giriş

Hem sivil hem de askeri hava platformlarında iniş sırasında piste olan mesafe bilgisini almak için kullanılan antenler mevcuttur. Bu antenler, pist üzerine yerleştirilmiş olan diğer antenlerden mesafe bilgisini alabilmek için uçağın karnına yerleştirilerek kullanılır [1]-[2]. Çalışma frekansı 75 MHz ve polarizasyonu yataydır. Işıma karakteristiği aşağı bakan huzme şeklindedir [3]. Hava sürtünmesini azaltmak ve yakıt tasarrufu sağlamak amacıyla, kavite arkalıklı ve konformal olan anten tasarımları son yıllarda yaygınlaşmıştır [4]. Bu bildiride, kavite arkalıklı ve konformal bir anten tasarımı anlatılmaktadır.

### 2. Tasarım ve Analiz

Anten yapısı, bir kavite içerisinde bir büyük ve bir küçük olmak üzere iki paralel yarım halkadan oluşmaktadır ve pin uçlu bir konnektör ile beslenmektedir. Küçük halka doğrudan kavite zeminine kısa devre halde iken, büyük halka dağıtık bir kapasitör yapısı ile tamamlanmaktadır. Küçük halka, büyük halkanın bağlaşım yolu ile uyarılmasını ve giriş empedansının ayarlanabilmesini sağlamaktadır. Büyük halka bir indüktans gibi davranırken, arkasından gelen kapasitans ile seri bir LC devresi oluşturur. Şekil 1'de sırasıyla Ansys HFSS programında modellenen anten yapısı ve eşdeğer devre şeması gösterilmektedir.



Şekil 1: Modellenen anten yapısının (a) yandan görünümü (b) perspektif görünümü (c) eşdeğer devre modeli

Anten boyutu dalga boyuna oranla çok küçük olduğundan ve malzeme kayıpları antenin ışıma rezistansına oranla daha baskın kaldığı için, anten kazancını arttırmak adına antenin ışıma elemanının genişliği kavite yan duvarlarına yaklaşacak şekilde artırılmıştır. Antenin frekans bant genişliği çok dar olduğu için üretim toleransları dikkate alındığında ve antenin monte edileceği platform yüzeyinin büyüklüğüne göre antenin rezonansının kayabileceği değerlendirilmiştir. Bu nedenle dağıtık kapasitör yapısının içine bir ayar vidası eklenmiş ve bu vida yukarı aşağı hareket ettirilerek kapasitans değerinin antenin tam 75 MHz'te rezonansa

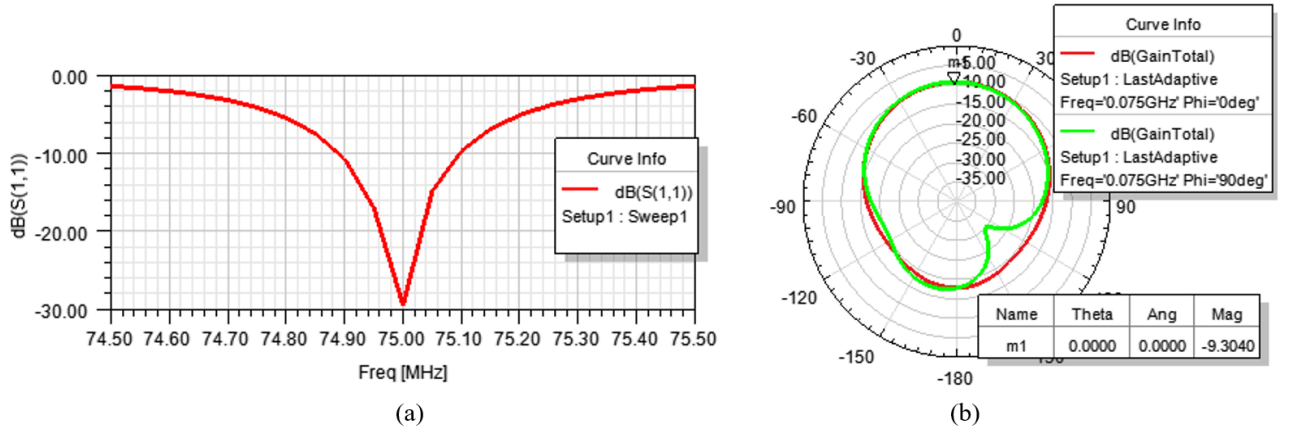
girecek şekilde ayarlanabilmesi sağlanmıştır. Bu şekilde platformdan bağımsız, dar bantlı, rezonant bir anten elde edilmiştir.

Anten yapısı, hava platformunun yüzeyine monte edilerek kullanılacağı için, platform yüzeyinin yerini tutacak kare bir toprak plakasına yerleştirilmiş ve analizler bu model üzerinden gerçekleştirilmiştir.

En son, antenin dış ortamdan izole edilebilmesi için üzerine 3mm kalınlığında dielektrik malzeme olan radom yapısı eklenmiştir. Ayrıca, anten düşük basınç ve dış ortamda çalışacağı için kavitenin içi, hava gibi davranan bir köpük malzeme ile doldurulmuştur. Bu şekilde anten tasarımı sonlandırılmıştır. Tablo 1’de, Şekil 1(a)-(b)’de gösterilen antenin 75 MHz’e ayarlı  $|s_{11}|$  ve ışıma karakteristiği için parametre değerleri, Şekil 2’de ise bu değerlerle elde edilen analiz sonuçları gösterilmektedir.

**Tablo 1:** Anten tasarım parametreleri ve değerleri

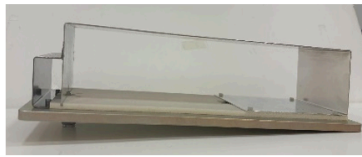
| Parametre | Değer (mm) | Parametre | Değer (mm) | Parametre           | Değer (mm) |
|-----------|------------|-----------|------------|---------------------|------------|
| l cav     | 350        | t rad     | 0.5        | d radome            | 3          |
| w cav     | 120        | h cap     | 4          | $\epsilon$ radome   | 3          |
| d cav     | 60         | r cap2    | 20         | $\epsilon$ foam     | 1.08       |
| l rad     | 320        | h cap2    | 2.7        | $\tan(\delta)$ foam | 0.008      |
| w rad     | 100        | h_short   | 30         |                     |            |



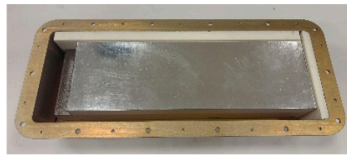
**Şekil 2:** Optimize edilen anten modeline ait (a)  $|s_{11}|$  grafiği (b) ışıma örüntüsü

### 3. Prototip Üretim

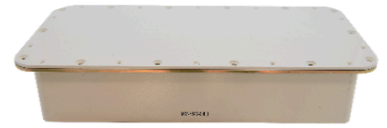
Optimize edilen antenin mekanik tasarımı yapılarak prototip olarak üretilmiş ve montajlanmıştır. Işıma elemanı çok parçalı şekilde alüminyumdan üretilmiş ve daha sonra punto kaynak yöntemi ile birleştirilmiştir. Konnektör ile ışıma elemanı arasındaki iletkenlik lehim yoluyla sağlanmıştır. Geri kalan tüm bağlantılar için mekanik bağlantı elemanları kullanılmıştır. Şekil 3’te ışıma elemanı ve prototip antenin bütünü gösterilmiştir.



(a)



(b)



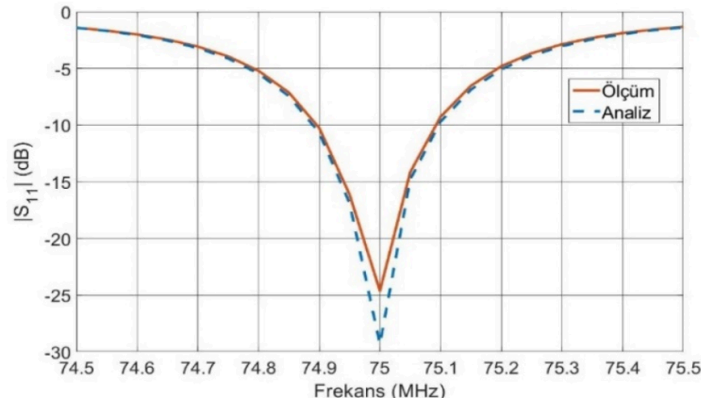
(c)

**Şekil 3:** Prototip antenin (a) ışıma elemanı (b) radomsuz hali (c) tamamlanmış hali

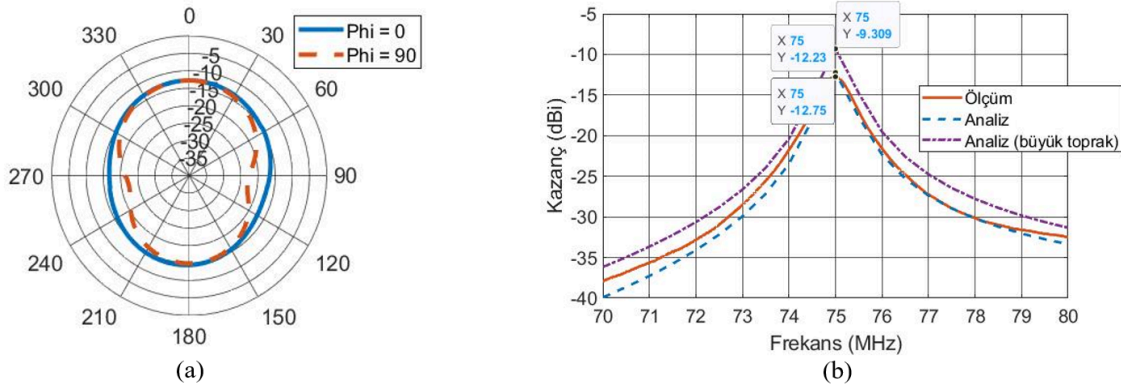
### 4. Ölçüm ve Doğrulama

Prototip antenin doğrulanması için antenin  $|s_{11}|$  ve kazanç ölçümleri gerçekleştirilmiştir.  $|s_{11}|$  ölçümü laboratuvar ortamında bir network analizör ve antenin yerleştirilebileceği (uçak yüzeyi gibi davranacak) 1m x 1m bir toprak plakası ile yapılmıştır. Şekil 4’te  $|s_{11}|$  ölçümünün sonucu verilmiştir. Görüldüğü üzere, ayar kapasitörü ile hassas ayar yapıldığında anten tam 75 MHz’te rezon edebilmektedir.

Anten giriş empedansı doğrulandıktan sonra prototip anten uzak alan test sahasına götürülmüş ve burada aynı toprak plakası ile kazanç ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Antenin iki eksende alınan normalize ışıma karakteristiği ve frekansa bağlı kazanç değerleri Şekil 5’te verilmiştir.



Şekil 4: Prototip anten  $|s_{11}|$  ölçüm sonucu



Şekil 5: Optimize edilen anten modeline ait (a) ışıma örüntüsü (b) kazanç grafiği

Anten, analiz ortamında platformun yerini tutacak kadar büyük bir toprak plakası ile modellenmişken, gerçekte bu boyutta bir toprak plakasının taşınması ve açık alan test sahasında montajlanarak kullanılması pratik olmadığından 1m'lik bir toprak plakası üretilmiş ve ölçümler bu plaka ile alınmıştır. 1m'lik bir toprak plakası için ölçüm ve analiz sonucu karşılaştırıldığında kazanç değerlerinde yalnızca 0.5 dB'lik bir fark olduğu görülmektedir. Bu şekilde, daha büyük bir toprak plakası için anten kazancının da -10 dBi gereksinimi sağlayacağı değerlendirilmiştir.

## 5. Sonuç ve Değerlendirme

Bildiride, hava platformlarında yaygın şekilde kullanılan Marker Beacon anteninin kavite arkallıklı ve konformal bir örneği sunulmuştur. Analiz ortamında tasarlanıp gereksinimlere göre optimize edilen anten, daha sonra prototip olarak üretilmiş ve  $|s_{11}|$  ve kazanç ölçümleri ile doğrulanmıştır. Sonuçlar karşılaştırıldığında, analiz ve ölçüm değerlerinin tutarlı olduğu görülmüş ve bu şekilde anten tasarımı doğrulanmıştır.

## Kaynaklar

- [1]. ITU, "Section IV. Radio Stations and Systems – Article 1.107, definition: marker beacon," ITU Radio Regulations, Geneva, Switzerland: ITU, 2012.
- [2]. H. Diamond and F.W. Dunmore, "A Radio Beacon and Receiving System for Blind Landing of Aircraft," Proc. Inst. Radio Eng., vol. 16, no. 4, Apr. 1931, pp. 585–626.
- [3]. J.-D. Park, B.-C. Choi, N. Kim, and Y.-B. Jung, "Ultra-small Marker Beacon Antenna with a Wide Frequency Tuneable Capacitive Plate," ETRI Journal, vol. 38, no. 5, pp. 879–884, Oct. 2016, doi: <https://doi.org/10.4218/etrij.16.0116.0158>.
- [4]. M. Del and C. Redondo González, "ANALYSIS OF CONFORMAL ANTENNAS FOR AVIONICS APPLICATIONS," 2007. Accessed: April 28, 2025. [Online]. Available: [https://elib.dlr.de/47573/1/Thesis\\_Carmen.pdf](https://elib.dlr.de/47573/1/Thesis_Carmen.pdf)

## 6 – 18 GHz Frekansları Arasında Geniş Bantta Sabit Kazanç ve Hüzmeye Sahip 3 Katmanlı Kompakt Dielektrik Rod Anten Tasarımı

Ahmet Canberk Songur, Koray Tap, Mustafa Kuloğlu  
ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara

[ahmetcsongur@aselsan.com](mailto:ahmetcsongur@aselsan.com), [ktap@aselsan.com](mailto:ktap@aselsan.com), [mkuloglu@aselsan.com](mailto:mkuloglu@aselsan.com)

**Özet:** Bu bildiride 6 – 18 GHz bandı için sabit hüzmeli, sabit faz merkezli bir dielektrik rod anten tasarımı sunulmuştur. Dielektrik rod anten, klasik dielektrik rezonatör antenlere göre daha geniş bant performans sağlayabilmesi için 3 farklı dielektrik sabite sahip 3 katmanlı yapıdadır. Geri dönüş kaybı bant boyunca -15 dB'den daha düşüktür. Antenin beslenmesi için kompakt yapıda bir Marchand Balun tasarlanmıştır. Anten bant boyunca yaklaşık olarak 9 – 10 dBi kazanç sağlamaktadır. Bu tür bir antenin üretimi eklemeli imalat yöntemini kullanarak kolaylıkla sağlanabilmektedir. HE<sub>11</sub> modunun uyarımı sayesinde anten E ve H düzlemlerinde simetrik ışıma örüntülerine sahiptir.

**Abstract:** This paper presents a constant-beam, constant-phase center dielectric rod antenna design for the 6–18 GHz band. Its three-layer structure with varying dielectric constants enables wider bandwidth performance compared to conventional dielectric resonator antennas. The return loss is below -15 dB across the entire band. A compact Marchand balun is designed for feeding the antenna. The antenna provides approximately 9 – 10 dBi gain throughout the band. This type of antenna can be easily manufactured using additive manufacturing. Thanks to the excitation of the HE<sub>11</sub> mode, the antenna exhibits symmetric radiation patterns in both the E and H planes.

### 1. Giriş

Ultra geniş bantlı (UGB) antenlerin tasarımı ve geliştirilmesi haberleşme, radar ve elektronik harp gibi birçok uygulama için önemlidir. Bu uygulamalar da UGB antenlerin empedans uyumluluğunun yanında bant boyunca sabit ışıma örüntülerine ve sabit faz merkezine sahip olmasını gerektirmektedir [1].

Bu tür antenler için genellikle boynuz (horn) antenler kullanılmaktadır [2]. Fakat boynuz antenler genellikle bant boyunca eksen etrafında asimetrik ışıma örüntüleri ve frekansa bağlı olarak değişen faz merkezlerine sahiptir [3]. Öte yandan tamamen dielektrik malzemelerden oluşan antenlerin oldukça simetrik ışıma örüntüleri elde edebildiği gösterilmiştir. Bu simetri, dielektrik dalga kılavuzu içindeki simetrik hibrit HE<sub>11</sub> mod alanlarının bir sonucudur [4]. Bu bağlamda, dielektrik rod antenler yüksek kazançlı uçtan ışıma yapan ve sabit bir ışıma örüntüsüne sahip antenlerdir. Bir katmanlı dairesel dielektrik rod antenler, eğer rod çapı efektif dalga boyunun belirli bir oranından daha düşük bir değere sahipse; sadece temel hibrit modu (HE<sub>11</sub>) destekleyebilirler. Tek katmanlı dielektrik rod antenler genellikle 2:1 bant genişliğinde çalışabilmektedir.

Yüksek mertebeden modları uyarmadan daha geniş bant genişliklerinde çalışabilmek çapları arttıkça dielektrik sabitleri azalan çok katmanlı dielektrik yapılar kullanılabilir [5]. Prensipinde katman sayısının artması bant genişliğini arttıracaktır. Yüksek frekanslarda elektromanyetik enerji içteki küçük çaplı ve yüksek dielektrik sabitli kısımdan gidecekken; düşük frekanslarda enerji dış katmanlarda toplanacaktır. Bu tür çok katmanlı bir dielektrik antenin üretimi de zorlu olabilmektedir. Fakat son zamanlarda oldukça gelişmiş olan eklemeli imalat yani 3D baskı ile dielektrik antenler kolaylıkla üretilip prototiplenebilmektedir [6].

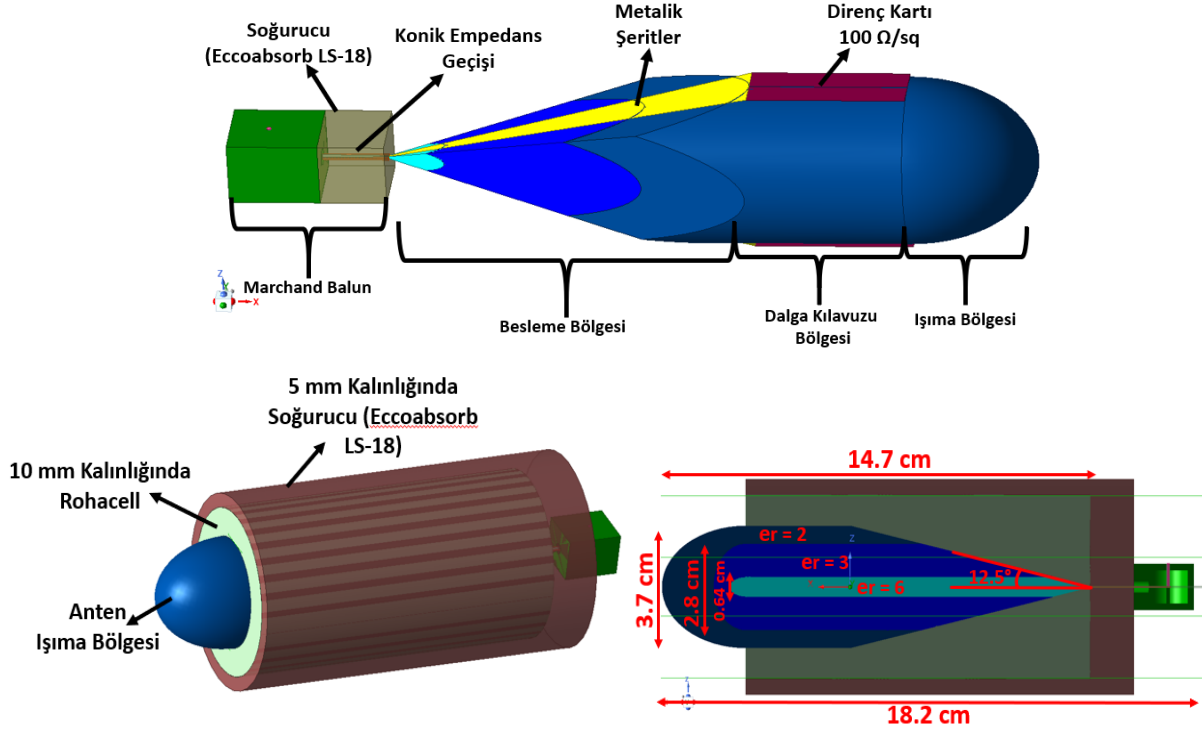
Bu bildiride 6 – 18 GHz bandı için geniş bantlı sabit hüzmeli, yüksek kazançlı oldukça kompakt bir üç katmanlı dielektrik rod anten tasarlanmıştır. Antenin radar ve elektronik harp gibi uygulamalarda kullanılabilmesi için ürünleştirilmesi gereklidir. Bu sebeple, tasarlanan anten beslenmesi için geniş bantta çalışabilen Marchand balun [7], ve anten ışıma örüntülerini iyileştirmek ve yan lobları bastırmak için soğurucu tasarımı da yapılarak antene entegre edilmiştir. Anten bant boyunca ortalama 45° civarlarında 3dB hüzme genişliğine sahiptir.

### 2. 3 Katmanlı Dielektrik Rod Anten Tasarımı

Şekil 1'de üç katmanlı dielektrik rod anten görüntüsü verilmiştir. Üç katman farklı dielektrik sabitlerine sahiptir ve bu katmanların kalınlıkları yani rod çapları ilgili katmanın dielektrik sabitlerine ve istenen çalışma frekanslarına göre değişmekte olup sadece temel hibrit HE<sub>11</sub> modunu desteklemesi için belirlenmektedir.

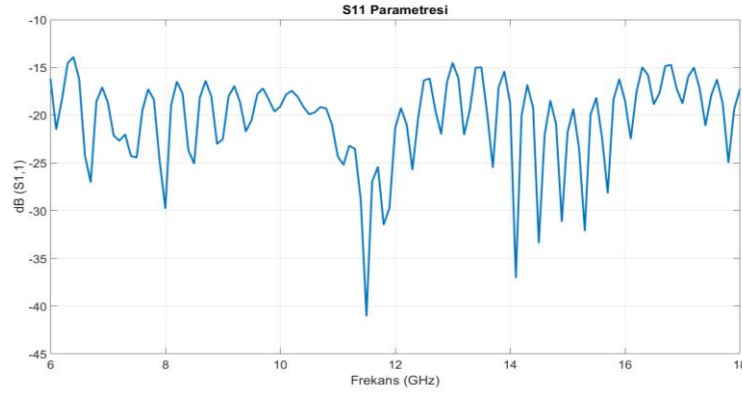


Anteni 4 parçada incelemek mümkündür: Marchand balun,  $50\Omega$  empedanslı bir dengesiz koaksiyel kablodan, rod antenin giriş empedansı olan  $100\Omega$  değerine dengeli geçişi sağlamak için tasarlanmıştır. Bu tarz bir paralel bağlı balun oldukça geniş bantlı çalışabilmekte olup teorik detayları için referans çalışma incelenebilir [7]. Rod anten için tasarlanan balun 9:1'lik bir bant genişliğine sahiptir. Balun kavitesi dengesiz bir sinyalden oldukça dengeli bir sinyal elde edebilmek için tasarlanmış olup konik geçiş kısmı da  $50\Omega$  empedansından; anten giriş empedansı olan  $100\Omega$  çıkış empedansını sağlar. Konik geçiş kısmında 0.508 mm kalınlığında RO3003 taban malzemesi kullanılmıştır. Antenin ikinci kısmı olan besleme kısmı ise lineer polarize elektromanyetik alanların bir sonraki kısım olan dielektrik dalga kılavuzuna uyarılmasından ve iletiminden sorumludur. Şekil 1'de görüleceği gibi bu kısımdaki dört yüzeyin ikisine eşkenar üçgen şekillerinde iletken şeritler eklenmiştir. Karşılıklı iki yüzeydeki bu şeritler geniş bant lineer polarize TEM dalgalar oluşturmaktadır. Anten empedansı  $100\Omega$  hedeflenmiş olup bu değeri sağlamak için dielektrik sabit değerleri göz önünde bulundurularak konik şeklindeki geçiş yapısının koni açısı ve metal şeritlerin açılma açısı ile optimizasyon yapılmıştır [5]. Metal şeritlerin sonuna ise  $100\Omega/\text{sq}$  değerlerinde yüzey dirençlerine sahip direnç kartları yapıştırılmıştır. Bu yüzey dirençleri sayesinde antende geri yansıma ve ısıma sonucunda hüzmelerde oluşabilecek dalgalanmaların önüne geçilebilmektedir [5]. Besleme kısmının sonunda TEM dalgalar  $HE_{11}$  modundaki dalgalara dönüşmektedir. Üçüncü kısım olan dalga kılavuzu kısmı silindirik yapıda olup  $HE_{11}$  modunun antenin son kısmı olan ısıma kısmına iletiminden sorumludur. Yüksek frekans değerlerinde dalgalar iç kısımdaki  $\epsilon_r = 6$  değerine sahip dielektrik katmanda yoğunlaşırken; düşük frekansta dalgalar  $\epsilon_r = 2$  değerine sahip en dış katmandan iletilmektedir. Bu kısım dielektrik kayıplardan etkilenmemek için çok uzun tutulmamalıdır. Son kısım olan ısıma kısmı antenden istenilen ısıma örüntülerini ve kazançları sağlamak içindir ve tasarımın en kritik kısmıdır. Yarı eliptik yapıdaki bu kısımların eksensel oranları istenilen ısıma karakteristiklerini elde edebilmek için tasarlanmıştır. Anten soğurucu olmadan ortalama olarak 10 dBi anten kazancını bant boyunca sağlamakta olup; soğurucu kullanımı kaynaklı bir miktar verimlilik kaybı sonucu 9 dBi civarlarında kazanca sahiptir. Fakat soğurucu kullanımı gerçekçi elektronik harp ve radar uygulamalarındaki antenleri için gereklidir.



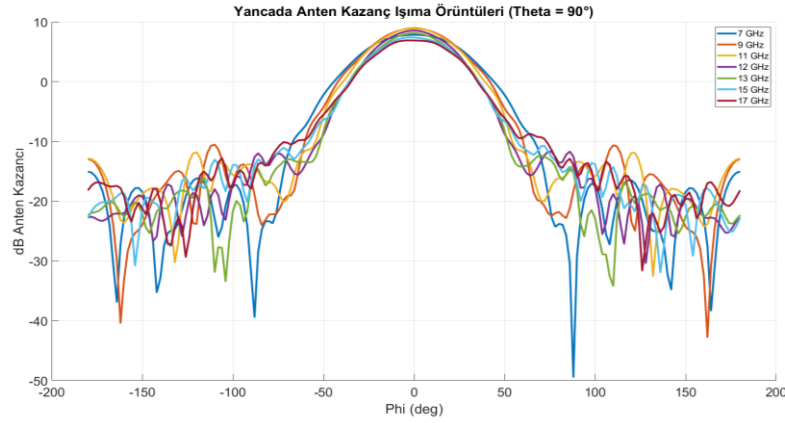
Şekil 1. 6 – 18 GHz bandı için tasarlanan 3 katmanlı dielektrik rod anten ve özellikleri (antene son halinde uygulamalarda kullanılması ve ürünleşmesi için rohacell ve soğurucu eklenmiştir.)

Şekil 2'de tasarlanan 3 katmanlı dielektrik rod antenin geri dönüş kayıp simülasyon sonuçları verilmiştir. Görüldüğü gibi 6 – 18 GHz bandı boyunca -15 dB'den daha düşük olup geniş empedans bandı sağlanmıştır. Şekil 3'te antenin yancada ısıma örüntüleri verilmiştir. Görüldüğü üzere bant boyunca sabit sayılabilecek hüzmelere ve anten kazancına sahip olup 9 dBi civarındadır. Yan lob seviyesi -20 dB veya aşağısındadır. Bant başında bir miktar daha fazla olan 3dB hüzm genişliği ( $60^\circ$ ), bant boyunca sabit  $45^\circ$  civarındadır. Yancadaki ısıma örüntülerinin çok benzerleri yükselişte de elde edilmiş olup hüzmeler oldukça simetriktir.



Şekil 2. Üç katmanlı dielektrik rod antenin geri dönüş kaybı (bant boyunca -15 dB'nin aşağısında)

Şekil 3'teki gibi hüzmelere sahip antenler elektronik harp uygulamalarında hedef yön tespiti için oldukça kullanışlı olabilmektedir ve hassas bir şekilde yön bulmaya olanak sağlayabilirler.



Şekil 3. Üç katmanlı dielektrik rod antenin yancada kazanç ışıma örüntüleri

### 3. Sonuç

Bu bildiride 6 – 18 GHz arasında sabit bir ışıma performansına sahip kompakt bir üç katmanlı dielektrik rod anten tasarlanmış ve koaksiyel kablo bağlantısından gerçek uygulamalarda kullanılması için gerekli soğurucu tasarımlarına kadar bütün halde incelenmiştir. Bant boyunca sabit 9 dBi kazanç ve sabit hüzmeye genişliklerine sahip bu anten radar ve elektronik harp uygulamalarında kullanılmak için iyi bir adaydır. Antenin üretimi de aynı şekilde kolay olup 3D baskı yani eklemeli imalat yöntemleriyle kolayca gerçekleştirilebilir. Çalışmanın devamı ise antenin üretimi, prototiplenmesi ve ölçümü olacaktır.

### Kaynaklar

- [1]. Hu, Y. Y. "A method of determining phase centers and its application to electromagnetic horns." Journal of the Franklin Institute 271.1 (1961): 31-39.
- [2]. Chung, Kyungho, Sungho Pyun, ve Jaehoon Choi. "Design of an ultrawide-band TEM horn antenna with a microstrip-type balun." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 53.10 (2005): 3410-3413.
- [3]. Jadoon, Khan Zaib, vd. "Analysis of horn antenna transfer functions and phase-center position for modeling off-ground GPR." IEEE transactions on geoscience and remote sensing 49.5 (2011): 1649-1662.
- [4]. Lier, Erik ve Ahmed Kishk. "A new class of dielectric-loaded hybrid-mode horn antennas with selective gain: Design and analysis by single mode model and method of moments." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 53.1 (2005): 125-138.
- [5]. Chung, Jae-Young ve Chi-Chih Chen. "Two-layer dielectric rod antenna." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 56.6 (2008): 1541-1547.
- [6]. Huang, Jin, et al. "Wideband circularly polarized 3-D printed dielectric rod antenna." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 68.2 (2019): 745-753.
- [7]. Phelan, H. Richard. "A wide-band parallel-connected balun." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 18.5 (1970): 259-263.



## Yüksek Güç Dayanımlı Ultra Geniş Bantlı İkileyici Tasarımı

Ahmet Önal, Onur Ozan Öztürk, Prof. Dr. Nevzat Yıldırım \*

Aselsan A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

[aonal@aselsan.com](mailto:aonal@aselsan.com), [ozanozturk@aselsan.com](mailto:ozanozturk@aselsan.com)

\*Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Fakültesi

Ankara

[nyil@metu.edu.tr](mailto:nyil@metu.edu.tr)

**Özet:** 2-6 GHz ve 6-18 GHz ultra geniş bant kanal genişliklerine sahip bitişik mikrodalga ikileyici tasarlamak için basit bir yaklaşım geliştirilmiştir. İki eşlenik olmayan dağıtık elemanlı BP filtreler ilgili bantları kapsayacak şekilde tasarlanmıştır. Girişlerine invertörler eklenerek BP-BP ikileyici oluşturmak için paralel olarak birleştirilirler. Sadece eleman değerleri ile ayarlama yapılarak, geri dönüş kaybının tam 2-18 GHz aralığında yaklaşık -11 dB seviyelerine geldiği gösterilmiştir. Daha sonra, geri dönüş kaybını -20 dB'ye indirmek için girişte iki iletim hattı parçasından oluşan uyumlama elemanları yerleştirilir ve gerçekleştirilebilir bir ultra geniş bant ikileyici elde edilir. Gerçekleme için hava ortamında şerit hat yöntemi kullanılarak yüksek güç dayanımı hedeflenmiştir.

**Abstract:** A simple approach is introduced to design contiguous microwave diplexers with ultra wide channel bandwidths of 2-6 GHz and 6-18 GHz. Two non-complementary distributed element doubly terminated BP filters covering the respective bands are designed. They are converted to quasi-complementary forms by introducing inverters at their inputs and combined in parallel to form a BP-BP diplexer. It is shown that just by tuning the element values, return loss is improved to about -11 dB over the complete 2-18 GHz range. Then a matching network of two transmission line pieces are placed at input to improve return loss to -20 dB, yielding a realizable ultra wideband diplexer.

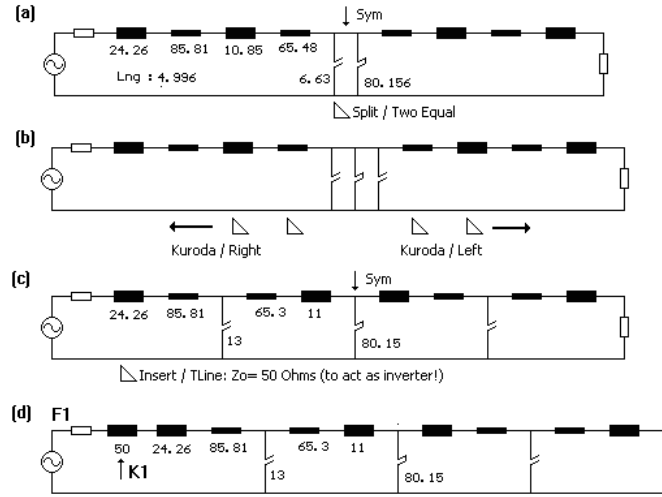
### 1. Giriş

Mikrodalga çoğullayıcıların çoğu eşlenik LP ve HP filtrelerden oluşan ikileyicileri kullanır. Bu ikileyiciler tüm frekanslar için giriş kısmının uyumlandığı bant içi dalgalılığın en az olduğu frekans cevabına sahip tekil sonlandırılmış eşlenik LP ve HP filtrelerden oluşur [1] - [6]. [4]'te, öngörülen kesişim frekansı ve geçiş kaybına sahip LP-HP ikileyicileri tasarlamak için yinelemeli analiz tekniği kullanılmıştır. Bu deneysel gözlem daha sonra kayıpsız 3 portlu devreler kullanılarak [5], [6] ve [7]'de teorik ve deneysel olarak doğrulanmaktadır. Bu makalede LP-HP ikileyiciler üzerinde yapılan çalışmaların sonuçları, BP-BP tipi ultra geniş bant bitişik ikileyicileri başarılı bir şekilde elde etmek için kullanılmıştır. Filtreler ve ikileyicilere ait temel devre parametreleri Filpro [8] yazılımı ile elde edilmiştir.

### 2. BP-BP İkileyici Tasarım Adımları

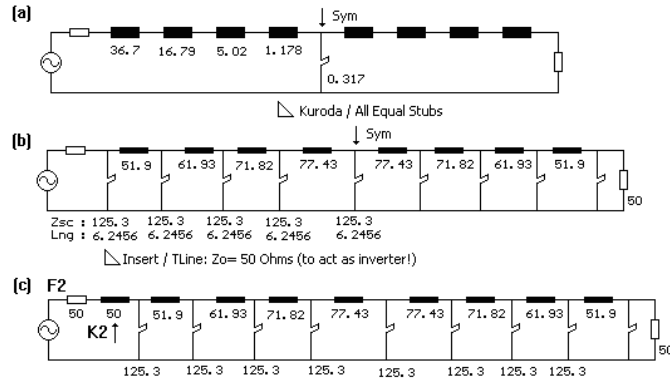
İlk olarak eş uzunluklu, dağıtık elemanlı BP filtreleri kanal filtresi olarak tasarlanmıştır. Hedeflenen ikileyicinin köşe frekansları 2-6 GHz (Kanal-1) ve 6-18 GHz (Kanal-2) olması gerekmektedir.

Kanal-1 için,  $N = 10$  derecesine sahip, geçirme bandı dalgalanması 0.01dB ve köşe frekansları  $f_{p1} = 2000$  MHz,  $f_{p2} = 5800$  MHz olan bir BP filtre tasarlanmıştır. Çeyrek dalga boyu frekansı  $f_{q1} = 15000$  MHz olarak seçilir. İletim sıfırları (TZ)  $N_{zero}=1$ ,  $N_{inf}=1$  ve 8 Birim Eleman (NUE=8) olarak seçilir ve Şekil 1.a'da gösterildiği gibi çıkarılır, burada  $f = 0$ 'daki TZ bir şönt kısa devre saplaması,  $f = \infty$ 'daki TZ bir şönt açık devre saplamasıdır. UE'ler simetrik bir şekilde çıkarılır. Bunlar eşit uzunluktaki iletim hattı (TL) elemanlarıdır. Şönt açık devre saplaması ikiye bölünür ve Kuroda dönüşümleri kullanılarak Şekil 1.b'de gösterilen ve F1 olarak gösterilen gerçekleştirilebilir empedans seviyelerine getirilir. Diğer kanalın geçirme bandında açık devre giriş empedansını göstermek için, 50 Ohm değerine sahip çeyrek dalga boylu TL giriş tarafa eklenir. Bu TL K1 çeviricisi olarak çalışır (Şekil 1.d).



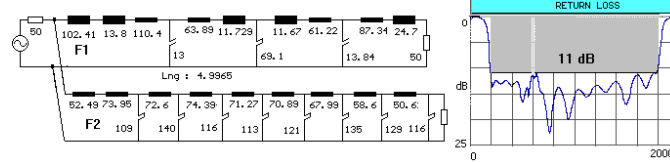
Şekil 1. Kanal-1 filtresinin tasarımı, F1

Kanal-2 için,  $N = 9$  derecesine sahip, geçirme bandı dalgalanması 0.01dB ve köşe frekansları  $f_{p1} = 6200$  MHz olan bir HP filtre tasarlanmıştır. Çeyrek dalga boyu frekansı  $f_{q2}$  12000 MHz olarak seçilir. İletim sıfırları (TZ)  $N_{zero}=1$  ve 8 Birim Elemandır ( $NUE=8$ ). TZ'ler, Şekil 2.a'da gösterildiği gibi çıkarılır. Burada  $f=0$ 'daki TZ bir şönt kısa devre saplamasıdır. UE'ler simetrik bir şekilde çıkarılır. Kuroda dönüşümleri kullanılarak şönt kısa devre saplaması, Şekil 2.b'de gösterildiği gibi, F2 olarak adlandırılan eşit empedanslı UE'ler arasında dağıtılır. Yine, K2 çeviricisi için kaynak ucuna 50 Ohm'luk bir TL yerleştirilir (Şekil 2.c).



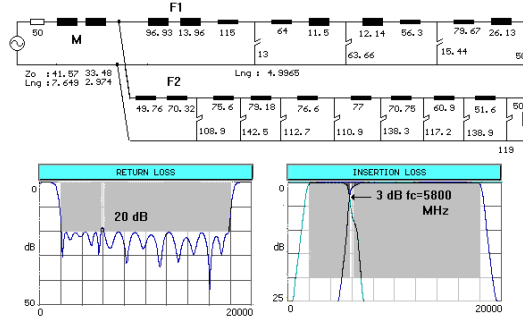
Şekil 2. Kanal-2 filtresinin tasarımı, F2

İkileyici, Şekil 3'te gösterildiği gibi iki kanal filtresinin paralel bağlanmasıyla oluşturulur. Beklendiği gibi birbirine bağlanan filtrelerin, geri dönüş kaybı büyük ölçüde artar. Giriş tarafına yakın birkaç eleman ayarlanarak büyük ölçüde iyileştirilir. Kanal-2'nin ilk şönt kısa devre saplaması silinir. Ardından, tüm elemanlar ayarlanarak en iyi geri dönüş kaybı seviyesi yani -11 dB, 2-18 GHz bandında elde edilmiştir (Şekil 3).



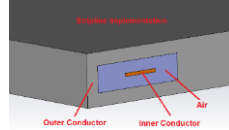
Şekil 3. Uyumlama elemanları olmadan optimize edilmiş ikileyici

Geri dönüş kaybı, bir veya iki TL elemanının ortak bağlantı noktasına uyumlama devresi olarak yerleştirilmesi ve empedanslarının ve uzunluklarının optimize edilmesiyle daha da iyileştirilebilir. Şekil 4'te, iki TL elemanı eklenerek -20 dB geri dönüş kaybı iki bant için de elde edilmiştir. Devre benzetim araçları kullanılarak bantların kesişim frekanslarındaki kayıplık 6 GHz'e daha yakın hale getirilmiştir. İkileyici 2-18 GHz aralığında çalışmakta ve 6 GHz kesişim noktasına sahiptir.

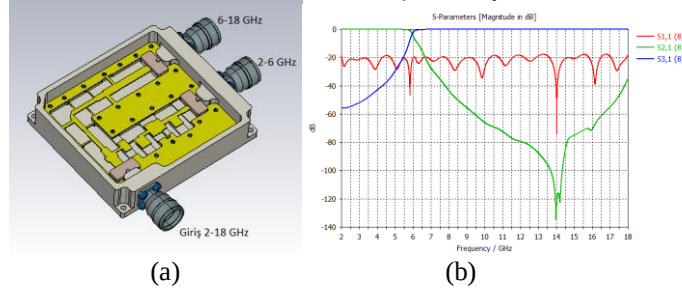


Şekil 4. Uyumlama elemanları ile optimize edilmiş ikileyici

Daha sonra ikileyici 3 boyutlu elektromanyetik benzetim yazılımı kullanılarak hava ortamında şerit hat yöntemi ile gerçekleştirilmiştir (Şekil 5 ve Şekil 6). Bu yöntem sayesinde yüksek güç isteri sağlanabilmektedir. 3 boyutlu benzetim ortamında gerçekleştirilen modele ait frekans cevabı Şekil 6.b’de verilmiştir.



Şekil 5. Hava ortamında şerit hat yöntemi



Şekil 6. (a) Gerçeklenen ikileyici 3 boyutlu görünüm (b) 3 boyutlu benzetim yazılımı frekans cevabı sonucu

### 3. Sonuç

Ultra geniş bantlı bir ikileyici, eşlenik olmayan BP filtreleri, girişlerine çeviriciler ekleyerek ve yaklaşık -11 dB giriş geri dönüş kaybı verecek şekilde paralel hale getirilerek sanki-eşlenik formunda tasarlanmıştır. Daha sonra girişe iki iletim hattı içeren basit bir uyumlama elemanı yerleştirilir ve optimizasyondan sonra geri dönüş kaybı -20 dB’ye çıkarılır. Elde edilen bu ideal devrenin Devre benzetim araçları ile optimize edilen nihai devre elemanları kullanılarak 3 boyutlu benzetim yazılımında hava ortamında şerit hat yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

### Kaynaklar

- [1] R. Wenzel, “Application of exact synthesis methods to multichannel filters design,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 13, no. 1, sn. 77–83, Ocak, 1965.
- [2] R. Wenzel, “Wideband high selectivity duplexers utilizing digital elliptic filters,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 15, no. 12, sn. 669–680, Aralık, 1967.
- [3] R. G. Egri, A. E. Williams, A. E. Atia, “A contiguous band multiplexer design,” in IEEE MTT-S Microw. Symp. Dig., , sn. 86-88, 1983.
- [4] O. Apaydin and N. Yildirim, “Design of duplexers with prescribed crossover loss using singly terminated filters,” in Proc. 7th Medit. Electrotech. Conf., , sn. 508–511, 1994.
- [5] S. Tamiazzo and G. Macchiarella, “Synthesis of duplexers with the common port matched at all frequencies,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 62, no. 1, sn. 46–54, Ocak, 2014.
- [6] Y. Yang, Q. Wu, X. Yin, and M. Yu, “Singly terminated network and contiguous multiplexer design,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Philadelphia, PA, USA, , sn. 1234–1237, Temmuz, 2018.
- [7] Y. Yang, M. Yu, X. Yin, Q. Wu, “On the Singly Terminated and Complementary Networks,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 67, no. 3, sn. 988–996, Mart, 2019.
- [8] N. Yildirim, M. Karaaslan, “Filpro Manual, Chapter-17”: Ulaşılabilir WEB sayfası <http://users.metu.edu.tr/nyil/filpro.html>.

## Yüksek Voltajlı GaN HEMT Transistörlerle 80 W Güç Yükselteç Tasarımı

Muhammed TONGA, Ahmet DEĞİRMENCİ, Ahmet AKTUĞ

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

[mtonga@aselsan.com](mailto:mtonga@aselsan.com), [adegirmenci@aselsan.com](mailto:adegirmenci@aselsan.com), [aaktug@aselsan.com](mailto:aaktug@aselsan.com)

**Özet:** Bu bildiride; yüksek gerilimle çalışabilen GaN HEMT transistörler kullanılarak tasarlanan, 80 W RF çıkış gücünü %50 verimlilikle çıkabilen güç yükselteç sunulmaktadır. Güç yükselteç iki transistör katı ve üç eşleme devresinden oluşmaktadır. Yük-çekim benzetim sonuçlarına göre eşlemeler tasarlanmış ve güç yükselteç giriş-çıkışı 50 ohm'a ayarlanmıştır. Büyük işaret ölçümleriyle güç yükseltecin hedeflenen değerlere ulaştığı gözlemlenmiştir.

**Abstract:** In this paper, a power amplifier which delivers 80 W RF output power with 50% efficiency by utilizing high voltage operated GaN HEMT transistors is presented. The power amplifier consists of two transistor stages and three matching networks. Matching networks are designed in accordance with load-pull simulation results and input-output of the power amplifier are matched to 50 ohm. With large signal measurements, it is observed that the power amplifier satisfies the required parameters.

### 1. Giriş

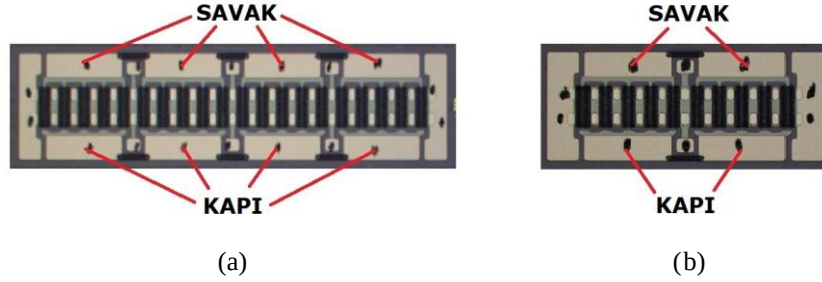
RADAR sistemlerinin gönderme tarafında güç yükselteçler, sinyalin uzak mesafelere iletimi açısından kritik rol üstlenmektedir. Yıllar içerisinde farklı teknolojilerle farklı yapılar tasarlanan güç yükselteçlerin çalışma frekans bandı, kazancı, çıkış gücü ve verimliliği; mesafe, tespit ve güvenilir çalışma koşulları açısından belirleyici öneme sahiptir. Vakum tüp teknolojisiyle başlayan güç yükselteçler, günümüzde özellikle yarı iletkenlerdeki gelişmelerin de katkısıyla daha çok katı hal teknolojisiyle tasarlanıp üretilmektedir. Bu değişimde ana etken, yarı iletken bileşenli güç yükselteçlerin fiziksel açılarından (kompakt, bakımı kolay vs.) daha büyük avantajlara sahip olmasıdır [1].

Silikon, GaAs veya GaN yarı iletkenleriyle HBT (Heterojunction Bipolar Transistor), MESFET (Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor) ve HEMT (High Electron Mobility Transistor) gibi çeşitli teknolojilerde MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) güç yükselteçler son yıllarda tasarlanmakta ve tasarlanmaya devam etmektedir [2]-[4]. Bunlar içerisinde GaN HEMT teknolojisi; yüksek seviyelerdeki çıkış gücü, verimlilik ve kazanç değerleriyle mikrodalga frekanslarında öne çıkmaktadır. GaN/SiC materyalinin yüksek kırılma gerilimine sahip olması sebebiyle GaN HEMT transistörler, 28 V ve 50 V gibi gerilim beslemeleriyle sürülebilme ve dolayısıyla yüksek çıkış gücü yoğunluklarına erişebilmektedir. Ayrıca SiC alt tabakası, iyi bir ısı iletkenlikle yüksek güç yoğunluklarında güvenilir işlevsellik sağlamaktadır [5]. Böylelikle yüksek çıkış gücü öncelikli RADAR sistemlerinin alt bileşenlerinde GaN MMIC güç yükselteçleri sıkça kullanılmaktadır.

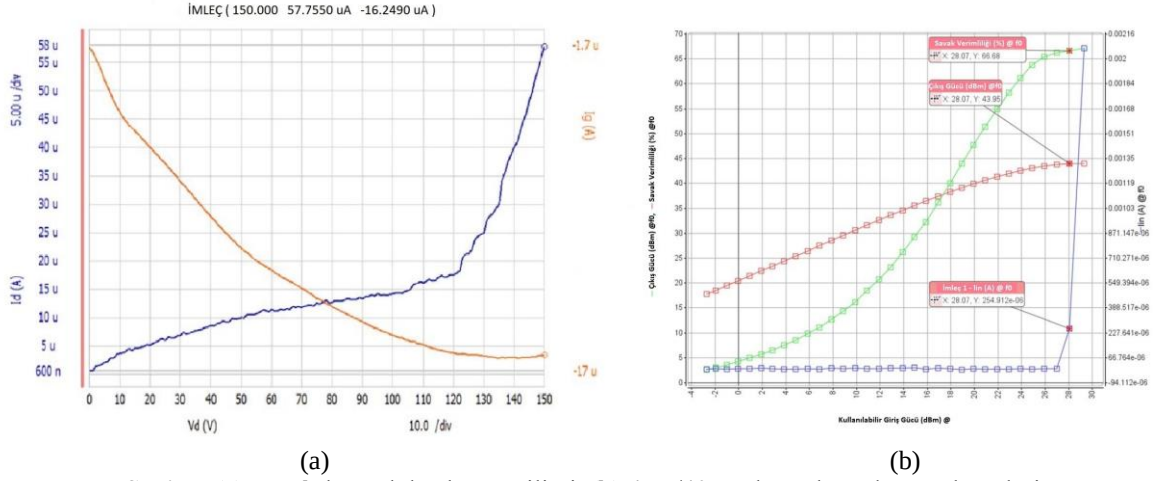
Bu bildiride, 46 V besleme ile 80 W çıkış gücüne ve %50 verimliliğe sahip GaN MMIC güç yükselteci tasarımı ve bu yükselteçte kullanılan yüksek voltajlı GaN HEMT transistörler anlatılmaktadır.

### 2. GaN HEMT Transistörler

Bahsi geçen güç yükselteç, giriş ve çıkış olmak üzere iki katlı bir yapıda tasarlanmıştır. Giriş ve çıkışta kullanılan transistörler 0.4  $\mu$ m GaN/SiC teknolojisinde ve 50 V operasyona uygun transistörlerdir. Şekil 1(a)'daki çıkış transistörü 75 W RF çıkış gücü sağlayabilirken Şekil 1(b)'deki giriş transistörünün RF çıkış gücü 40 W seviyelerindedir. Kırılma gerilimleri 150 V'nin üzerinde olan transistörler uzun ömürlü, güvenilir bir çalışma sunmaktadır. Şekil 2(a)'da verilen  $I_{ds}$ - $V_{ds}$  grafiğinde; savak akımının 2.65 mA (1mA/mm) değerine ulaşmaması, kırılma geriliminin 150 V'nin üzerinde olduğunu göstermektedir. Şekil 2(b)'de de 45 V/40 mA kutuplama altında alınan örnek bir RF ölçüm değerleri yer almaktadır. Bu transistör, %66.7 savak verimliliği ile yaklaşık 44 dBm RF çıkış gücü sağlamaktadır.



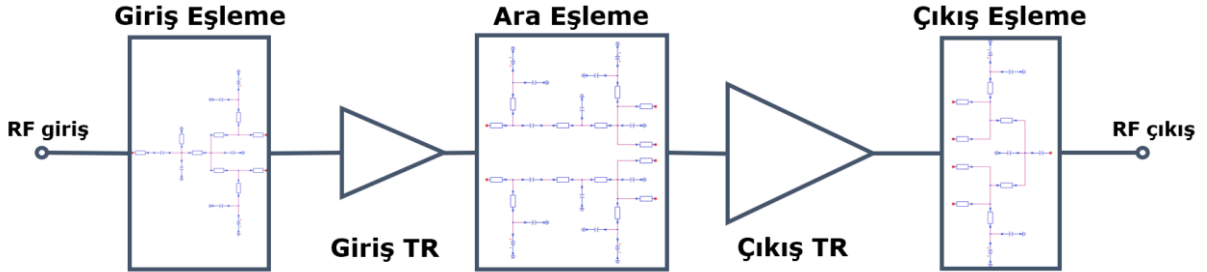
Şekil 1. (a) 75 W GaN HEMT transistör, (b) 40 W GaN HEMT transistör



Şekil 2. (a) Savak-kaynak kırılma gerilimi, (b) 45V/40mA kutuplamada RF ölçümleri

### 3. 80 W GaN Güç Yükselteç Tasarımı

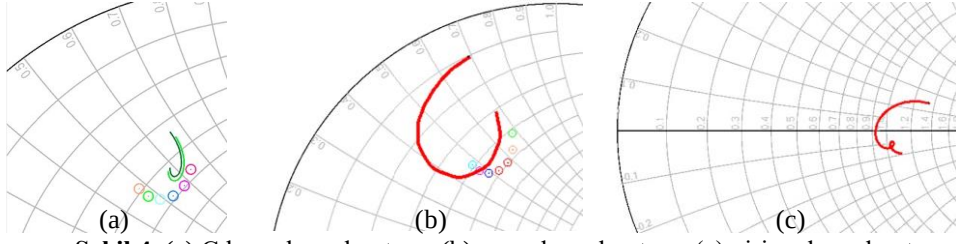
Güç yükselteç; çıkış transistörü, çıkış eşleme devresi, giriş transistörü, ara eşleme devresi ve giriş eşleme devrelerinden oluşmaktadır ve Şekil 3'te blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3. Güç yükselteç blok diyagramı

46 V besleme ile istenilen çıkış gücü değerlerini elde edebilmek adına tasarıma çıkış katından başlanmıştır ve öncelikle çıkış eşleme devresi tasarlanmıştır. Çıkış transistörünün; yük-çekim simülasyonlarıyla tespit edilen, maksimum güç çıkabileceği empedans değerlerini görebileceği şekilde çıkış eşleme devresi tasarlanmıştır. Ayrıca güç yükselteç çıkışı 50 ohm değerine eşlenmiştir. Çıkış transistör savak beslemesi bu eşlemede yer almaktadır ve eşlemede RF-DC birbirinden ayrıştırılmıştır. Benzer şekilde giriş transistörüne, çıkış transistörünü lineer bir bölgede sürebileceği güç seviyelerine denk gelen empedans değerlerini gösterebilecek ara eşleme devresi tasarlanmıştır. Bu eşlemede hem çıkış transistörünün kapı beslemesi hem de giriş transistörünün savak beslemesi yer almaktadır ve bu gerilimler DC blok kondansatörle birbirinden ayrılmıştır. Son olarak giriş eşleme devresiyle güç yükselteç girişi 50 ohm değerine getirilmiştir ve giriş transistör kapı beslemesi bu eşleme içerisine dahil edilmiştir. Eşleme konturları ve maksimum güç noktaları Smith abağı üzerinde Şekil 4'te gösterilmiştir.

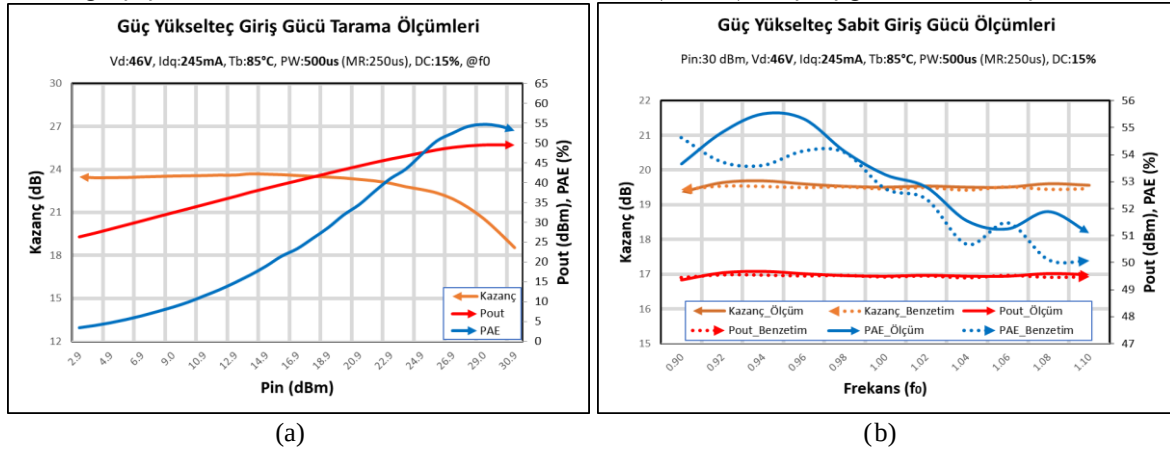




Şekil 4. (a) Çıkış eşleme konturu, (b) ara eşleme konturu, (c) giriş eşleme konturu

#### 4. Güç Yükselteç Ölçüm Sonuçları

Üretilen güç yükseltecin, konnektörize mekanik modül üzerinde taban sıcaklığı 85 °C olacak şekilde büyük işaret ölçümleri alınmıştır. 500 us darbe genişliği, %15 görev döngüsü ile 46 V savak beslemesinden 245 mA akacak kutuplamada hem giriş gücü seviyeleri taranmıştır hem de doyum noktasındaki sabit giriş gücüne göre frekans taranmıştır. Şekil 5(a)'da, merkez frekansta giriş gücü 2.9 dBm'den 30.9 dBm'e kadar tarandığı durumdaki kazanç, çıkış gücü ve verimlilik grafikleri gösterilirken Şekil 5(b)'de, 30 dBm giriş gücündeki kazanç, çıkış gücü ve verimlilik grafikleri verilmektedir. Üretici firmanın sağladığı transistör modeliyle elde edilen benzetim sonuçları, Şekil 5(b)'de ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve uyum gözlemlenmiştir. Küçük işaret kazancı yaklaşık 24 dB olan güç yükselteç, 5 dB bastırma seviyelerinde doyum noktasına ulaşmaktadır. 30 dBm RF giriş işaretinde, ortalama %53 verimlilikle 49.5 dBm (>80 W) RF çıkış gücü elde edilmiştir.



Şekil 5. (a) Giriş gücü tarama ölçümleri, (b) sabit giriş gücü ölçümleri

#### 5. Sonuç

Bu çalışmada, yüksek çalışma ve kırılma gerilimine sahip GaN HEMT transistörler kullanılarak iki katlı yapıda, minimum 80 W RF çıkış gücü sağlayacak güç yükseltecin tasarım çalışmaları anlatılmıştır. 46 V ile beslenen güç yükselteç; 85 °C taban sıcaklığında, 500 us darbe genişliği ve %15 görev döngüsüyle 49.5 dBm RF çıkış gücüne %50'nin üzerinde bir verimlilikle ulaşmaktadır. Sonraki süreçler için transistör teknolojisindeki ilerlemeyle beraber 100 W üzeri RF çıkış gücü sağlayacak güç yükselteç tasarımı hedeflenmektedir.

#### Kaynaklar

- [1]. M. L. Vecchi, F. Di Maggio, A. Spatola, R. Martorana, A. Mistretta ve P. Livreri, "Novel GaN Based Solid State Power Amplifiers, Results, Advances and Comparison with Vacuum Tubes Based Microwave Power Modules," 2018 IEEE 4th International Forum on Research and Technology for Society and Industry (RTSI), Palermo, Italy, s. 1-6, 2018.
- [2]. R. Nikandish, "GaN integrated circuit power amplifiers: Developments and prospects," IEEE J. Microw., cilt. 3, no. 1, s. 441-452, Ocak 2023.
- [3]. S. J. Mahon, "Design progress and technology maturity: Trends in compound semiconductor MMICs," in Proc. IEEE Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC), Brisbane, QLD, Australia, s. 40-42, Kasım 2021.
- [4]. V. Camarchia, R. Quaglia, A. Piacibello, D. P. Nguyen, H. Wang, ve A.-V. Pham, "A review of technologies and design techniques of millimeter-wave power amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., cilt. 68, no. 7, s. 2957-2983, Temmuz 2020.
- [5]. B. Zhao, C. Sanabria ve T. Hon, "A 2-Stage C-Band 130W GaN MMIC Power Amplifier in an Overmold QFN Package," 2021 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), Monterey, CA, USA, s. 1-4, 2021.

### 3 Boyutlu Yazıcı Teknolojisi Kullanılarak Üretilen Toprak Düzlemi Bozulmuş Kare Halka Anten ve Frekans Seçici Yüzeyden Oluşan Hibrit Sensör İle Glikoz Konsantrasyonunun Nümerik Olarak İncelenmesi

Talha Uyar, Naci Kaan Okan, Umut Köse\*, Mesut Kartal  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul

[uyart21@itu.edu.tr](mailto:uyart21@itu.edu.tr), [okan21@itu.edu.tr](mailto:okan21@itu.edu.tr), [kartalme@itu.edu.tr](mailto:kartalme@itu.edu.tr)

\*Fatih Sultan Mehmet Vakıf Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
[ukose@fsm.edu.tr](mailto:ukose@fsm.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada glikoz-saf su çözeltilerinin derişimini tespit etmek için, mikrodalga bölgesinde çalışan, 3 boyutlu yazıcı teknolojisi kullanılarak üretilmesi hedeflenen, toprak düzlemi bozulmuş kare halka anten (KHA) ve frekans seçici yüzey (FSY) kullanılarak oluşturulan bir hibrit sensör tasarlanmıştır. Dielektriksel karakteristiği Debye modeli kullanılarak hesaplanan 0 mg/dL-5000 mg/dL aralığında 8 farklı glikoz-saf su çözeltisi için hassasiyet analizleri nümerik olarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca frekans seçici yüzeyin tasarlanan hibrit sensörde hassasiyete; rezonans frekansına ( $f_r$ ) bakıldığında %30, rezonans frekansındaki yansıma katsayısına ( $|S_{11}|$ ) bakıldığında %342,5 oranında olumlu etki yaptığı yine nümerik analizlerle gösterilmiştir.

**Abstract:** In this study, a hybrid sensor was designed to determine the concentration of glucose-distilled water solutions using a square ring antenna (SRA) with a defected ground plane and a frequency-selective surface (FSS) produced using 3D printer technology operating in the microwave region. Sensitivity analyses were numerically performed for 8 different glucose-distilled water solutions in the range of 0 mg/dL to 5000 mg/dL, with dielectric characteristics calculated using the Debye model. Additionally, numerical analyses showed that the frequency-selective surface had a positive effect on the sensitivity of the designed hybrid sensor, with a 30% increase in resonance frequency ( $f_r$ ) and a 342.5% increase in the reflection coefficient ( $|S_{11}|$ ) at the resonance frequency.

## 1. Giriş

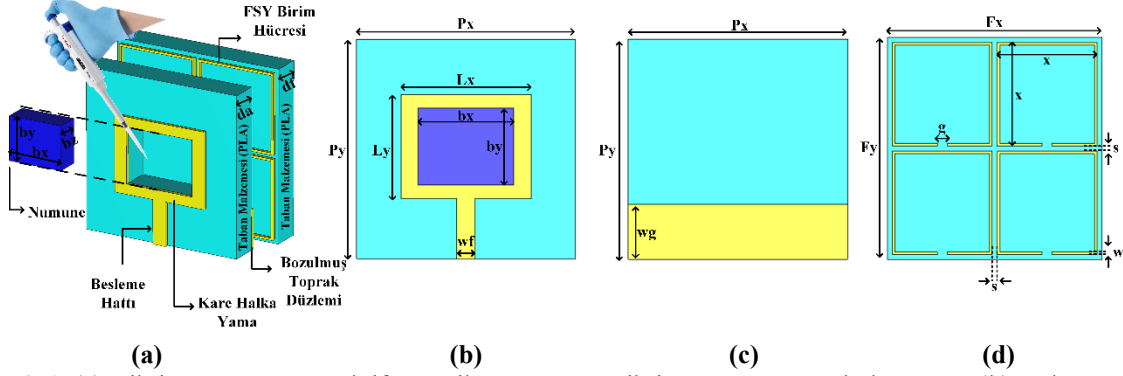
Diyabet, vücudun yeterli insülin üretememesi ya da üretilen insülini verimli olarak kullanamaması sonucu kandaki glikoz seviyesinin yükselmesi sonucu oluşan kronik bir hastalıktır. Kandaki glikoz seviyesinin yüksek ya da düşük olması ciddi sonuçlar doğurmaktadır. Bu tür sonuçların ertelenebilmesi ya da engellenebilmesi için normal seviyede glikoz seviyesi korunmalıdır [1], [2]. Diyabet hastaları gün içinde kan glikoz seviyelerini düzenli olarak ölçmek durumundadır. Hastaların derilerini lanset ile delmeleri suretiyle ölçüm için gereken bir miktar kanı elde etmeleri invaziv yöntem olarak bilinir. Bu yöntem, hastalar için acı verici olması ve tek kullanımlık ölçüm malzemesinin maliyeti nedeniyle dezavantajlıdır. Hastanın vücut sıvıları (ter, tükürük vb.) kullanılarak yapılan ölçümlere minimal invaziv, vücuda herhangi bir müdahale olmadan yapılan ölçümlere ise non-invaziv ölçüm adı verilir [1]-[5]. Literatürde rezonans frekans kayması üzerinden sıvıların glikoz miktarını ölçmeye dayanan sensör sistemleri yer almaktadır [1], [3]-[5]. Bu çalışmada mikrodalga frekans bölgesinde çalışan, 3 boyutlu yazıcı teknolojisi kullanılarak üretilmesi hedeflenen toprak düzlemi bozulmuş kare halka anten (KHA) ve frekans seçici yüzey (FSY) kullanılarak oluşturulan hibrit sensör yapısı ile 8 farklı derişime sahip glikoz-saf su çözeltileri algılama uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bunun yanında hibrit sensör yapısında bulunan FSY'nin hassasiyete etkisi incelenmiştir. Tasarlanan sensörün; kompakt bir boyuta sahip olması, üretiminin kolay olması, maliyetinin düşük olması, kolay bir şekilde diğer cihazlara entegre olabilmesi vb. avantajlarından dolayı, minimal invaziv ve non-invaziv sensör tasarımı konusunda literatüre katkı sağlayacağı düşünülmektedir.

## 2. Tasarımlar ve Benzetimler

Çalışmada önerilen hibrit sensör yapısının perspektif şematik görünümü Şekil 1 (a)'da gösterilmektedir. Burada sensör yapısı; toprak düzlemi bozulmuş kare halka anten ve FSY'den oluşmaktadır. Anten ve FSY arasında 1 mm mesafe bulunmaktadır. Sensör yapısında numune, 17,5 mm × 14 mm × 1 mm boyutuna sahip anten bölümünün ortasında bulunan numune haznesine yerleştirilerek test edilmektedir. Hibrit sensörün anten bölümünün önden ve



arkadan şematik görünümü ve tasarım parametreleri Şekil 1(b) ve Şekil 1 (c)'de gösterilmektedir. Burada toprak düzlemi bozulmuş KHA 50  $\Omega$  mikroşerit ile beslenmektedir. Sensör yapısının bir diğer bölümü olan FSY'nin önden şematik görünümü ve tasarım parametreleri Şekil 1 (d)'de yer almaktadır. FSY yapısı 2 x 2 ayrıık halka rezonatörü (AHR) birim hücrelerinden oluşmaktadır.



Şekil 1. (a) Hibrit sensörün perspektif şematik görünümü. Hibrit sensörün anten bölümünün; (b) önden ve (c) arkadan şematik görünümü ve tasarım parametreleri. (d) Hibrit sensörün FSY bölümünün önden şematik görünümü ve tasarım parametreleri.

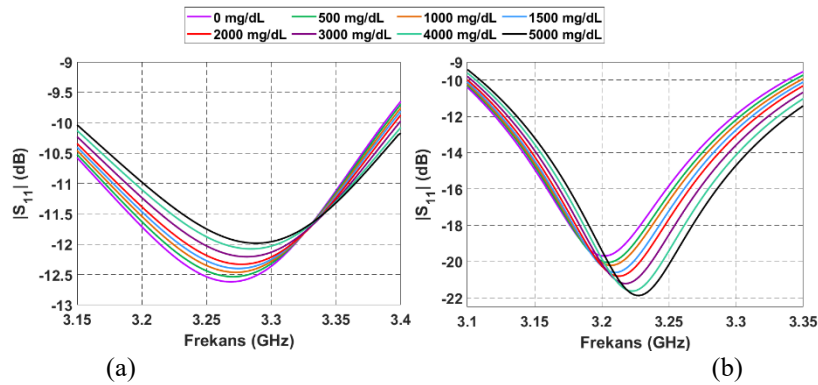
Şekil 1'de şematik görünümü verilen hibrit sensöre ait tasarım parametreleri Tablo 1'de yer almaktadır. Tasarımda taban malzemesi olarak; 3 GHz'de göreceli dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 2,94$ , dielektrik kayıp tanjantı  $\tan\delta = 0,026$  olan, 3 boyutlu yazıcı teknolojisinde yaygın olarak kullanılan Polilaktik Asit (PLA) kullanılmıştır. Metal yüzeyler için ise iletkenliği  $\sigma_{cu} = 58 \times 10^6$  S/m, kalınlığı 0,035 mm olan bakır kullanılmıştır.

Tablo 1. Hibrit sensöre ait tasarım parametreleri (mm).

| Px | Py | Lx    | Ly | wf  | wg | da  | Fx | Fy | x  | g | s | w   | df | bx   | by | bz |
|----|----|-------|----|-----|----|-----|----|----|----|---|---|-----|----|------|----|----|
| 40 | 40 | 23,75 | 19 | 3,3 | 10 | 1,5 | 43 | 43 | 20 | 2 | 1 | 0,5 | 1  | 17,5 | 14 | 1  |

### 3. Benzetim Sonuçları

Algılama metodolojisi; numune haznesine yerleştirilen farklı derişimlerdeki glikoz-saf su çözeltilerinin neden olduğu farklı göreceli dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı değışikliklerinin belirlenmesi temeline dayanmaktadır. Çalışmada numune haznesinde 0 mg/dL - 5000 mg/dL aralığında 8 farklı glikoz-saf su çözeltisi test edilmiştir. Numunelerin dielektrik özellikleri Debye modeli kullanılarak hesaplanmıştır [2]-[5]. Çalışmada önerilen hibrit sensörün tasarımı ve nümerik analizleri CST Studio Suite® elektromanyetik çözümleyici kullanılarak frekans bölgesi çözümleyici ile gerçekleştirilmiştir [6]. Benzetimler sırasında toprak düzlemi bozulmuş KHA dalga kılavuzu portu ile beslenmiş ve hesaplama açık-ekle sınır değer koşulları ile sınırlandırılmıştır. Çalışma kapsamında önerilen hibrit sensör haricinde, FSY'nin hibrit sensörde hassasiyete etkisini gözlemlemek adına, hibrit sensörden FSY çıkarılmış ve sadece toprak düzlemi bozulmuş KHA ile de nümerik analizler gerçekleştirilmiştir. Sadece toprak düzlemi bozulmuş KHA kullanılarak oluşturulan sensör ve hibrit sensör yapısına ait frekansa bağlı  $|S_{11}|$  değeri sırasıyla Şekil 2 (a) ve (b)'de gösterilmektedir.



Şekil 2. 8 farklı glikoz-saf su çözeltisi için; (a) sadece toprak düzlemi bozulmuş KHA kullanılarak oluşturulan sensör ve (b) hibrit sensör yapısına ait frekansa bağlı  $|S_{11}|$  değeri.

Sensör uygulamalarında başarımlı ölçütlerinden biri de sensörün hassasiyetidir. Hassasiyet (S); glikoz-saf su çözeltideki değişim ( $\Delta c$ ) nedeniyle oluşan mutlak frekans değişiminin ( $\Delta f$ ) veya rezonans frekansındaki mutlak yansıma katsayısı ( $|S_{11}|$ ) değişiminin  $\Delta c$ 'ye oranıdır. Farklı derişim değerlerine sahip glikoz-saf su çözeltilerinin göreceli dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değerlerinin birbirine yakın olması glikoz sensör uygulamalarında numunelerin ayrıştırılması ve tekrar edilmesi sırasında hatalı sonuçların ortaya çıkma olasılığını artırmaktadır. Bu açıdan sensörün seçiciliğinin artırılması önemli bir çalışma konusudur. Çalışma kapsamında gerçekleştirilen nümerik analizlerin detaylı bir formu olan Tablo 2'den de görüldüğü üzere, 0 mg/dL - 5000 mg/dL aralığında 8 farklı glikoz-saf su çözeltisi için hibrit sensörde 26 MHz frekans kaymasına karşı 5,2 kHz/mgdL<sup>-1</sup> hassasiyet gözlenirken, sadece toprak düzlemi bozulmuş KHA kullanılarak oluşturulan sorsör yapısında 20 MHz frekans kayması ve 4 kHz/mgdL<sup>-1</sup> değerinde bir hassasiyet görülmektedir. Bunun yanında rezonans frekansındaki  $|S_{11}|$  değişimi incelendiğinde; hibrit sensörde 2,176 dB  $|S_{11}|$  değişimine karşı 4,35×10<sup>-4</sup> dB/mgdL<sup>-1</sup> hassasiyet gözlenirken, sadece toprak düzlemi bozulmuş KHA kullanılarak oluşturulan sensör yapısında 0,635 dB  $|S_{11}|$  değişim ve 1,27×10<sup>-4</sup> dB/mgdL<sup>-1</sup> değerinde bir hassasiyet görülmektedir. Bu değerlere bakılarak, hibrit sensör yapısında FSY'nin kullanılması sensör yapısını daha duyarlı bir hale getirdiği söylenebilir.

**Tablo 2.** Tasarlanan sensör yapıları için benzetim sonuçları.

| Sensör Yapısı               |                 | Glikoz-Saf Su Çözeltisi (mg/dL) |       |       |       |       |       |       |       | $\Delta f$ (MHz), $\Delta S_{11} $ (dB) | S (kHz/mg dL <sup>-1</sup> ), (dB/mg dL <sup>-1</sup> ) |
|-----------------------------|-----------------|---------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------------------------------------|---------------------------------------------------------|
|                             |                 | 0                               | 500   | 1000  | 1500  | 2000  | 3000  | 4000  | 5000  |                                         |                                                         |
| Toprak düzlemi bozulmuş KHA | fr (GHz)        | 3,268                           | 3,270 | 3,272 | 3,274 | 3,276 | 3,282 | 3,284 | 3,288 | 20                                      | 4                                                       |
|                             | $ S_{11} $ (dB) | -                               | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -     | 0,635                                   | 1,27×10 <sup>-4</sup>                                   |
| Hibrit                      | fr (GHz)        | 3,202                           | 3,204 | 3,206 | 3,210 | 3,212 | 3,218 | 3,222 | 3,228 | 26                                      | 5,2                                                     |
|                             | $ S_{11} $ (dB) | -                               | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -     | 2,176                                   | 4,35×10 <sup>-4</sup>                                   |

#### 4. Tartışma

Bu çalışmada mikrodalga frekans bölgesinde çalışan, 3 boyutlu yazıcı teknolojisi kullanılarak üretilmesi hedeflenen, toprak düzlemi bozulmuş KHA ve FSY kullanılarak oluşturulan bir hibrit sensör için 0 mg/dL - 5000 mg/dL aralığında 8 farklı derişime sahip glikoz-saf su çözeltileri kullanılarak hassasiyet analizi yapılmıştır. Çalışmada ayrıca FSY'nin sensör hassasiyetine katkısını gözlemlemek adına hibrit sensör yapısından FSY çıkarılarak aynı şartlarda nümerik analizler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar neticesinde; sensöre FSY eklenmesi sensör hassasiyetini rezonans frekansına ( $f_r$ ) ve rezonans frekansındaki yansıma katsayısına ( $|S_{11}|$ ) bakıldığında sırasıyla %30, %342,5 oranında artırdığı tespit edilmiştir.

#### 5. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından desteklenen 124E060 numaralı proje kapsamında gerçekleştirilmiştir.

#### Kaynaklar

- [1]. Gonzales W. V., Mobashsher A. T. Ve Abbosh A., "The progress of glucose monitoring-A review of invasive to minimally and non-invasive techniques, devices and sensors", *Sensors*, cilt.19, no. 4, 2019.
- [2]. Yilmaz T., Foster R. ve Hao Y., "Radio-frequency and microwave techniques for non-invasive measurement of blood glucose levels", *Diagnostics*, cilt.9 no. 1, 2019.
- [3] Turgul V. ve Kale I., "Permittivity extraction of glucose solutions through artificial neural networks and non-invasive microwave glucose sensing", *Sens. Actuators A Phys.*, cilt.277, s.65–72, 2018.
- [4]. Kose U. ve Kartal M., "A Low-Cost Microwave Hybrid Biosensor for Glucose Concentration Sensing," *2024 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, Craiova, Romanya, Ekim 2024.
- [5]. Kose U. ve Kartal M., "Non-Invasive Microwave Glucose Sensor by Using a Hybrid Sensor Composed of a Frequency Selective Surface and Microstrip Patch Antenna," *2023 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Prague, Çek Cumhuriyeti, s.1361-1367 Temmuz 2023.
- [6]. CST STUDIO SUITE®, Dassault Systèmes, the 3DEXPERIENCE® Company. [www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/](http://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/).

## S/C bantlarına yönelik EM cilt tasarımı

Zeynep Sıdika Seven, Sultan Can\*

TED Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
[zeynep.seven@tedu.edu.tr](mailto:zeynep.seven@tedu.edu.tr),

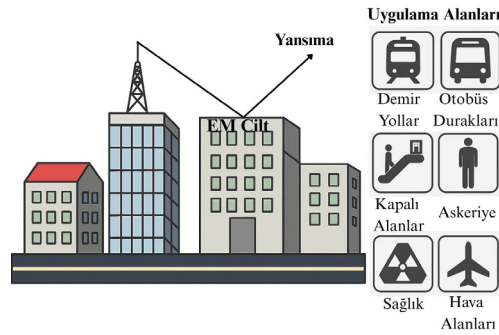
\*Ankara Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
[sultan.can@ankara.edu.tr](mailto:sultan.can@ankara.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, kablosuz iletişimin yaygınlaşmasıyla artan güvenlik ihtiyacına yanıt olarak, S/C bantlarında elektromanyetik (EM) koruma ve frekans filtreleme sağlayan EM cilt tasarımları sunulmuştur. Her iki tasarımın performansı, WR-229 dalga kılavuzu kullanılarak gerçekleştirilen ölçümlerle değerlendirilmiştir.

**Abstract:** In this study, electromagnetic (EM) skin designs providing EM shielding and frequency filtering in the S/C bands were presented in response to the growing security demands driven by the expansion of wireless communication. The performance of both designs was evaluated through measurements conducted using a WR-229 waveguide.

### 1. Giriş

Teknolojinin gelişmesi ve kablosuz veri iletim hacminin artması, haberleşme sistemlerinde güvenlik endişelerini artırmış ve önleyici tedbirlerin uygulanmasına yönelik çalışmaları hızlandırmıştır [1]. Verilerin korunmasına yönelik temel önlemlerden biri olan elektromanyetik (EM) koruma, belirli frekansların filtrelenmesini, engellenmesini sağlar [2]. Bu bağlamda, akıllı yüzeyler ve frekans seçici yüzeyler (FSS – Frequency Selective Surfaces), aynı zamanda EM ciltler (EM skins) olarak da adlandırılmakta olup, geniş bir elektromanyetik spektrumda EM dalgalarla etkileşim kurabilme yetenekleri sayesinde veri ve bilgi filtrelemede giderek daha fazla ilgi görmektedir [3].



**Şekil 1.** Elektromanyetik cilt (EM cilt) yapılarının elektromanyetik dalgalara karşı yansıtıcı etkisi ve potansiyel uygulama alanları.

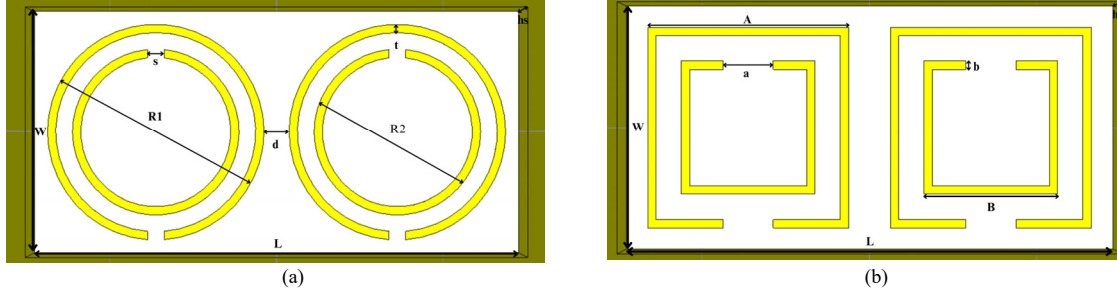
EM ciltler, gelişmiş algılama kabiliyetleri ve koruma mekanizmaları sunarak güvenlik sistemlerini güçlendirmektedir [4]. Frekans seçici yüzeyleri (FSS) uzamsal filtreler olarak kullanarak elektromanyetik dalgaları yönlendirme yeteneğine sahiptirler ve duvarlara, zeminlere, binaların dış yüzeylerine, kubbeler ve çatılara entegre edilebilirler. Ayrıca, EM prensiplerinden faydalanarak askerî kamuflaj uygulamalarında da kullanılabilirler (Şekil 1). EM cilt tasarımları, yetkisiz erişimin ve veri sızıntısının önlenmesinde kritik bir rol oynamaktadır. Bununla birlikte, elektromanyetik girişim (EMI) koruması da önemli bir diğer önlemdir; giyilebilir elektroniklerin dış müdahalelerden etkilenmeden doğru ve güvenli bir şekilde çalışmasını sağlayarak hem cihazların hem de kullanıcıların korunmasını hedefler [5].

Bu çalışma, elektromanyetik (EM) cilt konsepti kapsamında gerçekleştirilmiş olup, güvenlik ve EMI koruması gibi uygulamalara yönelik tasarım kriterleri göz önünde bulundurulmuştur. Özellikle frekans seçiciliği, bant

kapsama ve mekanik dayanıklılık gibi elektriksel ve yapısal gereksinimlere odaklanılmıştır. Bu bağlamda, S ve C bandına yönelik iki farklı FSS topolojisi incelenerek EM cilt uygulamaları için performansları değerlendirilmiştir.

## 2. Önerilen EM cilt topolojileri

Çalışmada önerilen tasarımlar Topoloji 1 (Şekil 2(a)), iç içe geçmiş çift halkalı (nested split ring resonator (NSRR)) yapılarından; Topoloji 2 (Şekil 2(b)) ise iç içe geçmiş kare biçimli çift halkalı spiral rezonatörlerden oluşmaktadır.



Şekil 2. Sunulan EM cilt tasarımları (a) Topoloji 1 (Top-1) (b) Topoloji 2 (Top-2)

NSRR frekans minyatürizasyonu sağlarken dairesel şekilde olanlar Yumuşak ve sürekli bir eğriye sahip olduklarından Akım dağılımları boyunca karesel oranla düzgün ve homojendir. Bunun aksine kareselde keskin köşeler, alan yoğunlaşması ve akım yığılması gözlenir. Polarizasyon açısından dairesel yapı daha izotropik davranış sergilerken karesel olan yapı polarizasyona daha duyarlıdır. Her iki topolojiye ait parametreler Tablo 1'de verilmiştir. Ölçümler WR-229 dalga kılavuzu içerisinde gerçekleştirileceğinden benzetimler de buna uygun olarak dalga kılavuzu modeli de dâhil edilerek gerçekleştirilmiş, tasarımlarda alt taş kalınlığı  $h_s$  olmak üzere, tek tarafı bakır kaplı FR-4 ( $\epsilon_r = 4.3$ ) kullanılmıştır. Her iki tasarım da 3.30–4.90 GHz frekans bandında çalışacak şekilde optimize edilmiştir.

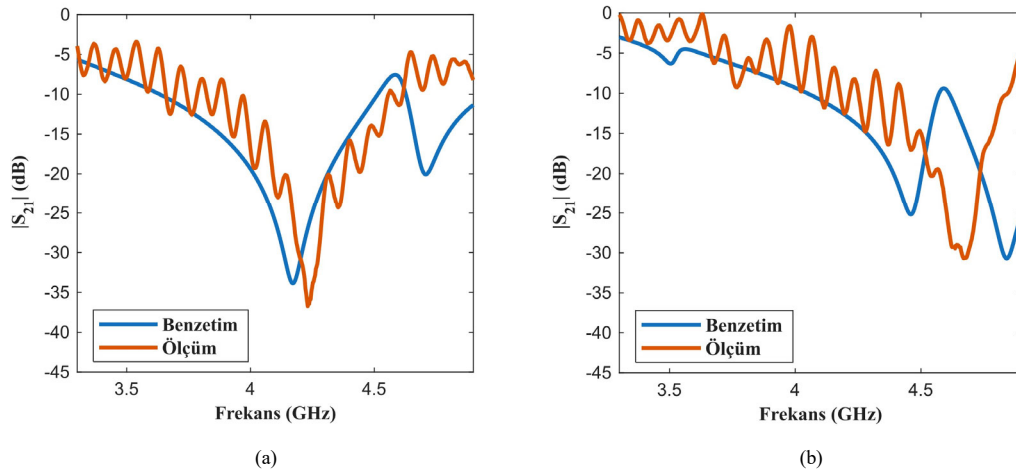
Tablo 1: Tasarım Parametreleri

| Parametre  | L      | W      | $h_s$ | $R_1$  | $R_2$ | s | t | d | A  | B  | a | b |
|------------|--------|--------|-------|--------|-------|---|---|---|----|----|---|---|
| Değer (mm) | 58.166 | 29.083 | 1.600 | 26.000 | 20    | 2 | 2 | 3 | 24 | 16 | 6 | 2 |

Her iki yapı da CST Studio Suite® ortamında modellenmiş ve analizleri gerçekleştirilmiştir. Yapılar, rezonans frekansları, bant genişlikleri ve elektromanyetik özellikleri açısından değerlendirilmiştir.

## 3. Tasarım Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Şekil 3'de sunulduğu gibi Topoloji 1, 4.16 GHz civarında dar bantlı (BW= %) bir rezonans gösterirken; ölçümde bu frekans 4.21 GHz olarak tespit edilmiştir. -35 dB seviyelerine ulaşan yansıma, yüksek seçicilik sağlanmıştır. Topoloji 2 ise 4.46 GHz civarında geniş bantlı (BW= %) filtreleme için uygundur.



Şekil 3. EM cilt benzetim ve üretime ait yansıma grafikleri (a) Top-1 (b) Top-2

Örnekler LPKF S63 baskı devre makinası ile gerçekleştirilmiş prototipler 4(a) ve 4(b)'de sunulmuştur. Düzeneği Şekil 4(c) ile verilen ölçümler Rohde Schwarz Network R&S®ZVL13 marka vektör network analizör ve WR229 dalga kılavuzu ile gerçekleştirilmiştir. Sonuç ve kıyaslamaların yer aldığı Şekil 3'de görüldüğü gibi ölçüm ve simülasyon sonuçlarının yüksek uyumu, tasarımların geçerliliğini desteklemektedir.



Şekil 4. Tasarımlara ait prototipler (a)Top-1 , (b) Top-2 ve (c) Ölçüm düzeneği

#### 4. Sonuç-Tartışma

Bu çalışmada, S ve C bantlarında elektromanyetik dalga filtreleme ve frekans seçiciliği sağlamak amacıyla iki farklı frekans seçici yüzey (FSS) topolojisi tasarlanmış ve değerlendirilmiştir. Topoloji 1, dar bantta yüksek seçicilik sunmakta ve  $R_1$  ile  $R_2$  parametrelerinin farklı seçilmesi durumunda çift bantlı çalışmaya da olanak sağlamaktadır. Bu yapı, yüksek frekans hassasiyeti gerektiren uygulamalara uygundur. Topoloji 2 ise spiral formdaki kare halkaları sayesinde elektrik alanı daha geniş bir alana yayarak, daha geniş bantta filtreleme sağlamıştır. Bu özelliği sayesinde EM dalga bastırımı ve çoklu frekanslı sinyal kontrolü gibi uygulamalar için avantaj sunmaktadır. Her iki topoloji de CST ortamında yapılan benzetimlerle ve WR-229 dalga kılavuzunda gerçekleştirilen ölçümlerle test edilmiş, sonuçlar birbirini büyük oranda doğrulamıştır. Bu durum, tasarımların hem modelleme hem de üretim açısından geçerli ve güvenilir olduğunu göstermektedir. Tasarımda kullanılan FR-4 gibi yaygın ve düşük maliyetli malzemeler ile düzlemsel yapı, bu EM ciltlerin farklı yüzeylere entegre edilmesini kolaylaştırmakta ve üretilebilirliğini artırmaktadır. Bu yönüyle tasarımlar, veri merkezleri, güvenlik alanları ve askeri uygulamalarda kullanılabilecek potansiyele sahiptir. Gelecek çalışmalarda, EM ciltlerin çok fonksiyonlu uygulamalarına yönelik esneklik ve kavisli yüzeylere uygulanabilirlik gibi farklı işlevsellikler de araştırılacaktır.

#### Kaynaklar

- [1]. Y. Wu, A. Khisti, C. Xiao, G. Caire, K.-K. Wong, and X. Gao, "A survey of physical layer security techniques for 5G wireless networks and challenges ahead," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, no. 4, pp. 679–695, Apr. 2018.
- [2]. I. S. Syed, Y. Ranga, L. Matekovits, K. P. Esselle, and S. G. Hay, "A single-layer frequency-selective surface for ultrawideband electromagnetic shielding," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 6, pp. 1404–1411, Dec. 2014.
- [3]. M. N. Hussein, J. Zhou, Y. Huang, M. Kod, and A. P. Sotrab, "A miniaturized low-profile multilayer frequency-selective surface insensitive to surrounding dielectric materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 12, pp. 4851–4860, Dec. 2017.
- [4]. G. Beziuk, A. Krajewski, T. C. Baum, K. J. Nicholson, and K. Ghorbani, "Electromagnetic and electronic aerospace conformal load-bearing smart skins: A review," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 4, pp. 1–30, Jan. 2024.
- [5]. P. Gurrall, S. Oren, P. Liu, J. Song, and L. Dong, "Fully conformal square-patch frequency-selective surface toward wearable electromagnetic shielding," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2602–2605, Sept. 2017.



## AESA Radarlar İçin Tek Kanallı GaAs Huzme Yönlendirici Çekirdek Çip Tasarımı

Berk As, Can Soygür  
ASELSAN A.Ş.  
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara  
[berkas@aselsan.com](mailto:berkas@aselsan.com), [cansoygur@aselsan.com](mailto:cansoygur@aselsan.com)

**Özet:** Aktif elektronik taramalı dizi (AESA) radarlarda huzme yönlendirme işlevleri, az alan kaplayan çekirdek çipler ile kontrol edilebilir. Bu bildiride  $0,5 \mu\text{m}$  GaAs pHEMT E/D-mod teknolojisinde geliştirilen,  $f_0$  merkez frekansında ve  $0,57f_0$ - $1,43f_0$  bant aralığında çalışan, 6-bit zayıflatıcı ve 6-bit faz kaydırıcı işlevleri olan tek kanallı bir çekirdek çip anlatılmıştır. Zayıflatma işlevi 0,5 dB aralıklarla 31,5 dB'ye kadar, faz kaydırıcı işlevi ise  $5,625^\circ$  aralıklarla  $360^\circ$ 'ye kadar sağlanabilmektedir. Göndermeç ve almaç modu ayarları için sinyal anahtarlama özelliği olan bu çip, sinyal yükseltmek için düşük gürültülü amfi ve güç amfisi içermektedir. Bahsedilen bu işlevlerin kontrolü için çip, sayısal kontrol devreleri barındırmakta, bu yönüyle yüksek entegrasyon sunmaktadır.

**Abstract:** Beamforming functions in an active electronically scanned array (AESA) radar can be managed using corechips that utilize a small area. In this proceeding, a single-channel corechip implemented in  $0.5 \mu\text{m}$  GaAs pHEMT E/D-mode technology is presented, operating at the center frequency of  $f_0$  and in  $0.57f_0$ - $1.43f_0$  band, including 6-bit attenuation and 6-bit phase shifting functions. Attenuation is achieved with 0.5 dB steps up to 31.5 dB, whereas phase shifting is achieved with  $5.625^\circ$  steps up to  $360^\circ$ . This chip, which has a signal switching feature for transmit and receive mode settings, includes a low noise amplifier and power amplifier for signal amplification. The chip also includes digital control circuitry for controlling the aforementioned features, thus offering high integration.

### 1. Giriş

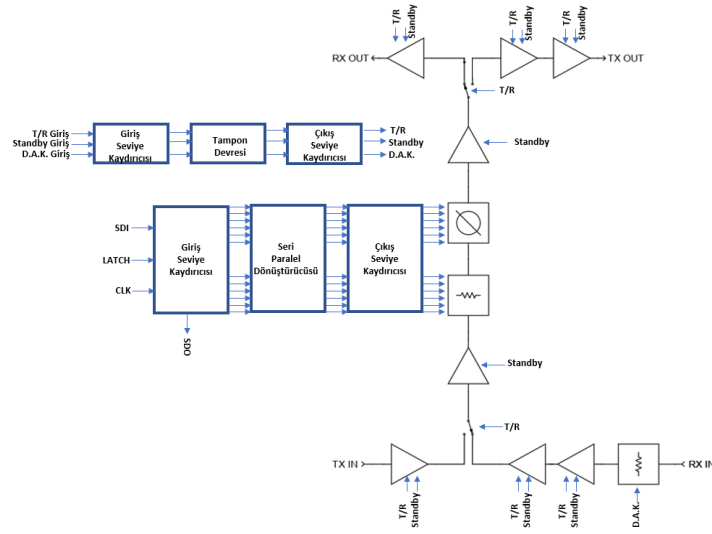
Aktif elektronik taramalı dizi (active electronically scanned array, AESA) radar sistemlerinin bünyelerinde bulunan çok sayıda antenin her birinin bir göndermeç/almaç (transmit/receive, T/R) modülü aracılığı ile kontrol edilebilmesi gerekmektedir; bu durumdan ötürü T/R modüllerin kapladığı alan büyük önem arz etmektedir [1,2,3]. Bu modüllerin huzme yönlendirme işlevlerinin çekirdek çip (corechip, CC) adı verilen tek bir arka uç çipte toplanması tercih edilen bir tasarım yaklaşımıdır. Sinyal yükseltme işlevlerini de kısmen yerine getiren CC'ler, sistemin içerisinde genellikle ikinci bir ön uç çiple desteklenmekte, birlikte AESA T/R modüllerini oluşturmaktadırlar [1,2].

CC'ler, yüksek entegrasyona sahip entegre devreler olup hem zayıflatıcılar, faz kaydırıcılar, anahtarlama devreleri, düşük gürültülü amfiler ile güç amfileri; hem de bu yapıları kontrol etmek için sayısal kontrol devreleri içerirler [1,2,3]. Galyum arsenik (GaAs) MMIC teknolojisi, ilk bahsedilen RF fonksiyonların daha yüksek performansla karşılanabilmesi için cazip bir seçenek olup silisyum (Si) tabanlı teknolojilere göre daha düşük kayıplar ve yüksek kazançlar sunmaktadırlar [1,2]. Buna karşın sayısal entegrasyon açısından silisyum muadillerine göre daha zayıf kalan GaAs tabanlı teknolojiler, özellikle sayısal devreler için farklı tasarım yaklaşımları izlenmesini gerekli kılar [1,3].

Bu bildiride,  $0,5 \mu\text{m}$  GaAs pHEMT E/D-mod teknolojisinde tasarlanan tek kanallı bir CC ele alınmakta olup bu çip zayıflatıcı, faz kaydırıcı, anahtarlama, sinyal yükseltme ve uyku modu işlevlerine sahiptir. Bu işlevler, çip içerisinde yer alan bir sayısal kontrol devresiyle kontrol edilmektedir. CC,  $f_0$  merkez frekansında ve  $0,57f_0$ - $1,43f_0$  bant aralığında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu bildiride anlatılan türde CC'ler, hem sivil ve askeri AESA radar sistemlerinde, hem de mobil ve uzay haberleşme AESA sistemlerinde kullanılabilmektedirler; bu yönleriyle farklı senaryolarda geniş kullanım alanlarına sahiptirler [1].

## 2. Huzme Yönlendirici Entegre Devre Tasarımı

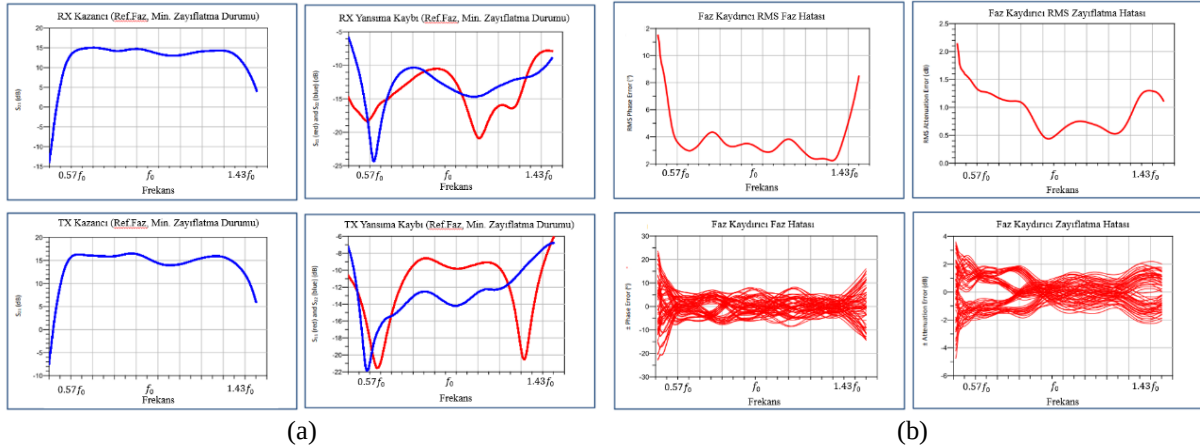
Şekil 1’de RF ve sayısal kontrol blok diyagramı gösterilen tek kanallı almaç/göndermeç (T/R) huzme yönlendirici CC devresi; 6-bit faz kaydırıcı, 6-bit zayıflatıcı, almaç/göndermeç (T/R) anahtarı, dinamik alan anahtarı ve kazanç bloklarından oluşmaktadır. Üretilen huzme yönlendiricisinin giriş seviye kaydırıcısı, seri-paralel dönüştürücüsü ve çıkış seviye kaydırıcısından oluşan sayısal kontrol devre tasarımı aynı çip üzerinde tasarlanarak kompakt bir tasarım elde edilmiştir. Entegre devre, faz kaydırıcı kontrolleri sayesinde  $5,625^\circ$  adımlarıyla  $360^\circ$  faz aralığını tarayabilmektedir. Zayıflatıcı kontrolleri ile 0,5 dB adımlarıyla 31,5 dB kazanç aralığı elde edilmiştir. Alanı daha verimli kullanabilmek için huzme yönlendirme blokları ve bazı yükselteçler ortak patikada kullanılmıştır. RX patikasının girişine dinamik alan anahtarı yerleştirilerek ihtiyaç durumunda RX patikasının IP1dB değerinin yükseltilmesi sağlanmıştır. Hızlı T/R anahtarlama ihtiyacından dolayı, kontrol sinyali seri-paralel dönüştürücü yerine T/R mod değişimi için özel bir giriş pini üzerinden verilmiştir. T/R anahtarı aynı zamanda kullanılmayan patikada bulunan yükselteçlerin savaklarını anahtarlara güç tasarrufu sağlamaktadır. Uyku modu kontrol girişi de T/R anahtarlama olduğu gibi özel bir giriş pini üzerinden verilerek almaç ve göndermeç patikasındaki yükselteçlerin kapanmasını sağlamaktadır. Son olarak seri veri çıkışı kullanılarak, seri-paralel dönüştürücünün girişine gelen seri verinin doğru bir şekilde kaydedicilere yazılıp yazılmadığı kontrol edilmektedir.



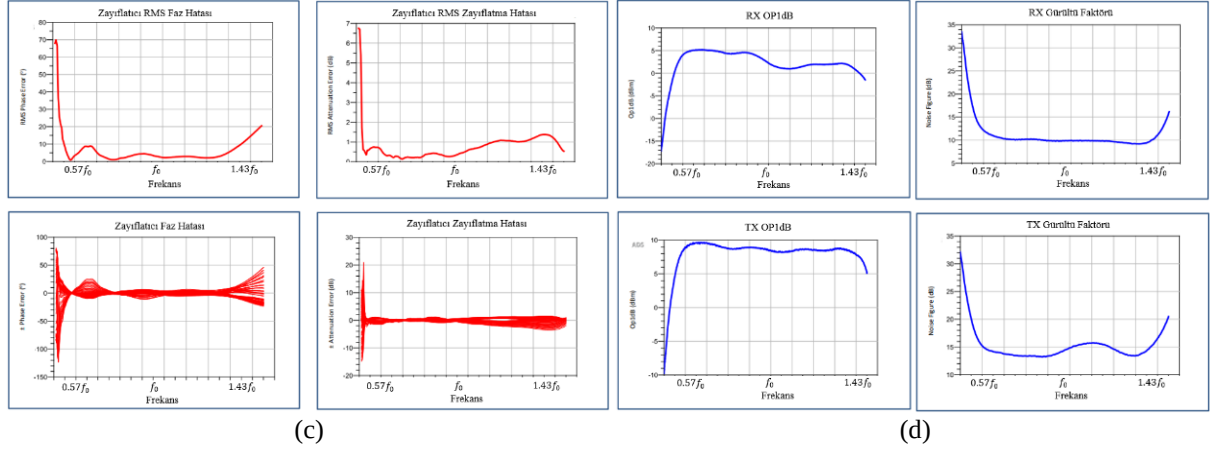
Şekil 1. Tek kanallı T/R huzme yönlendirici devresi RF ve sayısal kontrol blok diyagramı

## 3. Huzme Yönlendirici Entegre Devre Ölçüm Sonuçları

Tek kanallı T/R huzme yönlendirici devresine ait ölçüm sonuçları Şekil 2’de gösterilmiştir. Bant boyunca RX ve TX kazançları sırasıyla 14 dB ve 15 dB’nin üzerindedir. Tüm genlik ve faz durumları için yansıma kaybı -8 dB’nin altındadır. Faz kaydırıcının RMS faz hatası  $4,3^\circ$ , RMS zayıflatma hatası 1,4 dB’nin altındadır. Zayıflatıcının RMS zayıflatma hatası içerisindeki tüm 6-bit için 1,4 dB, ilk 5-bit için 0,3 dB’nin altındadır. Zayıflatıcının RMS faz hatası bant boyunca  $10^\circ$ ’nin altındadır. TX OP1dB bant boyunca 8,2 dBm’in üzerindedir. RX gürültü faktörü ise 12 dB’nin altında ölçülmüştür.







**Şekil 2.** (a) RX ve TX için kazanç ve yansıma kayıpları, (b) faz kaydırıcının faz ve zayıflatma hataları, (c) zayıflatıcının faz ve zayıflatma hataları (d) RX ve TX için OP1dB ve gürültü faktörü ölçüm sonuçları

Tablo 1’de bizim çalışmamız ile seri-paralel dönüştürücünün entegre edildiği, literatürdeki benzer GaAs huzme yönlendirici entegre devrelerinin karşılaştırma tablosu verilmiştir. Bu çalışma geniş bantlı olmasına rağmen, literatürdeki dar bantlı çalışmalarla [1,4,5] karşılaştırdığımızda RMS faz ve genlik hataları birbirine yakındır. Bizim çalışmamız, literatürdeki geniş bantlı çalışmalara [6] göre daha fazla zayıflatıcı ve faz kaydırıcı kontrol bitlerine sahip olmasına rağmen RMS faz ve genlik hatası daha düşüktür.

**Tablo 1.** Literatürdeki diğer çalışmalar ile karşılaştırma

| Referans     | Teknoloji    | Frekans aralığı, GHz                   | Bit sayısı PS/ATT | RMS Faz Hatası | RMS Genlik Hatası | RX Kazancı | TX Kazancı |
|--------------|--------------|----------------------------------------|-------------------|----------------|-------------------|------------|------------|
| [1]          | 0,25 um GaAs | 7,6-9,1                                | 6/6               | 5,5            | 0,6               | -          | -          |
| [4]          | 0,5 um GaAs  | 7,5-9,0                                | 6/6               | 2,0            | 0,45              | -13***     | -13***     |
| [5]          | 0,5 um GaAs  | 8,5-10,5                               | 6/6               | 2,5            | 1,0               | 14         | 22         |
| [6]          | 0,18 um GaAs | 6-18                                   | 4/4               | 13             | 0,8               | 20         | 18         |
| Bu çalışma*  | 0,5 um GaAs  | 0,57f <sub>0</sub> -1,43f <sub>0</sub> | 6/5               | 4,3            | 0,3               | 14         | 15.2       |
| Bu çalışma** | 0,5 um GaAs  | 0,57f <sub>0</sub> -1,43f <sub>0</sub> | 6/6               | 4,3            | 1,4               | 14         | 15.2       |

\*İlk 5-bit zayıflatıcılar ile ölçüldüğünde (6. zayıflatıcı biti devre dışı) \*\*Tüm 6-bit zayıflatıcılar ile ölçüldüğünde \*\*\*Tasarımda kazanç bloğu yoktur.

## Kaynaklar

- [1]. C. Ramella vd., “Ultralow-Power Digital Control and Signal Conditioning in GaAs MMIC Core Chip for X-Band AESA Systems,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 70, no. 1, s. 367–379, Ocak 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2021.3088460>.
- [2]. A. Bentini, B. Pasciuto, W. Ciccognani, E. Limiti, A. Nanni, ve P. Romanini, “Design and Realization of GaAs Digital Circuit for Mixed Signal MMIC Implementation in AESA Applications,” International Journal of Microwave Science and Technology, cilt 2011, s. 1–11, Ocak 2011, doi: <https://doi.org/10.1155/2011/387137>.
- [3]. C. Ramella, M. Estebarsari, A. Nasri, ve M. Pirola, “GaAs-Based Serial-Input-Parallel-Output Interfaces for Microwave Core-Chips,” Electronics, cilt 10, no. 23, s. 3029, Aralık 2021, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics10233029>.
- [4]. S. Zhou, S. Zhou, J. Zhang, J. Wu, H. Yang, ve Z. Wang, “A 7.5–9 GHz GaAs Two-Channel Multi-Function Chip,” Electronics, cilt 8, no. 4, s. 395–395, Nisan 2019, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8040395>.
- [5]. J.-C. Jeong, C. Kwak, I.-B. Yom, I.-J. Seo, ve I.-H. Jo, “Life test of an X-band MMIC multi-function chip for active phased array radar applications,” Microelectronics Reliability, cilt 55, no. 5, s. 815–821, Şubat 2015, doi: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.02.002>.
- [6]. A. Bentini, M. Ferrari, P. E. Longhi, E. Marzolf, J. Moron, ve R. Leblanc, “A 6–18 GHz GaAs multifunctional chip for Transmit/Receive Modules,” 2014 11th European Radar Conference, s. 605–608, Ekim 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/eurad.2014.6991343>.

## Ortak Açıklıklı Antenler İçin 0.7-5.0 GHz Dizi Anteni Tasarımı

Kaan ARDA\*, Gülbin Dural  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
kaan.arda@metu.edu.tr, gulbin@metu.edu.tr,

\*ASELSAN A.Ş.  
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara  
kaanarda@aselsan.com

**Özet:** Bu bildiride, ortak açıklıklı anten yapıları için,  $VSWR < 2$  şartında 7.14:1 bant genişliğine sahip sıkı etkileşimli bir dipol dizi anten sunulmuştur. 200 ohm'luk giriş empedansı çift örnekleme ile 100 ohm'a indirgenmiş; iki 100 ohm'luk port paralel bağlanarak 50 ohm'luk tek giriş elde edilmiştir. Klasik yaklaşımla, alandan tasarruf amacıyla bağlantı balun kartı düzleminde yapılmış, fakat bu durumda düşük frekansta halka modu rezonansı oluştuğu tespit edilmiştir. Bu etkiyi gidermek için, anten performansından ödün vermeden, birleştirici, toprak düzlemini içeren kart üzerinde tasarlanmıştır. Bu sayede birim eleman, ortak açıklıklı kullanılmaya uygun hale getirilmiştir.

**Abstract:** This paper presents a tightly coupled dipole array antenna with a 7.14:1 bandwidth under  $VSWR < 2$ , intended for shared-aperture configurations. The 200-ohm input impedance is reduced to 100 ohms through dual sampling, and two 100-ohm ports are paralleled to obtain a single 50-ohm input. In the conventional approach, the connection is implemented on the balun board plane to save space; however, this configuration has been found to produce a loop mode resonance at a lower frequency. To suppress this effect without compromising antenna performance, the combiner is redesigned on a ground-plane-integrated board. As a result, the unit element is made suitable for shared-aperture applications.

### 1. Giriş

Sıkı etkileşimli dipol diziler, düşük profilli yapılarıyla 4:1 ( $VSWR < 2$ ) oranında geniş bantta çalışabilmektedir [1]. Daha geniş bantlar için anten üzeri dielektrik yapılar, reaktif "Marchand balun"lar [2] ve dipol parametrelerinin ortak optimizasyonu gibi yöntemler önerilmiştir [3]. Anten üzeri dielektrik yapıların, frekans seçici yüzey yapılarla baskı devre kartı teknikleriyle gerçekleştirildiği çalışmalar [4], profil kalınlığını artırmadan uygulandığı örnekler ise [5]'de sunulmuştur. Verimliliği koruyan bu yaklaşımların yanında, belirli kayıpları göze alarak bant genişleten uygulamalar da mevcuttur [6,7]. Ayrıca, geniş bantlı antenleri ortak açıklık içinde, ardışık veya örtüşen bantlarla kullanmak da yenilikçi bir yöntemdir [8]. Bu, hem 10:1 ve üstü bant genişliğine sahip dizi antenlerde uzamsal örnekleme avantajı sunar hem de antenlerin ortak açıklıkta bağımsız kullanımına imkân verir.

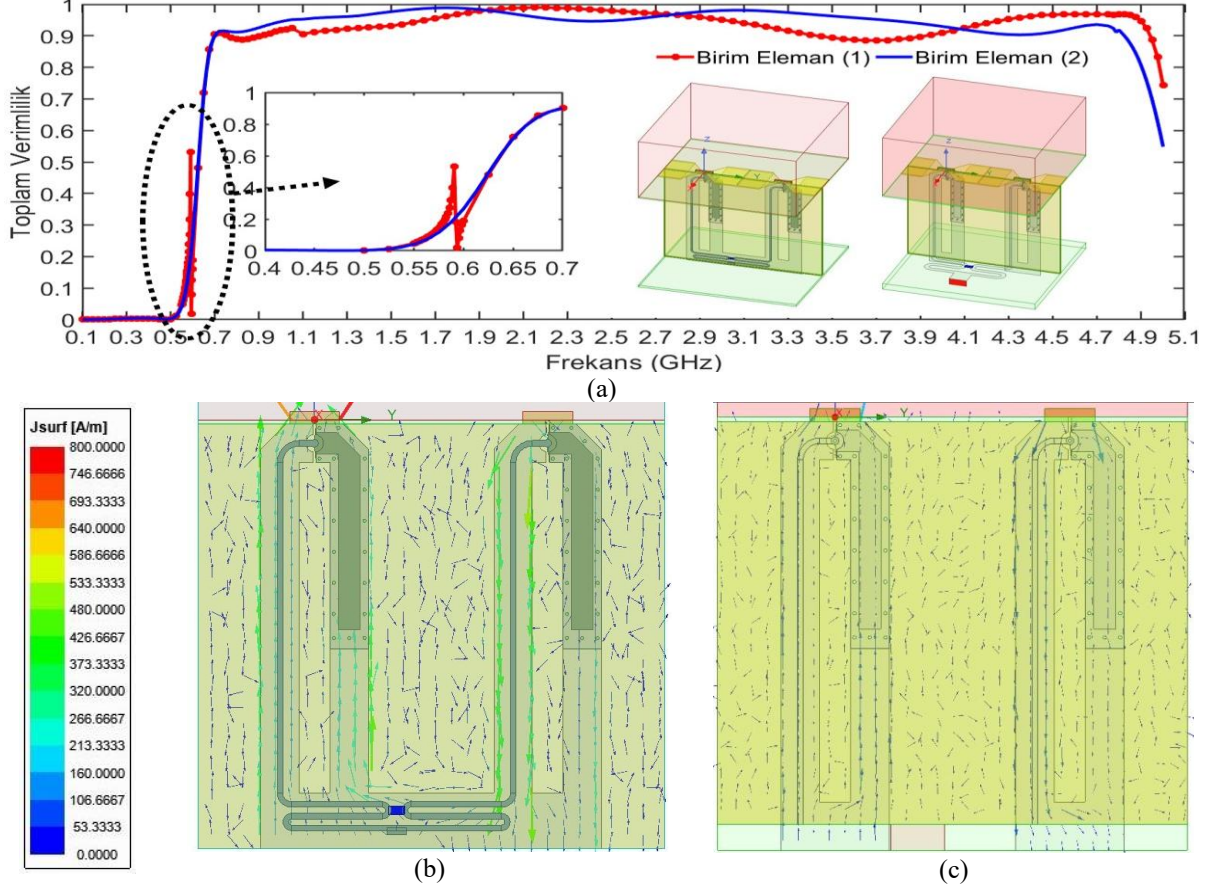
Bu çalışmada, ortak açıklıklı bir yapının yapıtaşı olarak tasarlanan bir anten sunulmaktadır. Standart yapılarla benzer performans gösterse de, antenin çalışma bandı altındaki "halka modu" rezonansı nedeniyle ortak açıklıklı anten yapılarında kullanım uygun değildir. Bu rezonansın kaynağı yüzey akımları üzerinden analiz edilmiş ve etkili bir yöntem önerilmiştir. Yeni düzenleme ile rezonans ortadan kaldırılmış ve performans korunmuştur. Bu yazıda amaç geniş bantlı ortak açıklıklı antenler için, antenin kendi çalışma bandında ve kendi çalışma bandı altında bir anten dizisi/birim elemanı elde etmektir.

### 2. Birim Elemanın Tasarımı

Şekil 1(a)'da birim elemanların genel görünümü sunulmuştur. [3]'daki yaklaşımla, "Marchand balun"'un reaktif empedansı ile dipollerin empedansları karşılanarak, anten üzeri dielektrik yapılar içeren geniş bantlı bir yapı elde edilmiştir (7.14:1,  $VSWR < 2$ ). Anten üzeri dielektrik yapı, beş adet 3.175 mm kalınlığında RO5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ) desensiz kartın üst üste yerleştirilmesiyle oluşturulmuş ve toplam kalınlığı 15.88 mm'dir. 28 mm  $\times$  28 mm boyutlarındaki birim elemanda, ortaklanmış mod oluşumunu engellemek amacıyla yarım birim eleman genişliği 5 GHz'de  $0.25\lambda$ 'dan küçük tutulmuştur [3]. Birim elemanın derinliği 5 GHz'de  $0.93\lambda$ , toplam yapı derinliği ise 0.7 GHz'de  $0.098\lambda$ 'dır (41.63 mm). Bu tarz geniş bant antenlerde, en düşük çalışma frekansında,  $0.1\lambda$  derinlik ve

aşağısı literatürde düşük profilli kabul edilmektedir. Burada anlatılan anten yapısı da anten üzeri dielektrik yapılar içermesine karşın, düşük profilli olarak kabul edilebilir. Bu şartı sağlamaktadır.

İki adet 100  $\Omega$ 'luk dengesiz hattı birleştirerek 50  $\Omega$  giriş elde etmeye yönelik Wilkinson bölücüsü, daha kompakt bir yapı için balun kartı düzleminde uygulanmıştır (Şekil 1(a), birim eleman (1)). Ancak bu durumda, birim eleman 593.75 MHz'de halka şeklinde akım dağılımı göstererek verimlilikte istenmeyen bir rezonansa yol açmaktadır (Şekil 1(a)). Bu sebeple, ortak açıklıklı anten yapılarında kullanım için uygun değildir. Şekil 1(b)'de bu frekanstaki yüzey akımları incelenerek rezonansın, birleşik toprak düzlemleri nedeniyle oluşan halka modundan kaynaklandığı görülmüştür. Çözüm olarak, bölücü, anteni taşıyan dielektrik karta taşınmış, rezonans giderilmiş (Şekil 1(c)) ve performans korunmuştur.



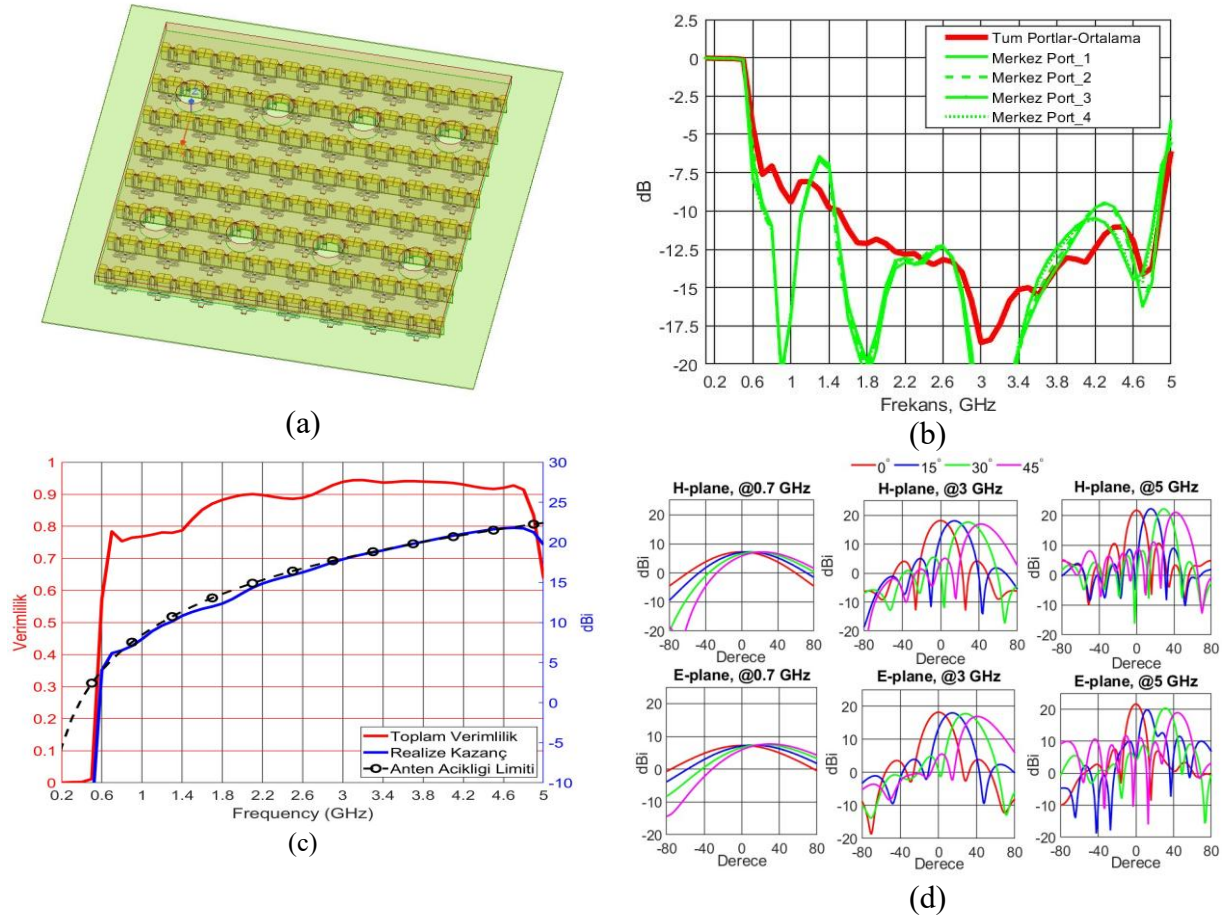
**Şekil 1.** (a) Birim Elemanlar ve Detaylı Verimlilik Grafikleri, (b) 593.75 MHz'deki Loop Mode Rezonansının Olduğu Vektörel Yüzey Akımı Dağılımı, (c) 593.75 MHz'deki Loop Mode Rezonansının Olmadığı Vektörel Yüzey Akımı Dağılımı.

### 3. Sonlu Dizi Anten Simülasyonu

Birim eleman kullanılarak, 8×8 sonlu bir dizi anteni oluşturulmuştur, Şekil 2(a)'da görseli mevcuttur. Şekil 2(b)'de merkez elemanların aktif-S parametreleri verilmiştir. Şekil 2(c)'de verilen grafikte, toplam verimlilik 0.7-5.0 GHz bandında ortalama 0.88 çıkmaktadır, realize kazanç değerleri teorik açıklık limitini takip etmektedir. Şekil 2(d)'de ise kazanç huzmeleri verilmiştir. Elektrik/manyetik alan düzlemlerinde 45 dereceye kadar tarama yapılmıştır. Eleman sayısı izi faktörü huzmelerine çok benzer huzmeler elde edilmiştir.

### 4. Sonuç

Bu çalışmada, ortak açıklıklı anten sistemleri için 0.7–5.0 GHz bandında çalışan, geniş bantlı ve düşük profilli bir dizi anten tasarımı sunulmuştur. Sıkı etkileşimli dipol dizilimi temelinde geliştirilen bu yapı, birim eleman seviyesinde karşılaşılan “loop mode” rezonansı gibi performans bozucu etkiler giderilerek, ortak açıklıklı kullanıma uygun hâle getirilmiştir. Düşük bant beslemesi için uygulanan balun tasarımı optimize edilmiş; yüzey akımı analizleri ile sorun tespit edilerek giderilmiştir. Sonlu dizi anten simülasyonları, antenin yüksek verimlilik (>88%) ve yönlülük özelliklerini koruduğunu göstermiştir. Bu sonuçlar, önerilen tasarımın ortak açıklıklı anten sistemlerinde kullanılabilirliğini ve uygulama potansiyelini ortaya koymaktadır.



Şekil 2. (a) 8x8 Dizi, (b) Dizi Aktif-S Parametreleri, (c) Birim Elemanın VSWR grafiği ve Sonlu 4×4 Anten Dizisi Verimliliği, (d) Sonlu 4×4 Anten Dizisi Gerçekleşmiş Kazanç Grafikleri

## Kaynaklar

- [1]. Ben A. Munk, "Broadband Wire Arrays," in Finite Antenna Arrays and FSS, IEEE, 2003, pp.181-213, doi: 10.1002/0471457531.ch6.
- [2]. D. M. L. Bartholomew, "Optimum design for a broadband microstrip balun," Electron. Lett., vol. 13, no. 17, pp. 510-511, Aug. 1977.
- [3]. J. P. Doane, K. Sertel and J. L. Volakis, "A Wideband, Wide Scanning Tightly Coupled Dipole Array With Integrated Balun (TCDA-IB)," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 9, pp. 4538-4548, Sept. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2267199.
- [4]. H. Zhang, S. Yang, S. Xiao, Y. Chen and S. Qu, "Low-Profile, Lightweight, Ultra-Wideband Tightly Coupled Dipole Arrays Loaded With Split Rings," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 6, pp. 4257-4262, June 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2905960.
- [5]. B. Wang, S. Yang, Y. Chen, S. Qu and J. Hu, "Low Cross-Polarization Ultrawideband Tightly Coupled Balanced Antipodal Dipole Array," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 6, pp. 4479-4488, June 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2970087.
- [6]. W. Zhou, Y. Chen and S. Yang, "Dual-Polarized Tightly Coupled Dipole Array for UHF-X-Band Satellite Applications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 3, pp. 467-471, March 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2894348.
- [7]. J. X. Sun, M. Z. Chen and Y. J. Cheng, "Single-PCB Fabricated, Ultrawideband, and Wide-Scanning Phased Array Antenna With Vertically Integrated Resistive Frequency-Selective Surface," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 72, no. 3, pp. 2411-2422, March 2024, doi: 10.1109/TAP.2024.3355209.
- [8]. S. Zhang, Y. Chen and S. Yang, "An Extremely Wideband Tightly Coupled Dipole Array With Shared-Aperture Configuration," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22, no. 6, pp. 1366-1370, June 2023, doi: 10.1109/LAWP.2023.3242271.

## Dairesel Polarize Konformal Tek Port Beslemeli 4x4 Sıkı Etkileşimli Dizi Anten Tasarımı

Kaan ARDA\*, Kadir İŞERİ,  
ASELSAN A.Ş.  
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara  
kaanarda@aselsan.com, kadiriseri@aselsan.com

\*Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
kaan.arda@metu.edu.tr

**Özet:** Bu bildiri, dairesel polarize, konformal ve entegre bölücülü sıkı etkileşimli dipol diziler (CP-TCDA) için yeni bir tasarım tekniği sunulmaktadır. Tasarım, dairesel polarizasyonu, bir birim hücre içerisinde baskı devre kartı (BDK) teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen geniş bant 90-derece faz kaydırıcı sayesinde sağlar. Prototip olarak sağ el dairesel polarizasyonlu (RHCP), 4x4 elemanlı bir dizi üretilmiş, bu dizinin beslemesi toprak düzlemini barındıran dielektrik kartın üstünde entegre şekilde oluşturulmuş 16 kanallı güç bölücü ile sağlanmıştır. Tek port üzerinden gerçekleştirilen ölçüm sonuçlarına göre 4x4 dizi anten,  $VS_{WR} < 2.5$  koşulu altında  $0.75f_0$ - $3.26f_0$  (4.35:1) bandında, 3 dB eksenel oran (AR) koşulu altında ise  $0.85f_0$ - $3.2f_0$  (3.76:1) bandında çalışmaktadır.

**Abstract:** This letter presents a novel design technique for circularly polarized, conformal tightly coupled dipole arrays (CP-TCDA) with integrated power divider. The design achieves circular polarization through a wideband 90-degree phase shifter implemented using printed circuit board (PCB) technology within a unit cell. A prototype right-hand circularly polarized (RHCP) 4x4 element array has been fabricated, and the array is fed by a 16-way power divider integrated on the top of a dielectric substrate containing the ground plane. According to measurement results obtained through a single port, the 4x4 array antenna operates in the  $0.75f_0$ - $3.26f_0$  (4.35:1) band under the  $VS_{WR} < 2.5$  condition and in the  $0.85f_0$ - $3.2f_0$  (3.76:1) band under the 3 dB axial ratio (AR) condition.

### 1. Giriş

Bu bildiride, dairesel polarize, konformal, entegre bölücülü, tek porttan beslenebilen ve üretimi kolay bir 4x4 dizi anten tasarımı sunulmuştur. Anten, sıkı etkileşimli dipollerden oluşmaktadır [1–3]. Literatürde dairesel polarize sıkı etkileşimli anten çalışmaları bulunmakla birlikte, konformal yapıda ve entegre bölücüye sahip yalnızca bir örnek mevcuttur [5]; bu yapı  $VS_{WR} < 3$  altında 3.26:1,  $AR < 3$  dB altında ise 2:1 bant genişliğinde çalışmaktadır.

Konformal olmayan tasarımlara [6–10] örnek verilebilir. Bu çalışmalarda ya toprak düzlemi yoktur ya da karmaşık üretim süreçleri kullanılmıştır. Örneğin, [7]’de 3.2:1 BG elde edilmesine rağmen çok katmanlı ve dielektrik yüklü yapılar tercih edilmiştir. Bazı çalışmalarda ise ters polarizasyon bastırması zayıftır ( $\leq 7$  dB) [10]. Bu bildiride sunulan antende amaç, ortalama kazançlarda, 3:1 civarı bant genişliğinde, entegre bölücülü altdizi elemanı/anteni elde etmektir. Ölçümlere göre  $VS_{WR} < 2.5$  altında 4.26:1,  $AR < 3$  dB altında ise 3.76:1 BG’ye ulaşmakta; ters polarizasyon bastırması tüm bantta 19 dB’den iyidir. Tasarım hem tek başına dizi anten olarak hem de daha büyük sistemlerde alt-dizi olarak kullanılabilir. Tekrarlanabilirlik açısından, BDK teknikleri kullanılmasından ötürü X-bant’a kadar uygulanabilir; daha yüksek frekanslar için farklı yöntemler gereklidir.

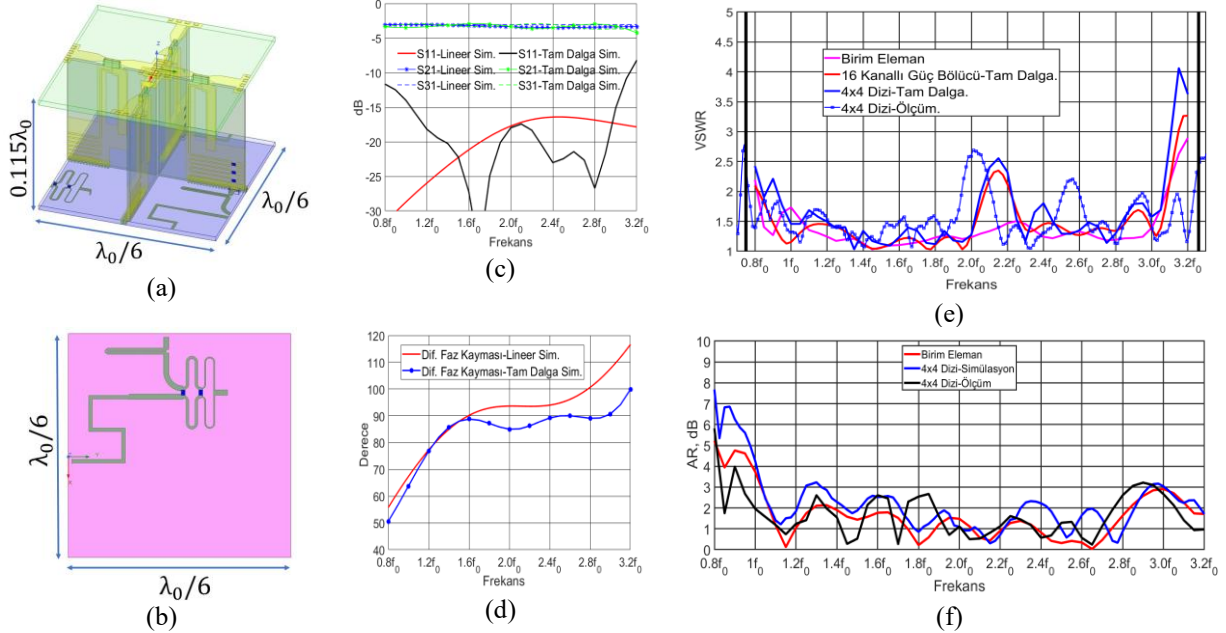
### 2. Birim Eleman Tasarımı

Anten çalışma mekanizması, birbirlerine kapasitif bağlaçlarla bağlı dipollerin geniş bant çalışmasına dayanmaktadır. Dengesiz besleme yapısı için “Marchand Balun” [11] kullanılmıştır. [12–13]’teki teknikler takip edilerek her bir polarizasyon başına bir adet, toplam iki adet 50  $\Omega$ ’luk besleme elde edilmiştir.

Bu iki adet besleme ise diferansiyel olarak 90 derece fark veren bir bölücü ile empedans geçişli hatlarla birleştirilmiştir ve 50  $\Omega$  giriş empedanslı tek port çıkış elde edilmiştir. Geniş bantta 90 derece faz kaydırıcı elde etme tekniği olarak [14] kullanılmıştır. Şekil 1(a)’da birim elemanın görüntüsü, Şekil 1(b)’de ise geniş bant faz



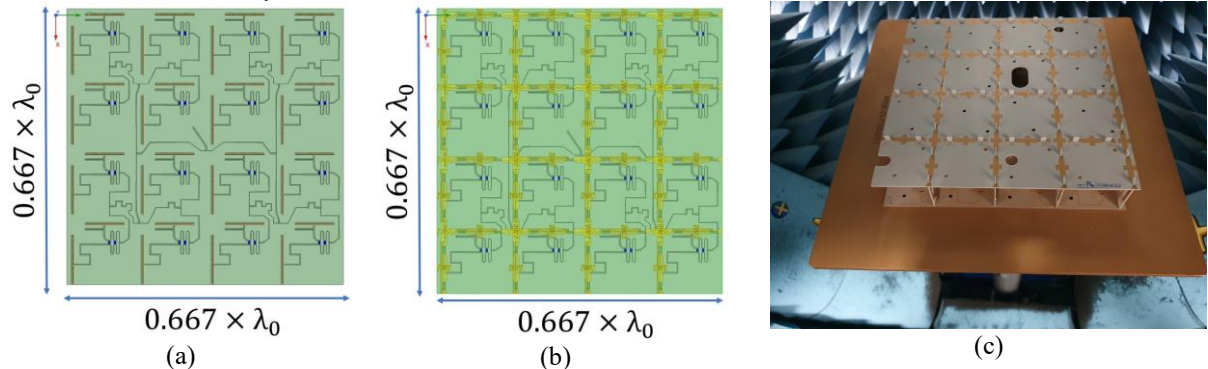
kaydırıcı bölücü gösterilmiştir. Geniş bant faz kaydırıcı implementasyonunda, [14]'te bahsedilen en kompakt tasarım yöntemi seçilmiştir. İlk önce lineer simülatör ortamında ön tasarım yapılmış, daha sonra ise tam dalga şeklinde modellenip, birim elemana entegre edilmiştir, sonuçlar Şekil 1(c) ve (d)'de mevcuttur. Faz kaydırıcı tam dalga simülasyonlarında, doğru bir 90 derece faz kaydırımından ziyade, 90 dereceye yakın ancak daha geniş bantta faz kaydırma fonksiyonunu sağlayacak şekilde tasarım gerçekleştirilmiştir, bu da lineer simülatör faz sonuçları ile farklılıklar yaratmaktadır.



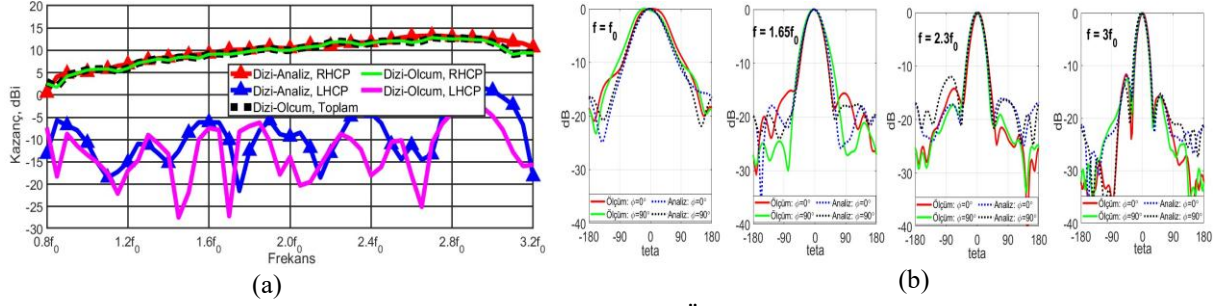
Şekil 1. (a) Birim Eleman. (b) Geniş Bant 90 Derece Faz Kaydırıcı Bölücü. (c) Bölücü Faz Farkları. (d) Bölücü S-parametreleri. (e) Birim Eleman, 16 Kanallı Bölücü, Dizi Giriş VSWR'ları. (f) Birim Eleman, Dizi AR.

#### 4. Entegre 16 Kanallı Güç Bölücü ve 4x4 Sonlu Dizi Analizleri

Antene entegre 16 kanallı bölücü, her bir birleştirme aşamasında, empedans uyumlaması adına, en fazla iki adet  $\lambda/4$  hatlar kullanılarak, antenin toprak düzlemini içeren BDK üzerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 2(a)'da görseli verilmiştir. Şekil 2(b)'de bölücü entegre edilmiş 4x4 çift (dairese) polarize dipol dizi anten gösterilmiştir. Bu haliyle kompakt bir tasarım yaklaşımı sağlamaktadır. Şekil 2(c)'de ise üretilen anten görseli verilmiştir. Şekil 3(a) ve Şekil 3(b)'de sırasıyla 4x4 sonlu dizi kancaları ve normalize huzmeler verilmiştir. Ters polarizasyon bastırma oranı,  $0.8f_0$ - $3.2f_0$  bandı boyunca ortalama 19.1 dB çıkmaktadır. Huzmelerde yan loblarda birtakım asimetrisiler olsa da, en kötü yan lob seviyesi 12 dB'dir. Bağımsız besleme yerine konformal besleme kullanılması sebebi ile bu durum oluşmaktadır.



Şekil 2. (a) 16 Kanallı, Entegre 90 Derece Faz Kaydırıcı Konformal Bölücü. (b) Bölücü ile Entegre Edilmiş 4x4 Anten. (c) Üretilmiş Anten.



Şekil 3. (a) 4x4 Dizi Kazançları. (b) 4x4 Dizi Ölçülmüş Normalize Huzmeler.

## 5. Sonuç

Bu çalışmada, dairesel polarize, konformal, sıkı etkileşimli dipollerden oluşan ve entegre bölücü içeren  $4 \times 4$  elemanlı bir dizi anten tasarımı sunulmuştur. Tasarlanan yapı, geniş bantta 90 derece faz kaydırıcı ile sağlanan dairesel polarizasyonu tek port üzerinden gerçekleştirebilmekte ve baskı devre teknolojileri ile üretilebilmektedir. Entegre edilen 16 kanallı bölücü sayesinde tüm dizi anten, tek bir porttan beslenmiş ve hem simülasyon hem de ölçüm sonuçlarıyla uyumlu şekilde geniş bantlı ve yüksek bastırmalı dairesel polarizasyon başarımı elde edilmiştir. Ölçümler, antenin  $VSWR < 2.5$  koşulu altında 4.26:1,  $AR < 3$  dB koşulu altında ise 3.76:1 bant genişliğinde çalışabildiğini göstermiştir. Ayrıca, ters polarizasyon bastırma oranı tüm bant boyunca ortalama 19 dB olup, bu değer literatürdeki benzer çalışmalara kıyasla oldukça yüksektir.

## Kaynaklar

- [1]. M. Jones and J. Rawnick, "A New Approach to Broadband Array Design using Tightly Coupled Elements," MILCOM 2007 - IEEE Military Communications Conference, Orlando, FL, USA, 2007, pp. 1-7, doi: 10.1109/MILCOM.2007.4454764.
- [2]. B. Munk et al., "A low-profile broadband phased array antenna," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450), Columbus, OH, USA, 2003, pp. 448-451 vol.2, doi: 10.1109/APS.2003.1219272.
- [3]. Ben A. Munk, "Broadband Wire Arrays," in Finite Antenna Arrays and FSS, IEEE, 2003, pp.181-213, doi: 10.1002/0471457531.ch6.
- [4]. D. M. L. Bartholomew, "Optimum design for a broadband microstrip balun," Electron. Lett., vol. 13, no. 17, pp. 510-511, Aug. 1977.
- [5]. J. P. Doane, K. Sertel and J. L. Volakis, "A 6.3:1 bandwidth scanning Tightly Coupled Dipole Array with co-designed compact balun," Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, USA, 2012, pp. 1-2, doi: 10.1109/APS.2012.6348918.
- [6]. J. P. Doane, K. Sertel and J. L. Volakis, "A Wideband, Wide Scanning Tightly Coupled Dipole Array With Integrated Balun (TCDA-IB)," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 9, pp. 4538-4548, Sept. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2267199.
- [7]. L. Zhang, S. Gao, Q. Luo, W. Li, Y. He, and Q. Li, "A wideband circularly polarized tightly coupled array," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 66, no. 11, pp. 6382-6387, Nov. 2018.
- [8]. Ming-Yang Zhao, X. Lei, Y.-J. Zhu, J. Gao, Z.-Y. Tang, and P.-P. Jiang, "A wide-angle beam scanning circularly polarized, tightly coupled dipole array based on two-layer parasitic ring structure elements," Microw., Antennas Propag., vol. 16, no. 12, pp. 752-762, 2022.
- [9]. H. Wang, G. Byun, Y. B. Park, and I. Park, "Circularly polarized wideband uniplanar crossed-dipole antenna with folded striplines and rectangular stubs," IEEE Access, vol. 11, pp. 63252-63260, 2023.
- [10]. T.-L. Zhang, L. Chen, S. M. Moghaddam, A. U. Zaman, and J. Yang, "Millimeter-wave ultrawideband circularly polarized planar array antenna using bold-C spiral elements with concept of tightly coupled array," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 69, no. 4, pp. 2013-2022, Apr. 2021.
- [11]. I. Tzanidis, K. Sertel, and J. L. Volakis, "Interwoven spiral array (ISPA) with a 10:1 bandwidth on a ground plane," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 115-118, 2011.
- [12]. B. M. Schiffman, "A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, no. 2, pp. 232-237, April 1958, doi: 10.1109/TMTT.1958.1124543.



## Ölçeklenebilir X Bant AESA Mimariler İçin PCB Teknolojisine Dayalı TR Yapıtaşı Tasarımı

Kaan TEMİR

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

[ktemir@aselsan.com](mailto:ktemir@aselsan.com)

**Özet:** Bu çalışma, karo mimarili aktif fazlı dizi Radar/EW sistemleri için özellikle kullanılan X-bant T/R(Gönderme/Alma) modülü gerçeklemek için gereken bazı kritik parametreleri ve tasarım kısıtlamalarını ele almaktadır. Çok katmanlı PCB teknolojisine dayalı tasarlanan yapı, üretim maliyetini düşürdüğü için X-bantta hedeflenen Aktif Elektronik Taramalı Fazlı Dizi (AESA) uygulamaları için ölçeklenebilir bir yapıtaşı birimidir. Çok kanallı T/R mikrodalga devrelerinden, huzme oluşturma ağlarından, güç, koruma ve kontrol birimlerinden, işlevsel test bloklarından ve anten/sistem dağıtım yapıları için lehimlemeye ihtiyaç duymayan bağlantı arayüzlerinden oluşmaktadır. Hava platformları için (SWaP-C) gereksinimleri karşılayarak olağanüstü bir başarımlı sağlar. Her kanal, en az 18 dB alma kazancı ile 4 Watt'tan fazla bir liyakat rakamı (Çıkış Gücü /Gürültü Figürü) değerine sahiptir. Gerçekleştirilen çok kanallı T/R modül, termal yönetimi karşılamak için kompakt bir mekanik paketlemeye sahiptir; yüksekliği 2 cm'den ve ağırlığı 110 g'dan azdır.

**Abstract:** This study discusses some critical parameters and design constraints required to realize an X-band T/R module especially used for tile-architecture active phased array Radar/EW systems. The designed structure, based on a multilayer PCB technology which reduces the production cost, is a scalable core unit for X-band AESA applications. It consists of multi-channel T/R microwave circuits, beamforming networks, power, protection and control units, functional testing blocks, and solderless connection interfaces both for the antenna and system manifolds. It achieves outstanding performance while satisfying the SWaP-C requirements for air platforms. Each channel has more than 4 W figure of merit (Pt/NF) together with at least 18 dB receive gain. The realized multi-channel T/R module has a compact mechanical packaging to satisfy thermal management, is lower than 2 cm in height and 110 g in weight.

### 1. GİRİŞ

Yüksek güç ve çok fonksiyonlu çiplerdeki teknoloji geliştirmeleri, aktif elektronik olarak taranan fazlı diziler havacılık ve uzay uygulamalarında daha popüler hale getirmektedir. Ancak, ölçeklenebilir T/R çekirdek yapıları tasarlamak, radyasyon anten aralığı ile sınırlandırılan geometri boyutunun küçük olduğu yüksek frekanslı AESA Radar/EW sistemleri için hâlâ bir zorluktur. Sınırlı boyut, yüksek başarımlı gereksinimleri ve maliyet etkinliği nedeniyle, farklı paketleme teknikleri ve tasarım yöntemleri, önde gelen endüstriyel oyuncular tarafından iyileştirilmek için çalışılmaktadır [1].

Literatürde, T/R modül tasarımlarının ölçeklenebilirliği üzerine birçok çalışma yapılmıştır [2–3]. Bu çalışmalarda özellikle mekanik parçaların farklı paketleme yöntemleri üzerine yoğunlaşmıştır. Yapılan çalışmalarda önerilen çözümler üretim zorluğu ve yüksek maliyet içerdikleri için seri üretime uygun olarak değerlendirilememektedir. Çok katmanlı PCB teknolojisinde yaşanan gelişmelerle yüksek frekansta RF tasarımlar yapılarak fazlı dizi çözümler için T/R yapılar geliştirilmesine rağmen bu uygulamalar çok düşük RF çıkış gücüne sahip, soğutma problemi içermeyecek şekilde sunulmuştur [4]. Bu makalede ise, söz konusu çalışmalar ışığında, X-bant AESA uygulamaları için seri üretime uygun, PCB teknolojisine dayalı ölçeklenebilir, düşük maliyetli ve yüksek performanslı bir T/R çekirdek yapısı sunulmaktadır.

İlk olarak, PCB teknolojisine dayalı bir T/R modülünün gerçekleştirilmesi sırasında karşılaşılan tasarım kısıtlamaları ayrıntılı olarak tartışılıp gözden geçirilmiştir. Ardından, X-bant karo tipi çok kanallı bir T/R modül tasarımının özellikleri açıklanıp bununla ilgili teknik parametreler verilmektedir; bunlara işlevsel blok diyagramı, PCB yapısı ve yönlendirme detayları, termal dağılım analizi ve mekanik paketleme dahildir. Son olarak, T/R çekirdek modülünün ölçülen başarımlı sunulmaktadır.

### 2. TASARIM SINIRLARININ İNCELENMESİ

ekr r t s rı r sed r eri i k ve rkı t r rd ki eri i i e dis ik  
i et eri i d r ek ere, ekrdek ı rı eke e i ir ıdır. u duru t s rı ı rı, k r  
ti i ket e e eri er e e r kt dır 2. k te r ı ı ve e etrisi t r ı d sı ır  
k k ket e e ı ede i e iter t rde ı ır te e eri e i tir. s rı ı r,  
d eri i k du u k kt e etir ek i i , ve i i rkı ket e e

tek isisi mümkün olduğunca kompakt hâle getirmek için LTCC, HTCC ve PCB gibi farklı paketleme teknolojisi çözümleri önermeye çalışmaktadır [3]. Maliyet ve bakım açısından, çok katmanlı PCB teknolojisinin diğerlerine göre avantajları vardır.

Karo tipi PCB tabanlı T/R modülleri tasarlamak için ilk temel nokta, doğru kanal sayısını ve yerleşim konfigürasyonunu belirlemektir. Kanal sayısını artırmak, bileşenleri, konektörleri ve mekanik gövdeyi yerleştirmeyi kolaylaştırır çünkü benzer işlevleri bir araya getirme yeteneği sağlar; ancak huzme oluşturma ve arızalanma durumları için işlevsel esneklik sınırlıdır. Bu nedenle, ölçeklenebilir T/R modül yapıları tasarlamak için uygun kanal yapılandırmasını seçmek en kritik karardır.

AESA uygulamalarında kullanılan bir T/R çekirdek modülü için işlevsellik çok dikkatlice tanımlanmalıdır. Ölçeklenebilir yapılar elde etmek için RF zinciri, güç kaynağı depolama blokları ve dönüşümler, kontrol ve bellek birimleri, dağıtım yapıları ve bağlantı noktaları ile temel mekanik yapılar dâhil olmak üzere tüm kritik parçaları kapsamalıdır. Ayrıca, doğru çalışma ve bakım için voltaj/akım izleyicileri, güç seviyesi algılama, kanal sıcaklık ölçümleri vb. gibi gerekli özenetimi işlevlerini de desteklemelidir.

Tüm işlevleri bir T/R çekirdek modülünde birleştirmek, çok katmanlı PCB teknolojisine dayalı tasarımlar için özellikle tasarım karmaşıklığını artırır. Yüksek ve düşük güçlü mikrodalga devre bloklarını bir arada bulundurarak, kanallar arası giriş/çıkış portu izolasyonlarını yönetmek, yüksek kanal kazancı nedeniyle ortaya çıkan salınım risklerini azaltmak, güç kaynağı dağılımlarını dengelemek, yüksek hızlı kontrolleri düzenlemek; tasarımcıların yüksek sayıda PCB katmanı ile çalışmaya ve yönlendirme karmaşıklığını modellemek için farklı benzetim araçları kullanmaya zorlar.

AESA uçak elektronik sistemleri için güç verimliliği, sınırlı platform bütçesi ve dizi boyutu ile işlevsel yetenek üzerindeki doğrudan etkisi nedeniyle en önemli kısıtlamalardan biridir. Verimli T/R modülleri tasarlamak için RF bağlantılarındaki yol kayıpları en aza indirilmeli ve gerekli bloklar için işlevsel güç anahtarlama düzenlenmelidir. GaN teknolojisindeki gelişmeler, tasarımcıların kompakt bir T/R modül tasarımı için sınırlı bir alanda yüksek RF başarımı elde etmelerine yardımcı olur; ancak yüksek ısı yoğunluğu nedeniyle termal yönetim çok dikkatli ele alınmalıdır. Bu durum, karo tipi mimaride bloklar arasında ısı transferi üzerinde bazı ek kısıtlamalar getirir. T/R modül tasarımında PCB teknolojisine dayalı olarak, bakır parça takma, metal destekli yapıştırma, yüksek iletkenlik sahip termal arayüz malzemeleri (TIM) vb. gibi ısıyı soğutma sistemine aktarmak için farklı teknikler uygulanabilir. Uygun çözümleri birleştirmek ömrü artırır ve arıza oranını azaltır.

Dev bir dizi oluşturmak ve yüksek sayıda radyasyon elemanı ile çalışmak için tasarlanan T/R yapısı seri üretim için de uygun olmalıdır. Güç/kontrol ve RF bağlantılarında lehimleme ihtiyacı olmayan arayüzler kullanarak T/R modül yapıları tasarlamak, üretim süreci sırasında arıza risklerini azaltır ve üretimde her parçanın bireysel olarak test edilmesine ve arızaların kolayca tespit edilmesine yardımcı olur.

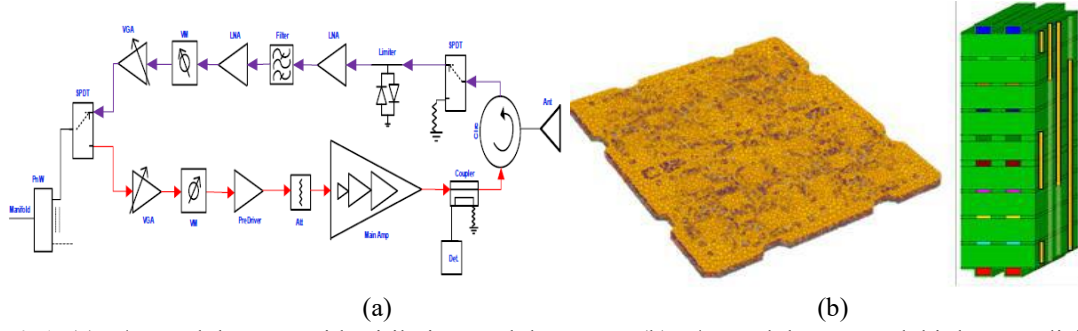
### 3. X-BANT TR MODÜL TASARIMI

PCB teknolojisine dayalı, ölçeklenebilir X-bant AESA yapıları için bir karo tipi çok kanallı T/R modül geliştirilmiştir. Basitleştirilmiş işlevsel blok şeması Şekil 1(a)'da verilmiştir. Her kanal, analog huzme oluşturma için bireysel genlik ve faz kontrollerine; alma modunda filtreleme devreleriyle düşük gürültülü yükseltme ve yüksek RF gücü korumasına; gönderme modunda ise tek bir ortak anten elemanı ile yüksek güçlü GaN yükselteçlerine sahiptir.

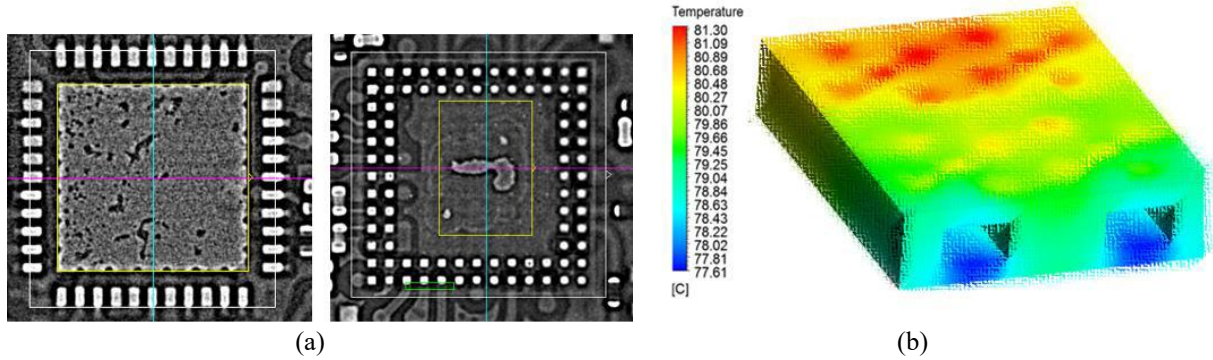
Alma ve gönderme kanalları arasında yeterli izolasyon elde etmek için sirkulatör + anahtar konfigürasyonu bir çift yönlendirme devresi olarak kullanılır. T/R modül ayrıca darbeli çalışma için DC güç depolama bankalarını, alt blokları beslemek için DC/DC dönüşüm birimlerini, yüksek hızlı kontrol ve ölçüm devrelerini içerir.

Şekil 1(b)'de tasarlanan T/R modül için PCB yapısına örnek bir görünüm gösterilmektedir. Maliyet etkin yüksek başarımlı elde etmek için her katman için uygun dielektrik malzemeler seçilerek çok katmanlı PCB teknolojisi kullanılmaktadır. Yüksek izolasyon kriterlerini karşılayan RF, kontrol ve güç ağlarını yönlendirmek için farklı tip geçit (via) yapıları kullanılmaktadır. Katmanlar arasındaki RF geçit yapıları, empedans eşleşmesi için dikkatlice modellenmiş; malzeme ve üretim toleranslarını içeren EM çözücü araçları (Cadence-AWR, CST) ile benzetim yapılmıştır.

Tasarlanan T/R modülünün güç verimliliği hem alma hem de gönderme modları için eniyileme yapılmıştır. Isıyı düzgün bir şekilde aktarmak ve T/R modülün ömrünü artırmak için çok katmanlı PCB tasarımı eniyileme yöntemleriyle geliştirilmiştir. Şekil 2(a)'da gösterildiği gibi PCB ve bileşenler arasındaki boşluklar %10'un altına indirilerek özel bir lehimleme süreci geliştirilmiştir. Ayrıca, Şekil 2(b)'de gösterildiği gibi PCB yüzeyindeki ısı dağılımını ele almak için uygun soğutma teknikleriyle geliştirilmiş maliyet etkin ve hafif bir mekanik paketleme uygulanmıştır. Isıl analiz sonuçları 60 derece sıvı soğutma altyapısı sağlandığı durumda tüm kanallar en yüksek performansta çalışırken modellenmiş olup Siemens NX yazılımıyla elde edilmiştir.



Şekil 1. (a) T/R Modülünün Basitleştirilmiş RF Blok Şeması, (b) T/R modülünün örnek bir katman dizilimi



Şekil 2. (a) Boşluk Azaltma: Isı Dağılımı İçin Lehimleme Süreci, (b) T/R modülün termal analizi

Tasarlanan çok kanallı T/R yapısı modüller, ölçeklenebilir, monte edilmesi kolay ve yüksek RF başarımına sahiptir. Bu durum Tablo 1’de özetlenmiştir.

Tablo 1. T/R modülünün temel elektriksel değerleri

|                                  |                             |
|----------------------------------|-----------------------------|
| Frekans                          | X-bant                      |
| Kanal Çıkış Gücü /Gürültü Figürü | > 36 dBm                    |
| Alma Kanal Kazancı               | > 18 dB                     |
| Alma Giriş Gücü Doymuş Noktası   | > -20 dBm                   |
| Genlik Kontrol/Ayarlama          | > 25 dB, 0.25 dB adım       |
| Faz Kontrol/Ayarlama             | > 355 derece, 3 derece adım |
| Güncelleme Süresi                | < 2 us                      |
| Verimlilik (PAE)                 | > % 25                      |
| Ağırlık                          | < 110 gr.                   |
| Yükseklik                        | < 2 cm                      |

#### 4. SONUÇ

Bu makale, PCB teknolojisine dayalı T/R modüller tasarlanırken karşılaşılan kritik tasarım kısıtlamalarını ele almaktadır. Ayrıca, ölçeklenebilir radarlar için uygun, tamamen işlevsel, kompakt boyutlarda, yüksek RF başarımını koruyan, düşük maliyetli ve seri üretime uygun bir X-bant karo mimarideki T/R modül tasarımını da sunmaktadır.

#### KAYNAKLAR

- [1] R. V. Gatti, R. Sorrentino, M. Dionigi (2024) Computation of Gain, Noise Figure, and Third-Order Intercept of Active Array Antennas, IEEE Transactions on Antenna and Propagation.
- [2] K. Temir, Ö.F. Yalim, (2019) A Method of Electro-Mechanical Packaging with Embedded Cooling to Design Fully-Functional Core Structures for Scalable Active Phased Array Radars, IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology.
- [3] Zhiqiang Li, Houjun Sun, Hongjiang Wu and Shuai Zhang. (2021) An Ultra-Wideband Compact TR Module Based on 3-D Packaging” Electronics 2021, 10, 1435.
- [4] Tai, F.Z. and Zhang, J. (2018) Tile Type Multi-Channel Transceiver Module Applied for Phased Array Antenna. Journal of Computer and Communications, 6, 56-63.

## Gerçek Zamanlı Nesne Tespiti İle Robotik Kol ve Jammer Destekli Drone İmha Sistemi

Emirhan GÖKER, Salim KAHVECİ  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Trabzon  
414120@ogr.ktu.edu.tr, salim@ktu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, kritik altyapılar ve güvenlik bölgelerinde izinsiz drone uçuşlarını tespit etmek ve engellemek amacıyla geliştirilen otonom sistem sunmaktadır. YOLOv5 algoritması ile gerçek zamanlı nesne tanıma sağlanmış olup robotik kol yardımıyla hedefe yönelim gerçekleştirilmiştir. Wi-Fi sinyal bozucuyla iletişim kesilmiştir. STM32F4 kartı, hızlı ve güvenilir kontrol sağlamıştır. Sistem; yüksek maliyetli savunma yöntemlerine alternatif olarak düşük maliyetli, taşınabilir ve etkin bir çözüm sunmakta olup şehir içi güvenliği artırmaktadır.

**Abstract:** This study presents an autonomous system developed to detect and neutralize unauthorized drone flights near critical infrastructures and security zones. Real-time object detection was achieved using the YOLOv5 algorithm, and a robotic arm was utilized to track the target. A custom Wi-Fi jammer was used to disrupt drone communication. The STM32F4 board ensured fast and reliable system control. As a cost-effective and portable alternative to expensive defence systems, the proposed solution enhances urban and critical area security.

### 1. Giriş

Küçük yapılı, yüksek manevra kabiliyetine sahip izinsiz hava araçları (İHA/drone'lar), askeri ve sivil alanlarda istihbarat, gözetleme ve sabotaj gibi tehditlere yol açmakta; bu da radar yansıma izleri düşük, sessiz ve hızlı hareket edebilen sistemlerle çalışan klasik güvenlik altyapılarını yetersiz kılmaktadır. Türkiye AIP ENR 5.1 düzenlemesine rağmen, askeri üsler, cezaevleri, enerji istasyonları ve mühimmat depoları gibi kritik bölgelerde drone'ların yasadışı kullanımının artması, otomatik tespit ve müdahale ihtiyaçlarını zorunlu kılmaktadır [1].

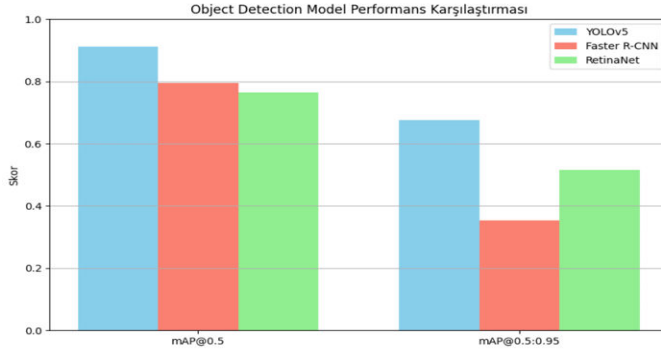
Bu bildiride, YOLOv5 nesne tespit algoritmasını temel alan görüntü-tabanlı bir dedektör; bunu izleyen fiziksel müdahale için STM32 tabanlı robotik kol ve ESP32 destekli Wi-Fi sinyal bozucu (jammer) sistemini entegre eden yenilikçi bir çözüm önerilmektedir. Deneysel olarak, YOLOv5 ekran gecikmesi 30 ms altı; doğrulukta ise daha ağır mimarilere (YOLOv8, Fast R-CNN) kıyasla %10-15 daha hızlı ve %3-5 daha yüksek tespit başarısı sağlamıştır [2].

Tespit edilen nesnenin iki boyutlu pozisyonu, USB üzerinden STM32F407G mikrodenetleyiciye aktarılmakta; burada hesaplanan PWM komutlarıyla servo motorlu robotik kol milisaniye düzeyinde hedefe yöneltilmektedir. Bu yerel kontrol mekanizması, sistemin hem yazılım hem de donanım tabanlı müdahale kabiliyetini göstermekte, gözlemler doğrultusunda fiziksel tepki gecikmesini 50 ms'den 20–30 ms'e düşürmektedir.

Drone'dan gelen görüntü aktarımı, 2.4 GHz Wi-Fi üzerinden sağlandığı için müdahale sistemi bu trafik üzerindeki yönetim çerçevelerini hedeflemektedir. RF güç amplifikatörü eksikliği nedeniyle ESP32 tabanlı Wi-Fi Deauthentication metodolojisi uygulanmış; bu sayede açık alanda 60–70 m menzilde %100 oranında video kesintisi sağlanmıştır. Bu entegre sistem, yalnızca radyo-frekans temelli müdahalenin ötesine geçerek, spektrum kullanımı, sinyal hiyerarşileri ve elektromanyetik yansıtma teorisi açısından URSI'nin yayın kriterlerine bilimsel katkı sunmaktadır. Sistem aynı zamanda, mahremiyet ve yasal etik meseleleri bağlamında siber-fiziksel güvenlik sahasına pratik örnek oluşturmada ve sivil uygulamalar için ölçeklenebilir bir güvenlik platformu vaat etmektedir.

### 2. Yöntem

Bu çalışmada, küçük ve hızlı hareket eden drone'ların tespiti için optimize edilmiş mimarisi sayesinde YOLOv5 algoritması tercih edilmiştir. Karşılaştırma amacıyla YOLOv5, Faster R-CNN ve RetinaNet modelleriyle birlikte transformer tabanlı modellerle (DETR, Swin Transformer) karşılaştırılmıştır. Transform tabanlı modeller bağlamsal ilişkileri daha başarılı şekilde modelleyebilse de, yüksek işlem maliyeti ve düşük hızları nedeniyle gömülü sistemlere entegrasyonu zordur. Bu bağlamda, YOLOv5 hem işlem süresi hem de donanım uyumu açısından proje gereksinimlerine daha uygun bir çözüm sunmaktadır.



Şekil 1. Model Performans Karşılaştırması.



Şekil 2. YOLOv5 Performansı.

Şekil 1, YOLOv5, RetinaNet ve Faster R-CNN modellerinin mAP@0.5 ve mAP@0.5:0.95 metriklerine göre doğruluk performanslarının karşılaştırılmasını göstermektedir. Değerlendirme, 3240 eğitim ve 157 test görüntüsü üzerinden yapılmıştır. mAP@0.5, modelin en az %50 örtüşme (IoU) ile doğru tespit oranını; mAP@0.5:0.95 ise farklı IoU eşiklerinde genelleme başarısını yansıtır. YOLOv5 her iki metrikte de en yüksek performansı gösterirken, RetinaNet küçük nesnelerde daha iyi genelleme sağlamıştır. Faster R-CNN ise yüksek hesaplama maliyeti ve yavaş çıkarımı nedeniyle küçük nesnelerde daha düşük başarı göstermiştir. Şekil 2, YOLOv5 modelinin eğitim süreci boyunca mAP@0.5 ve mAP@0.5:0.95 metriklerindeki gelişimini gösterir. Model, küçük ve hızlı hareket eden nesnelerde yüksek doğrulukla genelleme yeteneği göstermiştir. mAP@0.5 hızlı bir artışla %90 seviyesine ulaşarak modelin yüksek doğrulukla genelleme yapabildiğini ortaya koymuştur. mAP@0.5:0.95 ise küçük nesneler üzerindeki performansı daha hassas ölçmüş; eğitim ilerledikçe %70 seviyelerine ulaşarak modelin genelleme yeteneğini doğrulamıştır. Bu sonuçlar, YOLOv5'in gerçek zamanlı nesne algılama için uygun bir model olduğunu göstermektedir. **Projede robot kol kontrolü** için STM32F407G DISCO mikrodenetleyicisi tercih edilmiştir. Bu seçimde, USB protokolü ile hızlı ve senkron veri aktarımı sağlaması belirleyici olmuştur. PC üzerinden alınan anlık x ve y koordinatları, USB aracılığıyla mikrodenetleyiciye iletilmiş, burada bu veriler PWM sinyallerine dönüştürülerek iki servo motorun kontrolü sağlanmıştır. PWM sinyalleri, konum bilgileri doğrultusunda oluşturulan duty cycle değerlerine göre üretilmiştir. Bu sinyaller mikrodenetleyici üzerindeki APB2 kanalına bağlı 168 MHz'lik Timer'lar aracılığıyla oluşturulmuş, böylece minimum gecikme ile motor kontrolü sağlanmıştır. Kod geliştirme süreci STM32CubeIDE ortamında gerçekleştirilmiş, sistemin gerçek zamanlı olarak doğru konuma yöneldiği başarıyla gözlemlenmiştir. **Geliştirilen Wi-Fi sinyal bozma sistemi**, izinsiz drone faaliyetlerinin önlenmesi amacıyla IEEE 802.11 protokolü çerçevesinde tanımlanan yönetim katmanı (MAC layer) açıklarından yararlanılarak tasarlanmıştır. Sistemde kullanılan ESP32-WROVER-E mikrodenetleyici, 2.4 GHz ISM bandında çalışmakta olup, IEEE 802.11 b/g/n standartlarını desteklemektedir. Bu donanım, sinyal işleme açısından fiziksel katmana doğrudan erişim sunmakta ve çerçeve bazlı (frame-level) müdahalelere olanak sağlamaktadır. Deneysel uygulamalarda, ESP32 tarafından her saniye ortalama 140 adet sahte Deauthentication çerçevesi, 120 adet Beacon ve 80 adet Probe Response paketi yayınlanmıştır. Bu çerçeveler, hedef istemci (örneğin drone kontrol sistemi) ile erişim noktası arasındaki bağlantının kesilmesi ve yeniden bağlantının engellenmesi için farklı IEEE 802.11 yönetim mesajları üzerinden gerçekleştirilmiştir. Deauthentication saldırısında, her biri 26 byte (208 bit) uzunluğundaki paketler, 0xC0 tipi ile tanımlanan ve "reason code" alanı 0x07 olarak belirlenen bir çerçeve yapısı ile gönderilmiştir. Bu çerçeveler, hedef cihaza bağlı olduğu erişim noktasından geliyormuş gibi görünerek, istemciyi ağdan çıkarır. Sinyal işleme yönüyle, bu işlem fiziksel katmanda veri taşıyan sinyallerin bozulmasından ziyade, protokol seviyesinde bağlantının mantıksal olarak koparılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Paket iletim frekansı yaklaşık 7 ms aralıklarla ayarlanarak, birden fazla paketin ardışık biçimde gönderilmesiyle yüksek başarı elde edilmiştir. Beacon Flooding tekniğinde, ESP32 tarafından yayınlanan her sahte SSID (Service Set Identifier), 32 karakter uzunluğunda ASCII dizilerinden oluşmuş ve kanal başına 10–15 adet sahte ağ tanımlanmıştır. Toplamda, 13 Wi-Fi kanalının taranmasıyla birlikte yaklaşık 180 farklı sahte ağ yayını yapılmış, bu da istemcilerin ağ seçimini istikrarsız hâle getirmiştir. Bu yöntemle oluşturulan yoğun parazit, spektral anlamda fiziksel sinyal örtüşmesi yaratmasa da, ağ erişiminde karar mekanizmalarını bozarak ciddi bağlantı kesintilerine neden olmuştur.

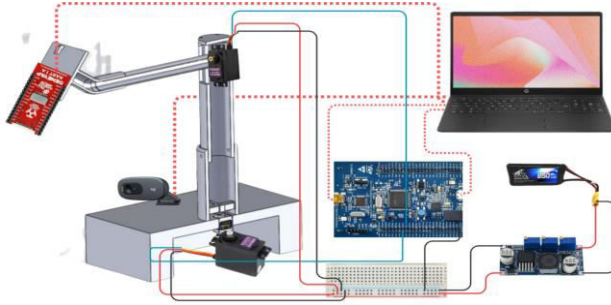
Probe Response Spoofing saldırısında ise, istemcilerin yaydığı probe request çerçeveleri gerçek zamanlı olarak yakalanmış ve karşılık olarak 80–100 byte uzunluğunda sahte probe response paketleri gönderilmiştir. Bu paketlerde, sahte MAC adresleri, RSSI değeri ve kanal bilgileri manipüle edilerek istemcinin bağlantı karar süreci doğrudan etkilenmiştir. Sinyal işleme açısından bu süreçte zamanlama, MAC adres eşleştirme ve sıralı



çerçeve üretimi önemli rol oynamıştır. Gerçekleştirilen açık alan testlerinde, sistem doğrudan görüş hattı olan ortamlarda 60 ila 70 metre menzilde içerisinde etkili olmuş, 3 farklı drone sistemi üzerinde yapılan denemelerde %100 bağlantı kesintisi elde edilmiştir. Ortalama bağlantı kopma süresi 1.3 saniye, yeniden bağlantı engelleme süresi ise 15 saniyeye kadar gözlemlenmiştir. Sistemin 20.5 dBm çıkış gücüne sahip entegre anteni ile düşük güçlü ama yüksek frekanslı parazit etkisi yaratmıştır. Bu sonuçlar, fiziksel katman sinyal bozucularına kıyasla, çerçeve düzeyinde yapılan müdahalelerin daha seçici, düşük güç tüketimli ve hedef odaklı çalışabildiğini göstermektedir. Geliştirilen Wi-Fi müdahale altyapısı, sinyal işleme temelleriyle uyumlu olarak paket yapısının, zamanlama analizinin ve MAC seviyesinde yönlendirilmiş veri çakışmasının başarılı şekilde kullanıldığı etkili bir siber-fiziksel güvenlik çözümüdür.

### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada kullanılan YOLOv5 modeli, kapalı ve açık alan testleriyle değerlendirilmiştir. Açık alanda, 30×30 cm boyutlarındaki bir drone prototipi, 100-150 m mesafelerden yüksek doğrulukla tespit edilmiştir. Model, bulutlu hava ve düşük kontrastlı arka planlarda dahi kararlı bir performans sergilemiş, eğitim sırasında yer almayan kuşları da doğru şekilde sınıflandırarak güçlü bir genelleme yeteneği göstermiştir. Tespit edilen nesneler zaman içinde izlenmiş ve sistem başarılı bir gerçek zamanlı takip fonksiyonu sunmuştur. Drone iletişiminin kesilmesi amacıyla RF ve Wi-Fi tabanlı müdahale sistemleri tasarlanmıştır. ESP32 tabanlı Wi-Fi jammer ile uygulanmıştır. Kullanılan ESP32-WROVER-E modülü, 2.4 GHz frekansında çeşitli saldırı teknikleri (deauthentication, beacon flooding, probe manipulation) ile **60-70 m menzilde görüntü aktarımını kesmiş**, kullanıcı ile drone arasındaki bağlantıyı etkili biçimde sonlandırmıştır. Geliştirilen Wi-Fi müdahale sistemi, yalnızca kontrollü ve yasal çerçevede yürütülen deneysel çalışmalarda test edilmiştir. Sistem, fiziksel sinyal bozma yerine protokol düzeyinde seçici müdahale yöntemleri kullanmaktadır. Yasal kullanım koşulları ülkeden ülkeye değişmekle birlikte, sistem yalnızca tehdit oluşturan izinsiz drone faaliyetlerine karşı ve yetkili kurumlar gözetiminde uygulanmak üzere tasarlanmıştır. Bu yönüyle, yüksek güvenlik gerektiren alanlarda ölçeklenebilir, etik sınırlar içinde çalışan ve regülasyonlarla uyumlu bir çözüm sunmaktadır. Ayrıca sistem, **Telegram tabanlı anlık bildirim altyapısıyla** donatılmıştır. YOLOv5 tarafından yapılan tespitler, %70 güven eşiğinin aşılması durumunda kullanıcıya sınıf bilgisi, doğruluk oranı ve görsel içerikle birlikte iletilmiştir. Yapılan testlerde ortalama **1.72 s** gecikme ile tüm bildirimler başarıyla ulaşılmış, Tespit edilen hedefe fiziksel tepki verilmesi için geliştirilen **robotik kol**, STM32 mikrodenetleyici ile PWM sinyalleri üzerinden kontrol edilmiştir. Sistem, gerçek zamanlı nesne algılama, hedef takibi ve kablosuz müdahaleyi entegre ederek izinsiz drone faaliyetlerine karşı etkili ve düşük maliyetli bir çözüm sunmuştur.



Şekil 3. Sistemin Elektronik Konfigürasyonu.



Şekil 4. Projenin Son Hali.

Şekil 3, geliştirilen sistemin mikrodenetleyici, kamera, motor sürücüler ve güç yönetimi bileşenleri arasındaki bağlantı yapısını gösteren elektronik donanım yerleşim şemasıdır. Bu bileşenler arasındaki bağlantılar, sistemin kontrol ve haberleşme işlevlerini yerine getirecek şekilde yapılandırılmıştır. İlgili konfigürasyon, bilgisayar üzerinden sağlanan komutların mikrodenetleyiciye iletilmesini ve bu komutlara bağlı olarak robot kolun yönelimi ile görüntü işleme bileşenlerinin senkron çalışmasını mümkün kılmaktadır. Şekil 4, kamera, robotik kol, Wi-Fi jammer ve güç birimleri entegre edilerek oluşturulan sistemin tamamlanmış fiziksel prototipidir. Taşınabilirlik ve müdahale kabiliyeti açısından optimize edilmiştir.

**Bilgilendirme:** Bu çalışma, TÜBİTAK 2209-B Üniversite Öğrencileri Sanayiye Yönelik Araştırma Projeleri Destekleme Programı tarafından 1139B412400130 numarası ile desteklenmektedir.

### 4. Kaynaklar

- [1]. Sivil İnsansız Hava Araçları ve Amatör Havacılık Faaliyetleri Kapsamındaki Hava Araçlarının Uyacağı Usul ve Esaslar konulu GENEL EMİR NO: 2017/01.
- [2]. Dillon R., Jacqueline H., Jordan K., Ahmad D., "Real-Time Flying Object Detection with YOLOv8." Georgia Institute of Technology.



## Ayarlanabilir Uyumlama Devresi ile Anten Empedans Uyumsuzluğunun ve Merkez Frekans Sapmasının Düzeltilmesi

Evren Uysal\*, Metin Yazgı<sup>§</sup>, Tayfun Nesimoğlu<sup>#</sup>

\* ASELSAN A.Ş./İstanbul Teknik Üniversitesi

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı/ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Ankara/İstanbul

[evrenuysal@aselsan.com](mailto:evrenuysal@aselsan.com),

<sup>§</sup>Samsun Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Samsun

[metin.yazgi@samsun.edu.tr](mailto:metin.yazgi@samsun.edu.tr),

<sup>#</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampusu

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

99738 Kalkanlı, Güzelyurt, Mersin 10, Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti

[ntayfun@metu.edu.tr](mailto:ntayfun@metu.edu.tr)

**Özet:** Belirli bir frekans bandında çalışmak üzere tasarlanan antenlerin giriş empedansı ve merkez frekansı, çevresel etkiler nedeniyle değişebilir. Bu çalışmada, insan vücudunun bu parametreler üzerindeki etkisini incelemek amacıyla, 1.52 GHz merkez frekansında çalışan bir anten tasarlanmıştır. Serbest uzayda -25 dB  $S_{11}$  değeri ve 50  $\Omega$  giriş empedansı ölçülen antenin, insan vücudu yakınında -5 dB  $S_{11}$  ve 128-j45  $\Omega$  giriş empedansına sahip olduğu, ayrıca merkez frekansında kayma olduğu gözlemlenmiştir. Antenin girişine yerleştirilen ve varaktör diyotlar kullanılarak tasarlanmış bir uyumlama devresi ile uygun ters gerilimler uygulanarak  $S_{11}$  değeri -40 dB'ye, giriş empedansı ise 50  $\Omega$ 'a ayarlanmış ve merkez frekansı düzeltilmiştir.

**Abstract:** Antennas designed for specific frequency bands may experience shifts in center frequency and variations in input impedance due to environmental factors. To demonstrate the effect of the human body on these parameters, an antenna operating at 1.52 GHz was designed. In free space, it shows an  $S_{11}$  value of -25 dB and an input impedance of 50  $\Omega$ ; near the human body, these change to -5dB and 128-j45  $\Omega$ , with a center frequency shift. A reconfigurable matching network with varactor diodes was integrated, enabling adjustment of reverse bias voltages to restore performance, achieving -40 dB  $S_{11}$  and 50  $\Omega$  impedance.

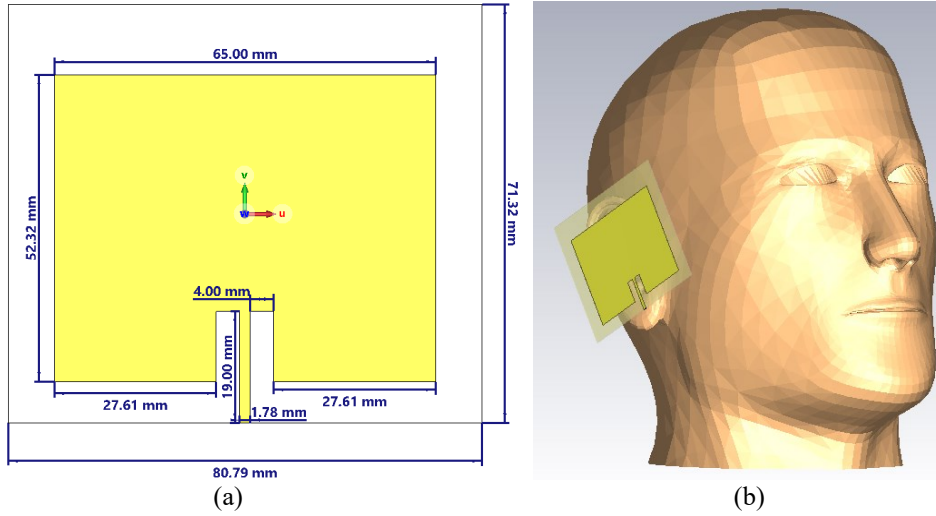
### 1. Giriş

Anten sistemleri, günümüzde haberleşme, radar ve algılayıcı teknolojiler gibi birçok yüksek frekanslı uygulamanın temel bileşenleri arasında yer almaktadır. Bu sistemlerde kullanılan antenler, belirli bir merkez frekans ve giriş empedansı değerine sahip olacak şekilde tasarlanmakla birlikte, gerçek dünya koşullarında çevresel faktörlerden etkilenerek bu parametrelerde istenmeyen değişimler gösterebilir. Özellikle antene yakın konumlanan cisimler, kullanıcı vücudu, dielektrik çevre koşulları ve sıcaklık gibi faktörler, antenin elektromanyetik davranışında bozulmalara neden olabilir. Bu bozulmalar sonucu, antenin empedans uyumu kaybolur, merkez frekans kaymaları oluşur ve sistemde iletilen sinyalin bir kısmı yansıtılarak kayba uğrar. Bu durum, enerji verimliliğini düşürmekte, sistemin daha fazla güç tüketmesine ve haberleşme performansının bozulmasına, dolayısıyla bit-hata oranının artmasına yol açmaktadır. Bu tür performans düşüşlerini önleyebilmek adına, antenin giriş empedansı ve merkez frekansına değişen çevresel koşullara bağlı olarak yeniden ayarlanabilir olmalıdır. Bu ihtiyaca cevap verebilmek amacıyla geliştirilen ayarlanabilir uyumlama devreleri, antenin girişine entegre edilerek sistemin empedansını ve rezonans frekansını gerçek zamanlı olarak optimize etmeye olanak tanır. Böylece sistem, çevredeki değişken koşullara karşı adaptif davranış sergileyebilir. Ancak çevresel etkileşimlerin doğası öngörülemez ve oldukça çeşitlidir; dolayısıyla bu devrelerin yüksek derecede esnek ve yeniden yapılandırılabilir olması gereklidir [1]–[2]. Bu uyumlama devrelerinde yapı taşı olarak çeşitli ayarlanabilir elektronik bileşenler tercih edilmektedir. Literatürde yaygın olarak MEMS anahtarlar, MEMS varaktörler, PIN diyotlar, aktif transistör anahtarlama devreleri, BST (Barium Strontium Titanate) temelli varaktörler ve yarı iletken varaktör diyotlar kullanılmaktadır. Bu yapıtaşlarının her biri farklı avantaj ve sınırlamalara sahiptir ve uygulama gereksinimlerine göre seçilmelidir. Yapıtaşı seçiminde dikkate alınması gereken temel parametreler arasında gürültü profili, araya girme (insertion) kaybı, maksimum güç dayanımı,

Smith-abağında kapsanan empedans aralığı, kontrol gerilimi ihtiyacı, kontrol hızı (anahtarlama süresi) ve çalışma frekans bandı yer almaktadır [3]. Bu kriterler, sistemin genel verimliliği, kararlılığı ve uygulama alanındaki başarımı üzerinde belirleyici rol oynamaktadır.

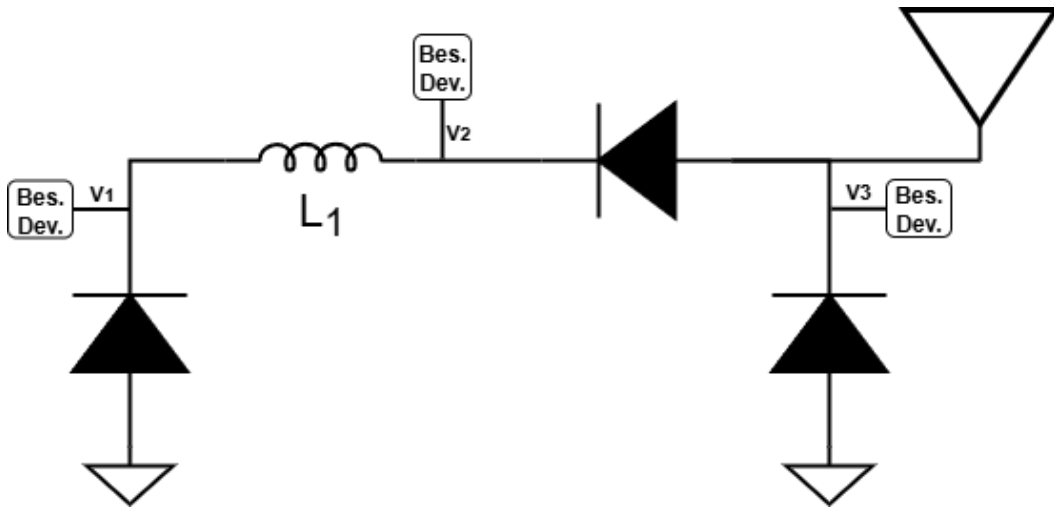
## 2. Tasarım ve Simülasyon Sonuçları

İnsan bedeninin anten sistemlerinde empedans uyumsuzluğuna olan etkisini inceleyebilmek amacıyla, basit yapılı bir mikroşerit yama anten tasarlanmıştır. Tasarımda alt tabaka (substrat) olarak, dielektrik geçirgenlik katsayısı ( $\epsilon_r$ ) 3,38 ve kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) 0,002 olan, 0,81 mm kalınlığındaki Rogers RO4003C malzemesi tercih edilmiştir. İletken katman olarak kullanılan bakırın kalınlığı 0,036 mm olup, iletkenlik değeri 58 MS/m'dir. Antenin temel boyutları literatürdeki klasik tasarım formüllerine göre hesaplandıktan sonra, CST Studio Suite yazılımı kullanılarak simülasyon ortamında optimize edilmiştir. Nihai anten geometrisi ve boyutları Şekil 1'de gösterilmektedir.



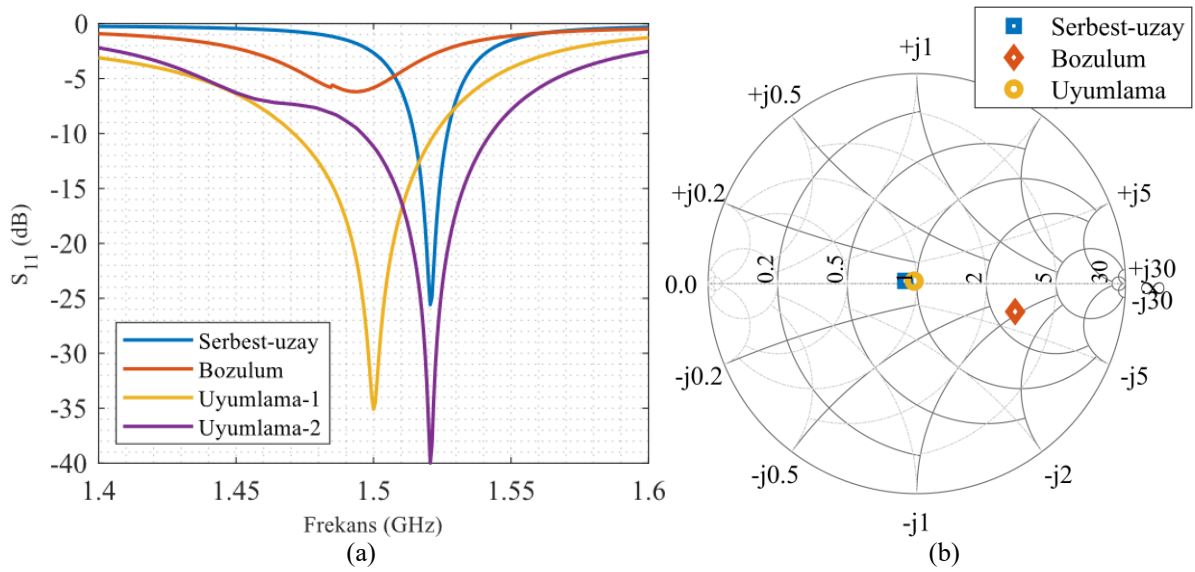
Şekil 1. Tasarlanan yama antenin (a) boyutları, (b) insan bedeni ile etkileşimi.

Tasarlanan antenin simülasyon sonuçları CST Studio Suite ortamında elde edilmiştir. Şekil 3'te gösterildiği üzere, antenin serbest uzaydaki merkez frekansı 1.52 GHz olup,  $S_{11}$  değeri -25 dB ve giriş empedansı yaklaşık  $50\Omega$  olarak belirlenmiştir. Bu değerler, antenin serbest ortam koşullarında empedans uyumu açısından oldukça başarılı bir performansa sahip olduğunu göstermektedir. Anten, Şekil 1'de gösterildiği şekilde, insan bedenine doğrudan yakın temas edecek biçimde konumlandırılmıştır. Bedenin yüksek iletkenlik özelliği ve dielektrik davranışı nedeniyle anten parametrelerinde belirgin sapmalar meydana gelmiştir. Şekil 3'te sunulan sonuçlara göre, bu durumda antenin giriş empedansı  $128-j45\Omega$ ,  $S_{11}$  değeri yaklaşık -5 dB, merkez frekansı ise 1.50 GHz olarak tespit edilmiştir.



Şekil 2. Uyumlama devresinin kullanımı.

Bu empedans değişimini ortadan kaldırabilmek amacıyla, daha önceki çalışmamızda [4] önerilen ayarlanabilir uyumlama devresi tasarımı Şekil 2’de gösterildiği üzere kullanılmıştır. Uyumlama devresi tasarımında, frekans bandında yüksek kalite faktörü, düşük araya girme kaybı, geniş Smith-abağı kapsamı, düşük kayıp ve DC güç tüketiminin neredeyse sıfıra yakın olması nedeniyle varaktör diyotlar tercih edilmiştir. Bu çalışmadaki uyumlama devresinin 1.5 GHz frekansındaki araya girme kaybı yalnızca 0.1 dB olup, gürültü kazancı ile aynıdır. Ayrıca Smith-abağı üzerinde %80’e varan kapsama sağlamaktadır. Ayarlanabilir uyumlama devresi, ADS simülasyon ortamında anten girişine yerleştirilmiş ve giriş empedansının  $50 \Omega$ ’a ayarlanabilmesi için varaktör diyotların ters besleme gerilimleri sırasıyla  $V1 = 0$  V,  $V2 = 7.2$  V ve  $V3 = 5.6$  V olarak belirlenmiştir. Şekil 3’te gösterildiği üzere, ilk uyumlama adımında  $S_{11}$  değeri 1.50 GHz frekansında -35 dB seviyesine çekilmiş ve giriş empedansı  $50 \Omega$  değerine getirilmiştir. Daha sonra merkez frekansı, ikinci uyumlama adımında serbest uzaydaki değeri olan 1.52 GHz’e, varaktör ters besleme gerilimleri sırasıyla 2 V, 7.2 V ve 6 V olacak şekilde ayarlanarak geri getirilmiş ve istenilen çalışma frekansına ulaşılmıştır. Serbest uzayda -25 dB olan  $S_{11}$  değeri, uyumlama devresi yardımıyla -40 dB seviyesine düşürülmüştür. Bu durum, ayarlanabilir uyumlama devresi sayesinde anten üzerinde tasarım veya üretim kaynaklı sapmaların giderilebildiğini ve istenilen performansın, test aşamasında düşük kayıp ve gürültü kazancı ile sistem performansını olumsuz etkilemeden elde edilebildiğini göstermektedir.



Şekil 3. Antenin (a)  $S_{11}$  değeri, (b) giriş empedansı.

### 3. Sonuç

Düşük kayıplı ve düşük gürültü kazançlı ayarlanabilir uyumlama devreleri ile, antende çevre etkileşimi ile ortaya çıkan, merkez frekansındaki kaymalar, giriş empedansı ve geri dönüş kaybındaki kötüleşmeler sistemin genel performansını artıracak şekilde düzeltiler. Bu çalışmada insan bedeninin 1.52 GHz merkez frekansına sahip anten performansı üzerinde yarattığı olumsuz etki simülasyon sonuçları ile gözlemlenmiştir. Önerilen ayarlanabilir uyumlama devresi ile antenin istenilen merkez frekansta, serbest uzayda (-25 dB) olduğundan daha düşük bir geri dönüş kaybı (-40 dB) ile işlevsellik kazanabileceği gösterilmiştir.

### Kaynaklar

- [1] Fu J.S., ve Mortazawi A., Adaptive Impedance Matching Circuits Based on Ferroelectric and Semiconductor Varactors. Doktora tezi, University of Michigan, Department of Electrical Engineering, Michigan, A.B.D., 2009.
- [2] Öztürk M.A., Koçer F., ve Aydın-Çivi Ö., Design of Tunable Impedance Matching Circuit for a GSM Antenna. Yüksek lisans tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye, 2015.
- [3] Uysal E., Yazgı M., ve Nesimoğlu T., Multi-Purpose Reconfigurable Impedance Matching Network Designs and Antenna Applications. Yüksek lisans tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, İstanbul, Türkiye, 2024.
- [4] Uysal E., Yazgı M., ve Nesimoğlu T., “Reconfigurable Matching Network for Wideband Frequency and Impedance Tuning”, 2023 30th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), İstanbul, Türkiye, s. 1-4 Aralık 2023.

## Ku-Bant Üçüncü Derece Çift-Bant Durduran Dalga Kılavuzu Süzgeç Tasarımı

Yavuz AŞCI<sup>1\*</sup>, Mustafa SEÇMEN<sup>2</sup>

<sup>1\*</sup>Uşak Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Uşak  
[yavuz.asci@usak.edu.tr](mailto:yavuz.asci@usak.edu.tr)

<sup>2</sup>Yaşar Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İzmir  
[mustafa.secmen@yasar.edu.tr](mailto:mustafa.secmen@yasar.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışma, insansız hava araçları (İHA) için Ku bandının alıcı (RX; 10.7–12.5 GHz), verici (TX; 13.75–14.5 GHz) frekansları arasındaki (12.5–13.75 GHz) ve RX-bandı öncesi istenmeyen frekansları bastıran ve buna bağlı olarak RX bandı öncesi, RX ve TX bantları arasında izolasyonu artıran ve bantlar arası girişimi azaltan üçüncü dereceden çift-bant durduran süzgeç tasarımından bahsetmektedir. Çift-bant süzgeç karakteristiği dalga kılavuzunun uzun kenarlarına karşılıklı olarak yerleştirilen boşluk rezonatörleri ve 4 adet lens ile sağlanmış ve geliştirilmiştir. Tasarımda karşılaşılan zorluk ise boyutun artmaması için karşılıklı olarak yerleştirilen süzgeçlerin birbirlerini etkilemesi olmuştur. Bu problem her iki süzgecin boyutlarının birlikte eniyilenmesiyle aşılmıştır. CST programıyla tasarlanan ve optimize edilen çift-bant süzgeç, benzetim sonuçlarına göre 10.62–12.47 GHz ve 13.8–14.5 GHz frekans aralıklarında geri dönüş kaybı 10 dB'den daha iyi olarak bulunmuştur. İstenmeyen frekans bantlarında maksimum bastırma ise RX bandı öncesi 34.1 dB ve RX – TX bandı arası 60 dB olarak bulunmuştur. Önerilen süzgeç Ku-bant İHA çift-bant uygulamaları için uygundur.

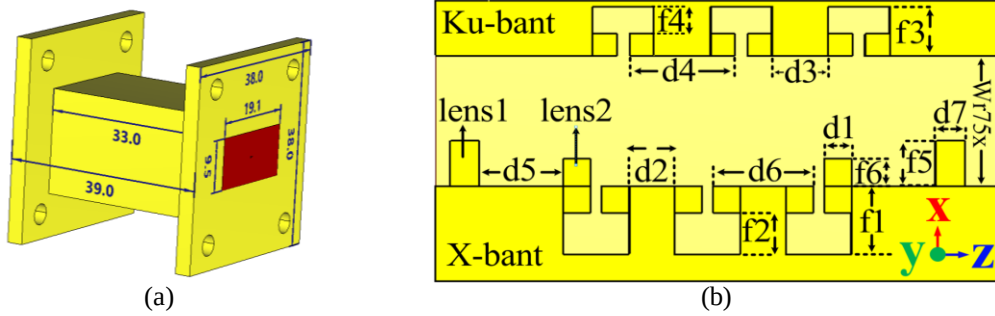
**Abstract:** This paper describes the design of a dual-bandstop filter for unmanned aerial vehicles (UAV), which suppresses the unwanted frequencies (12.5–13.75 GHz) between the receive (RX; 10.7–12.5 GHz) and transmit (TX; 13.75–14.5 GHz) bands of the Ku band and before the receive RX-band, and accordingly increases the isolation between the RX and TX bands before the TX band and reduces interband interference. The dual-band filter characteristics are provided and improved by cavity resonators and 4 lenses placed on the long sides of the waveguide. The design presented a challenge in that the filters, which were positioned on opposite sides of the waveguide, affected each other. This problem is solved by optimizing the dimensions of both filters simultaneously. According to the simulation results of the dual-band filter designed and optimized with the CST program, the return loss was found to be better than 10 dB in the frequency ranges of 10.62–12.47 GHz and 13.8–14.5 GHz. The maximum suppression in undesired bands is found to be 34.1 dB and 60 dB before RX band and between RX–TX band, respectively.

### 1. Giriş

Geniş bant sistemlerde alıcı ve verici frekans bantları, aralarında oluşabilecek sanal frekansları önlemek, girişimi (jamming) ve gürültüyü azaltmak için, özellikle alıcı ve verici bantları birbirlerine yakinken, maksimum seviyede izole edilmelidir. Böylelikle alıcı frekans bandı verici frekans bandından basılan yüksek güçten de minimum seviyede etkilenmesi sağlanacaktır. Bunun için keskin bir yüksek dereceli bant durduran süzgeç tasarlanmalıdır. Literatürde bant durduran düzlemsel yapılar önerilmiştir. Fakat bu tasarımların düşük güç dayanımları ve yüksek frekanslardaki artan dielektrik (araya girme) kaybı önemli bir sorun teşkil etmektedir. Bundan dolayı dalga kılavuzu bant durduran süzgeçler dielektrik kaybının olmaması, yüksek verim ve çevresel etkilere dayanımları nedeniyle yüksek frekans ve güç uygulamaları için sıklıkla çalışılmıştır [1 – 4]. Çalışma [1]'de fiziksel olarak kullanılan rezonatör sayısını azaltmaya yardımcı olan frekans değişkenli kuplaj (Frequency-Variant Coupling) yapıları kullanılarak çift-bant durduran süzgeç karakteristiği elde edilmiştir. Çalışma [2]'de ise çift-bant durduran süzgeç, dar bant uygulamaları (3.25–4.25 GHz) için uygun olan rezonans açıklığı yapıları kullanılarak elde edilmiştir. Çalışma [3]'te E-düzlemi dalga kılavuzuna kuplajlanmış bant durduran boşluk yapıları önerilmiştir. Böylece istenmeyen/sahte (spurious) rezonanslar, ciddi oranda düşürülmüştür. Çalışma [4]'te, bant durduran rezonatörler kullanılarak çift-bant bant geçiren süzgeç elde edilmiştir.

## 2. Çift-Bant Üçüncü Dereceden Süzgeç Yapısı ve Tasarımı

Tasarımı yapılan çift-bant süzgeç yapısı ve parametreleri Şekil 1(a) ve (b)'de verilmiştir. Şekil 1(b)'da kesiti verilmiş çift-bant süzgeç; Ku-bantta istenen bantları, alıcı (RX; 10.7–12.5 GHz) ve verici (TX; 13.75–14.5 GHz) bantlarını geçirmek, istenmeyen bantlar olan olası gürültü ve interferansı azaltmak/engellemek amacıyla RX ve TX bantları arasındaki frekans bölgesini (12.5–13.75 GHz) ve RX bandı öncesini bastırmak amacıyla tasarlanmıştır/önerilmiştir. Her süzgeç için süzgeç katsayıları geçiş bandı bölgelerinde neredeyse 0.15 dB araya girme kaybına sahip üçüncü dereceden Chebyshev süzgeç tasarımına göre neredeyse eş olarak alınmıştır. Süzgeç yapısı üç bileşenden oluşmuştur, RX ve TX bantları arasını bastırmak için üçüncü dereceden Ku-bant süzgeç, RX bandı öncesi için üçüncü dereceden X-bant süzgeç ve bu X-bant süzgeç yapısına simetrik olarak yerleştirilen lens1 ve lens2 çiftlerinden oluşmaktadır. Lens1 ve Lens2, süzgecin empedans uyumunu ve istenmeyen/durduran frekans bantlarının genişliğini arttırmak amacıyla kullanılmıştır. Dalga kılavuzlarının giriş ve çıkışları, Ku-bant WR75 dalga kılavuzunun standart boyutları olarak 19.05 mm × 9.525 mm seçilmiştir. CST Design Studio'da tasarlanan ve optimize edilen süzgecin nihai boyutları Şekil 1'de verilmiştir.



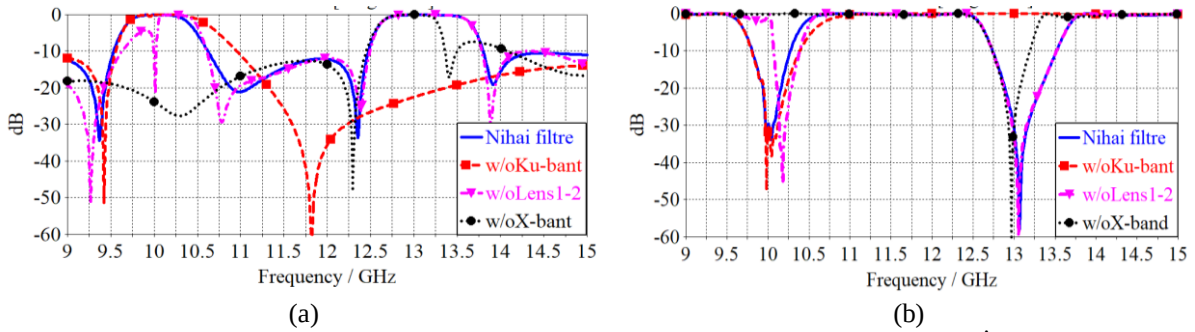
Şekil 1. Tasarlanan çift-bant durdurucu süzgeç; (a) Üç boyutlu görünüm (b) XoZ kesit görünüm

Tablo 1. Tasarlanan çift-bant süzgecin nihai boyutları. (Birim: mm)

| d1  | d2  | d3  | d4  | d5  | d6  | d7 | f1 | f2 | f3  | f4  | f5  | f6 |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|----|
| 1.9 | 3.1 | 3.9 | 7.3 | 5.8 | 6.9 | 1  | 5  | 4  | 2.8 | 1.9 | 1.3 | 1  |

### 2.1 Süzgeç bileşenlerinin nihai süzgeç karakteristiğine etkisi

Çift-bant süzgecin, çalışma mekanizmasını ve her bir bileşeninin nihai süzgece etkisini daha iyi anlamak amacıyla benzetimler yapılmıştır. Benzetimler sırasında, her bir süzgeç bileşeni süzgeç yapısından tek başına çıkarılmış ve diğer bileşenler ve bu bileşenlerin boyutları sabit bırakılmıştır. Benzetimler sonucunda elde edilen yansıma ( $|S_{11}|$ ) ve iletim katsayıları ( $|S_{21}|$ ) sırasıyla Şekil 2(a) ve (b)'de verilmiştir.



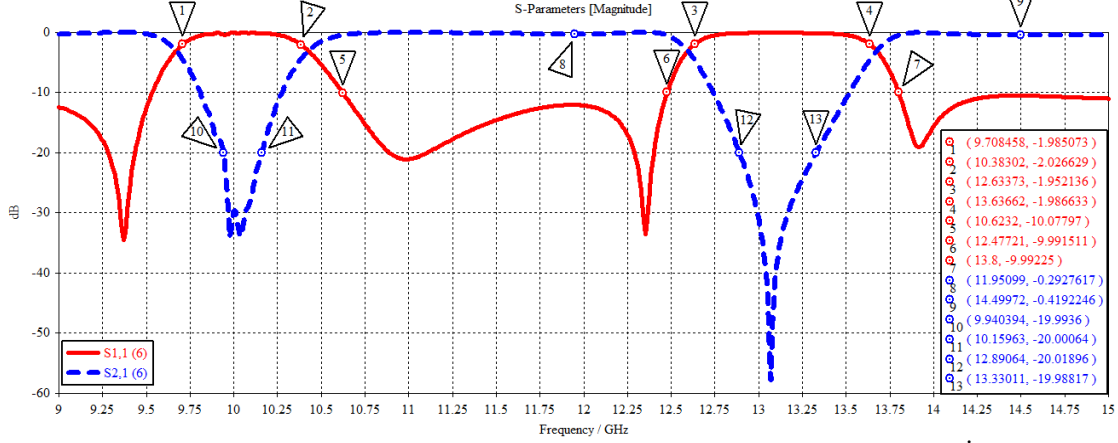
Şekil 2. Süzgeç bileşenlerinin süzgeç karakteristiğine etkisi; (a) Yansıma katsayısı,  $|S_{11}|$ , (b) İletim katsayısı,  $|S_{21}|$

Şekil 2(a)'dan görüleceği üzere Ku-bant süzgeçsiz durumda (w/oKu-bant) RX ve TX bantları arasında herhangi bir bastırma olmamıştır. RX bandı öncesi bastırma bandı genişlemiştir fakat bu durum RX bandının daralmasına neden olmuştur. Bu durum Şekil 2(b)'de verilen  $|S_{21}|$  iletim katsayılarından da açıkça görülmektedir. X-bant süzgeçsiz (w/oX-bant) durumda ise RX bandı öncesi bir bastırma yoktur hatta iletim bandının RX bandı öncesini de içerecek şekilde genişlediği anlaşılmaktadır. RX ve TX bandı arası bastırma ve TX bantlarının daraldığı söylenebilir (Şekil 2(a)). Bastırma bandının daraldığı Şekil 2(b)'de görülmektedir. Şekil 2(a) ve (b)'dan Lens1-ve Lens 2 olmadan (w/oLens1-2), RX bandı öncesi bastırma bandının bariz bir şekilde daraldığı gözlemlenebilir. Sonuç olarak çift-bant süzgecin her üç bileşeninin birbirlerini etkilediği ve tasarım yapılırken bu bileşenlerin aynı anda optimize edilmesi gerektiği anlaşılmaktadır.



### 3. Nihai Çift-Bant Süzgeç Benzetim Sonuçları

Şekil 3'te tasarımı tamamlanan çift-bant süzgecin benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 3'ten geri dönüş kaybı 10 dB'ye ( $|S_{11}| < -10$  dB'ye) göre süzgeç, RX bandında 10.6–12.47 GHz ve TX bandında 13.8–15 GHz bant genişliğine sahiptir. İstenmeyen bantlarda  $|S_{11}| > -2$  dB'ye göre ise 9.7–10.4 GHz ve 12.63–13.63 GHz bant genişliği bulunmaktadır. Şekil 3'te tasarlanan süzgecin 9.95–10.15 GHz ve 12.9–13.3 GHz frekans aralıklarında ise 20 dB'den daha iyi bir bastırmaya sahip olduğu görülmektedir. Tablo 2'de tasarım, literatürdeki benzerleri ile karşılaştırılmış olup daha geniş bantlarda daha düşük kayıplı geçirme ve daha dar bantlarda bastırmaya sahiptir.



Şekil 3. Tasarlana nihai çift-bant süzgecin benzetim sonuçları; (a) Yansıma katsayısı, (b) İletim katsayısı

Tablo 2. Önerilen Süzgecin Literatürdeki Süzgeçler ile Karşılaştırılması

|      | Tek/Çift Bant | $ S_{11} $ (dB) | Alt bant BG (GHz)  | Üst bant BG (GHz) | İletim Sıfır adedi | Derece | Max $ S_{21} $ (dB) |          | Bastırma (dB)      |                   |
|------|---------------|-----------------|--------------------|-------------------|--------------------|--------|---------------------|----------|--------------------|-------------------|
|      |               |                 |                    |                   |                    |        | Alt bant            | Üst bant | Alt bant           | Üst bant          |
| [3]  | T             | -18             | 25.2–30.8<br>0.56  | –                 | 5                  | 5      | < -0.4              | < -0.4   | > 40               | –                 |
| [4]  | Ç             | -15             | 30.2–30.8<br>0.61  | 32–32.75<br>0.71  | 3/3/3              | 3/3    | > -1.2              | > -1.3   | 28.8–30.1<br>>20   | 31–31.8<br>>20    |
| B.Ç. | Ç             | -10             | 10.6–12.47<br>1.87 | 13.8–15<br>1.2    | 2                  | 3/3    | < -0.3/<br>< -0.42  | < -0.42  | 9.95–10.15<br>> 20 | 12.9–13.3<br>> 20 |

### 4. Vargı ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada İHA'lar için RX ve TX bandı arasını ve RX bandı öncesini bastıran çift-bant süzgeç önerilmiştir. Tasarlanan çift-bant süzgeçle bantlar arası izolasyonu artırılmış ve gürültüyü girişimi azaltılmıştır. Tasarımda önerilen oda (boşluk rezonatörlerinin) yapılarının kapalı bir yapıya sahip olması ve boyutların hassas olması nedeniyle geleneksel bilgisayar kontrollü üretim yerine tek parça (monolitik) olarak üç boyutlu (3D) metal üretim tekniği (DLMS) ile üretilmesi planlanmaktadır.

### 5. Teşekkür

Bu çalışma, 122C174 proje numarası ile TÜBİTAK 2218 programı tarafından desteklenmiştir.

### Kaynaklar

- [1] López-Oliver E., Tomassoni C., Macchiarella G. ve Oldoni M., “A Novel Frequency-Variant Coupling Structure for Compact Inline Filter With Transmission Zeros,” IEEE Access, cilt. 12, s. 186547-186554, 2024.
- [2] Valencia S. J. F., Cogollo S., Boria V. E., Guglielmi M., Bastioli S. ve Snyder R. V., “Dual-Reject-Band Filters with Resonant Apertures in Rectangular Waveguide,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt. 73, no. 1, s. 606-619, 2025.
- [3] Montejo-Garai J. R., Ruiz-Cruz J. A., Rebollar J. M. ve Estrada T., “In-Line Pure E-Plane Waveguide Band-Stop Filter with Wide Spurious-Free Response,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 21, no. 4, s. 209-211, 2011.
- [4] Lin J. -Y., Wong S. -W., Qian L., Wang Y., Yang Y. ve Liu Q. -H., “Single and Multiple-Band Bandpass Filters Using Bandstop Resonator Sections,” IEEE Journal of Microwaves, cilt. 4, no. 2, s. 293-302, 2024.



## Uydu Platformuna Konuşlu Ku Bant Faydalı Yükü Anteni'nde Reflektör Yüzey Hatalarının Anten Performansına Etkisi

Koray TAP

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

[ktap@aselsan.com](mailto:ktap@aselsan.com)

**Özet:** Yere eş zamanlı yörüngede (GEO) hizmet veren haberleşme uydusunun dünya paneline entegre Ku Bant faydalı yükü anteni Gregoryan tipli çift reflektör mimarisine sahiptir. Antenin tanımlanmış kapsama alanına görev ömrü boyunca verimli ve kararlı bir şekilde hizmet verebilmesi için uzay uygulamalarına özel çok disiplinli, sistematik tasarım, üretim ve analiz yaklaşımı izlenmiştir. Malzeme seçimi aşamasından başlayarak, yörünge üzerindeki görev ömrü boyunca karşılaşılabilecek çevresel şartları dikkate alacak şekilde kapsamlı analizler yapılmıştır. Reflektör yüzeylerinde oluşabilecek bozulmalar analiz edilmiş ve anten performansına etkileri hesaplanmıştır. Bu bildiride, üretim kaynaklı reflektör yüzey hataları ve termoelastik bozulmaların anten performansına etkileri sunulmaktadır.

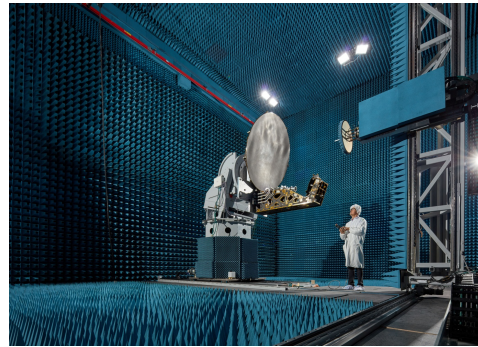
**Abstract:** The Ku-Band Antenna integrated on the earth deck of the GEO satellite platform has a Gregorian-type dual reflector architecture. To ensure that the antenna serves efficiently and stably within its defined coverage area throughout its mission life, a multidisciplinary, systematic design, production, and analysis approach specific to space applications was adopted. Comprehensive analyses were conducted, taking into account the environmental conditions the antenna would face throughout its mission life in orbit. The potential distortions on the reflector surfaces and their effects on antenna performance were analyzed. Effects of manufacturing reflector surface errors and thermoelastic distortions on antenna performance are presented.

### 1. Giriş

Yeryüzünde belirli bir coğrafik alan üzerinde tanımlanmış kapsama alanının verimli bir şekilde aydınlatılabilmesi için uydu üzerinde konuşlu antenin özel olarak tasarlanmış şekilli ışına örüntüsüne sahip olması gerekmektedir. Bu örüntüler yaygın olarak şekillendirilmiş yüzeyli reflektör antenler ile oluşturulmaktadır. Bu mimaride besleme anteninden yayılan elektromanyetik ışına reflektör yüzeyinden yansımakta ve dünya üzerinde istenilen kontur huzmeyi oluşturmaktadır. Reflektör yüzeyinin şekillendirilmesi optimizasyon algoritmalarının etkin kullanımı ile gerçekleştirilmektedir. Yüzey şekillendirme ile azami performans hedeflenirken üretim prosesi sonucunda ve yörünge üzerinde görev ömrü boyunca beklenen performansın düşmemesi için çok disiplinli bir geliştirme yaklaşımın izlenmesi büyük önem taşımaktadır.



a) Antenin Üretilmiş Modeli



b) Antenin Test Odasında Ölçümleri

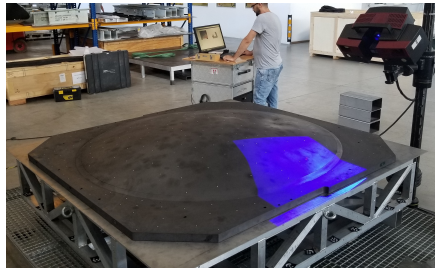
Şekil 1. Uydu Platformu için geliştirilen Ku Bant Dünya Paneli Anteni.

Ku Bant haberleşme faydalı yüküne hizmet veren, aynı anda gönderme ve alma yapabilen, çift doğrusal polarizasyonda çalışan anten Şekil 1'de görüldüğü gibi ofset Gregorian tipli çift reflektör mimarisine sahiptir. Uydu platformunun dünya paneli üzerine entegre edilen antenin her iki reflektör yüzeyi de tanımlı kapsama alanına azami performansta ışına yapabilmek üzere şekillendirilmiştir. Şekillendirilmiş reflektörlerin uzay çevre

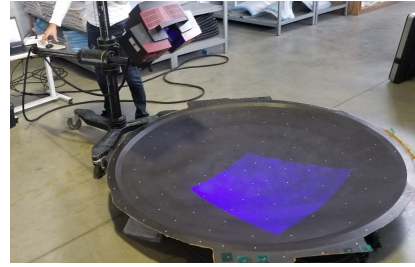
şartlarına altında istenilen performansta kararlı olarak çalışabilmesi için uzay çevresel şartlarına uygun kompozit malzemeler kullanılmıştır. Kompozit malzemeler yüksek mukavemet, hafiflik ve düşük ısı genleşme katsayısı özellikleri nedeniyle modern uydu uygulamalarında reflektörlü antenlerin büyük çoğunluğunda reflektör malzemesi olarak tercih edilmektedir.

Kompozit reflektör üretiminin ilk aşamasında, talaşlı imalat teknikleri kullanılarak reflektör kalıbı üretilmektedir. Reflektör kalıbının tasarlanan reflektör yüzeyini yüksek doğrulukta temsil edecek şekilde üretilmesi büyük önem taşır. Kalıp yüzeyinde oluşabilecek hatalar son ürün olan reflektör yüzeyine bir bileşen olarak aktarılır. Kalıp malzemesi seçerken, düşük genleşme katsayısına sahip malzemeler arasından seçim yapmak kritik öneme sahiptir. Kompozit reflektör üretimi, otoklavda yüksek sıcaklıkta gerçekleştirildiğinden, kalıpta sıcaklığa bağlı meydana gelebilecek yapısal değişimler, üretilen reflektörün yüzeyinin tasarımından sapmasına neden olabilir. Üretim süreci sırasında reflektör yüzeyinde oluşan hatalar, reflektör açıklığındaki faz dağılımını bozar ve antenin uzak alan performansında düşüme yol açar.

Antene ait 1.6 metre çaplı ana reflektör için üretilen kalıbın ve kompozit reflektörün yüzeyleri Şekil 2’de görüldüğü gibi üç boyutlu sayısallaştırıcı ile taranmıştır.



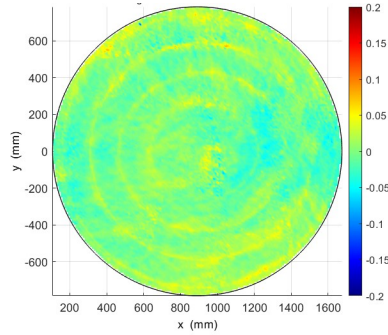
a) Kalıp



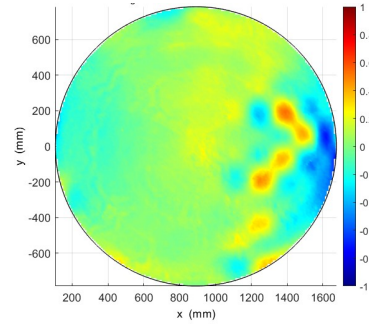
b) Kompozit Reflektör

Şekil 2. Yüzeylerin Üç Boyutlu Sayısallaştırıcı ile Taranması

Tarama sonucunda elde edilen yüzey bilgileri tasarlanan yüzey ile karşılaştırılarak farklar belirlenmiştir.



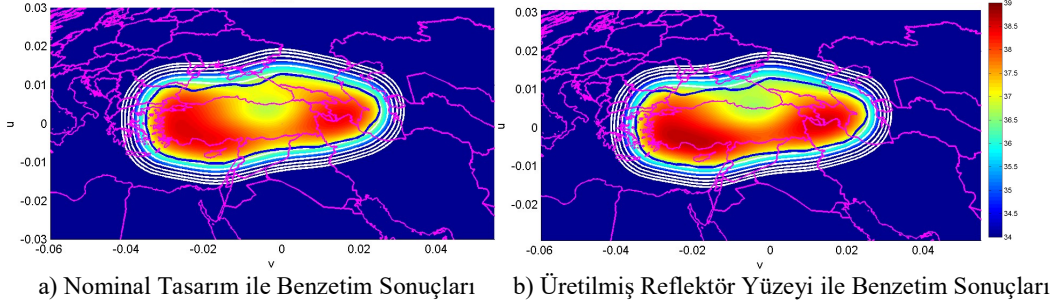
a) Kalıp (renk skalası  $\pm 0.2$  mm)



b) Kompozit Reflektör (renk skalası  $\pm 1$  mm)

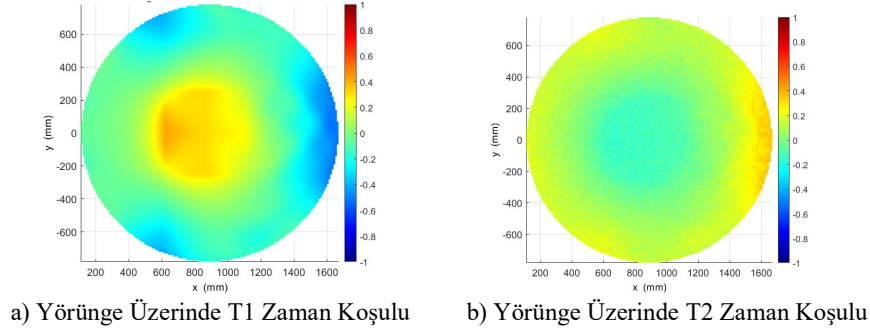
Şekil 3. Üretilmiş Yüzey Verilerinin Tasarlanmış Yüzey ile Kıyaslanması

Şekil 3 (a)’da görüldüğü gibi kalıp yüzey hataları çok düşük seviyelerde ölçülmüştür. Kalıp hataları için RMS değeri 17  $\mu\text{m}$  olarak hesaplanmıştır. Kompozit reflektörde ise beklendiği gibi üretim prosesi kaynaklı düşük seviyede yüzey hataları oluşmuştur. Şekil 3 (b)’de gösterilen hataların RMS değeri 148  $\mu\text{m}$  olarak hesaplanmıştır. 1.6 m çapındaki kompozit reflektör için bu değer üretim öncesi azami olarak hedeflenen 250  $\mu\text{m}$  değerinden düşüktür. Ölçülen reflektör yüzeyi ile elektromanyetik benzetimler yapılmış ve nominal tasarım ile yapılan benzetimler ile karşılaştırılmıştır. Şekil 4’te benzetimler ile hesaplanan anten yönlülük örüntüleri sunulmaktadır. U-V düzlemi üzerinde çizilen grafiklerdeki koyu mavi eğri, kapsama alanını temsil etmektedir. Beyaz renkli eğriler kapsama alanını kapsayan yönlülük konturlarıdır. Renk skalası dB cinsinden yönlülük değerlerine karşılık gelmektedir. Yönlülük Üretilmiş reflektörün benzetim sonuçları nominal tasarımınki ile çok benzerdir. Kapsama alanı kenarlarında nominal tasarıma göre düşüm 0.20 dB’nin altında gerçekleşmiştir.



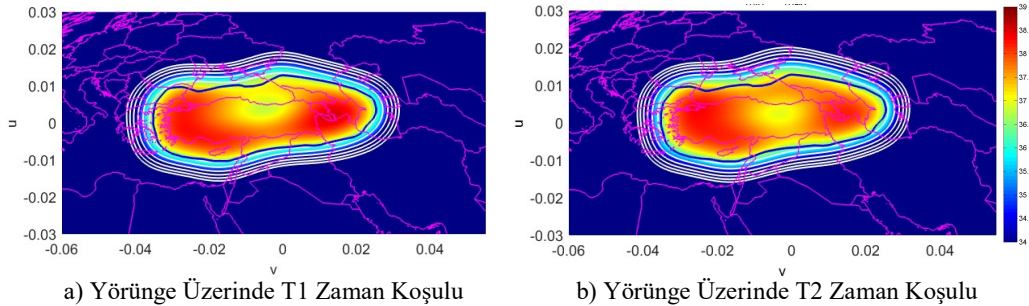
Şekil 4. Taranmış Reflektör Yüzeyi ile Hesaplanan Benzetim Sonuçları

Kompozit reflektörlerin uzay çevresel şartlarına maruz kaldıklarında performansını değerlendirmek amacıyla ısı ve yapısal analizler yapılmıştır. Bu analizlerin ön aşaması olarak, reflektörlerde kullanılan kompozit malzemelerin ısı ve yapısal özelliklerini belirlemek için karakterizasyon testleri gerçekleştirilmiştir. Bu testler sayesinde malzemenin ısı ve yapısal parametreleri ölçülmüş ve analizlere girdi olarak sağlanmıştır. Yörüngedeki ısı yükleri altında yapısal deformasyonları analiz etmek için yörünge analizleri yapılmıştır. Zorlayıcı sıcaklık koşullarına (sıcak, soğuk, yüzey üzerinde sert sıcaklığı gradyanı, vb.) karşılık gelen durumlarda reflektör yüzeyi üzerinde oluşan deformasyonlar yapısal analizlerle belirlenmiştir. Şekil 5'te gösterilen iki örnek durum için RMS yüzey hataları 202  $\mu\text{m}$  ve 130  $\mu\text{m}$  olarak hesaplanmıştır. T1 ve T2 zamanları reflektör üzerinde oluşan maksimum ve minimum sıcaklık koşullarına karşılık gelmektedir.



Şekil 5. Termoelastik Bozulmalar Sonucunda Oluşan Reflektör Yüzey Hataları (renk skalası  $\pm 1$  mm)

Isıl yükler altında deformasyona uğramış reflektör yüzeyleri ile elektromanyetik benzetimler yapılarak deformasyonların anten performansına etkisi analiz edilmiştir. Bu çalışma sonucunda antenin uzay ortam şartlarında operasyonel haldeyken maruz kalacağı ısı yükleri altında performansı kestirilmiştir. Yönlülük örüntüleri Şekil 6'da sunulmuştur.



Şekil 6. Termoelastik Bozulmaların Anten Performansına Etkisi – Anten Örüntüleri

Şekil 5'de gösterilen hatalara karşılık nominal tasarıma göre kapsama alanı kenarlarındaki düşümler 0.25 dB'nin altında kalmıştır.

## Ble Tabanlı Enerji İzleme Sistemi Altyapısı

Cansu KENAR, Seda ÜSTÜN ERCAN\*

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Samsun

[cans.kenar8@gmail.com](mailto:cans.kenar8@gmail.com), [sedau@omu.edu.tr](mailto:sedau@omu.edu.tr)

**Özet:** Günümüzde kullanılan enerji izleme sistemleri yüksek enerji tüketimi ve yüksek kurulum maliyetleri ile verimlilikten ve kullanıcı ulaşılabilirliğinden uzak kalmaktadır. Bu çalışmada Bluetooth Low Energy (BLE) tabanlı bir enerji izleme sistemi altyapısı geliştirilmiştir. Sensör ve ölçüm cihazları BLE modülü bulunan bir mikrodenetleyici ile bağlantı sağlayarak, buradan toplanan veriler BLE vasıtasıyla bir bilgisayara iletilmektedir. Enerji izleme sistemi altyapısının düşük maliyetli, daha düşük enerji tüketimine sahip ve kullanıcı dostu bir sistem olması sağlanarak, BLE sisteminin düşük enerji tüketimi ve veri aktarımı sürecindeki avantajlarından faydalanılması hedeflenmektedir. Sistem gerçek zamanlı izlemenin yanı sıra veri toplama imkanı da sunmaktadır.

**Abstract:** The energy monitoring systems used today are far from efficiency and user accessibility with high energy consumption and high installation costs. In this study, a Bluetooth Low Energy (BLE) based energy monitoring system infrastructure is developed. Sensors and measurement devices are connected to a microcontroller with a BLE module and the data collected from these devices are transmitted to a computer via BLE. It is aimed to utilize the advantages of the BLE system in low energy consumption and data transfer process by ensuring that the energy monitoring system infrastructure is a low-cost, low energy consumption and user-friendly system. The system offers real-time monitoring as well as data collection.

### 1. Giriş

Enerji kaynaklarının verimli kullanımı hem ekonomik hem de çevresel sürdürülebilirlik açısından günümüzde büyük önem taşımaktadır. Artan enerji maliyetleri ve enerji tüketiminin kontrol altına alınması ihtiyacı, kullanıcıların bireysel tüketim alışkanlıklarını gözlemleyebilecekleri sistemlerin geliştirilmesini gerekli kılmıştır. Bu doğrultuda geliştirilen enerji izleme sistemleri, genellikle yüksek maliyetli altyapılar ve yoğun enerji tüketimi nedeniyle yaygın olarak kullanılamamaktadır.

Kablosuz iletişim teknolojilerinin gelişmesiyle birlikte, daha düşük maliyetli ve enerji tasarruflu sistemlerin hayata geçirilmesi mümkün hale gelmiştir. Özellikle Bluetooth Low Energy (BLE) teknolojisi, düşük güç tüketimi ve kolay entegrasyon avantajları sayesinde birçok taşınabilir ve gömülü sistemde yaygın şekilde kullanılmaktadır [1].

Bu çalışmada, BLE tabanlı bir enerji izleme altyapısı geliştirilmesi amaçlanmaktadır. Sistem; sensörler ve ölçüm cihazları ile BLE modülüne sahip bir mikrodenetleyici arasında veri aktarımını sağlamakta, toplanan verileri gerçek zamanlı olarak bir bilgisayara iletmektedir. Geliştirilen altyapı ile hem enerji tüketimi izlenebilir hale getirilmekte hem de sistem maliyeti düşürülmektedir. Bu sayede, kullanıcı dostu ve erişilebilir bir enerji izleme çözümü sunulması hedeflenmektedir.

### 2. Materyal ve Yöntem

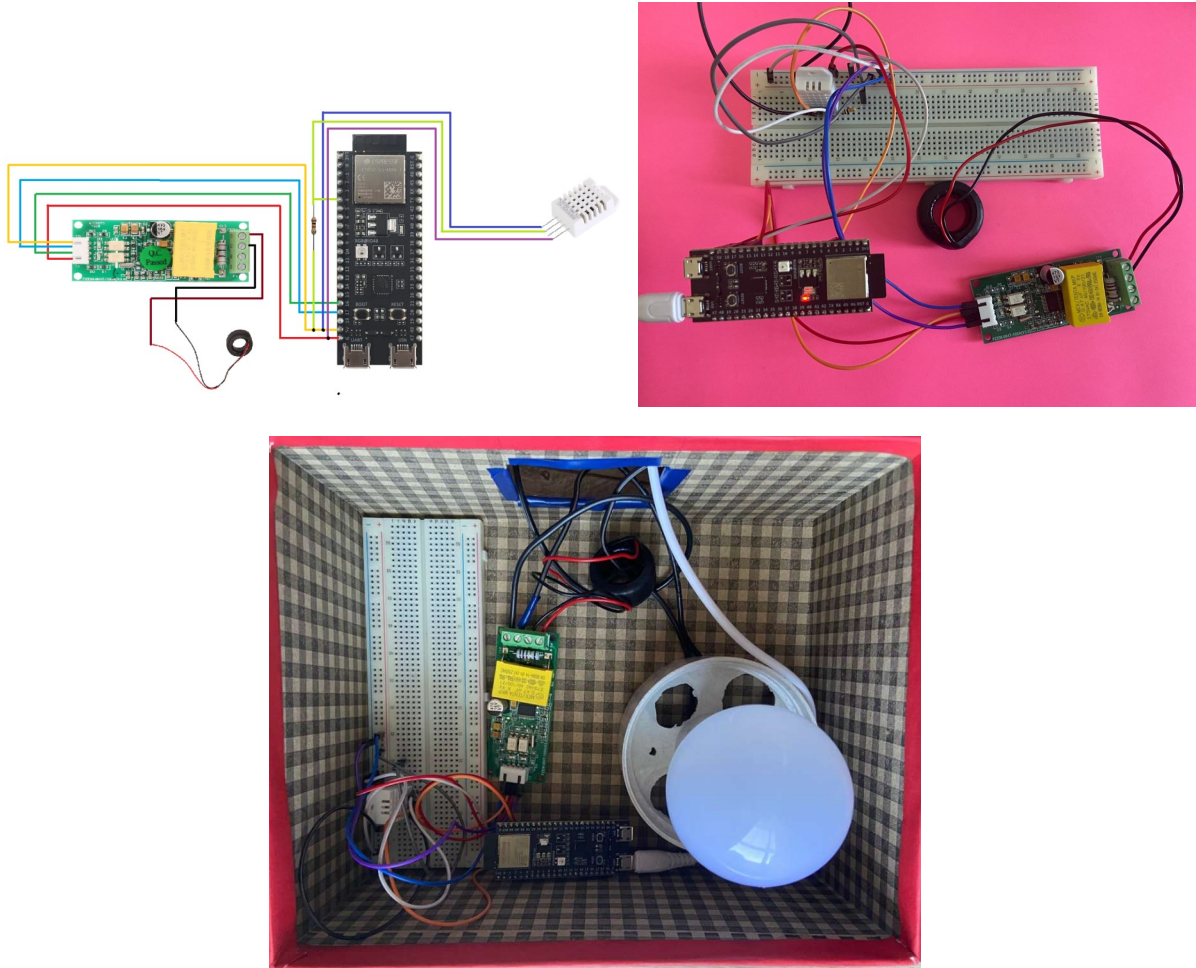
Bu çalışmada, Bluetooth Low Energy (BLE) teknolojisinin enerji izleme sistemlerine entegrasyonu detaylı bir şekilde araştırılmış ve sistem tasarımına yönelik uygun donanım bileşenleri belirlenmiştir [2]. BLE modüllerinin mikrodenetleyici tabanlı bir sisteme entegrasyonu, haberleşme protokolü, veri paketleme yapısı ve enerji verimliliği açısından analiz edilmiştir [3,4].

DHT22, dijital çıkış veren bir sıcaklık ve nem sensörüdür. 3.3 V ile 6 V arasında bir besleme gerilimiyle çalışmaktadır. Sıcaklık ölçüm aralığı -40 °C ile +80 °C arasında olup  $\pm 0.5$  °C hassasiyetle ölçüm yapmaktadır. Nem ölçüm aralığı ise %0 ile %100 bağıl nem arasında değişmektedir. DHT22, Arduino ve ESP32 gibi mikrodenetleyici platformlarıyla tam uyumlu olarak çalışmaktadır [5]. PZEM-004T, AC elektriksel değerleri ölçmek için tasarlanmış bir dijital enerji ölçüm modülüdür. Bu modül, özellikle gerilim (voltaj), akım, aktif güç ve enerji tüketimi gibi temel parametreleri ölçebilme özelliğine sahiptir. 80V ile 260V AC arası gerilimi, 0 ile 100A arası akımı ölçülebilir ve ölçülen değerlere göre anlık güç (Watt) ve toplam enerji tüketimi (kWh) hesaplaması yapabilmektedir [6,7].



ESP32-S3-MINI-1, Espressif Systems tarafından geliştirilen, düşük güçlü ancak yüksek performanslı bir mikrodenetleyici modüldür. Bu modül Wi-Fi ve Bluetooth Low Energy (BLE) desteğine sahiptir. ESP32-S3-MINI-1, 240 MHz hızında çalışan çift çekirdekli Tensilica LX7 CPU ile donatılmıştır. ESP32-S3-MINI-1, Arduino IDE, gibi geliştirme ortamlarıyla uyumlu çalışır ve USB üzerinden kolayca programlanabilmektedir[8]. Şekil 1 ve Şekil 2’de görüldüğü gibi DHT22 sıcaklık ve nem sensörü ile PZEM-004T enerji analizörü, ESP32-S3-MINI-1 mikrodenetleyici kartı ile entegre edilerek sistem bir bütün haline getirilmiştir. DHT22 sensörü, dijital tek hatlı haberleşme protokolü ile veri gönderdiği için ESP32-S3-MINI-1’in 4. pinine bağlanmıştır. Veri hattının stabil çalışabilmesi için sensörün veri pini ile besleme gerilimi arasına 10k $\Omega$ ’luk bir pull-up direnci eklenmiştir. Sensörden sıcaklık ve nem verileri periyodik olarak okunmuş ve mikrodenetleyici üzerinden işlenerek BLE kullanarak mobil cihaza gönderilmiştir. PZEM-004T modülü ise AC gerilim, akım, güç ve enerji tüketimi gibi parametreleri ölçmekte ve bu verileri UART (seri iletişim) protokolü aracılığıyla mikrodenetleyiciye iletmektedir. Bu doğrultuda ESP32-S3-MINI-1 üzerinde bulunan donanımsal UART pinlerinden 16. Ve 17. pin kullanılarak PZEM-004T ile haberleşme sağlanmıştır. UART bağlantısında PZEM modülünün TX pini ESP32’nin RX pinine, RX pini ise ESP32’nin TX pinine bağlanmıştır. Bu bağlantılar yapıldıktan sonra her iki modül de aynı anda veri üretecek şekilde çalıştırılmış ve ESP32-S3-MINI-1 üzerinde bu veriler birleştirilerek Bluetooth Low Energy (BLE) yoluyla mobil cihaza aktarılmıştır.

Sistem tasarımında, cihazların düşük güç tüketimine sahip olacak şekilde çalışması hedeflenmiştir. Sıcaklık sensörü ile ortam sıcaklığı sürekli izlenecek, belirlenen eşik değerlerin aşılması durumunda sistem müdahale bildirimi sağlayacaktır. Benzer şekilde, nem sensörü yardımıyla özellikle nemin kritik olduğu endüstriyel ortamlarda durum analizi yapılabilecektir. Enerji analizörü ile anlık gerilim, akım, aktif güç ve toplam enerji tüketimi ölçülecek, bu veriler hem anlık olarak izlenecek hem de gerektiğinde arşivlenebilecektir.



Şekil 1. Tasarlanan Devrenin Bağlantı Şeması ve Prototip Görşeli

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, düşük maliyetli, enerji verimli ve kullanıcı dostu bir enerji izleme sistemi altyapısı geliştirilmiştir. BLE teknolojisinin sağladığı düşük güç tüketimi ve kablosuz veri aktarım kolaylığı sayesinde, sistem başarılı bir şekilde gerçek zamanlı veri takibi ve aktarımı gerçekleştirebilmiştir. PZEM-004T enerji analizörü, sıcaklık ve nem sensörü DHT22 ile birlikte entegre edilen ESP32-S3-MINI-1 mikrodenetleyicisi, tüm verileri BLE üzerinden merkezi bir cihaza iletmış; sistemin ölçüm doğruluğu ve kararlılığı laboratuvar ortamında test edilmiştir. Sistemden okunan veriler ve bu verilerin mobil uygulamaya aktarılması Şekil 2’de gösterilmiştir.

Elde edilen sonuçlar, önerilen sistemin konut, ofis ve küçük ölçekli endüstriyel uygulamalarda etkili bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir. Ayrıca sistemin düşük enerji tüketimi, taşınabilirlik ve genişletilebilirlik özellikleri, uzun süreli kullanımlar ve batarya ile beslenen uygulamalar için uygun bir altyapı sunduğunu ortaya koymaktadır.

İlerleyen çalışmalarda sistemin bulut tabanlı veri tabanlarıyla entegrasyonu, mobil uygulama desteği ve çoklu cihaz iletişimi gibi işlevlerle genişletilmesi planlanmaktadır. Bu sayede sistemin ölçeklenebilirliği artırılacak ve daha geniş kullanıcı kitlelerine ulaşılması mümkün olacaktır.



Şekil 2. Arduino IDE’den Verilerin Okunduğu Görsel ve Eşik Değerler Aşıldığında Gelen Bildirim Görseli

#### Kaynaklar

- [1]. Tosi, J., Taffoni, F., Santacatterina, M., Sannino, R. ve Formica, D., "Performance Evaluation of Bluetooth Low Energy: A Systematic Review," *Sensors*, cilt 17, 2017, s. 2898.
- [2]. Siekkinen, M., Hienkari, M., Nurminen, J. ve Nieminen, J., "How Low Energy is Bluetooth Low Energy? Comparative Measurements with ZigBee/802.15.4," *Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, IEEE, 2012, s. 232–237.
- [3]. Natgunanathan, I., Fernando, N., Loke, S. W. ve Weerasuriya, C., "Bluetooth Low Energy Mesh: Applications, Considerations and Current State-of-the-Art," *Sensors*, cilt 23, 2023, s. 1826.
- [4]. Mackensen, E., Lai, M. ve Wendt, T., "Bluetooth Low Energy (BLE) Based Wireless Sensors," *IEEE Sensors*, 2012, s. 1–4.
- [5]. Aosong Electronics Co., Ltd., DHT22 (AM2302) Temperature & Humidity Sensor Datasheet, Guangzhou, Çin.
- [6]. Peacefair Electronics, PZEM-004T V3.0: Multifunctional Power Meter Datasheet, Çin.
- [7]. Gopika, B. ve George, S., "IoT Based Smart Energy Management System Using PZEM-004T Sensor & Node MCU," *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, cilt 9, 2021, s. 45–48.
- [8]. Yang, J., Li, X., Ma, Y., Zhang, Y. ve Guan, X., "Beyond Beaconing: Emerging Applications and Challenges of BLE," *Ad Hoc Networks*, cilt 97, 2020, Makale No: 102015.



## Sierpinski Halısı Geometrisinde 2.45 GHz’de Çalışan Fraktal Anten Tasarımı ve Frekans Analizi

Mustafa Ünal, Gülşah Yıldız, Cemanur Aydınalp

İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

İstanbul

unal18@itu.edu.tr, gulsahyildiz@itu.edu.tr, aydinalp16@itu.edu.tr

**Özet:** Sierpinski halısı, 1916 yılında tanımlanan, kendine benzerlik özelliği taşıyan klasik bir fraktal geometridir. Bu yapı, belirli kurallar dahilinde tekrarlanan boşluklu kare bölümleriyle birçok alanda uygulanmaktadır. Özellikle anten tasarımlarında, fraktal yapıların sunduğu çok bantlı ve kompakt çözümler sayesinde Sierpinski halısı önemli bir alternatif haline gelmiştir. Bu çalışmada, 2.45 GHz rezonans frekansında çalışacak şekilde tasarlanmış, biri klasik kare yama, diğeri ise Sierpinski halısının üçüncü iterasyonuna sahip iki mikroşerit anten modeli incelenmiştir. Tasarımlar, 1–10 GHz frekans aralığında analiz edilerek karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, Sierpinski halısı fraktal yapısının anten performansını geniş bantlılık ve çoklu rezonans frekansları açısından olumlu yönde etkilediğini göstermektedir.

**Abstract:** The Sierpinski carpet, defined in 1916, is a classic fractal geometry characterized by self-similarity. This structure is applied in many fields through repeated hollow square sections according to specific rules. Particularly in antenna designs, the Sierpinski carpet has become an important alternative due to the multiband and compact solutions offered by fractal structures. In this study, two microstrip antenna models operating at a resonance frequency of 2.45 GHz were examined: one with a conventional square patch and the other with the third iteration of the Sierpinski carpet. The designs were analyzed and compared over the frequency range of 1–10 GHz. The results show that the fractal structure of the Sierpinski carpet positively influences antenna performance in terms of broadband characteristics and multiple resonance frequencies.

### 1. Giriş

Fraktal antenler, mikrodalga sistemlerinde elektromanyetik dalgaları verimli bir şekilde iletmek ve almak için kullanılan anten türlerindendir. Fraktal geometriler, anteni küçültmenin bir yolu olarak kullanılmaktadır [1]. Ayrıca, elektriksel uzunluklar anten tasarımında önemli bir parametre olduğu için fraktal geometrilerin anten tasarımında kullanılması önem arz etmektedir [2]. Fraktal antenlerin ilk kullanımı 1990’lı yıllarda N. Cohen’in fraktal geometrileri anten tasarımına uygulamasıyla görülmüştür [3]. Bu geometrilerden biri olan Sierpinski halısı, 1916’da Waclaw Sierpiński tarafından tanımlanmış olup, kare bir yapının belirli kurallar çerçevesinde tekrarlı bölünmesiyle oluşturulan klasik bir fraktal yapıdır [4]. Yüksek öz benzerlik, boşluklu yapı ve az karmaşık topolojisi sayesinde anten tasarımlarında tercih edilmektedir [5]. Fraktal geometrik yapıları sayesinde küçültülebilen fraktal antenler, uygulanma alanının kısıtlı olması nedeniyle kompakt donanım gerektiren biyomedikal sistemleri, cep telefonları, radar sistemleri, IoT cihazları ve uydu haberleşme sistemleri gibi alanlarda kullanılabilir. Biyomedikal sistemlerde fraktal anten kullanımına örnek olabilecek [6]’daki çalışmada, meme kanseri hipertermi uygulaması için 2.45 GHz rezonans frekansında çalışan fraktal anten tasarlanmıştır. Cep telefonları gibi kablosuz haberleşme gerektiren cihazlarda fraktal anten kullanımına örnek olabilecek [7]’deki çalışmada, 5 GHz rezonans frekansında çalışan Sierpinski halısı fraktal yapısında anten tasarlanmıştır. Radar sistemlerinde fraktal anten kullanımına örnek olabilecek [8]’deki çalışmada, 7.84 GHz, 8.64 GHz ve 10.98 GHz rezonans frekanslarında çalışan T-kare fraktal yapısında anten tasarlanmıştır. IoT cihazları alanında fraktal anten kullanımına örnek olabilecek [9]’daki çalışmada, 2.2 GHz, 4.2 GHz, 5.1 GHz ve 6.1 GHz rezonans frekanslarında çalışan Sierpinski üçgeni fraktal yapısında anten tasarlanmıştır. Uydu haberleşmesi alanında fraktal anten kullanımına örnek olabilecek [10]’daki çalışmada ise 4 GHz ve 5.9 GHz çift rezonans frekansında çalışan birleştirilmiş Minkowski-Sierpinski halısı fraktal yapısında anten tasarlanmıştır.

Bu çalışmada, CST Studio Suite simülasyon programı üzerinde, 2.45 GHz rezonans frekansında çalışan ve Sierpinski halısı fraktal geometrisine sahip temel biçimde yama anten ve üçüncü iterasyonda fraktal anten tasarlanmış ve bu iki tasarım karşılaştırılarak 1-10 GHz arası frekans analizleri yapılmıştır.

### 2. Yöntem

CST Studio Suite, Dassault Systemes şirketi tarafından geliştirilip kullanıma sunulan ve elektromanyetik simülasyon için kullanılan bir yazılım paketidir. Geniş bir frekans spektrumunda elektromanyetik bileşenleri ve

sistemleri tasarlamak, analiz etmek ve optimize etmek için 3 boyutlu simülasyon araçları sağlar. Anten simülasyonları için de yaygın olarak kullanılan CST Studio Suite, bu çalışmadaki gerekli simülasyonlar için kullanılmıştır.

Sierpinski halısı fraktal geometrisinin temel biçim ile üçüncü iterasyon geometrisini karşılaştırmak amacıyla iki adet tasarım yapılmıştır (Şekil 1). Her iki tasarımda da dielektrik yüzey olarak FR-4 (kayıplı) maddesi kullanılırken iletken yüzeyler için tavllanmış bakır maddesi tercih edilmiştir. Dielektrik yüzey ölçüleri 100 x 100 x 1.6 mm, toprak yüzey ölçüleri 100 x 100 x 0.035 mm'dir. Temel biçimdeki kare yamanın ölçüleri 57.3 x 57.3 x 0.035 mm (Şekil 1a), üçüncü iterasyondaki kare yamanın ölçüleri ise 61.7 x 61.7 x 0.035 mm olarak kullanılmıştır (Şekil 1b).

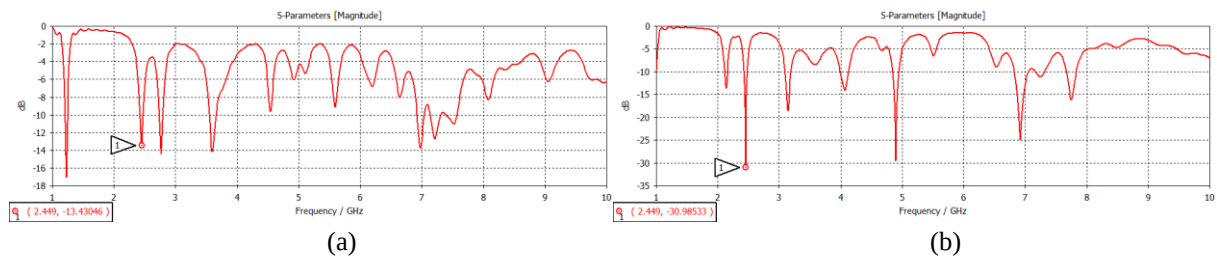


Şekil 1. Sierpinski Halısı Fraktal Geometrilili Antenin (a) Temel Biçim Tasarımı (b) Üçüncü İterasyon Tasarımı.

### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, 2.45 GHz rezonans frekansında çalışan, Sierpinski halısı fraktal geometrisine sahip temel biçimde yama anten ve üçüncü iterasyonda fraktal anten tasarlanmış ve bu iki tasarımın simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 1a'daki antenin simülasyon sonucu olan Şekil 2a'daki  $S_{11}$  parametre grafiği incelendiğinde, 2.45 GHz rezonans frekansında -13.43 dB geri dönüş kaybına ve incelenen 1-10 GHz frekans aralığında toplam 7 adet rezonans frekansına sahip olduğu görülmektedir. Şekil 1b'deki antenin simülasyon sonucu olan Şekil 2b'deki  $S_{11}$  parametre grafiği incelendiğinde ise 2.45 GHz rezonans frekansında -30.985 dB geri dönüş kaybına ve incelenen 1-10 GHz frekans aralığında toplam 8 adet rezonans frekansına sahip olduğu görülmektedir.

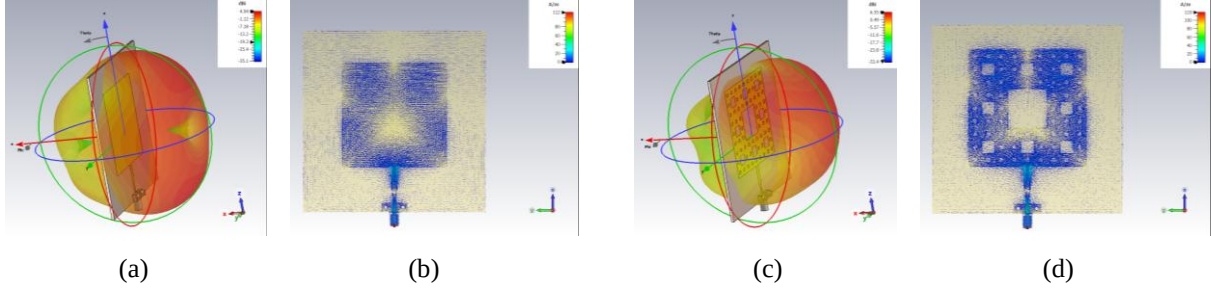
Elde edilen bu iki sonuç karşılaştırıldığında, Sierpinski halısı fraktal geometrisinde üçüncü iterasyona gidilip kare yamanın kenar uzunluğunda 7.68% artış yapılmasına karşın, uygulanan her bir iterasyonda yama alanının yaklaşık 10%'u kadar parça çıkarıldığı için daha efektif bir alan kullanımından söz edilebilir. Bunun yanında, üçüncü iterasyon fraktal geometrisinde 1-10 GHz aralığında daha fazla sayıda rezonans frekansına sahip (dolayısıyla daha çok bantlı çalışan) ve 2.45 GHz rezonans frekansında geri dönüş kaybı çok daha düşük olan bir tasarım yapıldığı gözlemlenmektedir.



Şekil 2. Sierpinski Halısı Fraktal Geometrilili Antenin (a) Temel Biçim  $S_{11}$  Parametre Grafiği (b) Üçüncü İterasyon  $S_{11}$  Parametre Grafiği.

Temel biçimdeki antenin 2.45 GHz'deki 3 boyutlu uzak alan ışıma diyagramı Şekil 3a'da, yüzey akım dağılımı ise Şekil 3b'de verilmiştir. Bu tasarımda maksimum yönlülük 4.94 dBi, maksimum yüzey akımı ise 112 A/m olarak elde edilmiştir. Antenin ön yüzünden -x yönüne doğru geniş bir açısal sektörde belirgin bir yönlülüğe sahip olduğu, yayılım istenmeyen ters yönde ise yönlülüğün daha düşük genlikli seviyelerde kaldığı gözlemlenmektedir. Üçüncü iterasyondaki antenin 2.45 GHz'deki 3 boyutlu uzak alan ışıma diyagramı Şekil 3c'de, yüzey akım dağılımı ise Şekil 3d'de verilmiştir. Bu tasarımda maksimum yönlülük 6.55 dBi seviyesine,

maksimum yüzey akımı ise 119 A/m'ye yükselmiştir. Birinci iterasyondaki antene göre hem maksimum yönlülük genliği hem de maksimum yüzey akımı daha büyüktür. Birinci iterasyondaki antene benzer şekilde antenin ön yüzünden -x yönüne doğru geniş bir sektörde yönlülük görülmektedir ancak yönlülük genliğinin daha yüksek olmasından da anlaşılacağı üzere bu yönlülüğün açısal kapsamı bir miktar daralmıştır. İstenmeyen ters yönde ise düşük genlikli yönlülük sürdürülmektedir. Yüzey akım dağılımları karşılaştırıldığında, üçüncü iterasyona gidilerek daha geniş ve kompleks bir akım dağılımı elde edildiği gözlemlenmektedir. Bu durum, üçüncü iterasyondaki antene daha fazla rezonans yolu sunarak daha çok bantlı çalışmasına olanak sağlamaktadır.



**Şekil 3.** Sierpinski Halısı Fraktal Geometrilili Antenin 2.45 GHz'deki (a) Temel Biçim Uzak Alan Işıma Diyagramı (b) Temel Biçim Yüzey Akım Dağılımı (c) Üçüncü İterasyon Uzak Alan Işıma Diyagramı (d) Üçüncü İterasyon Yüzey Akım Dağılımı.

Gelecek çalışmalarda, tasarlanan antenin fiziksel olarak gerçekleştirilmesi planlanmakta olup deneysel ölçümler ile simülasyon verilerinin karşılaştırılması hedeflenmektedir. Ayrıca, bu anten yapısının mikrodalga hipertermi gibi biyomedikal uygulamalardaki performansının değerlendirilmesi de gelecekteki araştırma konuları arasında yer almaktadır.

#### 4. Teşekkür

Bu çalışma, İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi lisans projesi (Proje No: 47123) ve MGA-2023-45157 projesi tarafından desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] Peitgen, H. O., Jürgens, H., & Saupe, D. (2013). *Fractals for the classroom: part one introduction to fractals and chaos*. Springer Science & Business Media.
- [2] Gianvittorio, J. P., & Rahmat-Samii, Y. (2002). Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications. *IEEE Antennas and Propagation magazine*, 44(1), 20-36.
- [3] Cohen, N. (1995). Fractal antennas: part 1. *Communications Quarterly*, 9, 7-22.
- [4] Barlow, M. T., & Bass, R. F. (1989). The construction of Brownian motion on the Sierpinski carpet. In *Annales de l'IHP Probabilités et statistiques* (cilt. 25, no. 3, s. 225-257).
- [5] Azzouz, A., Bouhmidi, R., Munir, M. E., Nasralla, M. M., & Chetoui, M. (2025). Performance Analysis of a High-Gain Multi-Band Wheel-Shaped Fractal Antenna Using Sierpinski Carpet and Koch Snowflake Geometries. *Results in Engineering*, 105328.
- [6] Yildiz, G., Farhat, I., Farrugia, L., Bonello, J., Zarb-Adami, K., Sammut, C. V., ... & Akduman, I. (2023). Comparison of microwave hyperthermia applicator designs with for a dipole and connected array. *Sensors*, 23(14), 6592.
- [7] Raj, A., Dhukarya, D. C., Srivastava, D. K., & Mandal, D. (2023). Design and analysis of square shape slot cut high gain Sierpinski carpet fractal antenna for wireless applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 65(8), 2337-2343.
- [8] Mohanty, P., Pandav, S., & Behera, S. K. (2024). Fractal T-Square Antenna for Radar Application. In *2024 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)* (s. 1-4). IEEE.
- [9] Gupta, M., & Mathur, V. (2017). Sierpinski fractal antenna for internet of things applications. *Materials Today: Proceedings*, 4(9), 10298-10303.
- [10] Karimbu Vallappil, A., Khawaja, B. A., Khan, I., & Mustaqim, M. (2018). Dual-band Minkowski–Sierpinski fractal antenna for next generation satellite communications and wireless body area networks. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(1), 171-178.

## Tabakalı Yapılarda Kalınlık Optimizasyonu İle Elektromanyetik Sönümleme

Salih Nişancı<sup>1,2</sup>, Ali Yapar<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Türk-Alman Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul  
salih.nisanci@tau.edu.tr

<sup>2</sup>İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, yapara@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, ideal iletken (Perfect Electric Conductor, PEC) bir yüzey üzerine yerleştirilmiş iki katmanlı bir yapının, ikinci katman kalınlığının yapının elektromanyetik dalga sönümleme performansına etkisi incelenmiştir. Bu doğrultuda ilk katmanına ait malzeme parametreleri ve ikinci katmanın kompleks bağıl dielektrik sabiti değerinin bilindiği varsayımı altında, çalışma frekansı bölgesinde maksimum sönümleme sağlayan optimum kalınlık değeri belirlenmiştir. Elde edilen teorik sonuçlar, 9.5–10.5 GHz frekans bandında CST Microwave Studio yazılımı kullanılarak sayısal yöntemlerle doğrulanmıştır.

**Abstract:** In this study, the effect of the second layer thickness on the electromagnetic wave attenuation performance of a two-layer structure placed on an ideal conductor (Perfect Electric Conductor, PEC) surface is investigated. Assuming that the material parameters of the first layer and the complex relative permittivity of the second layer are known, the optimal thickness value of the second layer that provides maximum attenuation within the operating frequency range is determined. The theoretical results obtained are validated numerically using CST Microwave Studio software in the frequency band of 9.5–10.5 GHz.

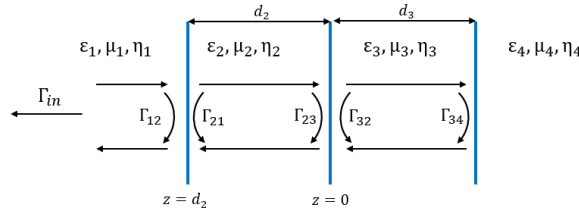
### 1. Giriş

Günümüzde elektromanyetik (EM) dalgaların kontrolü ve yönetimi gerek sivil gerekse askeri uygulamalarda stratejik bir önem kazanmıştır [1]. Modern elektronik cihazların artan yoğunluğu, kablosuz iletişim teknolojilerinin yaygınlaşması ve elektromanyetik kirliliğin yükselen seviyeleri, elektromanyetik girişim (EMI) ve radyasyonun kontrol altına alınmasını zorunlu hale getirmiştir. Bu bağlamda, elektromanyetik sönümleme, sistemlerin güvenilirliğini artırmak, insan sağlığını korumak ve hassas bileşenleri elektromanyetik etkilerden izole etmek adına kritik bir mühendislik problemine dönüşmüştür. Özellikle elektromanyetik görünmezlik (stealth teknolojileri), tıbbi cihazların korunması ve yüksek frekanslı haberleşme sistemlerinin stabil çalışması gibi uygulama alanlarında etkili elektromanyetik sönümleme sağlayan malzemelere olan ihtiyaç giderek artmaktadır [2]. Bu doğrultuda, malzeme tabanlı çözümler hem üretim kolaylığı hem de tasarım esnekliği sayesinde ön plana çıkmaktadır [3]. Dielektrik, manyetik ve iletken özelliklere sahip çok katmanlı yapılar, belirli frekans aralıklarında istenen düzeyde sönümleme elde edebilmek adına yaygın olarak tercih edilmektedir [4]. Bu çalışma, iki farklı uygulama senaryosunu göz önünde bulundurarak tasarlanmıştır. İlk senaryoda, ideal iletken (Perfect Electric Conductor, PEC) bir yüzey üzerine yerleştirilen iki katmanlı yapının elektromanyetik dalga sönümleme performansı teorik olarak analiz edilmiştir. İkinci senaryoda ise, halihazırda üretimi tamamlanmış, yüzeyi boyanmış veya dielektrik bir malzeme ile kaplanmış metalik yapıların üzerine ilave edilecek yeni bir dielektrik katman aracılığıyla sönümleme performansının iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Bu kapsamda, alt katmanda yer alan mevcut malzemenin efektif bağıl dielektrik sabiti ve kalınlığı bilindiği durumda, üst katmanın optimum kalınlığı belirlenmiştir. Böylece yalnızca sıfırdan tasarlanan yapılar değil, mevcut yüzeylerin modifikasyonu yoluyla da etkili bir sönümleme elde edilmesi mümkün hale getirilmiştir. Söz konusu analiz kapsamında ilk olarak dört ortamdan ve üç arayüzeyden oluşan yapının yansımaya katsayısı analitik olarak türetilmiştir. Elde edilen formülasyon aracılığıyla maksimum sönümleme sağlayan ikinci katman kalınlığı, yansımaya katsayısının frekansa göre normalize edilmiş integrali üzerinden belirlenmiştir. Teorik olarak elde edilen sonuçların geçerliliği 9.5–10.5 GHz frekans bandında CST Microwave Studio yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

### 2. Tabakalı Ortamlar İçin Genel Yansımaya Kırılma Formülasyonu

Şekil 1’de gösterildiği gibi elektromanyetik dalgalar süreksizlik yüzeylerinde yansımaya veya kırılmaya uğrar. Arayüzler arasında meydana gelen sonsuz yansımaya ve kırılmaya dikkate alınarak Şekil 1’de verilen yapıya ait yansımaya katsayısı türetilerek Eşitlik 1’de verilmiştir. Burada  $d_n$  ve  $k_n$  sırasıyla  $n$ . ortama ait kalınlık ve dalga sayısını gösterirken,  $\Gamma_{nm}$ ,  $m$ . ortam ile  $n$ . ortam arasındaki yansımaya katsayısını göstermektedir. Daha sonra bir önceki çalışmamızda gerçekleştirdiğimiz gibi çalışma frekansı bölgesinde maksimum sönümlemeyi sağlayan malzeme parametrelerini belirleyebilmek için yeni bir fonksiyon tanımlanmıştır ve tanımlanan yeni fonksiyon Eşitlik 2’de

gösterildiği gibi Eşitlik 1’de verilen yansıma katsayısının frekansa göre integrali alınarak normalize edilmesi ile elde edilmiştir [5].



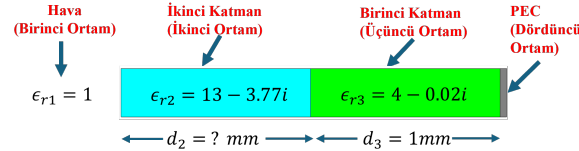
Şekil 1. Süreksizlik noktalarında meydana gelen yansıma ve kırılmalar.

$$\Gamma_{in} = \frac{\Gamma_{12} + \frac{\Gamma_{23} + \Gamma_{34} e^{-2ik_3 d_3}}{1 + \Gamma_{23} \Gamma_{34} e^{-2ik_3 d_3}} e^{-2ik_2 d_2}}{1 + \Gamma_{12} \frac{\Gamma_{23} + \Gamma_{34} e^{-2ik_3 d_3}}{1 + \Gamma_{23} \Gamma_{34} e^{-2ik_3 d_3}} e^{-2ik_2 d_2}} \quad (1)$$

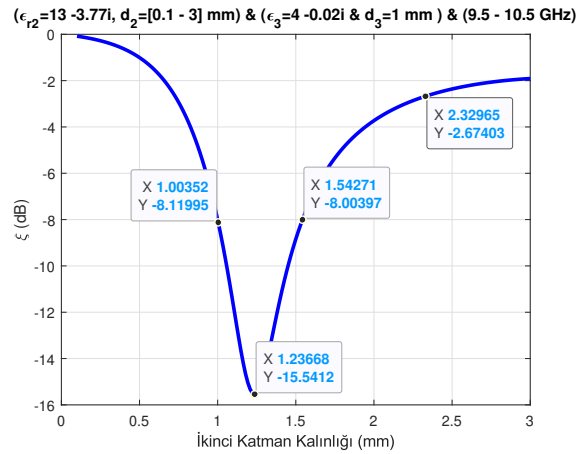
$$\xi = \frac{1}{(f_{\max} - f_{\min})} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |\Gamma_{in}(\epsilon'_{r2}, \epsilon''_{r2}, d_2, \epsilon'_{r3}, \epsilon''_{r3}, d_3)| df \quad (2)$$

### 3. Maksimum Sönümlenme için İkinci Katman Kalınlığının Belirlenmesi

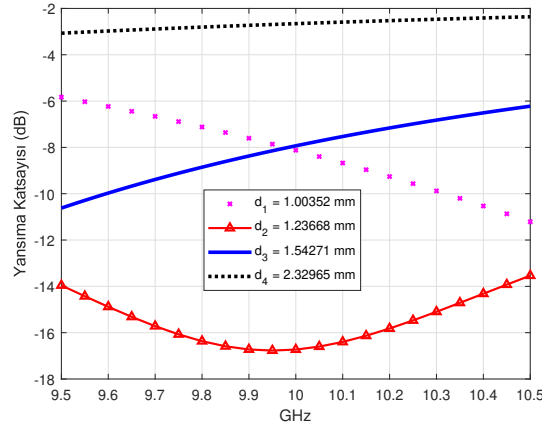
Çalışma kapsamında x ve y yönlerinde sonsuz uzunluğa sahip yapı için, Şekil 2’de görüldüğü gibi birinci ortam hava, ikinci ortam (ikinci katman) bağlı dielektrik sabiti bilinen dielektrik ( $\epsilon_{r2} = 13 - 3.77i$ ), üçüncü ortam (birinci katman) bağlı dielektrik sabiti ve kalınlığı bilinen dielektrik malzeme ( $\epsilon_{r3} = 4 - 0.02i$ ,  $d_3 = 1mm$ ) ve dördüncü ortam PEC ( $\eta_4 = 0$ ) olarak seçilmiştir. Burada kullanılan malzeme parametreleri ve kalınlık değerleri, yöntemin uygulanabilirliğini gösterebilmek amacıyla belirli aralıklarda özel olarak seçilmiştir. Daha sonra maksimum sönümlemeyi sağlayan ikinci katmanın kalınlık değerini belirlemek amacıyla Şekil 3’te verildiği gibi çalışma frekansı aralığında  $\xi$  ’nin ikinci katmanın kalınlığına bağlı grafiği çizdirilmiştir.



Şekil 2. PEC üzerine yerleştirilmiş iki katmanlı yapının görseli.



Şekil 3. Çalışma frekansı bölgesinde  $\xi$  ’nin ikinci katmanın kalınlığına bağlı grafiği.



**Şekil 4.** Farklı ikinci katman kalınlığı değerlerinde meydana gelen yansıma katsayısı simülasyon sonuçları.

Şekil 3'te verilen grafik incelendiğinde çalışma frekansı bölgesinde en fazla sönümlenmenin 1.23668 mm malzeme kalınlığında meydana geleceği görülmektedir. Daha sonra yöntemin doğruluğunu daha iyi irdelemek amacıyla benzer miktarlarda sönümleme yaptığı gözlemlenen 1.00352 mm ve 1.54271 mm kalınlık değerleri ve bu kalınlık değerlerine göre daha az sönümleme yapan 2.32965 mm kalınlık değeri rastgele noktalar olarak seçilmiştir. Sonuçları doğrulamak amacıyla seçilen kalınlık değerlerine sahip yapıların 3B tasarımları CST programında oluşturularak yansıma katsayısı simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlarda x ve y yönlerinde unitcell sınır koşulu, z yönünde ise open (add space) sınır koşulu uygulanmıştır.

Şekil 4'te verilen simülasyon sonuçları incelendiğinde Şekil 3'te verilen grafiğe uygun olarak çalışma frekansı bölgesinde en fazla 1.23668 mm malzeme kalınlığında sönümleme gerçekleşirken, 1.00352 mm ve 1.54271 mm, malzeme kalınlıklarında ortalama olarak benzer miktarlarda sönümlemenin gerçekleştiği ve 2.32965 mm kalınlığında ise en az sönümlemenin meydana geldiği görülmektedir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, ideal iletken bir yüzey üzerine yerleştirilmiş iki katmanlı bir yapının elektromanyetik sönümleme performansı, ikinci katman kalınlığına bağlı olarak analiz edilmiştir. İlk katman malzeme parametreleri sabitlenmiş, ikinci katmanın bağıl kompleks dielektrik sabiti bilindiği varsayımı altında maksimum sönümleme sağlayan optimum kalınlık değeri elde edilmiştir. Bu yöntem frekansa bağlı normalize edilmiş yansıma katsayısı cinsinden bir fonksiyonelin minimizasyonuna dayanmaktadır ve elde edilen sonuçlar CST Microwave Studio yazılımı ile yapılan simülasyon sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Çalışma, özellikle radar soğurucu yapıların tasarımı ve elektromanyetik girişim bastırma uygulamalarında, frekansa bağlı optimize kalınlık tayini açısından pratik bir yöntem sunmaktadır. Gelecek çalışmada geliş açısının soğurucu performansına etkisi ile beraber malzemeye ait diğer parametrelerin ayrı ayrı veya çoklu analizlerinin gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

#### 5. Kaynaklar

##### Kaynaklar

- [1] X. Xiong, B. Zheng, A. L. Swindlehurst, J. Tang, W. Wu, "A New Intelligent Reflecting Surface-Aided Electromagnetic Stealth Strategy," arXiv, 2024.
- [2] S. H. Kim et al., "Carbon-based radar absorbing materials toward stealth technologies," *Advanced Science*, vol. 10, no. 32, 2023.
- [3] J. T. Orasugh and S. S. Ray, "EMI shielding materials: a review," *ACS Omega*, vol. 8, no. 9, pp. 8134–8158, 2023.
- [4] Y. Akinay et al., "Progress of EM wave absorbers: a review," *ChemPhysMater*, vol. 2, no. 3, pp. 197–206, 2023.
- [5] S. Nişancı, A. Yapar, M. El Hadidy, "Optimization of Material Parameters for Maximum Electromagnetic Absorption", *PIERS* 2025.



## Fraktal Anten Tasarımında Otomasyon: Ön Çalışma

Furkan Kaygusuz, Muhammed İsmail Pençe, Cemanur Aydınalp  
İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye  
kaygusuz18@itu.edu.tr

**Özet:** Fraktal antenler, kendini tekrar eden kompleks yapıları, geniş veya çok bantlı çalışma yetenekleri ve kompakt tasarım avantajları sayesinde bir çok alanda kullanılmaktadır. Bu çalışmada, kompleks Sierpinski üçgen geometrisine sahip bir fraktal antenin tasarım sürecinin otomatikleştirilmesi ve tasarımın hızlandırılması hedeflenmektedir. Tasarım süreci Python programlama dili kullanılarak geliştirilmiş ve böylece antenin parametrik tasarımının saniyeler içerisinde gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Bu yaklaşım, hem tasarım sürecini kolaylaştırmakta hem de farklı anten parametrelerinin hızlı bir şekilde optimize edilmesine olanak tanımaktadır.

**Abstract:** Fractal antennas are used in various fields due to their self-repeating complex structures, wide or multiband operating capabilities, and compact design advantages. In this study, the design process of a fractal antenna with a complex Sierpinski triangle geometry is aimed to be automated and accelerated. The design process has been developed using the Python programming language, enabling the parametric design of the antenna to be completed within seconds. This approach not only simplifies the design process but also allows for rapid optimization of various antenna parameters.

### 1. Giriş

Fraktal antenler, çoklu frekans bantlarında verimli elektromanyetik davranışa sahip olan ve kendini tekrar eden yapılar kullanılarak tasarlanan bir anten alt türüdür. İlk olarak 1948 yılında Mushiake tarafından tasarlanan logaritmik periyodik anten, frekanstan bağımsız karakteristikler üretmede büyük fayda sağlamıştır ve fraktal antenlerin temelini atmıştır [1]. Fraktal teriminin ilk kullanımı ise 1983 yılında B.B. Mandelbrot tarafından olmuştur [2]. Fraktal anten tasarımının, bir anten elemanı tasarımı sınıfı olarak kabul edilebileceğini ve birçoğunun pratik faydalar sağladığı, ilk olarak 1990'lı yılların sonunda N.Cohen'in çalışmaları sonucunda ortaya çıkmıştır [1,3]. Cohen'in bu çalışmalarında, fraktal geometrili antenlerle ilgili olarak, geniş ve çok bantlı çalışma imkanları sunmalarını ve daha kompleks yapıların daha uygun maliyetle anten üretilmesine olanak sağlamıştır. Fraktal antenler, kompakt, geniş/çoklu bantlı ve uyumlu yapıya sahip olmasından dolayı askeri ve ticari sektörlerde giderek fazlaca kullanılmaktadırlar [4]. Radar alanında kullanılan fraktal geometrilerine örnek olarak [5]'teki çalışmada, kar tanesi fraktal anten tasarlanmıştır. Sierpinski üçgen ve halısı fraktal anten tasarımları, taşınabilir el cihazı iletişim sistemi, uydu terminali ve çok sayıda kablosuz uygulamalarda kullanılmaktadır [6]. Son zamanlarda ise sağlık alanında özellikle hipertermi alanında fraktal antenler daha yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır [7]. Meme kanserinde hipertermi uygulaması için [8]'deki çalışmada, sekizgen halka geometrisinde fraktal anten tasarlanmıştır. Sonuç olarak, fraktal antenlerin sunduğu geniş bant, kompakt yapı ve çok bantlı çalışma gibi avantajlar dikkate alındığında, bu antenlerin tasarım süreçlerinin hızlı ve etkin bir şekilde gerçekleştirilmesi önemli bir gereklilik haline gelmektedir. Bu çalışmada, Sierpinski üçgen geometrisine sahip bir fraktal antenin tasarım sürecinin Python programlama dili kullanılarak gerçekleştirilmesi ve böylece tasarım süresinin önemli ölçüde kısaltılması hedeflenmiştir.

### 2. Yöntem

CST Microwave Studio (CST), antenler, filtreler, dalga kılavuzları ve PCB yapıları gibi yüksek frekanslı bileşenleri tasarlamak ve analiz etmek için yaygın olarak kullanılan bir simülasyon programıdır. CST, üç boyutlu (3D) elektromanyetik alanları yüksek doğrulukla simüle etmek için sonlu entegrasyon tekniğini (FIT) ve buna benzer yöntemleri kullanmaktadır. Sezgisel arayüzü ve gelişmiş görselleştirme araçları, CST'yi akademi ve endüstride anten ve mikrodalga mühendisliği için popüler hale getirmiştir ve bu çalışmadaki Sierpinski üçgen simülasyonlarının gerçekleştirilmesi için CST kullanılmıştır.

Sierpinski üçgeni, kendi kendini sürekli tekrarlayan geometrisiyle elde edilen fraktal yapının klasik bir örneğidir. Eşkenar bir üçgenden merkezi üçgeni sürekli olarak çıkartılarak oluşturulan bu üçgen yapısı, giderek daha küçük

ölçeklerde kendini tekrar eden kompleks bir desen oluşturur. Bu çalışmada kullanılan Sierpinski üçgen denklemi (1), temel olarak aşağıdaki ifade ile tanımlanabilir:

$$S_n = S_{\{n-1\}}^{(1)} \cup S_{\{n-1\}}^{(2)} \cup S_{\{n-1\}}^{(3)} \quad (1)$$

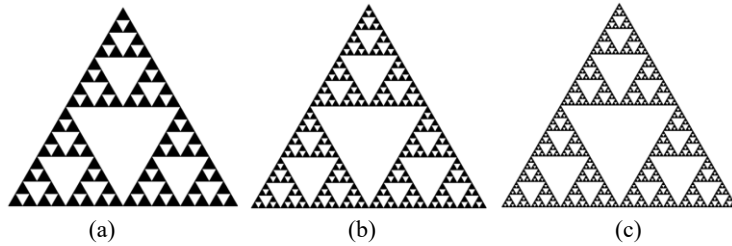
Bu denklemde, Sierpinski üçgeninin n'inci iterasyonunda oluşturulan  $S_n$ , bir önceki iterasyondan türetilen üç alt üçgenin birleşimidir. Ayrıca, başlangıç üçgeni,  $V_0 = \{A, B, C\}$  ve  $M_{\{AB\}} = \frac{\{A+B\}}{2}$ ,  $M_{\{BC\}} = \frac{\{B+C\}}{2}$ ,  $M_{\{CA\}} = \frac{\{C+A\}}{2}$  şeklinde üçgenin kenar orta noktaları hesaplanır.  $S_{\{n-1\}}^{(1)}$ ,  $\{A, M_{AB}, M_{AC}\}$  köşeleriyle oluşturulan alt üçgen olmak üzere  $S_{\{n-1\}}^{(2)}$ ,  $\{B, M_{BC}, M_{AB}\}$  köşeleriyle oluşturulan alt üçgendir. Son olarak,  $S_{\{n-1\}}^{(3)}$  ise  $\{C, M_{CA}, M_{BC}\}$  köşeleriyle oluşturulan alt üçgendir. Sierpinski üçgeninin fraktal yapısı, geniş veya çok bantlı antenler üretmeyi mümkün kılar. Ancak bu kompleks fraktal yapılarının iterasyon sayısı arttıkça el ile CST üzerinde çizilmesi bir hayli zorlaşmaktadır (Şekil 1).

Bu çalışmada, CST üzerinden elde edilen VBA Macro kodlarını, Python üzerinde işledikten sonra tekrardan CST üzerinde kullanarak otomatikleştirilmiş bir Sierpinski üçgen tasarımı yapılması amaçlanmıştır. İlk olarak Sierpinski üçgeninin temeli olan üçgen yapısı CST üzerinden çizdirilmiştir. Sonrasında ise bu şeklin VBA macro kodu çıkartılmıştır. Çıkarılan bu kod, çalışmanın temelini oluşturacak parametreleri ve yapıyı bize sunmuştur (Şekil 1).

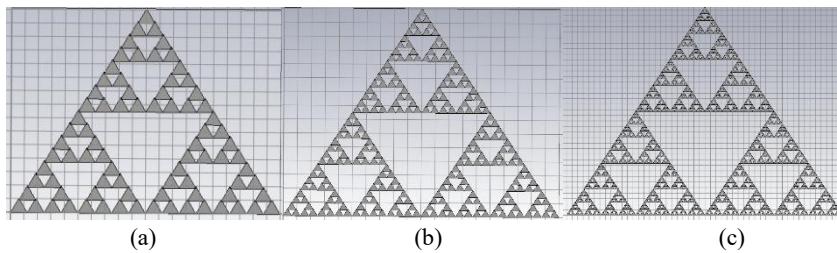
```
With Cylinder
.Reset
.Name "tri_80"
.Component "component1"
.Material "PEC"
.OuterRadius "3.608"
.InnerRadius "0.0"
.Axis "z"
.Zrange "0", "0"
.Xcenter "43.7474"
.Ycenter "-56.2500"
.Segments "3"
.Create
End With
```

Şekil 1. Python Üzerinde Oluşturulan Sierpinski Üçgeninin Parametrelerine Sahip VBA Macro Kodu.

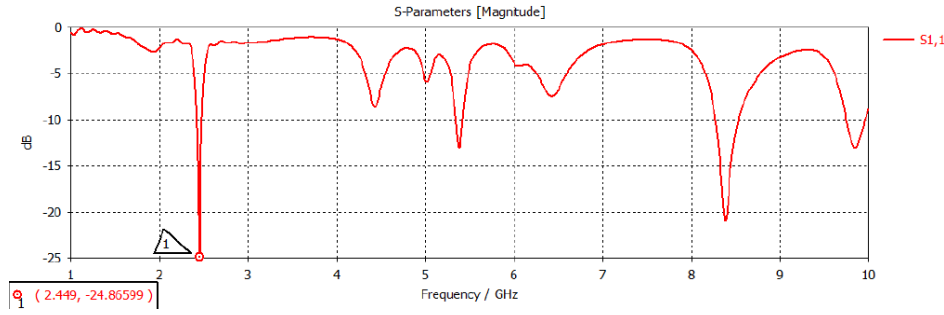
Python üzerinde geliştirilen Sierpinski üçgeni tasarımlarında, her iterasyon seviyesine bağlı olarak çıkarılması gereken alt üçgenler bu şekilde belirlenmiştir. (Şekil 2).



Şekil 2. Python Üzerinde Oluşturulan Sierpinski Üçgeninin (a) 4. İterasyonu, (b) 5. İterasyonu ve (c) 6. İterasyonu.



Şekil 3. Python'dan Üretilen Kodla CST Üzerinde Oluşturulan Sierpinski Üçgeni Anten Tasarımı (a) 4. İterasyonu, (b) 5. İterasyonu ve (c) 6. İterasyonu.



**Şekil 4.** Python'dan Üretilen Kodla CST Üzerinde Oluşturulan Sierpinski Üçgeni Anten Tasarımının 4. Seviye İterasyonuna Sahip  $S_{11}$  Parametre Grafiği

Gerçekleme sonucunda elde ettiğimiz tasarımda, CST üzerindeki tasarım için gerekli üçgenler tespit edilip, bu üçgenlerin orta noktası bir dosyaya kaydedilmiştir. Ardında kaydedilen dosyadaki verilerin Python koduna entegrasyonu yapılmıştır. Son olarak da elde ettiğimiz Python kodunu CST üzerinde VBA Macro kısmında çalıştırarak Şekil 3'deki görmüş olduğumuz tasarımı elde ederiz. Tüm tasarımlar için dielektrik yüzey olarak bağli dielektrik sabiti ( $\epsilon_r$ ) 4.3 olan FR-4 (kayıplı) kullanılmıştır. Şekil 4'deki görmüş olduğumuz  $S_{11}$  grafiği, Sierpinski üçgeninin 4. seviye iterasyonuna sahip tasarımına aittir. Bu tasarım Python otomasyonu ile elde edilmiştir. Antenin çalışma frekansı olarak 2.45 Hz hedeflenmiştir ve hedeflenen frekans değerinde -24.86599 geri dönüş kaybı görülmektedir.

### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, Sierpinski üçgen yapısına sahip fraktal anten tasarımlarının otomatikleştirilmesi üzerine çalışma yapılmıştır. İterasyon sayısının artmasıyla beraber manuel olarak üretilme süresinin üstel bir biçimde arttığı ve tasarımların 48 saat gibi uzun tasarım süreçlerine sahip olduğu görülmektedir. Fakat otomasyon sistemiyle üretilen fraktal anten tasarımlarının sürelerine bakacak olursak, en uzun süren tasarımın bile bir dakikayı geçmediği gözlemlenmektedir. Fraktal antenlerin kompleks yapısı göz önüne alındığında, hem zaman hem de fraktal antenlerle çalışmayı desteklemek açısından bu yapılan çalışma kaçınılmaz hale gelmiştir. Gelecekte ise daha farklı anten tasarımlarının bu yöntemle uyarlanmasıyla birlikte daha kolay ve daha hızlı bir şekilde fraktal antenlerin tasarlanması ve hipertermi uygulamalarında gibi çeşitli alanlarda kullanılması hedeflenmektedir.

### 4. Teşekkür

Bu çalışma, İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi lisans projesi (Proje No: 47123) ve MGA-2023-45157 projesi tarafından desteklenmiştir.

### Kaynaklar

- [1]. I. N. Cohen, "Fractal antenna applications in wireless telecommunications," Professional Program Proceedings. Electronic Industries Forum of New England, Boston, MA, USA, 1997, pp. 43-49, doi: 10.1109/EIF.1997.605374.
- [2]. Mandelbrot, B. B., *The fractal geometry of nature/Revised and enlarged edition*. 1983.
- [3]. Cohen, N. (1995). Fractal antennas: part 1. *Communications Quarterly*, 9, 7-22.
- [4]. Werner, D. H., Haupt, R. L., & Werner, P. L. (1999). Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays. *IEEE Antennas and propagation Magazine*, 41(5), 37-58.
- [5] Rusu, M. V., & Baican, R. (2010). Fractal antenna applications. In *Microwave and millimeter wave technologies from photonic bandgap devices to antenna and applications*. IntechOpen.
- [6] Rani, R. B. (2020, February). A compendious review on fractal antenna geometries in wireless communication. In *2020 International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT)* (pp. 888-893). IEEE.
- [7] Kaur, K., Kaur, A., Pattanayak, A., & Choudhury, D. (2024). A metamaterial backed hybrid fractal microstrip patch antenna, integrated with an EM lens for non-invasive hyperthermia of skin cancer. *Optical and Quantum Electronics*, 56(12), 1973.
- [8]. Yildiz, G., Farhat, I., Farrugia, L., Bonello, J., Zarb-Adami, K., Sammut, C. V., ... & Akduman, I. (2023). Comparison of microwave hyperthermia applicator designs with for a dipole and connected array. *Sensors*, 23(14), 6592.

## Açık Uçlu Koaksiyel Probun Geometrik Parametrelerinin Yansıma Katsayısına Etkisi: Ön Çalışma

Melike Miray TAŞCI, Cemanur AYDINALP, Muhammed İsmail PENÇE  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
tascim22@itu.edu.tr, aydinalp16@itu.edu.tr, pence19@itu.edu.tr

**Özet:** Dielektrik spektroskopisi, bir maddenin frekansa göre değişen elektriksel özelliklerini inceleyen bir yöntemdir. Bu çalışmada, açık uçlu koaksiyel probun (AUKP) uzunluğu, çapı ve sıvıya batırma miktarının yansıma katsayısı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Simülasyonlar 0.5–20 GHz frekans aralığında Ansys HFSS programında yapılmış ve metanol kullanılarak farklı prob tasarımları ile denenmiştir. Simüle edilen prob uzunlukları 13 mm, 23 mm ve 26 mm; prob çapları ise 1.1 mm, 2.2 mm ve 4.4 mm olarak seçilmiştir. Sonuçlar, probun sıvıya daha fazla batırılmasının yansıma katsayısında %16–18, prob uzunluğunun artırılmasının %260’a kadar ve prob çapının artırılmasının ise simülasyon sonuçlarındaki fark oranını %135’e kadar yükselttiğini göstermiştir.

**Abstract:** Dielectric spectroscopy is a method used to examine the frequency-dependent electrical properties of a material. In this study, the effects of the length, diameter, and immersion depth of an open-ended coaxial probe (OEC) on the reflection coefficient were investigated. Simulations were performed in the 0.5–20 GHz frequency range using the Ansys HFSS program, and various probe designs were tested with methanol as the medium. The simulated probe lengths were selected as 13 mm, 23 mm, and 26 mm, while the probe diameters were 1.1 mm, 2.2 mm, and 4.4 mm. The results showed that increasing the immersion depth led to a 16–18% change in the reflection coefficient, increasing the probe length caused up to 260% difference, and increasing the probe diameter raised the difference in simulation results up to 135%.

### 1. Giriş

Dielektrik spektroskopisi, bir malzemenin frekansa bağlı kompleks dielektrik özelliklerini belirlemek amacıyla kullanılan, elektromanyetik alanlara dayalı bir ölçüm yöntemidir. Bu teknik, özellikle biyolojik dokuların karakterizasyonunda, hızlı ölçüm kapasitesi ve geniş frekans aralığı avantajları sayesinde yaygın olarak tercih edilmektedir [1, 2, 3]. Literatürde açık uçlu koaksiyel probelerin (AUKP) algılama derinliği, algılama yarıçapı, algılama hacmi, penetrasyon derinliği ve prob geometrilerinin karşılaştırılması üzerine birçok çalışma yapılmıştır [1-5]. Ancak, probun geometrik parametrelerinin (örneğin prob yarıçapı, uzunluğu ve sıvıya batma miktarı gibi) S-parametreleri üzerindeki etkisinin doğrudan incelendiği bir çalışmaya literatürde rastlanmamıştır. Mevcut çalışmalar genellikle probun belirli yapılarına odaklanmış, probun geometrik parametrelerinin performansa etkileri analiz edilmemiştir. Bu çalışmada, literatürdeki bu boşluğu doldurmak hedeflenmiş ve AUKP’nin yarıçapı, uzunluğu ve sıvıya batma miktarı gibi tasarım parametrelerinin, yansıma katsayıları üzerindeki etkileri Ansys HFSS ortamında yapılan simülasyonlarla değerlendirilmiştir. Böylece, prob tasarımında kritik öneme sahip fiziksel parametrelerin ölçüm performansına etkisi detaylı şekilde ortaya konulmuş ve literatüre katkı sunmak hedeflenmiştir.

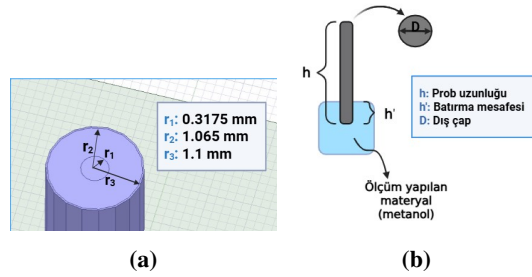
### 2. Yöntem

Bu çalışmada, AUKP modeli Ansys HFSS simülasyon programı kullanılarak tasarlanmıştır. Probu geometrik yapısı, Şekil 1’de gösterildiği şekilde üç silindirik bölgeden oluşmakta olup; iç ve dış silindirler mükemmel elektriksel iletken (PEC), orta silindir ise teflon (PTFE) malzeme olarak modellenmiştir ( $\epsilon_r = 2.15$ ) [5]. Başlangıç tasarımında kullanılan temel boyutlandırılmalar Şekil 1’de belirtilmiştir. Prob tasarımları, metanol materyali üzerinde gerçekleştirilmiş olup metanolün debye parametre değeri ( $\epsilon_s = 33.64$ ,  $\epsilon_\infty = 5.58$  ve  $\tau = 56.6$  ps) literatürden alınıp simülasyon programında tanımlanmıştır [8]. Her simülasyon için 0.5–20 GHz frekans aralığında S-parametre analizleri yapılmıştır. Radyasyon sınır koşulları olarak tanımlanmış, probun uç kısmı metanol yüzeyinde ve metanol içerisine 3 mm batırılmış olarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, Şekil 1b’de gösterilen üç temel parametre olan prob boyu (h), batırma miktarı (h’) ve prob çapı (D) değiştirilerek toplam dokuz farklı simülasyon gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonlardaki parametre değerleri Çizelge 1’de verilmiştir. Her bir simülasyon sonucunda elde edilen  $S_{11}$  değerleri karşılaştırılmış, parametre değişimlerinin geri yansıma katsayısı üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Ayrıca, simülasyon sonuçları üzerinden fark hesaplamaları yapılmıştır. Çalışma kapsamında; sabit prob boyu ile değişen batırma miktarının etkisi, sabit batırma miktarı ile değişen prob

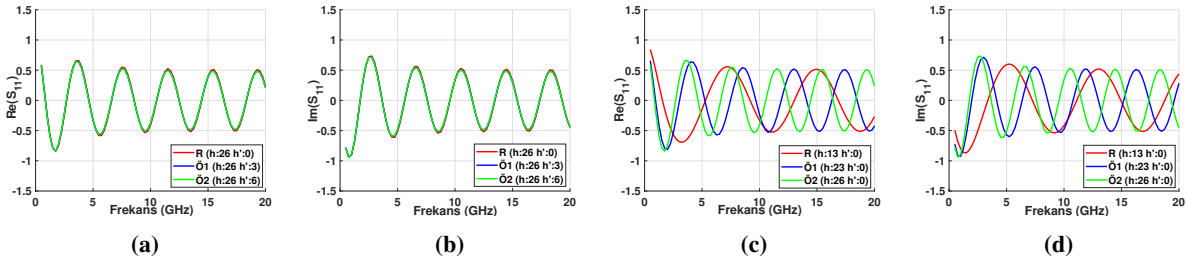
boyunun etkisi, farklı prob çaplarının performansa etkisi, üç parametrenin birlikte değiştiği kombinasyonlar olmak üzere dört temel durum incelenmiştir.

**Table 1.** AUKP Modeli Parametreleri h: Prob Uzunluğu h': Batırma Mesafesi D: Dış Çap

| Simülasyon | h (mm) | h' (mm) | r (mm) | Simülasyon | h (mm) | h' (mm) | r (mm) |
|------------|--------|---------|--------|------------|--------|---------|--------|
| 1          | 13     | 0       | 2.2    | 6          | 26     | 3       | 2.2    |
| 2          | 23     | 0       | 2.2    | 7          | 26     | 6       | 2.2    |
| 3          | 26     | 0       | 2.2    | 8          | 23     | 0       | 1.1    |
| 4          | 13     | 3       | 2.2    | 9          | 23     | 0       | 4.4    |
| 5          | 23     | 3       | 2.2    |            |        |         |        |



**Şekil 1.** HFSS Simülasyon Programında Tasarlanan Sistemin Parametre Değerleri (a) Prob Modelindeki İç, Orta ve Dış Yarıçap Değerleri, (b) Prob Parametre Değerleri

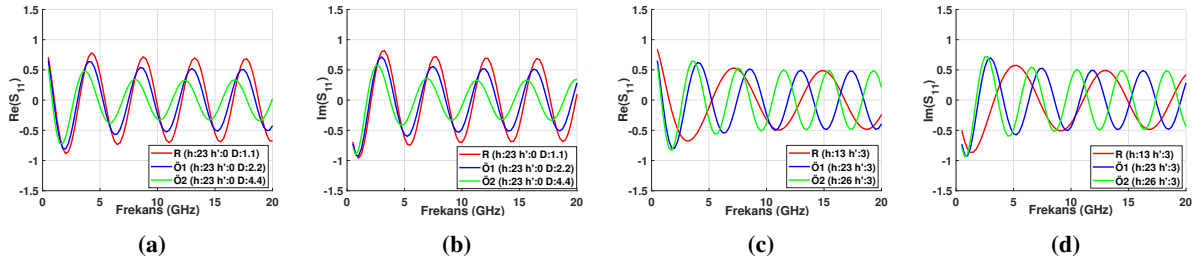


**Şekil 2.** Tasarlanan Prob İçin Elde Edilen 0.5- 20 GHz Aralığında  $S_{11}$  Değerleri: Farklı Batma Miktarları İçin (a) Reel, (b) İmajiner ve Farklı Prob Boyları İçin (c) Reel ve (d) İmajiner Değerleri (R: Referans, Ö1: Ölçüm 1, Ö2: Ölçüm 2).

### 3. Bulgular

Şekil 2a ve 2b'de görüldüğü gibi, 26 mm uzunluğundaki prob için yüzeyde, 3 mm ve 6 mm batırma derinliklerinde modeller tasarlanmış ve elde edilen S-parametre değerleri MATLAB ortamında çizdirilmiştir. Yüzeyden alınan ölçüm referans olarak kabul edildiğinde; 3 mm batırma ile elde edilen ölçüm %16.26, 6 mm batırma ile elde edilen ölçüm ise %18.18 oranında fark gözlemlenmiştir. Şekil 2c ve 2d'de ise 13 mm, 23 mm ve 26 mm uzunluğa sahip prob yapıları kullanılarak, metanol materyalinin yüzeyden dielektrik ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Bu ölçümler üzerinden prob uzunluğunun yansıma katsayısı üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Referans olarak 13 mm uzunluğundaki prob kullanıldığında; 23 mm uzunluğuna sahip prob ile elde edilen sonuç %249.25, 26 mm uzunluğuna sahip prob ile elde edilen sonuç ise %261.90 oranında fark elde edilmiştir.

Şekil 1a'de gösterilen iç, orta ve dış prob çapı değerleri, yarıya düşürülerek ve iki katına çıkarılarak analiz edilmiştir. Yapılan simülasyonlarda dış çapı 1.1 mm olan yapı referans olarak kabul edilmiş ve diğer prob çaplarıyla elde edilen ölçümlerle karşılaştırılarak fark yüzdeleri hesaplanmıştır. Buna göre; dış çapı 2.2 mm olan prob ile elde edilen ölçüm sonucunda %61.70, dış çapı 4.4 mm olan prob ile ise %135.52 oranında fark gözlemlenmiştir. Batırma miktarının sabit tutulduğu ancak prob boyunun değiştirildiği Şekil 3c ve 3d'de, yine 13 mm prob uzunluğu referans olarak alınmıştır. Bu durumda; 23 mm uzunluğundaki prob ile yapılan ölçüm %344.18, 26 mm uzunluğundaki prob ile yapılan ölçüm ise %827.45 oranında fark gözlemlenmiştir.



**Şekil 3.** Tasarlanan Prob İçin Elde Edilen 0.5- 20 GHz Aralığında  $S_{11}$  Değerleri: Farklı Prob Çapları İçin (a) Reel, (b) İmajiner ve Sabit Batırma Miktarı - Değişken Prob Boyu İçin (c) Reel ve (d) İmajiner Değerleri.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, AUKP geometrisine ait temel prob parametrelerinin yansıma katsayıları üzerindeki etkileri HFSS simülasyonları ile detaylı biçimde incelenmiştir, MATLAB’te grafikler çizdirilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda, batırma miktarındaki artışın, probdan yansıyan elektromanyetik dalgaların karakteristiğini değiştirdiği ve yüzey ölçümü referansına göre %16–18 oranında fark oluşturduğu gözlemlenmiştir. Prob boyları karşılaştırıldığında, prob boyunun artırılmasıyla birlikte farklarının %260’ın üzerine çıktığı ve yansıma katsayısında belirgin sapmalara neden olduğu görülmüştür. Benzer şekilde, prob çapının artırılması da ölçüm doğruluğunu olumsuz etkilemiş; dış çapın iki katına çıkarılması durumunda fark oranı yaklaşık %135’e ulaşmıştır. Özellikle sabit batırma miktarıyla yapılan karşılaştırmalı analizlerde, prob boyunun doğrudan etkisi çok daha belirgin olmuş, fark oranı %827.45’e kadar yükselmiştir. Elde edilen sonuçlar, AUKP tasarımında geometrik parametrelerin seçiminin ölçüm doğruluğu açısından önemli olduğunu göstermektedir. Literatürde bu parametrelerin birlikte değerlendirilmesine yönelik sınırlı sayıda çalışma bulunmaktadır. Bu çalışma; prob boyutu, çapı ve batırma miktarının birlikte analiz edilerek performansa etkilerinin ortaya konması bakımından literatüre katkı sağlamaktadır. Gelecekte, prob tasarımlarında yapılan kalibrasyonun önemi için daha detaylı çalışmalar yapılarak deneysel doğrulamalar gerçekleştirilecektir.

#### 5. Teşekkür

Bu çalışma, İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi lisans projesi (Proje No: 47123) ve MGA-2025-46879 projesi tarafından desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] Aydınlı C., Joof S., ve Yılmaz T., “Towards accurate microwave characterization of tissues: Sensing depth analysis of open-ended coaxial probes with ex vivo rat breast and skin tissues,” *Diagnostics*, vol. 11, no. 2, s. 338, 2021.
- [2] Murat, C., Kaya, A., Kaya, D. & Erdoğan, M. Experimental study for in vitro prostate cancer treatment with microwave ablation and pulsed electromagnetic field. *Electromagnetic Biology And Medicine*. **43**, 135-144 (2024)
- [3] Çakmak, T., Murat, C. & Ustabas, İ. A novel study on dielectric aspect of mortars about multi-binder structures consisting of divergent binders. *Structures*. **77** pp. 109066 (2025)
- [4] Gioia A. L., Santorelli A., O’Halloran M., ve Porter E., “Predicting the sensing radius of a coaxial probe based on the probe dimensions,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 9, s. 6704–6716, 2020.
- [5] Chen, S., Huang, Q., Zhao, G., Liao, Y., ve Ying, Y., "Investigation of the Sensing Volume of Open-Ended Coaxial Probe for Heterogeneous Tissue Dielectric Properties Measurement at Microwave Frequencies.", 2024 17th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI), 2024.
- [6] P. M. Meaney, A. P. Gregory, J. Seppala, ve T. Lahtinen, “Open-ended coaxial dielectric probe effective penetration depth determination,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 3, s. 915–923, 2016.
- [7] H. A. Bidgoli, N. Schieda, and C. Rossa, “On the sensitivity of bevelled and conical coaxial needle probes for dielectric spectroscopy,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023.
- [8] İsmail D., Novel Complex Dielectric Permittivity Measurement Methods With Open Ended Coaxial Probes. Doktora tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, İstanbul, Türkiye, 2022.



## KA Bant Seramik Tabanlı Kompakt Wiggly Bağlaç Tasarımı ve Üretimi

Kağan Berk Tanaydın, Murat Koç, Mert Bozkurt

ASELSAN

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

[kbtanaydin@aselsan.com](mailto:kbtanaydin@aselsan.com), [mrtkoc@aselsan.com](mailto:mrtkoc@aselsan.com), [mertbozkurt@aselsan.com](mailto:mertbozkurt@aselsan.com)

**Özet:** Bu çalışmada mikroşerit iletim hattı kullanılarak üretilen, Ka frekans bandında çalışan, yüksek yönlülüğe sahip bir bağlacın, tasarım, üretim ve test süreçleri hakkında bilgi verilecektir. İlgili bağlacın, yüksek yönlülüğe sahip olması için gerekli parametreler hakkında bilgi verilecek ve üretilen bağlacın benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılacaktır.

**Abstract:** In this study, the design, fabrication, and testing processes of a coupler operating in the Ka frequency band and produced using a microstrip transmission line will be presented. The parameters required to achieve high directivity in the coupler will be discussed, and the simulation and measurement results of the fabricated coupler will be compared.

### 1. Giriş

Yüksek frekanslı komponentlerin tasarımı, mikrodalga teknolojilerindeki gelişmelerden dolayı önem kazanmıştır. Askeri ve sivil uygulamalarda sıklıkla kendine yer alan Ka frekans bandı buna örnek olarak gösterilebilir. Ka frekans bandı, uydu haberleşmesi, 5G haberleşme altyapıları gibi sivil, radar sistemleri gibi askeri uygulamalarda kendine yer bulmaktadır. Çalışmanın amacı, sayısal önbozunumlu(pre-distortion) güç yükselteç uygulamalarında güç yükselteç blokları arasında kullanılmak üzere, maksimum 1.5 dB araya girme kaybına ve minimum 15 dB yönlülüğe sahip bir bağlaç elde etmektir. Bu çalışmada, Ka bandında çalışması hedeflenerek tasarlanmış bir wiggly bağlaç yapısının tasarım, test ve üretim süreçleri hakkında bilgi verilecektir. Geleneksel bağlaç tasarımlarına göre avantajlarından bahsedilecektir. Yüksek yönlülüğe ve kompakt geometrik yapıya sahip olması avantajlarından bazılarıdır [1].

### 2. Wiggly Bağlaç Tasarımı

Wiggly bağlaç yüksek yönlülüğe sahip bir bağlaç türüdür. Mikroşerit yapıya sahip olması ve geometrik yapısından dolayı kompakt bir yapıya sahip olması, birçok uygulamaya kolaylıkla entegre olmasını sağlamaktadır. Birbirine yakın duran, üçgen biçiminde dalgalanan iletim hatlarından ismini almıştır. Geleneksel doğrusal bağlaçlara göre dalgalanan iletim hatları sayesinde daha kısa uzunlukta tasarlanabilme imkanı vermektedir. Ayrıca bu geometrik yapısı sayesinde daha yüksek yönlülük ve izolasyon elde edilebilmektedir. Temel bağlaç teorisinde mükemmel yönlülük ve empedans uyumu elde etmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır[4].

- Bağlaşım geometrisi simetrik olmalıdır.
- Tek (odd) mod faz hızı, çift (even) mod faz hızı birbirine eşit kabul edilir.
- $Z_0 = \sqrt{Z_{odd}Z_{even}}$ , tek ve çift mod empedanslarının geometrik ortalaması sistem karakteristik empedansına eşit olmalıdır.

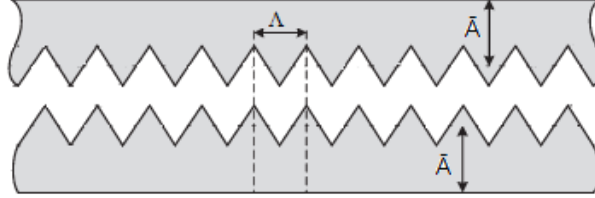
Mikroşerit kenar bağlaşımlı bağlaç teknolojisinde, asimetric geometriden kaynaklı ortaya çıkan saçaklanma (fringing) etkisinden dolayı, çift mod faz hızı daha az olacak şekilde farklıdır. Bu sebeple yönlülük performansı beklenenden düşük gerçekleşmektedir.

Wiggly bağlaçların dalgalanarak ilerleyen kıvrımlı ve periyodik iletim hatları sayesinde hatlar arası bağlaşım sağlanır. Elde edilen bu bağlaşım, wiggly bağlacın geometrik parametresine bağlıdır [2]. Wiggly bağlaç yapısı bu kıvrımlar sayesinde tek(odd) mod dalgaların, çift(even) mod dalgalardan daha uzun yayılım mesafesi almasını sağlar. Bu durum faz hızları arasındaki farkı azaltır ve yönlülüğü artırır [3].

Wiggly yapısının genliği ( $\bar{A}$ ), iletim hattının merkezinden maksimum sapma mesafesini belirtir. Genliğin artması, iki hattın bazı bölgelerde birbirine daha fazla yaklaşmasına neden olur. Artan kapasitans bağlaşım seviyesini artırır.  $\bar{A}$  değerini çok fazla büyütmek, hattın empedans karakteristiğini bozacaktır. Bu da yansımaların artmasına ve yönlülüğün düşmesine sebep olacaktır.

Wiggly yapının periyodu ( $\Lambda$ ), altı üstlü yer alan bir üçgen çiftinin uzunluğudur. Toplam bağlaç uzunluğu yaklaşık olarak periyot ve kullanılan wiggly segment sayısının çarpımına eşittir. Bağlacın daha fazla wiggly segmentine sahip olması, daha fazla bağlaşım bölgesi oluşmasını sağlar. Yönlülüğün optimum değere ulaşmasını

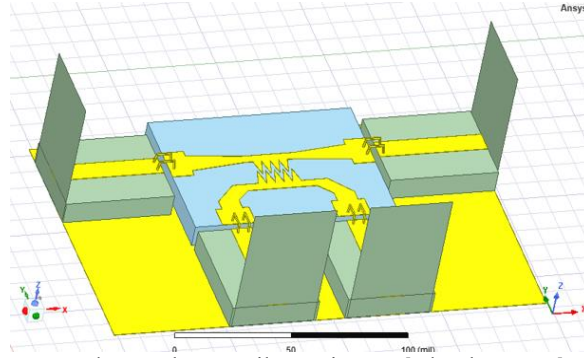
sağlayabilmek için, bağlaç uzunluğu, hedeflenen bağlaşım seviyesi ve çalışma frekansının dalga boyu ile uyumlu olmalıdır. Bağlacın yönlülüğünü artırmak için ideal bağlaç uzunluğu, çeyrek ile yarım eşdeğer dalga boyunun arasında bir değer seçmek gerekmektedir. İletim hattı genişliği, hattın karakteristik empedansını değiştirir. Hattı genişletmek empedansı düşürecek, bu da daha fazla yüzey alanı elde edilmesini sağlayacaktır. Bu da daha fazla bağlaşımı arttıracaktır. Ancak hatların genişlemesi, *wiggle* bölgelerinde yansımaları artırabilir. Hatlar arası boşluk küçüldükçe bağlaşım artar, fakat izolasyon azalabilir ve yönlülük bozulabilir [3]. Şekil 1’de periyot ve genlik parametreleri, *wiggly* bağlaç üzerinde gösterilmektedir.



Şekil 1. Wiggly bağlaç genlik ve periyot parametrelerinin şekil üzerinde gösterimi

### 3. Benzetim Ortamı

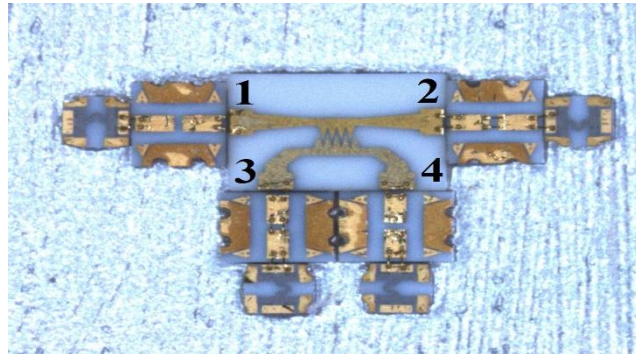
Bağlaç çalışma frekans bandı 26.5-40 GHz olarak belirlenmiştir. Alttaş olarak ise alumina seçilmiştir. Çalışma frekans bandı ve alttaş özellikleri dikkate alınarak *Advanced Design System* programı kullanılarak parametrik benzetim yapılmıştır. Burada yapılan tasarım daha doğru bir sonuç alabilmek için 3D bir benzetim ortamı olan *ANSYS HFSS* kullanılarak analiz edilmiştir. Şekil 2’de *wiggly* bağlacın üç boyutlu görünümü yer almaktadır.



Şekil 2. HFSS ortamında tasarlanan mikroşerit *wiggly* bağlacın üç boyutlu görünümü

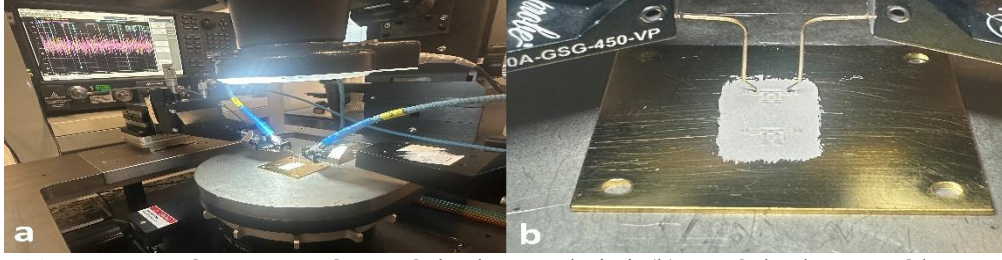
### 4. Üretim ve Test

Üretilen bağlaç, test esnasında kullanılacak olan iletim hatları ve iyi geri dönüş kaybına sahip zayıflatıcılar ile beraber bir taşıyıcı üzerine Şekil 3’deki gibi epoksi ile yapıştırılmıştır. Ölçüm esnasında kullanılmayan girişler, test noktaları arasında bağlantı teli aracılığıyla yüksek geri dönüş kaybına sahip zayıflatıcılar aracılığıyla 50 ohm ile sonlandırılmıştır.



Şekil 3. Wiggly bağlaç, test noktaları ve zayıflatıcı dizgi bloğu

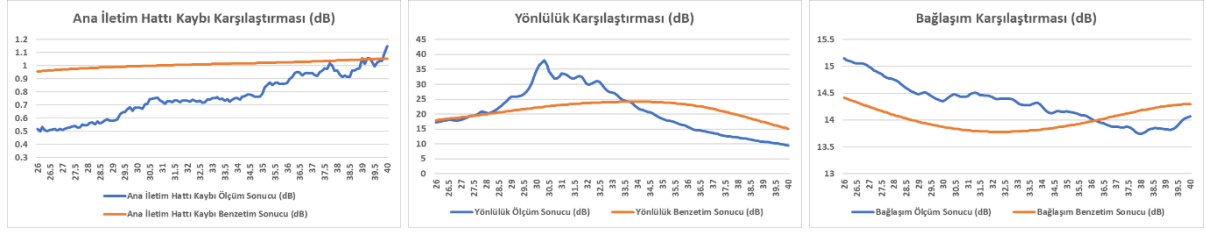
Şekil 4(a)’da ve Şekil 4(b)’de görüldüğü üzere CS-9 450 prob istasyonunda *GSG* (*ground-signal-ground*) prob uçları kullanılarak network analizör ile ölçüm alınmıştır. Bu şekilde ölçüm alınmasının sebebi, KA frekans bandında konektör geçişleri ve lehim kalıntıları gibi detaylar, test edilen ürünün gerçek performansının ölçülememesine sebep olabilir.



Şekil 4. (a) CS-9-450 prob istasyonunda wiggly bağlacın yerleşimi, (b) wiggly bağlaç ve problemlerin görünümü

## 5. Ölçüm ve Benzetim Sonuçları Karşılaştırması

Benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 5(a), Şekil 5(b), Şekil 5(c) ve Tablo 1’de görüldüğü üzere, frekans bandının sonuna doğru, birinci ve ikinci giriş araya girme kaybı değerleri haricinde, benzetim ve ölçüm sonuçlarının birbirinden ayrıştığı gözlemlenmiştir. Sebeplerden biri benzetim ortamında bağlacın çevre elektromanyetik sınır koşullarının mükemmel iletken olarak kabul edilmesidir. Üretilen bağlaç ise metal bir plaka üzerine epoksi ile yapıştırılmıştır ve CS-9 450 problemleri ile test noktalarına inerek ölçüm alınmıştır. Ölçüm alındığı esnada bağlacın yan ve üst yüzeyi hava ile etkileşimdedir ve ısıma yaptığı için ölçüm ve benzetim sonuçları özellikle bant sonunda farklılık göstermesine sebep olabilir.



Şekil 5. (a) Yönlülük karşılaştırılması, (b) Ana iletim hattı karşılaştırılması, (c) Bağlaç karşılaştırılması

| Frekans (GHz) | Giriş Yansıma Kaybı (dB) Benzetim Sonucu | Giriş Yansıma Kaybı (dB) Ölçüm Sonucu | Ana İletim Hattı Kaybı (dB) Benzetim Sonucu | Ana İletim Hattı Kaybı (dB) Ölçüm Sonucu | Yönlülük (dB) Benzetim Sonucu | Yönlülük (dB) Ölçüm Sonucu | Bağlaç (dB) Benzetim Sonucu | Bağlaç (dB) Ölçüm Sonucu |
|---------------|------------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------|----------------------------|-----------------------------|--------------------------|
| 26            | 22.19                                    | 16.39                                 | 0.95                                        | 0.52                                     | 17.98                         | 17.30                      | 14.41                       | 15.14                    |
| 33            | 25.3                                     | 19.04                                 | 1.01                                        | 0.75                                     | 24.03                         | 27.25                      | 13.78                       | 14.32                    |
| 40            | 21.66                                    | 16.25                                 | 1.05                                        | 1.14                                     | 15.09                         | 9.48                       | 14.29                       | 14.07                    |

Tablo 1. Belirli frekanslarda benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

## 6. Sonuç

Bu çalışmada, KA frekans bandında çalışan kompakt boyutlu ve mikroşerit yapıda bir wiggly bağlaç tasarlanmış, üretilmiş ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir. HFSS programında yapılan elektromanyetik benzetim sonuçları ile pratikte elde edilen ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Özellikle merkez frekans bölgesinde sonuçların benzerlik göstermesi, tasarımın doğruluğunu ve uygulanabilirliğini ortaya koymaktadır. 26.5-37 GHz arasında minimum 15 dB yönlülük elde edilmiştir. 37-40 GHz arasında yönlülüğün 10 dB’ye kadar düştüğü, 37 GHz’e kadar iletim hattı kaybının 1 dB’den daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre üretilen bağlaç, yüksek frekansta çalışmaya uygunluk göstermektedir. Bazı frekans noktalarında gözlemlenen sapmalar, üretim toleransları ve bağlantı teli farklılıkları nedeniyle açıklanabilir. Malzemeler elle dizildiği için, test noktaları ile wiggly bağlaç arasındaki boşlukların ve bağlantıyı sağlayan bağlantı teli geometrisinin benzetim ortamındaki parametreler ile farklılık göstermesi olabilir. Bunu engellemek için bağlaç kartına toprak via eklemesi yaparak (üretim kabiliyeti göz önünde bulundurularak), problemler ile direkt olarak wiggly bağlaç üzerinden ölçüm alınıp bu etkilerin ortadan kaldırılması sağlanabilir.

## Kaynaklar

- [1]. Arvid Söderström, Lucas Tunberg, “High-Power Microstrip Directional Couplers: Design and Challenges for Miniaturization”, Department of Electrical Engineering Sweden, Haziran 2024.
- [2]. Johannes Mueller, “Advanced characterization and design of compensated high directivity coupler”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Haziran 2010.
- [3]. Saber Abbaszadeh, Payman Pahlavan, Mohsen Jalali, “A new wiggly technique for ultrawideband twoline directional couplers”, Microwave and Optical Technology Letters, Ağustos 2022.
- [4]. David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition, Wiley, 2011.

## Küçük İHA'lar için Hafif ve Yüksek Güçlü FMCW SIMO Radar Sistemi

Berk Omuz, Ahmet Öncü

Boğaziçi Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İstanbul

berk.omuz@std.bogazici.edu.tr, ahmet.oncu@bogazici.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, küçük İHA'lar üzerine entegre edilebilecek hafif ve yüksek güçlü bir C-band FMCW SIMO radar sistemini tanıtmaktadır. Sistem, sentetik açıklıklı radar (SAR) görüntüleme için geliştirilmiş olup, GPU tabanlı hesaplama ile gerçek zamana yakın radar görüntüleri üretebilmektedir. Kampüs içinde yapılan testlerde sistemin 100 metreye kadar nesne algılayabildiği gösterilmiştir. Ayrıca, sistem 2B SAR görüntüler oluşturarak bina ve güvenlik kulübesi gibi yapıları başarılı şekilde haritalamıştır.

**Abstract:** This study presents a lightweight, high-power C-band FMCW SIMO radar system for small UAVs. Designed for synthetic aperture radar (SAR) imaging, the system uses GPU-based processing to generate near real-time radar images. Experiments conducted on campus showed detection of objects up to 100 meters. The system effectively produced 2D SAR images identifying structures such as buildings and guard boxes.

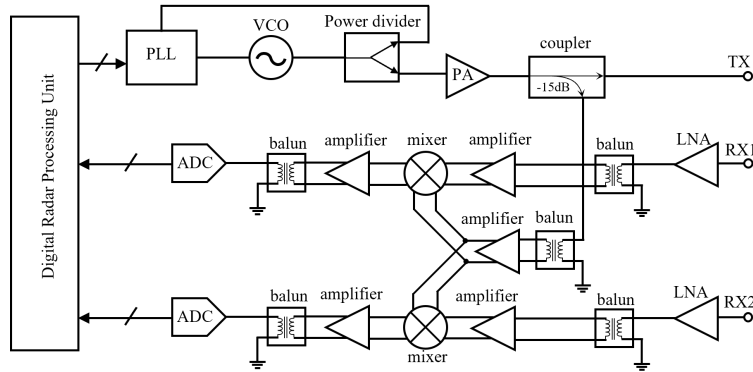
### 1. Giriş

Bu çalışma, küçük İHA'lara entegre edilebilecek hafif, düşük güçlü ancak yüksek çıkış gücüne sahip bir FMCW radar sistemini tanıtmaktadır. Kamera veya lidar sistemlerinin görüş kısıtlılığı yaşadığı durumlarda, radar sistemleri çevresel koşullardan etkilenmeden çalışabilmektedir. Geliştirilen sistem, sentetik açıklıklı radar (SAR) görüntüleme desteği ile yapısal tespitte kullanılabilir. Uçuş sırasında alınan veriler GPU destekli algoritmalarla işlenmekte ve gerçek zamana yakın radar görüntüleri üretilmektedir.

### 2. Radar Sistemi

#### 2.1. Donanım Tasarımı

Radar sistemi 5.5–5.8 GHz arasında çalışan bir FMCW mimarisine sahiptir. Sistem, bir verici ve iki alıcıdan oluşan SIMO yapıda tasarlanmıştır. 94 mm × 83 mm boyutlarındaki radar kartı, yaklaşık 100 gram ağırlığındadır ve 9 W güç tüketmektedir. Radar bant genişliği 300 MHz olup yaklaşık 50 cm menzil çözünürlüğü sunmaktadır.

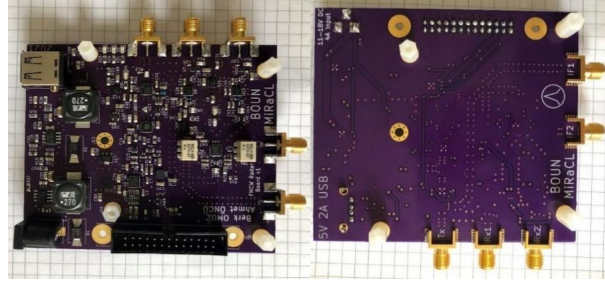


Şekil 1. FMCW radar sistemine ait blok diyagram.

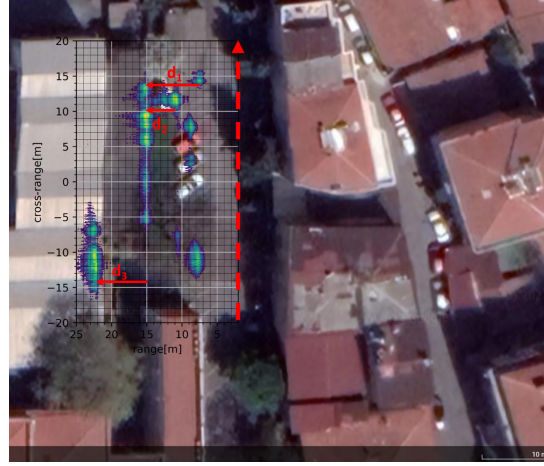
### 3. SAR Görüntüleme ve Testler

SAR görüntüleme için temel backprojection algoritması GPU destekli olarak Jetson Xavier üzerinde çalıştırılmıştır. Her uçuşta toplanan radar verileriyle menzil profilleri çıkarılmış ve ardından SAR görüntüsü oluşturulmuştur. Paralel işlemeye uygun yapı sayesinde gerçek zamana yakın radar görüntüleri elde edilebilmiştir.

Saha testlerinde, sistemin 100 metreye kadar nesneleri algılayabildiği gözlemlenmiştir. Y-ekseninde 31 metre boyunca hareket eden sistem, iki alıcı kanal verisiyle yüksek çözünürlüklü SAR görüntüleri üretmiştir.



Şekil 2. FMCW radar kartının genel görünümü.



Şekil 3. Google Earth görüntüsü üzerine bindirilmiş SAR verisi.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, küçük İHA'lar üzerine entegre edilebilecek, kompakt yapısı ve yüksek çıkış gücüyle öne çıkan SIMO mimarili bir FMCW radar sistemi geliştirilmiştir. Radar kartı, tek bir verici ve iki alıcı kanalı ile çalışmakta olup, hafifliği, düşük güç tüketimi ve yüksek performansı sayesinde İHA platformları için son derece uygundur.

Table 1. Radar kartı parametreleri

| Parametre            | Değer             |
|----------------------|-------------------|
| Frekans Aralığı      | 5.5 GHz – 5.8 GHz |
| Radar Bant Genişliği | 300 MHz           |
| Çıkış Gücü           | +26 dBm           |
| PRF                  | 500 Hz – 5 kHz    |
| Toplam Güç Tüketimi  | 9 W               |
| Kart Boyutu          | 94 mm × 83 mm     |
| Kart Ağırlığı        | 100 g             |
| ADC Örnekleme Hızı   | 100 MHz'e kadar   |
| ADC Çözünürlüğü      | 14 bit            |

Radar sisteminin donanımı, toplam 100 gramlık ağırlığı ve 9 W düzeyinde güç tüketimiyle taşınabilirlik açısından optimize edilmiştir. 300 MHz bant genişliği ile 50 cm menzil çözünürlüğüne ulaşan sistem, 100 metreye kadar başarılı nesne tespiti gerçekleştirmiştir. Radar çıkış gücü +26 dBm seviyesindedir.

Sistemde kullanılan SAR görüntüleme algoritması, GPU tabanlı olarak NVIDIA Jetson platformuna entegre edilmiştir. Geliştirilen optimizasyonlar sayesinde sistem, yaklaşık 10 ms içinde radar snapshot'ı üretebilmekte ve gerçek zamana yakın SAR görüntüleri oluşturabilmektedir. Elde edilen görüntüler, Google Earth görselleriyle yüksek



doğrulukta örtüşmekte ve çevresel detayların doğru şekilde eşlenmesini sağlamaktadır.

Geliştirilen sistemin literatürdeki benzer radar çalışmalarıyla karşılaştırmalı analizi Tablo 2’de sunulmuştur. Bu değerlendirme için, radar sistemlerinin çıkış gücü, ağırlığı ve güç tüketimini birlikte dikkate alan ve aşağıda tanımlanan FoM (Figure of Merit) metriği kullanılmıştır:

$$\text{FoM} = \frac{P_{\text{out}} [\text{mW}]}{M \cdot P_{\text{cons}} [\text{W}]} \quad (1)$$

Burada  $P_{\text{out}}$  çıkış gücü,  $M$  sistem ağırlığı ve  $P_{\text{cons}}$  güç tüketimidir. Geliştirilen radar sistemi, literatürde raporlanan sistemler arasında en yüksek FoM değerine sahiptir. Bu durum, önerilen yapının hafiflik, düşük güç ve yüksek çıkış gücünü aynı anda sağlamadaki başarısını göstermektedir.

Sonuç olarak, bu radar sistemi, taşınabilirliği, enerji verimliliği ve SAR görüntüleme kapasitesiyle, küçük İHA’lar üzerinde çalışacak yerli radar çözümleri için önemli bir aday niteliği taşımaktadır.

**Table 2.** Literatürdeki benzer radar sistemleriyle karşılaştırma

| Parametre        | Radar Teknolojisi  | Frekans Aralığı        | Güç Tüketimi | Toplam Ağırlık (kg) | Çıkış Gücü (dBm) | # of Tx / Rx | $\eta(\%)$  | FoM          |
|------------------|--------------------|------------------------|--------------|---------------------|------------------|--------------|-------------|--------------|
| <b>This Work</b> | <b>FMCW</b>        | <b>5.5GHz - 5.8GHz</b> | <b>9W</b>    | <b>0.5</b>          | <b>26</b>        | <b>1/2</b>   | <b>4.42</b> | <b>8.846</b> |
| [1]              | SFCW               | 550MHz - 2.7GHz        | 4.2W         | 0.78                | -4               | 1/1          | 0.01        | 0.012        |
| [2]              | FMCW               | 500MHz - 3GHz          | 3.5A*        | 4                   | 24               | 1/1          | 0.97        | 0.242**      |
| [3]              | Pulsed Pulson P410 | 3.2GHz - 5.4GHz        | 4.2W         | 0.3                 | 0                | 1/1          | 0.02        | 0.079        |
| [4]              | FMCW               | 1GHz - 4GHz            | 4.8W         | 0.2                 | 15               | 1/1          | 0.66        | 3.294        |
| [5]              | FMCW               | 9.6GHz - 9.7GHz        | 29.3W        | 2                   | 30               | 2/2          | 3.41        | 1.706        |
| [6]              | FMCW               | 92GHz - 96GHz          | 25W          | 0.4                 | -                | 1/1          | -           | -            |

(\*) Makalede besleme gerilimi belirtilmeden toplam akım tüketimi verilmiştir. (\*\*) FoM hesaplamasında 2S pil gerilimi varsayılmıştır.

## Kaynaklar

- [1] D. Dipoş ve D. Gleich, “A Lightweight and Low-Power UAV-Borne Ground Penetrating Radar Design for Landmine Detection,” *Sensors*, cilt 20, sayı 8, 2020.
- [2] E. Schreiber, A. Heinzl, M. Peichl, M. Engel ve W. Wiesbeck, “Advanced Buried Object Detection by Multichannel, UAV/Drone Carried Synthetic Aperture Radar,” *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Krakow, Polonya, ss. 1–5, 2019.
- [3] C. J. Li ve H. Ling, “High-Resolution, Downward-Looking Radar Imaging Using a Small Consumer Drone,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, Porto Riko, ss. 2037–2038, 2016.
- [4] M. Schartel, R. Burr, W. Mayer ve C. Waldschmidt, “Airborne Tripwire Detection Using a Synthetic Aperture Radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, cilt 17, sayı 2, ss. 262–266, 2020.
- [5] M. Lort, A. Aguasca, C. Lopez-Martinez ve T. M. Marín, “Initial Evaluation of SAR Capabilities in UAV Multicopter Platforms,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, cilt 11, sayı 1, ss. 127–140, 2017.
- [6] M.-L. Ding, C.-B. Ding, L. Tang, X.-M. Wang, J.-M. Qu ve R. Wu, “A W-band 3-D Integrated Mini-SAR System with High Imaging Resolution on UAV Platform,” *IEEE Access*, cilt 8, ss. 113601–113609, 2020.



## Üçgen Dizilimli Geniş Taramalı Sızdırmaz Aktif Fazlı Dizi Anteni

Ömer Bayraktar, İbrahim Semih Küçük, Erdiç Erçil, Muhammet Kurt, Mustafa Demircan, Ertuğrul Gür  
Aselsan A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara

[obayraktar@aselsan.com](mailto:obayraktar@aselsan.com), [semihkucuk@aselsan.com](mailto:semihkucuk@aselsan.com), [eercil@aselsan.com](mailto:eercil@aselsan.com), [mukurt@aselsan.com](mailto:mukurt@aselsan.com),  
[mustafad@aselsan.com](mailto:mustafad@aselsan.com), [egur@aselsan.com](mailto:egur@aselsan.com)

**Özet:** Bu çalışmada radar uygulamalarında kullanılabilecek geniş tarama alanına sahip sızdırmaz yapıda bir 8x8 fazlı dizi anten tasarımı ve üretimi sunulmuştur. Birim elemanın bir üçgenin köşelerine yerleştirilmesi ve bu yapının periyodik olarak çoğaltılması ile elde edilen üçgen dizilimli anten dizisinde anten elemanlarının geriye dönüş kaybı 60° konik tarama alanı içerisinde 10 dB'den azdır. Ayrıca 60° konik tarama alanı içerisinde 10 dB'den fazla eksenel oran elde edilmiştir. Antenin radom yapısı ve arka panelinde bulunan contalar sızdırmaz yapıdadır.

**Abstract:** In this work, a hermetic phased array antenna having wide scan angle is proposed for radar applications. The triangular lattice antenna array is obtained by periodically repeating the structure constructed by placing the unit cell at the corner of the triangle. The triangular lattice antenna array has a return loss less than 10 dB and axial ratio greater than 10 dB in 60° conical scan range. The radom of the antenna and the gasket at the backside of the antenna provides hermetic sealing of the structure.

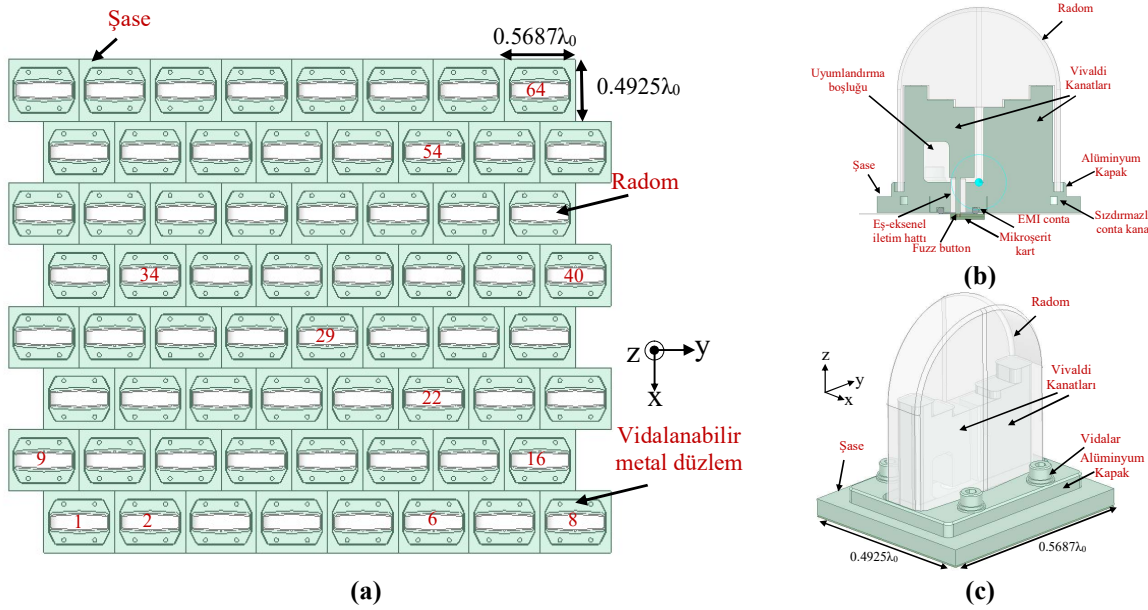
### 1. Giriş

Literatürde radar uygulamalarında kullanılabilecek geniş tarama açıları için geniş bantlı dizi anten elemanları sunulmuştur [1] - [3]. Ancak bu çalışmalarda antenin dış ortamdan korunması ve ayrıca gerektiğinde arıza halinde sökülebilir olması kriterleri göz önünde bulundurularak bir tasarım yapılmamıştır. Radar antenlerinin sızdırmazlık sağlanarak dış etkilerden korunması ihtiyacı antenin ve sistemin büyük bir radom içine alınması ile sağlanabilir. Ancak yapının bütün gönderme ve alma modülleri ile birlikte bir radom içine alınması yapının istenmeyen şekilde büyümesine sebep olabilir. Sadece dizi antenin büyük bir radom içine alınması ve modül ile bağlantıların sızdırmaz tasarlanması bir seçenek olabilir. Ancak büyük bir dizi oluşturulduğunda bu diziyi koruyacak radomun elektromanyetik süreklilik ve sızdırmazlık açısından tek parça olarak üretilmesi zordur. Radomun çok parçalı olması durumunda sızdırmazlık için alınacak önlemler yapıyı elektromanyetik olarak süresiz hale getirebilir. Büyük periyotlarda oluşacak olan süresizlikler ise ızgara lobların (grating lobe) çıkmasına sebep olabilir. Dizi antenin ihtiyacı halinde büyütülmesi veya daha büyük diziyi sahip farklı sistemler oluşturulması halinde aynı birim dizinin yan yana getirilmesi üretim kolaylığı açısından tercih edilir. Ancak birim dizilerin yan yana getirilmesi sonucunda her bir birim dizide bulunan radomların elektromanyetik sürekliliği bozmaması ve aynı zamanda sızdırmazlığı sağlaması gerekmektedir. Bu çalışmada bu problemi çözmek için birim dizi elemanları yan yana yerleştirilirken birbirlerine metal olan yapılardan değerken aralarına aynı zamanda sızdırmazlığı sağlayacak olan contalar yerleştirilmiştir. Böylece birbirine değen metaller elektromanyetik olarak süreklilik sağlanmış ve metal aralarındaki contalar ile sızdırmazlık elde edilmiştir. Ayrıca dielektrik radom yapısı her bir birim dizi elemanının üzerinde tasarlanarak dizilerin yan yana yerleştirildiği durumda radomdan kaynaklanabilecek bir elektromanyetik süresizlik engellenmiştir. Arıza durumunda her bir radom elemanın sökülebildiği sızdırmaz bir tasarım yapılmıştır. Üretim kolaylığı, arıza ve sızdırmazlık açısından dış ortamda çalışabilme durumları gözetilerek yapılan dizi anteni tasarımı aynı zamanda 60° konik tarama alanında 10 dB'den iyi geriye dönüş kaybına ve eksenel orana sahiptir.

### 2. Dizi Geometrisi ve Birim Eleman Tasarımı

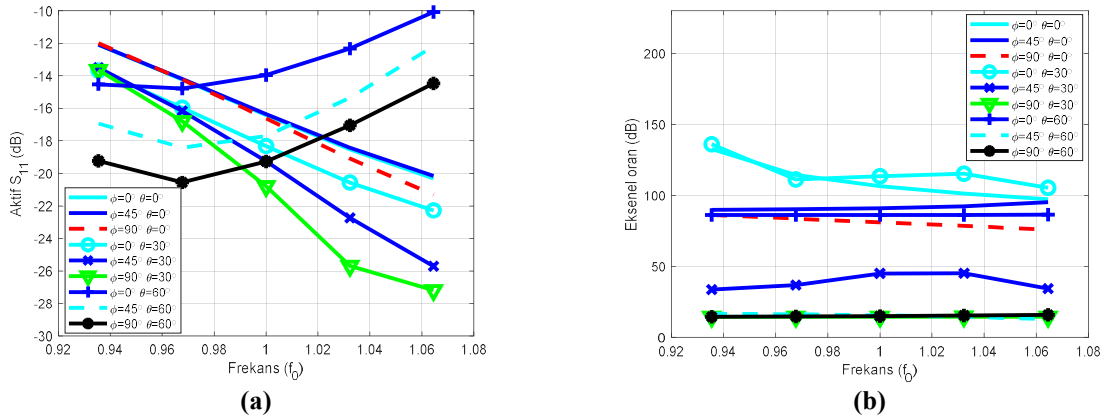
Önerilen üçgen dizilime sahip sızdırmaz 8x8 dizi anteni Şekil 1 (a)'da gösterilmiştir. Şekil 1 (b) ve (c)'de diziyi oluşturan birim eleman yapısı sunulmuştur. Birim anten elemanı olarak Vivaldi anten seçilmiştir.  $\theta = 60^\circ$  konik tarama açısı aralığında çıkabilecek ızgara lobları (grating lobe) engellemek amacı ile üçgen dizilim kullanılmıştır. Merkez frekansta ( $f_0$ ) hesaplanan boş uzay dalga boyuna göre ( $\lambda_0$ ) dizi elemanı birim hücre boyutları Şekil 1 (c)'de  $0.4925\lambda_0$  ve  $0.5687\lambda_0$  olarak belirtilmiştir. Dizi merkez frekans ( $f_0$ ) etrafında  $0.9355 f_0 - 1.0645 f_0$  bant aralığında tasarlanmıştır. Anten dizisi %12.9 bant genişliğine sahiptir. Şekil 1 (b) ve (c)'de gösterilen ayrıntılı birim elemanı yapısında radom malzemesi olarak Polieter Eter Keton (PEEK) malzeme ( $\epsilon_r = 3.27$ ,  $\tan\delta = 0.0036$ ) kullanılmıştır. Vivaldi anten ve alüminyum kapak tek parça halinde alüminyum malzeme kullanılarak üretilmiştir. Alüminyum kapak alüminyum şaseye aralara sızdırmaz contalar yerleştirilerek

vidalanmıştır. Vivaldi antenin kanatlarında bulunan merdiven yapısı ve uyumlandırma boşluğu yardımı ile anten uyumlandırılması sağlanmıştır. Radom malzemesi Vivaldi anten kanatlarının merdiven yapısı şeklindeki kısmını doldurmaktadır. Ancak uyumlandırma boşluğunu ve merdiven yapısının bittiği kısımdan sonra devam eden kanatlar arası boşluğu doldurmamaktadır. Böylece radom yapısı Vivaldi anten yapısına üstten rahatça giydirilerek alüminyum kapak kısmına sızdırmazlığın sağlanması için yapıştırılmıştır. Vivaldi antenler mikroşerit hatların bulunduğu PCB kart ile beslenmektedir. Bu kart anten yapısına ayrı bir kapak yardımı ile tutturulmuştur. Kapak yapısının 8x8 dizi kenarlarından anten yapısına sızdırmaz contalar kullanılarak vidalanması sonucunda arada kalan kartta bulunan mikroşerit besleme hatları, Vivaldi antenleri besleyen eşeksenel dalga kılavuzunu besler duruma gelmiştir. Temasın düzgün sağlanması açısından eşeksenel dalga kılavuzu ile kart arasında tüy düğmesi (fuzz button) kullanılmıştır. Tüy düğmeleri eşeksenel dalga kılavuzunun dielektrik malzemesi olan teflon malzemenin içine yerleştirilmiştir. Böylece tüy düğmelerinin eşeksenel dalga kılavuzunun merkez iletkenine teması sağlanmıştır. Ayrıca yapının dış iletken teması ve bağlaşımın engellenmesi açısından EMI contalar kullanılmıştır. Karttan anten arkasına doğru SMP konnektör çıkışları tasarlanmıştır.



Şekil 1. (a) 8x8 dizi anteni. (b) Birim dizi elemanı kesit görünüm. (c) Birim dizi elemanı perspektif görünüm.

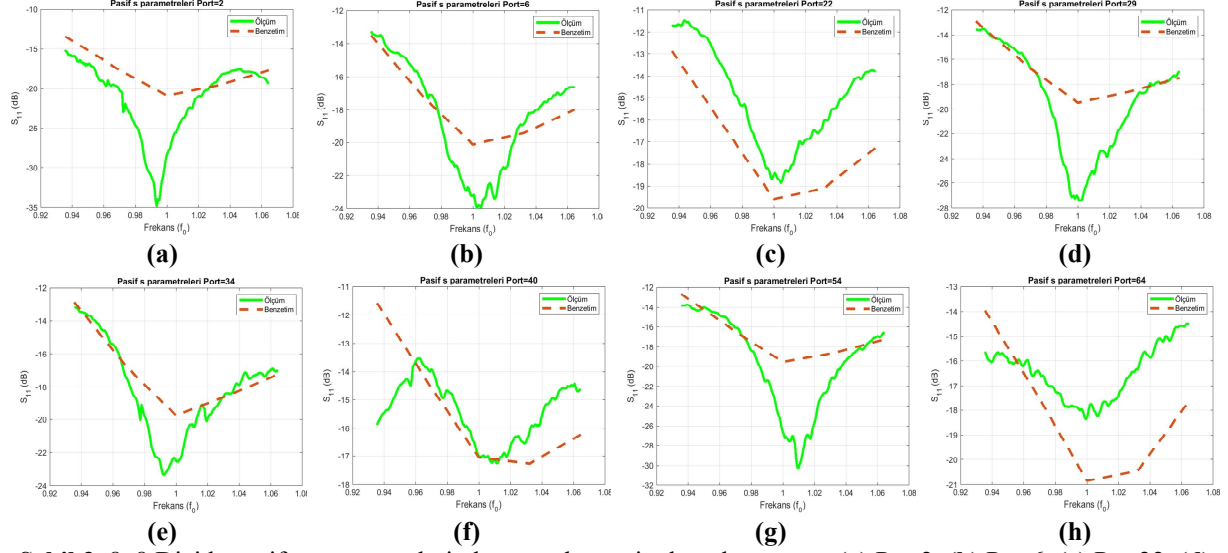
Birim anten elemanı kullanılarak Ansys High Frequency Structure Simulator (HFSS) programında uygun sınır koşulları ile üçgen dizilime sahip sonsuz dizi oluşturulmuştur. Ansys HFSS programında birim anten tasarımı yapılmıştır. Elde edilen birim elemana ait benzetim sonuçları Şekil 2’de sunulmuştur. Şekil 2 (a)’da görüldüğü gibi 60° konik tarama açıları içinde geriye dönüş kaybı 10 dB’den iyidir. Ayrıca Şekil 2 (b)’de ana polarizasyonun çapraz polarizasyona oranı 10 dB’den fazladır.



Şekil 2. Birim eleman benzetim sonuçları. Farklı tarama açılarındaki (a) aktif s-parametreleri, (b) eksenel oran.

### 3. Anten Ölçüm Sonuçları

8x8 dizi anteni üretilerek SMP konektör çıkışlarından ölçümleri alınmıştır. Ölçüm sonuçları Şekil 3'te sunulmuştur. Şekil 1 (a)'da gösterilen dizi anten elemanı portlarından bazıları Şekil 3'te benzetimler ile karşılaştırılmıştır. Şekil 3'te görüldüğü gibi ölçüm ve benzetimler arasında iyi uyum gözlenmiştir.  $S_{11}$  seviyelerinin -10 dB'nin altında olduğu düşünüldüğünde, ölçüm ve benzetimler arasındaki farkların küçük olduğu söylenebilir. Bu küçük farklılıkların besleme kartındaki hat kalınlıklarında oluşmuş olabilecek üretim hatalarından veya anten yapısındaki üretim toleranslarından kaynaklandığı tahmin edilmektedir.



Şekil 3. 8x8 Dizide pasif s-parametreleri ölçüm ve benzetim karşılaştırması. (a) Port2, (b) Port6, (c) Port22, (d) Port29, (e) Port34, (f) Port40, (g) Port54, (h) Port64.

Dizi antenin pasif s-parametreleri kullanılarak farklı tarama açıları için aktif s-parametreleri elde edilecektir. Ayrıca dizi antenin kazanç ve ışınlım örüntüleri ölçülecektir. Bu sonuçlar dizi antenin detaylı mekanik tasarımı ile konferansta sunulacaktır.

### Kaynaklar

- [1] D. Dogan, "A Wide Band, Dual Polarized Patch Antenna for Wide Angle Scanning Phased Arrays," *IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, Waltham, MA, USA, 2013, pp. 135-138.
- [2] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 9, pp. 1245-1251, Sept. 1998.
- [3] S. E. Valavan, D. Tran, A. G. Yarovoy, and A. G. Roederer., "Planar Dual-Band Wide-Scan Phased Array in X-Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 10, pp. 5370-5375, Oct. 2014.

## Mayıs 2024 Jeomanyetik Süper Fırtınası Boyunca Türkiye’de GIC Modellenmesi: Python Tabanlı Bölgesel Bir Yaklaşım

Erdoğan Timoçin\*, İbrahim Ünal  
\*Mersin Üniversitesi  
Tıbbi Hizmetler ve Teknikler Bölümü  
Mersin  
erdinctimocin@mersin.edu.tr

İnönü Üniversitesi  
Matematik ve Fen Bilimleri Eğitimi Bölümü  
Malatya  
ibrahim.unal@inonu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, 08-14 Mayıs 2024 tarihleri arasında meydana gelen jeomanyetik süper fırtına sırasında Keban-Elbistan ve Adana-Mersin enerji iletim hatları boyunca jeomanyetik indüklenmiş akımların (GIC) büyüklüğü sayısal olarak modellenmiştir. IZN (İzmit) istasyonundan alınan 1 dakikalık manyetik alan verileri kullanılmış, elektrik alan düzlemsel jeoelektrik yapı kabulüyle hesaplanmış ve iletim hatları için GIC hesaplamaları Python tabanlı bir modelleme yaklaşımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca GIC proxy indeksi ile GIC genliği karşılaştırılmış ve jeomanyetik fırtına sürecindeki etkisi değerlendirilmiştir. Model sonuçları, jeomanyetik fırtına sırasında Keban-Elbistan ve Adana-Mersin iletim hatlarında sırasıyla 10.8 A ve 8.6 A’lık maksimum jeomanyetik olarak indüklenen akımların oluşabileceğini göstermektedir.

**Abstract:** In this study, the magnitude of geomagnetically induced currents (GICs) along the Keban-Elbistan and Adana-Mersin transmission lines was numerically modeled during the geomagnetic superstorm that occurred between May 8 and 14, 2024. One-minute resolution magnetic field data from the IZN (İzmit) station were used; the electric field was calculated assuming a plane-layered geoelectric structure, and GIC calculations for the transmission lines were carried out using a Python-based modeling approach. Additionally, GIC amplitudes were compared with a GIC proxy index to assess the influence of the geomagnetic storm. The model results indicate that during the geomagnetic storm, maximum geomagnetically induced currents of 10.8 A and 8.6 A may occur along the Keban-Elbistan and Adana-Mersin transmission lines, respectively.

### 1. Giriş

Güneş’te meydana gelen patlamalar sonucu oluşan yüksek enerjili plazmaların Dünya’nın manyetosferiyle etkileşmesi, jeomanyetik fırtınalara neden olur. Bu fırtınalar sırasında manyetik alanın hızlı ve ani değişimleri, yeryüzünde jeomanyetik indüklenmiş akımların (GIC) oluşmasına yol açar [1]. GIC’ler özellikle uzun iletim hatlarında, transformatörlerde ve boru hatlarında zararlı akımlar oluşturarak enerji sistemlerinde ciddi riskler doğurabilir [2]. GIC, düşük frekanslı (DC’ye yakın) bir karaktere sahip olduğu için özellikle enerji sistemlerinin DC bileşenlerine duyarlı donanımlarını etkiler. Bu akımlar, transformatör çekirdeklerinde doyumunluğa neden olarak ısınma, gürültü, harmonik üretimi ve nihayetinde ekipman arızalarına yol açabilir [3]. Bu nedenle GIC analizi, güç sistemleri güvenliği açısından büyük önem taşımaktadır. GIC hesaplamalarında en yaygın yöntemlerden biri, yüzey manyetik alan verilerinin zamana göre türevi ile düzlemsel bir jeoelektrik yapı varsayımı altında elektrik alanın hesaplanması ve daha sonra hat yönlerine projeksiyon yapılarak GIC’in tahmin edilmesidir [4]. Bu çalışmada, Mayıs 2025 jeomanyetik süper fırtınası sırasında Keban-Elbistan ve Adana-Mersin enerji iletim hatları boyunca oluşabilecek GIC genlikleri sayısal olarak modellenmiştir. Modelden elde edilen bulgular ışığında, bu çalışma Türkiye’de jeomanyetik fırtınaların enerji altyapısı üzerindeki etkilerini ele alan öncü GIC modelleme örneklerinden biri olup, ulusal ölçekte bu tür uzay hava olaylarının etkilerine yönelik bilimsel bir temel sunmaktadır.

### 2. Analiz ve Yöntem

Bu çalışmada, 08-14 Mayıs 2024 tarihleri arasında meydana gelen jeomanyetik süper fırtınanın Türkiye’deki Keban-Elbistan ve Adana-Mersin enerji iletim hatları üzerindeki potansiyel etkileri sayısal temelli bir GIC modelleme yaklaşımıyla analiz edilmiştir. Bu tarihler için jeomanyetik alan verileri olarak ( $B_x$  ve  $B_y$ ) İzmit (IZN) jeomanyetik gözlem istasyonuna ait 1 dakikalık çözünürlükteki manyetik alan verileri, jeomanyetik fırtına

aktivitesini tanımlamak amacıyla ise  $K_p$  ve  $D_{st}$  indisi verileri kullanılmıştır [5]. Modelde kullanılan Keban-Elbistan hattı yaklaşık 120 km, Adana-Mersin hattı ise yaklaşık 70 km uzunluğundadır. Her iki hat için iletkenlik parametresi olarak hat direnci  $0.058 \Omega/\text{km}$  olarak alınmıştır. Bölgesel yeraltı yapısının etkilerini dikkate almak amacıyla, Keban-Elbistan hattı için  $250 \Omega\text{m}$  ve Adana-Mersin hattı için  $200 \Omega\text{m}$  öz direnç ( $\rho$ ) değerleri kullanılmıştır [6, 7]. Hatların yönelimleri, başlangıç ve bitiş noktalarının coğrafi koordinatları dikkate alınarak kuzey referanslı azimut açıları ( $\theta$ ) elde edilmiştir. Denklem 1'de tanımlandığı şekilde, jeomanyetik alanın yatay bileşenlerinin ( $B_x$ ,  $B_y$ ) değişimlerinden elektrik alan bileşenlerinin ( $E_x$ ,  $E_y$ ) değerleri hesaplanmıştır [4, 5]

$$E_x = -\rho\mu_o \frac{dB_y}{dt}, \quad E_y = \rho\mu_o \frac{dB_x}{dt} \quad (1)$$

$\mu_o$ , uzayın manyetik geçirgenliğini,  $\rho$  ise bölgesel öz direnç değerlerini ifade etmektedir. İletim hatları boyunca elektrik alan değerleri ( $E_{\parallel}$ ), Denklem 2'de verilen ifadeyi kullanarak toplam vektörel alanın hattın yönüyle yaptığı açıya ( $\theta$ ) göre hesaplanmıştır [4, 8].

$$E_{\parallel} = E_x \cos(\theta) + E_y \cos(\theta) \quad (2)$$

$\theta$ , iletim hattının jeomanyetik kuzeyle yaptığı azimut açısıdır. Paralel elektrik alan ve hat direnci kullanılarak iletim hatlarında indüklenen GIC akımları Denklem 3'de verilen ifade kullanılarak hesaplanmıştır [4, 7].

$$GIC = \frac{L E_{\parallel} 1000}{R} \quad (3)$$

$L$ , hat uzunluğunu,  $R$  ise hattın toplam direncini göstermektedir. GIC proxy indisi değerleri Denklem 4 ile verilen ifade kullanılarak hesaplanmıştır [8].

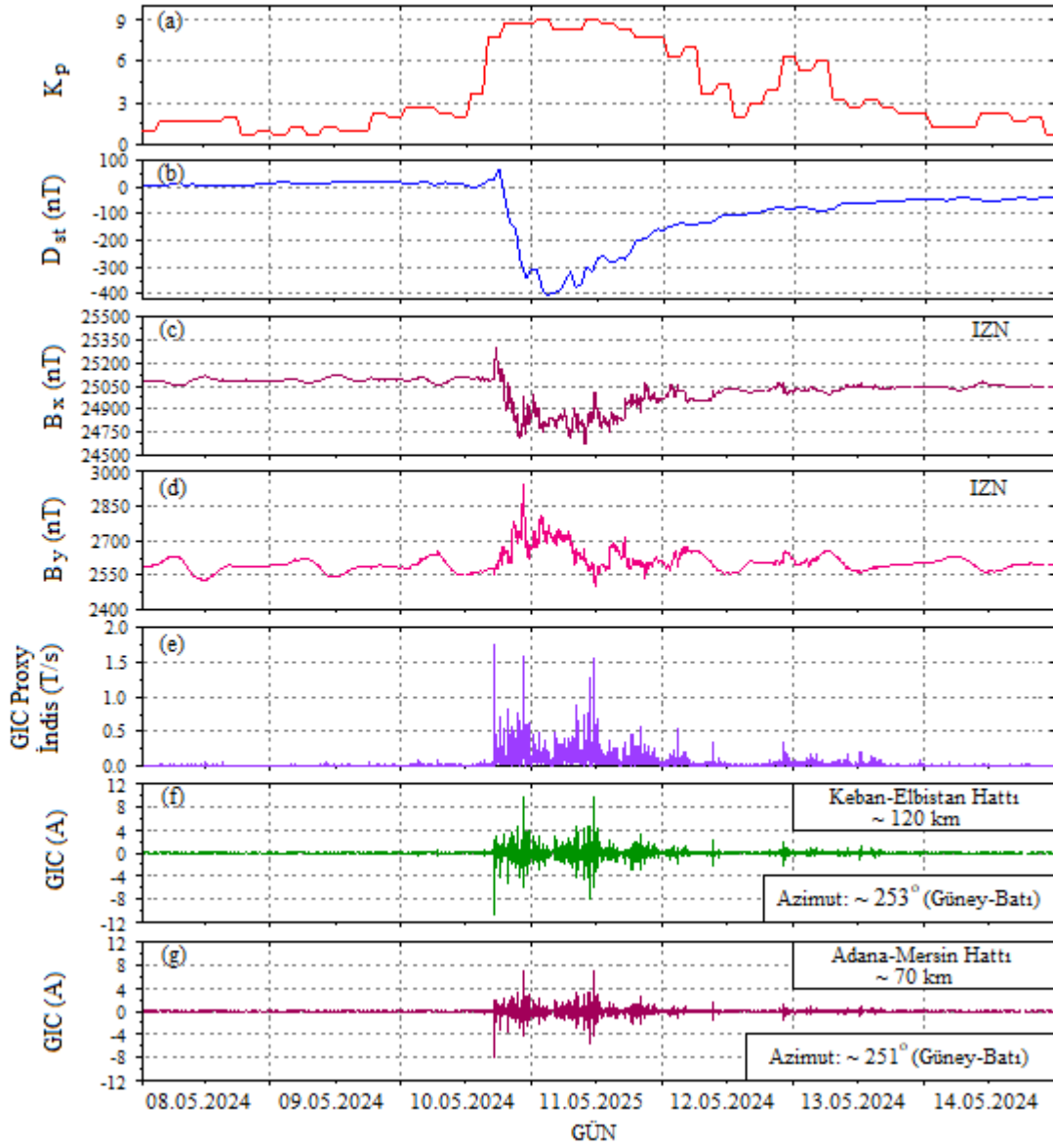
$$GIC \text{ Proxy} = \sqrt{\left(\frac{dB_x}{dt}\right)^2 + \left(\frac{dB_y}{dt}\right)^2} \quad (4)$$

### 3. Bulgular

Şekil, 08-14 Mayıs 2024 tarihleri boyunca  $K_p$ ,  $D_{st}$ , ve IZN istasyonuna ait jeomanyetik alan bileşenleri ( $B_x$  ve  $B_y$ ), GIC proxy indeksi ile iki farklı iletim hattı boyunca modellenmiş GIC değerlerinin günlük değişimlerini göstermektedir. Şekil 4a ve 4b incelendiğinde,  $K_p$  indeksinin 9 seviyesine kadar yükseldiği ve  $D_{st}$  indeksinin yaklaşık -400 nT'ye kadar düştüğü görülmektedir; bu belirgin ve ani değişimler, 10-11 Mayıs 2024 tarihlerinde çok şiddetli bir jeomanyetik fırtınanın yaşandığını göstermektedir. İznik (IZN) jeomanyetik gözlem istasyonundan elde edilen  $B_x$  ve  $B_y$  bileşenlerinde özellikle 10 Mayıs 2024 itibarıyla belirgin ve ciddi dalgalanmalar başladığı, fırtına süresince her iki bileşende de maksimum değerlere ulaşıldığı gözlemlenmiştir. GIC proxy indeksi ise 10-11 Mayıs arasında yüksek genlikli ve sık artışlar göstermiştir; maksimum değeri olan 1.72 T/s, fırtına başlangıcı olan 10 Mayıs'ta kaydedilmiştir. GIC modelleme sonuçları, özellikle 10-11 Mayıs 2024 tarihleri arasında her iki hatta da önemli GIC artışları olduğunu ortaya koymaktadır. Jeomanyetik fırtına süresince Keban-Elbistan hattında maksimum GIC yaklaşık 10.8 A, Adana-Mersin hattında ise yaklaşık 8.6 A olarak hesaplanmıştır.

### 4. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada ilk kez geliştirilen sayısal temelli GIC modelleme yaklaşımıyla, 10-11 Mayıs 2024 tarihlerinde meydana gelen şiddetli jeomanyetik fırtınanın Türkiye'deki enerji iletim hatları üzerindeki potansiyel etkileri ortaya konmuştur. Elde edilen bulgular, jeomanyetik fırtınalar boyunca Türkiye'nin orta enlem konumuna rağmen iletim sistemlerinde GIC oluşabileceğini ve farklı hatların yanı sıra çeşitli jeomanyetik fırtınaların iletim şebekeleri üzerindeki etkilerinin analiz edilebileceğini göstermektedir. Modelleme sonuçları, özellikle uzunluk ve yeraltı öz direnç özellikleri farklı olan Keban-Elbistan ve Adana-Mersin hatları arasında belirgin GIC farklılıklarının oluştuğunu ortaya koymuştur. Bu doğrultuda, ülkemizde uzay havası kaynaklı GIC riskinin daha iyi anlaşılması için farklı hatların ve jeomanyetik fırtınaların analiz edilmesi, daha ayrıntılı yeraltı öz direnç modellerinin geliştirilmesi, manyetometre istasyonlarının sayısının artırılması ve kritik trafo merkezlerinde GIC ölçüm cihazlarının devreye alınması çok önemli bir rol oynayacaktır. Bu çalışmada sunulan model ve analiz yöntemi, bu alanda yapılacak daha kapsamlı çalışmalar için öncü ve yönlendirici bir çerçeve sunmaktadır.



**Şekil.** 08-14 Mayıs 2024 tarihleri arasında (a)  $K_p$ , (b)  $D_{st}$ , (c) IZN istasyonu için  $B_x$ , (d) IZN istasyonu için  $B_y$ , (e) GIC proxy indisi (f) Keban-Elbistan hattı boyunca modellenmiş GIC değerleri ve (g) Adana-Mersin hattı boyunca modellenmiş GIC değerlerinin günlük değişimi.

## Kaynaklar

- [1]. Pulkkinen, A., Bernabeu, E., Eichner, J., Beggan, C., ve Thomson, A. W. P., "Generation of 100-year geomagnetically induced current scenarios", Space Weather, vol. 10, no. 4, pp. S04003, 2012.
- [2]. Boteler, D. H., "A 21st century view of the March 1989 magnetic storm", Space Weather, vol. 17, no. 10, pp. 1427–1441, 2019.
- [3]. Thomson, A. W. P., Dawson, E. B., and Reay, S. J., "Forecasting the magnetic perturbation risk to the UK power network", Space Weather, vol. 9, no. 4, 2011.
- [4]. Love, J. J., and Swidinsky, A., "Time derivative of magnetic field as a proxy for geoelectric field", Geophysical Research Letters, vol. 41, no. 22, pp. 8056–8061, 2014.
- [5]. INTERMAGNET, <http://www.intermagnet.org>. [Erişim Tarihi: 09-Haz-2025].
- [6]. Maden Tetkik ve Arama Genel Müdürlüğü (MTA), <https://www.mta.gov.tr>. [Erişim Tarihi: 09-Haz-2025].
- [7]. Türkiye Elektrik İletim A.Ş. (TEİAŞ), <https://www.teias.gov.tr>. [Erişim Tarihi: 09-Haz-2025].
- [8]. Trichtchenko, L., and Boteler, D. H., "Modelling geomagnetically induced currents using geomagnetic indices and data", Annales Geophysicae, vol. 22, no. 1, pp. 25–33, 2004.



## Radar Tabanlı Küçük İHA Sınıflandırmasında Makine Öğrenimi: Son Gelişmeler ve Değerlendirmeler

Duygu GÜLDAL, Yaser DALVEREN, Ali KARA\*

İzmir Bakırçay Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[6017062@bakircay.edu.tr](mailto:6017062@bakircay.edu.tr), [yaser.dalveren@bakircay.edu.tr](mailto:yaser.dalveren@bakircay.edu.tr),

\*Gazi Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

[akara@gazi.edu.tr](mailto:akara@gazi.edu.tr)

**Özet:** Son yıllarda küçük insansız hava araçlarının (İHA) artışı, hava sahası güvenliği ve altyapı koruması açısından yeni tehditler doğurmuştur. Bu durum, İHA'ların erken ve doğru tespit ve sınıflandırılmasına yönelik teknolojilere olan ihtiyacı artırmıştır. Bu çalışma, radar tabanlı İHA sınıflandırmasına yönelik hafif bir makine öğrenimi modeli geliştirmeyi amaçlayan bir projenin ilk aşamasını sunmaktadır. Bu amaç doğrultusunda, literatürdeki alan güncel radar tabanlı yöntemler karşılaştırmalı olarak incelenmiş, araştırma zorlukları, mevcut açık problemler ve gelecekteki olası yönelimler kısaca değerlendirilmiştir.

**Abstract:** In recent years, the proliferation of small unmanned aerial vehicles (UAVs) has introduced new threats to airspace security and infrastructure protection. This has heightened the need for technologies capable of accurately and promptly detecting and classifying UAVs. This study presents the initial phase of a project aimed at developing a radar-based drone classification using a lightweight machine learning model for radar-based UAV classification. To this end, current radar-based approaches in the literature have been comparatively assessed, and the main research challenges, existing open problems, and potential future directions in the field have been briefly evaluated.

### 1. Giriş

Son yıllarda özellikle küçük ve ticari insansız hava araçlarının (İHA) yaygınlaşması, hava sahası güvenliği, sınır kontrolü ve kritik altyapıların korunması açısından yeni güvenlik risklerini beraberinde getirmiştir. Bu tür İHA'ların izinsiz uçuşları, hem askeri hem de sivil alanlarda ciddi tehditler oluşturmaktadır [1]. Bu durum, kamu güvenliğinin sağlanabilmesi adına İHA tespit ve sınıflandırma teknolojilerine duyulan ihtiyacı artırmıştır. Bu bağlamda, küçük İHA'ların ya da İHA sürülerinin erken ve doğru şekilde tespiti, güvenli hava sahası yönetimi açısından büyük önem taşımaktadır [2]. Bu ihtiyaca yönelik geliştirilen görüntü tabanlı yöntemler; ışık koşulları, görüş açısı ve hava durumu gibi çevresel faktörlerden kolayca etkilenebilmektedir. Öte yandan radar tabanlı yöntemler, çevresel etkenlere karşı daha dayanıklı olduğu düşünülmektedir ve düşük radar kesit alanına (RCS) sahip hedeflerin tespitinde daha etkili sonuçlar sunabilmektedir. Radar sinyallerinden elde edilen mikro-Doppler imzaları ve RCS gibi öznitelikler, son yıllarda yapay zekâ tabanlı sınıflandırma algoritmalarıyla işlenerek İHA tespiti amacıyla kullanılmaktadır. Bu alandaki çalışmalar önemli ilerlemeler sağlamış olsa da, kullanılan veri setlerinin sınırlı kapsama sahip olması, gerçek dünya koşullarını yeterince yansıtmaması ve makine öğrenimi modellerinin yüksek karmaşıklığı gibi nedenlerle geliştirilen yöntemlerin genellenebilirliği ve pratikte uygulanabilirliği hâlen sınırlıdır [3].

Bu çalışmada, radar tabanlı İHA sınıflandırmasına yönelik bir makine öğrenimi modelinin geliştirilmesini amaçlayan devam eden bir projenin ilk aşaması sunulmaktadır. Bu kapsamda, İHA sınıflandırması amacıyla makine öğrenimi yöntemleri kullanılarak geliştirilen güncel radar tabanlı yöntemlere ilişkin literatürde yer alan çalışmalar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Ardından, bu alandaki araştırma zorlukları, mevcut açık problemler ve gelecekteki potansiyel araştırma yönelimleri tartışılmıştır.

### 2. Makine Öğrenimi Kullanarak Radar Tabanlı İHA Sınıflandırılması

Radar sistemleri, elektromanyetik dalgalar göndererek bir nesneye çarpıp geri dönen sinyaller aracılığıyla hedefin mesafe, hız ve yön bilgilerini belirler. Uygulama alanına göre darbe (pulse) radar, sürekli dalga (CW) radar ve frekans modülasyonlu sürekli dalga (FMCW) radar gibi çeşitli radar türleri kullanılmaktadır. Darbe radarları sinyalin gönderilmesi ile yankının alınması arasındaki zaman farkını analiz ederek menzil tespiti yaparken, CW radarlar frekans kaymalarını inceleyerek hedefin hızını belirler. FMCW radarlar ise frekansı zamanla değişen

sinyaller göndererek menzil bilgisine ulaşır. Son yıllarda, özellikle uzun mesafeli İHA tespitinde doğruluk ve etkinliğin artırılması amacıyla, radar sistemlerine makine öğrenimi tabanlı yaklaşımların entegrasyonu önerilmektedir. Makine öğrenmeye dayalı birçok algoritma veya model, kullanım senaryosu ve veri türüne bağlı olarak İHA tespitinde etkin biçimde kullanılmaktadır. Tespit sonrası, tehdit değerlendirmesi için sınıflandırma yapılması gerekmektedir. Sınıflandırma, etiketli veri ile eğitim yapılan denetimli veya etiketsiz veriyle desen keşfine dayalı denetimsiz öğrenme yöntemleriyle gerçekleştirilir. Denetimli öğrenme, farklı İHA türlerinin belirgin olduğu durumlarda; denetimsiz öğrenme ise veri hakkında ön bilgi az olduğunda tercih edilir. Sınıflandırma ikili (İHA ve diğer uçan cisim ayrımı) veya çoklu sınıflandırma (İHA türleri ve özellikleri) şeklindedir. Tehdit oluşturan İHA'lar, sinyal karıştırma, kontrol ele geçirme veya etkisiz hale getirme yöntemleriyle nötralize edilir. Makine öğrenmesi modellerinin başarısı kullanılan verinin miktarına ve kalitesine bağlıdır ve farklı türde veriler aşırı öğrenmeyi engeller. Veri setleri simülasyon, laboratuvar ve saha ölçümleriyle oluşturulur. Ham sensör verisi, filtreleme ve özellik mühendisliği gibi ön işlemlerden geçirilir. Modality'ye bağlı olarak zaman ve frekans alanındaki farklı özellikler kullanılır. Derin öğrenme ise özellik çıkarımını otomatik yaparak karmaşıklık ve yüksek veri gereksinimiyle sonuçlanır [4].

### 3. Literatürdeki Güncel Çalışmalar

Literatürde, İHA kaynaklı tehditlere karşı altyapıların korunmasına yönelik çeşitli radar tabanlı sınıflandırma yöntemleri önerilmiştir. Örneğin, [5]'te sunulan çalışmada, "Real Doppler RAD-DAR" (Radar with Digital Array Receiver) adı verilen veri tabanı kullanılarak, FMCW radar temelli bir tespit ve sınıflandırma yöntemi sunulmuştur. [6]'da sunulan çalışmada ise, farklı İHA ve İHA dışı cisimlerden elde edilen FMCW radar yansımaları mikro-Doppler imzası (m-DS) açısından analiz edilmiş ve bu analizlere dayalı olarak etkili ve verimli bir İHA sınıflandırma yöntemi geliştirilmiştir. Radar sinyallerinden bilgi çıkarmak için azaltılmış çok değişkenli modele dayalı sınıf etiketi tahmini kullanan toplam hata oranı minimizasyonu (TERRM) uygulanmıştır. Kullanılan radar verileri, yer tabanlı ticari gözetim radarı (COTS radar) aracılığıyla toplanmıştır. [7]'de sunulan çalışmada, uzun-kısa süreli bellek (LSTM) ağları ile uyarlanabilir öğrenme oranı optimizasyonu (ALRO) birleştirilerek LSTM-ALRO adlı makine öğrenme temelli bir sınıflandırma modeli geliştirilmiştir. Bu çalışmada, anten desenlerinin ölçümü için özel olarak oluşturulan yankısız odada toplanan radar kesit alanı (RCS) verileri kullanılmıştır. [8]'de sunulan çalışmada ise, simüle edilmiş radar sinyallerinin kısa zamanlı Fourier dönüşümü (STFT) spektrogramları üzerinde CNN uygulanarak İHA tespiti ve sınıflandırılması gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, gerçekçi İHA parametreleri kullanılarak Martin ve Mulgrew (MM) modeli ile oluşturulmuş veri setlerinden faydalanılmıştır. Tablo 1'de, radar tabanlı drone sınıflandırmasına yönelik literatürdeki yedi temel çalışma karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Radar türleri, kullanılan veri tipleri, sınıflandırma algoritmaları ve doğruluk oranları özetlenmiştir. Çalışmalar; mikro-Doppler, RCS ve HRRP gibi radar verilerini farklı derin öğrenme ve makine öğrenmesi yöntemleriyle işleyerek drone'ları ikili ya da çok sınıflı şekilde ayırt etmeyi hedeflemiştir.

Tablo 1. Makine öğrenimi kullanılan güncel radar tabanlı İHA sınıflandırma yöntemleri

| Ref. | Radar  | Veri Seti               | Veri Özelliği | Model/Algoritma | Doğruluk   |
|------|--------|-------------------------|---------------|-----------------|------------|
| [5]  | FMCW   | RAD-DAR                 | Mikro-Doppler | CNN-32DC        | %96.86     |
| [6]  | FMCW   | COTSradar Verisi        | Mikro-Doppler | TERRM           | %94.39     |
| [7]  | mmWave | Yankısız Oda Verisi     | RCS           | LSTM-ALRO       | %99.88     |
| [8]  | X ve W | MM Simülasyon Veri Seti | STFT          | CNN             | %81.6 (F1) |

### 4. Zorluklar ve Kısıtlar

Tablo 1'de özetlenen çalışmaların gerçek dünyadaki uygulamaları değerlendirildiğinde, çeşitli sistemsel ve operasyonel zorluklar ortaya çıkmakta; bu da bazı ortak sınırlamaları ve kısıtları beraberinde getirmektedir. Aşağıda, bu zorluklar ve kısıtlar kısaca ele alınmıştır.

#### 4.1 Veri Seti Yetersizliği

Mevcut literatürdeki birçok çalışmada kullanılan radar veri setleri sınırlı boyuttadır ve çoğunlukla laboratuvar koşullarında ya da kontrollü senaryolarda elde edilmiştir. Örneğin, [5]'te sunulan çalışmada yalnızca tek bir radar tipi ve sınırlı sayıda İHA türü ile deneyler gerçekleştirilmiştir. Benzer şekilde, [7]'de sunulan çalışmada yalnızca kapalı alanlarda toplanan verilerle eğitilmiş bir model sunulmuştur. Ancak kapalı alan verilerinin kullanımı,

modelin gerçek dünya koşullarında farklı İHA tipleri, radar konfigürasyonları ve uçuş senaryoları karşısındaki genellenabilirliğini önemli ölçüde sınırlayabilmektedir. Farklı çevre koşullarını içeren veri setleri, modelin başarımlarını ve genellenabilirliği için kritiktir.

#### 4.2 Model Karmaşıklığı ve Donanım Sınırlamaları

Makine öğrenimi tabanlı sınıflandırma yöntemleri (özellikle CNN ve LSTM tabanlı olanlar), yüksek doğruluk sunmasına rağmen, yüksek hesaplama gücü ve bellek gereksinimi sebebiyle gerçek zamanlı veya gömülü sistemlerde çalıştırılmaları zordur. Örneğin, [7]'de sunulan LSTM modelinin eğitim sürecinde yüksek işlem maliyeti oluşabilmektedir. Bu bağlamda, gerçek zamanlı sistemlere uygulanabilirliği artırma adına daha az parametreye sahip, düşük işlem gücü gerektiren hafif CNN yapılarının tercih edilmesi önemlidir.

#### 4.3 Senaryo Çeşitliliği ve Uygulanabilirlik

Radar verilerinin sinyal karakteristiği ortamdan ortama değişkenlik gösterebilir. Ancak incelenen çalışmaların çoğunda sabit radar konumları, sabit hedef tipleri ve düşük çeşitlilikte uçuş senaryoları kullanılmıştır. Örneğin, [6]'da sunulan model, mikro-Doppler sinyallerini sınıflandırmada başarılı sonuçlar elde etmiş olsa da, yalnızca belirli hız ve mesafelerde test edilmiştir. Bu sınırlı test ortamı, modelin pratikte karşılaşılabileceği değişken çevre koşullarında başarımlarını sınırlayabilir.

### 5. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar için Öneriler

Bu çalışmada, radar tabanlı İHA sınıflandırmasına yönelik literatürde sunulan güncel yöntemler karşılaştırmalı bir şekilde incelenmiştir. İnceleme sonucunda, veri seti eksikliği, sınırlı çevresel çeşitlilik ve karmaşık model yapıları, mevcut çalışmaların ortak kısıtları olarak öne çıkmaktadır. Bu bağlamda, radar sistemleri çevresel etkilere karşı dayanıklı olmalarına rağmen, sınırlı veri çeşitliliği ve yüksek model karmaşıklığı, bu yöntemlerin gerçek dünya uygulamalarında kullanılabilirliğini zorlaştırmaktadır. Bu hususların üstesinden gelmek amacıyla, öncelikle, modellerin genellenebilirliğini artırmak için farklı radar sistemlerinden elde edilmiş, çeşitli İHA türlerini ve uçuş senaryolarını içeren veri setlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu veri setlerinin farklı coğrafi ve çevresel koşullarda toplanması, gerçek uygulama senaryolarına uyum açısından büyük önem taşımaktadır. Gerçek veri toplamanın zor veya maliyetli olduğu durumlarda, radar sinyali simülasyonları ile sentetik veri üretimi ve veri artırma tekniklerinin kullanılması da geçerliliğini sürdürmektedir.

Öte yandan, sınıflandırma yöntemlerinin gerçek zamanlı radar uygulamalarına entegre edilebilmesi için, birçok alanda sağladığı yüksek doğruluk nedeniyle yaygın olarak tercih edilen CNN tabanlı mimarilerin, daha az parametreye sahip, hızlı ve verimli çalışan hafif versiyonlarının geliştirilmesi önem arz etmektedir. Ancak İHA sınıflandırılması için mevcut literatürde bu tür mimarilere sınırlı düzeyde yer verildiği görülmektedir. MobileNet, SqueezeNet ve ShuffleNet gibi hafif mimarilerin gerçek zamanlı uygulamalarda avantaj sağlayabileceği düşünülmektedir. Elde edilen bulgular doğrultusunda, ilerleyen çalışmalarda araştırmacılar tarafından daha az parametreye sahip, düşük işlem gücü gerektiren hafif bir CNN modeli geliştirilecektir. Bu modelin performansı açık kaynaklı veri setleri üzerinde test edilerek, sınırlı hesaplama kapasitesine ve kaynaklara sahip gerçek sistemlerde uygulanabilirliği değerlendirilecektir.

### 10. Kaynakça

- [1] Clothier, R. A., Greer, D. A., Greer, D. G. ve Mehta, A. M., "Risk perception and the public acceptance of drones," *Risk Analysis*, cilt.35 no.6, s.1167-1183, 2015.
- [2] Coruk, R. B., Aydin, E. ve Kara, A., "Recognition of drone swarm based on formation using ISAR images," *The Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, *baskıda*, 2025.
- [3] Al-Iqubaydhi, vd., "Deep learning for unmanned aerial vehicles detection: A review," *Computer Science Review*, cilt.51 no.100614, 2024
- [4] Sasi, R. ve Sharma, M., "Machine learning algorithms applied for drone detection and classification: Benefits and challenges," *Journal of Defense Modeling and Simulation*, cilt.18 no.2, s.161-172, 2024.
- [5] Garcia, F. L., Cordero, D., Garcia-Dorado, J. M. ve Valenzuela, J. L., "CNN-32DC: An improved radar-based drone recognition system based on Convolutional Neural Network," *ICT Express*, cilt.8 no.2, s.203-208, 2022.
- [6] Oh, B. S., Guo, X. ve Lin, Z., "A UAV classification system based on FMCW radar micro-Doppler signature analysis," *Expert Systems with Applications*, cilt. 136, s.94-103, 2019.
- [7] Fu, R., vd., "Deep learning-based drone classification using radar cross section signatures at mmWave frequencies," *IEEE Access*, cilt.9, s.161431-161445, 2021.
- [8] Raval, D., Hunter, E., Hudson, S., Damini, A. ve Balaji, B., "Convolutional neural networks for classification of drones using radars," *Drones*, cilt.5 no.4, 149, 2021.

## Hasta Düşme Algılama Sistemi

Şamil Yağız TUFAN, Ahmet Alp ERTAŞ, Melih Can ŞAĞBAN, Seda ÜSTÜN ERCAN\*

Ondokuz Mayıs Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği  
Samsun

[tufansamilyagiz@gmail.com](mailto:tufansamilyagiz@gmail.com), [ahmetalpertas38@gmail.com](mailto:ahmetalpertas38@gmail.com), [melihcansagban@gmail.com](mailto:melihcansagban@gmail.com), [sedau@omu.edu.tr](mailto:sedau@omu.edu.tr)

**Özet:** Düşme eylemi; bulunan konumdan, tutunduğu yerden ayrılmak, desteğini ve dengesini kaybetmek olarak tanımlanır. Düşmek ani ve beklenmedik olaylar olup sonucunda yaralanmalar ve ölümler gerçekleşebilir. Özellikle hasta bireylerde düşme daha riskli sonuçlar ortaya çıkartabilir. Düşme sonucunda hastaların bilinci kapanabilir, yardım çağıramayabilir. Bu durumlarda müdahalenin bir an önce yapılması gerekir. Tasarlanan projede hastaların düşme ve kalp ritimlerinin durumu takip edilip, tehlike anında hasta gözlemi yapan gerekli yerlere ve seçilen refakatçilere kablosuz uyarı göndermektedir. Çalışmanın ulaşılabilir olması açısından pratik ve düşük maliyetli olması amaçlanmaktadır. Sistemin ana hatları düşme algılayıcı, kalp ritim sensörü ve kablosuz uyarı uygulamalarından oluşmaktadır. Düşme algılanması için ivmeölçer, sistem kontrolü için ise mikrodenetleyici kullanılmaktadır.

**Abstract:** Falling is defined as a loss of support and balance, resulting from an unexpected separation from one's current position or point of contact. Falls are sudden and unpredictable events that may lead to injuries or even fatalities. This risk is particularly critical in patients, where falls can have more severe consequences. After a fall, the patient may lose consciousness and be unable to call for help. In such cases, immediate intervention is essential. In this study, the status of patients' falls and heart rhythms are monitored and wireless alerts are sent to the necessary places and selected companions who observe the patient in case of danger. The study aims to be practical and low cost in terms of accessibility. The design of the system consists of a fall sensor, heart rhythm sensor and wireless warning applications. Accelerometer is used for fall detection and microcontroller is used for system control.

### 1. Giriş

Hastalarda düşme algılama sistemi ivmeölçer sayesinde düşme durumunu tespit eden, kalp ritim sensörü ile hastanın kalp ritmini ölçen ve düşme durumunda uyarı ve kalp ritim verilerini kablosuz veri iletimi yöntemi ile seçilen cihazlara gönderen bir sistemdir. Düşme tespit sistemlerinin yaşlı bireylerde düşme durumlarıyla ilgili olduğu saptanmıştır [1]. Yapılan literatür taramalarında acil servislerde ve gözetim altında olan hastalarda da düşme durumlarının meydana geldiği tespit edilmiş ve bu bireylerin düşme durumlarının takibinin yapılması gerektiğine karar verilmiştir [2].

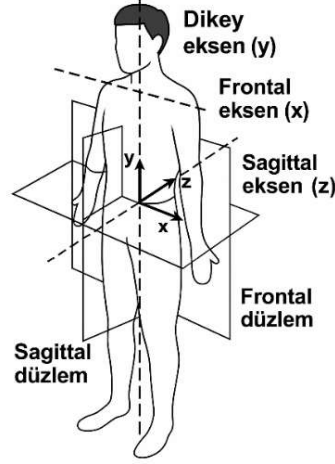
Daha önceki çalışmalardan farklı olarak, hasta kişiler takip edileceği için kalp ritimlerinin de önem arz ettiği göz önünde bulundurularak düşme algılama sistemine kalp ritim takibi eklenmiştir. Yapılmış sistemlerde kullanılan saat ve bileklik tasarımı daha elverişli olduğu düşünülen eldiven tasarımı kullanılmıştır. Bu tasarım daha rahat taşınabilen ve kullanışlı bir giyilebilir teknolojidir. Bu sistem öncelikli olarak sağlık alanında yaşlılar düşünülerek tasarlanmıştır. Ancak düşmek her insan için olağan bir durumdur. Bu sebeple gelişen teknoloji ile birlikte telefonlara, akıllı saat ve akıllı bilekliklere de entegre edilen bir sistemdir. Giyilebilir teknolojiler arttıkça oluşan yeni teknolojilerle entegre olarak birçok cihazda kullanılabilir [3].

### 2. Materyal ve Yöntem

Düşme tespiti problemi, günlük aktivitelerin düşme olayından ayırt edilmesi üzerine kuruludur. Ancak, düşme olayının nadiren gerçekleşmesi ve çok farklı şekillerde ortaya çıkabilmesi, denetimli öğrenme yaklaşımlarıyla genel bir model oluşturulmasını zorlaştırmaktadır. Bu çalışmada, düşmenin belirlenmesi için denetimsiz anormal durum tespiti yöntemi önerilmektedir. Denetimsiz öğrenme için Gauss Karışım Modeli (GMM) kullanılmış ve bu modelin eğitimi, günlük aktivitelerden elde edilen 3-eksenli ivmeölçer sinyallerine dayalı özelliklerle gerçekleştirilmiştir. GMM, verinin altında yatan olasılık dağılımlarını modellemek amacıyla kullanılan parametrik bir yöntemdir ve özellikle çok boyutlu sensör verilerinin sınıflandırılmasında yaygın olarak tercih edilmektedir. Çalışmamızda, GMM ile elde edilen bileşenlerin ortalama, kovaryans ve ağırlık parametreleri çıkarılmış, bu sayede düşme ve normal durumlara ait ivme dağılımları istatistiksel olarak ayrıştırılmıştır. GMM çıktıları doğrultusunda, sistemde kullanılacak serbest düşüş eşiği, darbe şiddeti ve ivme değişim sınırları gibi parametreler optimum doğruluğu sağlayacak şekilde belirlenmiştir. Bu analiz sayesinde, gömülü sistemde daha düşük işlem

gücüyle çalışan eşik tabanlı bir model uygulanırken, GMM'in sağladığı istatistiksel temellere dayalı karar mekanizması korunmuştur.

Test aşamasında model, düşme ve günlük aktivite verileriyle karşılaştırılmış, düşük olasılığa sahip veriler anormal durum olarak değerlendirilmiş ve bu veriler düşme olarak sınıflandırılmıştır. Sistem kurulumunun ardından Arduino IDE editörü kullanılmıştır. Nesnelerin interneti (IoT) teknolojisi kullanıldığı için iletişim MQTT protokolü üzerinden sağlanmıştır. Düşme hareketleri, x, y ve z eksenleri üzerinden analiz edilmiştir. Eksenler Şekil.1 de gösterilmiştir.



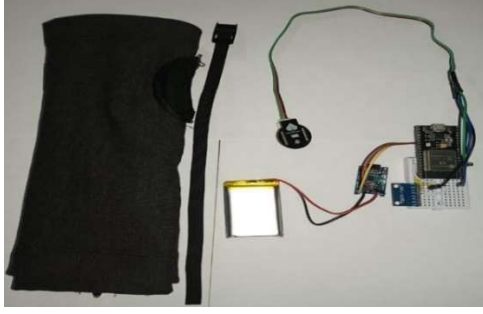
Şekil 1. İnsan hareketlerinde eksenler

Y eksenini referans alındığında, dikey düşüşler farklı senaryolar altında değerlendirilecektir. Bu senaryolar arasında kalp krizi, ani baş dönmesi veya tansiyon düşüklüğü gibi durumlarda meydana gelebilecek düşüşler, yüksek bir noktadan düşüşler yer almaktadır. X eksenine odaklanıldığında, uyku ya da dinlenme pozisyonunda meydana gelebilecek yatay düşüşler veya engelli sandalyesi kullanan bireylerin düşmesi sonucu oluşabilecek yatay düşüşler incelenecektir. İvmeölçer, x, y ve z eksenlerindeki ivme değerlerini ölçerek bu verileri kullanır ve ivme vektörünün büyüklüğünü hesaplar. Sonrasında, bir saniye arayla ölçülen iki ivme vektörü arasındaki fark belirlenir ve bu farkın 2G değerini aşıp aşmadığı 10 ms aralıklarla kontrol edilir. Eğer fark 2G'nin altında kalıyorsa, düşme olmadığı bilgisi program tarafından IP adresine her 5 saniyede bir iletilir. Ancak fark 2G'yi aşıyorsa ve ardından 15 saniye boyunca hareket algılanmazsa, düşme olayı ve kişinin bilincini kaybetmiş olabileceği bilgisi IP adresine iletilir. Bu durumun ardından program sona erdirilir [2]. Sistemin düşmeyi algılaması için gerekli olan ivme sensöründe “adx1345” ve “MPU6050” sensörleri arasında karşılaştırma yapılarak seçilmiştir. Düşme tipleri çok farklı şekillerde olabileceğinden her türlü düşme tipinde cihazın çalışması beklenmektedir. Bu sebeple 3 eksenli “adx1345” yerine daha güvenilir sonuçlar verecek olan 6 eksenli “MPU6050” sensörü kullanılmıştır [3]. ESP8266'nın sunduğu temel kablosuz iletişim yeteneklerine ek olarak daha gelişmiş özellikler sunan ESP32; artırılmış pin sayısı, ADC, GPIO ve DAC girişlerindeki üstünlükleriyle öne çıkmaktadır. Ayrıca, ESP32'nin donanım tabanlı şifreleme ve kod imzası gibi özellikleri, güvenlik protokollerinin desteklenmesine olanak tanımaktadır. Tüm bu özellikleri sayesinde ESP32, IoT tabanlı uygulamalar için daha elverişlidir [4].

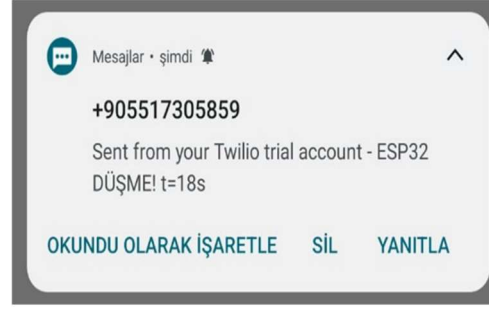
Ürün gereksinimleri doğrultusunda düşük güç tüketimiyle çalışacak şekilde tasarlandığından, sistemde enerji kaynağı olarak 1S 3.7V Li-Po batarya tercih edilmiştir. Tıbbi akıllı giysiler, sağlık uygulamalarında insan bedenine ilişkin çeşitli verileri toplamak, değişimleri algılamak ve gerektiğinde tepki vermek için tasarlanmaktadır [5]. Daha önce yapılmış çalışmalardan farklı olarak kullanılabilirliği daha rahat olan eldiven tasarımı kullanılmıştır [2,6]. Nabız ölçümü için 3-5 V besleme gerilimi ile çalışan kalp atışı ölçme sensörü kullanılmıştır. Bu sensör giyilebilir teknolojiler için uygundur. Hasta takibini gerçekleştiren kişinin telefonuna bildirim göndermek amacıyla Blynk uygulamasından yararlanılmıştır. Bu uygulama hem iOS hem de Android platformlarında kullanılabilir. Şekil 2'de tasarlanan prototip, Şekil 3'te ise düşme gerçekleştiğinde mobil cihaza gönderilen kısa mesaj bilgi ekranı gösterilmektedir.

### 3.Tartışma

Sistemin farklı senaryolarda test edilmesi, tasarımın gerçek kullanım ortamlarına ne derece uygun olduğunu göstermiştir. Ancak çevresel faktörler (zemin yapısı, sensör konumu, giysi teması) gibi değişkenler sistem performansını kısmen etkilemiştir. Gelecek çalışmalarda, ivme verilerinin yanına jiroskop ve nabız değişim hızının da entegre edilmesiyle daha hassas ve kişiye özel bir düşme tespiti yapılması mümkün olacaktır.



Şekil 2. Tasarlanan Prototipin Bağlantı Şeması



Şekil 3. Düşme gerçekleştiğinde telefona gelen sms

#### 4. Sonuçlar

Hazırlanan prototip ile yapılan deneysel çalışmalarda, sistemin çeşitli hareket senaryoları altında verdiği tepkiler gözlemlenmiş, özellikle düşme, normal hareket ve ani kol hareketleri arasında ayırma kabiliyeti test edilmiştir. Yürüyüş, ani kol hareketleri ve bilinçli düşme gibi üç temel senaryoda her biri için 100 adet deney gerçekleştirilmiştir. Sistemin Blynk IoT platformu üzerinden mobil cihaza anlık bildirim gönderme süresi ortalama 2-4 saniye olarak ölçülmüştür. Ayrıca SMS bildirimi de yedek kanal olarak başarıyla çalışmıştır. Testler sırasında çevresel etkenlerden (zemin farkı, eldivenin konumu, ışık düzeyi) kaynaklı nadir sapmalar gözlemlenmiş, ancak sistem genel olarak stabil çalışmıştır. Çizelge 1’de verilen deney sonuçları, sistemin hasta güvenliğini artırmaya yönelik etkin bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Çizelge 1. Deneylerde elde edilen sonuçlar

| Senaryo/Özellik                           | Deney Sayısı | Başarı/Hata Oranı   | Açıklama                                                           |
|-------------------------------------------|--------------|---------------------|--------------------------------------------------------------------|
| Yürüyüş sırasında düşme algılama hatası   | 100          | %4 hata             | Düşme olmamasına rağmen sistem düşme algıladı.                     |
| Ani kol hareketlerinde yanlış alarm oranı | 100          | %7 hata             | Ani hareketler sırasında sistem düşme olarak algıladı.             |
| Gerçek düşmelerin doğru algılanma oranı   | 100          | %91 başarı          | Sistem, düşmeleri doğru şekilde algıladı.                          |
| Kalp atış sensörü doğruluğu               | -            | ±3 BPM sapma        | Medikal cihazla karşılaştırıldığında ortalama sapma değeri.        |
| Mobil cihaza bildirim gönderme süresi     | -            | 2-4 saniye          | Blynk IoT üzerinden ortalama gecikme süresi.                       |
| SMS bildirimi                             | -            | Başarılı            | Tüm testlerde yedek kanal olarak işlevsel çalıştı.                 |
| Çevresel etkenlere bağlı sapmalar         | -            | Nadir (İstisnai)    | Zemin, ışık ve eldiven konumu gibi faktörlerden kaynaklı sapmalar. |
| Genel sistem değerlendirmesi              | -            | Stabil ve güvenilir | Hasta güvenliği açısından etkin ve kullanılabilir bir çözüm sundu. |

#### Kaynaklar

- [1]. A. T. Sözer “Denetimsiz Anomali Tespiti Yaklaşımı ile Düşme Algılama” Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, Volume: 11 No:1 Page: 88-98 YEAR: 2022, 10.17798/bitlisfen.997760
- [2]. Yüksekaya, M., Yayla B., Menteş M. M., & Haberal E. H. (2019). Düşme Algılama Sistemi Tasarımı. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, (Özel Sayı), 361-366
- [3]. A Real Time Fall Detection of Elderly People in Indoor Environments, Yüksek Lisans tezi Gaziantep Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Nisan 2022
- [4]. Robolink Akademi, “ESP8266 ve ESP32 Karşılaştırması”, website. [Online]. (<https://akademi.robolinkmarket.com/esp8266-ve-esp32-karsilastirmasi/>), 6 Ağustos 2021
- [5]. Özgüner Kılıç, H. (2017). Giyilebilir Teknoloji Ürünleri Pazarı ve Kullanım Alanları. Aksaray Üniversitesi İktisadi ve İdari Bilimler Fakültesi Dergisi, 9(4), 99-112.
- [6]. Analyze the gyroscope and magnetometer signals to increase the success of accelerometer data for fall detection, Yüksek Lisans tezi İstanbul Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Programı Mayıs 2016



## Parçacık Sürü Optimizasyonu Tabanlı Anten Besleme Parametresi Belirlenmesi ile Hedefe Yönelik Mikrodalga Hipertermi Uygulaması

Sena Keleser, Cemanur Aydınalp, Gulsah Yıldız

İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

İstanbul

keleser20@itu.edu.tr, aydinalp16@itu.edu.tr, gulsahyildiz@itu.edu.tr

**Özet:** Mikrodalga hipertermi yönteminde, sağlıklı dokuların zarar görmemesi için anten yapılandırılmalarının doğru şekilde optimize edilmesi büyük önem taşımaktadır. Bu çalışmada, anten konfigürasyonlarının optimizasyonu için Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) algoritması kullanılmıştır. Optimizasyon sürecinde, iletilen enerjinin değerlendirilmesinde kritik bir parametre olan Specific Absorption Rate (SAR), maliyet fonksiyonu olarak tercih edilmiştir. Üç boyutlu (3B) bir meme modeli üzerinde yürütülen optimizasyon çalışmasının çıktıları, iki boyutlu (2B) SAR dağılımları üzerinden görselleştirilmiş; elde edilen sonuçlar, hedef bölge doğruluğunu ve sağlıklı doku korunmasını temsil eden  $TBR_s$  ve  $HTQ_s$  parametreleriyle değerlendirilmiştir.

**Abstract:** In the microwave hyperthermia method, it is of great importance to optimize the antenna measurements correctly in order not to damage the healthy tissues. This power was used for the configuration of the antenna configurations using Particle Swarm Optimization (PSO). In the optimization process, the Specific Absorption Rate (SAR), which is a critical parameter in the evaluation of the transmitted energy, was preferred as the cost function. The results of the optimization study conducted on a three dimensional (3D) breast model were visualized through two dimensional (2D) SAR distributions, and evaluated using the parameters  $TBR_s$  and  $HTQ_s$ , which represent target region accuracy and healthy tissue preservation, respectively.

### 1. Giriş

Meme kanseri, tüm dünyada kadınlar arasında en çok görülen kanser türüdür. Meme kanserinin erken teşhisle tedavi başarı oranı %90'a kadar çıkmaktadır. Tedavisi sırasında cerrahi müdahaleler sonrası kemoterapi, hormon tedavisi ve radyoterapi gibi yöntemler uygulanır, ancak bu süreçler hem maliyetli hem de yorucudur. Mikrodalga hipertermi (MH), klasik tedavileri destekleyen yeni bir yöntem olarak geliştirilmiştir. MH yöntemi, Elektromanyetik (EM) dalgalarla enerji aktararak hedef yani tümörlü bölgeyi 40–43°C'ye kadar ısıtır; bu ısınma sonucu ise bölgede ilaç etkinliği artar, tümöre daha fazla ilaç taşınması sağlanır [1,4]. Hiperterminin hedeflenmiş hücreler üzerinde yıkıcı bir etkisi bulunması nedeniyle odaklanmanın doğru bir şekilde gerçekleşmesi önemlidir; aksi takdirde tümörlü bölge etrafında yer alan sağlıklı hücre ve dokuların ısınarak zarar görmesi kaçınılmazdır.

Bu çalışma, sadece tümörlü bölgenin etkili şekilde ısıtılmasını sağlamak amacıyla, meme çevresine yerleştirilen 12 antenin odaklanmasının optimize edilmesini ele almaktadır. Bu amaçla, hedef bölgeye maksimum enerji iletimi ve sağlıklı dokuların korunması için PSO algoritması kullanılarak anten konfigürasyonlarının optimize edilmesi amaçlanmıştır. Mikrodalga hipertermide kullanılan anten dizisinin genlik ve faz parametreleri, hedef noktada maksimum SAR elde edecek biçimde optimize edilmiştir. Simülasyon sonuçları  $TBR_s$  ve  $HTQ$  parametreleri hesaplatılarak analiz edilmiştir.

### 2. Yöntem

Çalışma sırasında kullanılan meme modeli 3B veriye dayalı bir kesit olmaktadır. Meme yapısı içerisinde fibroglandüller, yağ, kas, tümör, deri gibi dokular içermektedir ve her birinin termal özellikleri birbirinden farklıdır. Yoğunluk değeri ( $\rho$ ) ortalama bir değer olan 1040 kg/m<sup>3</sup> olarak seçilmiş ve hesaplamalar süresince sabit olan bu değer kullanılmıştır. COMSOL'da elde edilen elektrik alan verileri ile vücut modelinin iletkenlik ( $\sigma$ ) ve dielektrik sabiti ( $\epsilon$ ) verileri çalışmada kullanılmıştır [2].

Dokunun sıcaklık ölçümünde önemli bir parametre olan ve optimizasyonda maliyet fonksiyonu olarak kullanılacak olan SAR değer her bir nokta için ayrı ayrı hesaplanmıştır. SAR hesaplanması:

$$SAR = \frac{1}{2} \times \frac{\sigma \times |E|^2}{\rho} \quad (1)$$

Bu denklemde  $|\mathbf{E}|$  toplam elektrik alan işaretidir.

$$|\mathbf{E}|^2 = |E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2 \quad (2)$$

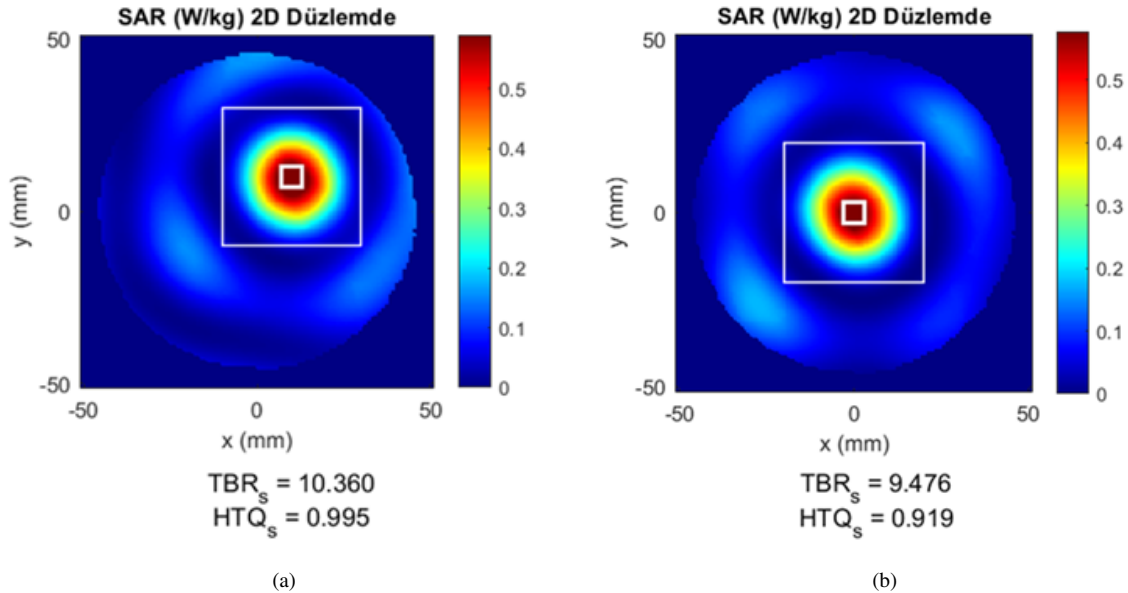
PSO ile anten konfigürasyonlarının optimizasyonu aşamasında; her bir PSO parçacığı, bir anten konfigürasyonunu temsil edecek şekilde tanımlanmıştır. Parçacıkların her biri, 12 anten için genlik parametreleri ile birlikte, ilk anten sabit referans olarak alınmak üzere 11 adet faz parametresi içerir. Böylece her parçacık, toplamda 23 boyutlu bir çözüm vektörünü ifade eder. Genlikler normalize edilerek toplam gücün sabit kalması sağlanmıştır; bu sayede karşılaştırılabilir sonuçlar elde edilmiştir.

Optimizasyonun yönlendirilmesi amacıyla kullanılan maliyet fonksiyonu, tümörün merkezi olarak seçilen hedef noktada oluşan SAR değerinin maksimuma çıkarılması hedefiyle tanımlanmıştır. Bu doğrultuda, SAR değeri her parçacığın temsil ettiği anten konfigürasyonu için hesaplanmış ve bu değer, o parçacığın başarımlı ölçütü olarak kullanılmıştır. PSO algoritması, bu maliyet fonksiyonunu maksimize edecek genlik ve faz değerlerini iteratif olarak güncellemiştir. Çalışmada kullanılan PSO algoritması parametreleri şu şekilde belirlenmiştir: popülasyon büyüklüğü 40, maksimum iterasyon sayısı 400, eylemsizlik katsayısı  $w = 1$ , ve bireysel ve küresel çekim katsayıları  $c_1 = c_2 = 2$  olarak seçilmiştir.

Bu parametreler, algoritmanın hem keşif (exploration) hem de faydalanma (exploitation) yetenekleri arasında denge kurmasını sağlamıştır. Her iterasyonda, parçacıklar mevcut en iyi bireysel ve küresel konumlara doğru yönlendirilerek yeni pozisyonlar oluşturulmuştur. Bu süreç sonunda elde edilen en iyi genlik ve faz kombinasyonu, toplam elektrik alan dağılımını oluşturmak için kullanılmış ve SAR haritalaması bu yeni alan bileşenleriyle gerçekleştirilmiştir. Bu sayede, anten dizisinin optimizasyonu sonucunda hedefe odaklanmış ve etkili bir enerji aktarımı sağlanmıştır.

### 3. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

PSO uygulaması MATLAB ortamında simüle edilmiştir[3]. Hedef nokta olarak sırasıyla  $[10 \ 10 \ 0]$  ve  $[0 \ 0 \ 0]$  değerleri verildiğinde, meme modeli üzerinde SAR grafiği xy düzleminde sırasıyla Şekil 1.'de görülmektedir.



**Şekil 1.** Hedef Noktaları (a)  $[10 \ 10 \ 0]$  ve (b)  $[0 \ 0 \ 0]$  İçin Seçilen Modelin SAR Dağılımı ile  $TBR_s$  ve  $HTQ_s$  Sonuçları

Simülasyon sonuçlarının analiz edilmesi için MH için önemli olan  $TBR_s$  ve  $HTQ_s$  parametreleri hesaplatılmıştır

[2,5]. Parametrelerin hesabı için Denklem (3) iki boyutlu bir bölgedeki ( $\Omega$  yüzeyi) ortalama SAR değerini tanımlar. Amaç, tedavi edilen hedef bölgedeki SAR şiddetini artırırken, sağlıklı dokulardaki SAR seviyesini düşük tutmaktır.

$$ortSAR_{\Omega} = \frac{\sum_{\Omega} SAR}{Alan(\Omega)} \quad (3)$$

Denklem (4) ile hesaplanan Target-to-breast SAR ratio ( $TBR_s$ ) ile hedefteki ortalama SAR ile tüm memedeki ortalama SAR arasındaki oranı gösterir. Bu oran ne kadar büyükse, tedavi sadece hedef bölgeye odaklanmış demektir, yani istenen bir durumdur.

$$TBR_s = \frac{ortSAR_{hedef}}{ortSAR_{meme}} \quad (4)$$

Denklem (5) ile hesaplanan Hotspot-to-target SAR quotient ( $HTQ_s$ ) hedef bölgedeki SAR'a göre, göğüste en yüksek SAR değerine sahip (ama hedef dışında kalan) "sıcak nokta"nın SAR oranıdır. Bu oran ne kadar düşükse, istenmeyen sıcak noktaların oluşumu o kadar az demektir, optimizasyon sonucu bu değerin düşük olması da olumlu bir sonuç elde edildiğini göstermektedir.

$$HTQ_s = \frac{ortSAR_{sıcak\ bölge}}{ortSAR_{meme}} \quad (5)$$

Şekil 1'de [10 10 0] ve [0 0 0] hedef noktaları için elde edilen SAR dağılımları, her iki hedefte de başarılı bir odaklama sağlandığını göstermektedir. Özellikle [10 10 0] hedefi,  $TBR_s = 10.360$  ve  $HTQ_s = 0.995$  değerleriyle hedef bölgeye daha yoğun ve seçici bir SAR aktarımı sağlarken, [0 0 0] hedefi de  $TBR_s = 9.476$  ve  $HTQ_s = 0.919$  ile benzer şekilde güçlü ve dengeli bir performans sergilemiştir. SAR yoğunluğunun hedef bölgede maksimum, çevre dokularda ise minimum seviyede dağılması, her iki hedef noktasında da hem odaklama doğruluğu hem de sağlıklı doku koruma açısından tatmin edici bir enerji dağılımı elde edildiğini ortaya koymaktadır. Ayrıca her iki durumda da SAR dağılımlarının simetrik ve düzgün yayılım göstermesi, kullanılan optimizasyon algoritmasının kararlı ve güvenilir sonuçlar verdiğini desteklemektedir.

Bununla birlikte, bu çalışmada kullanılan maliyet fonksiyonu yalnızca SAR değerine dayandığı için, düşük yoğunluklu ancak geniş alana yayılan SAR etkilerini göz ardı edebilir. Bu durum, sağlıklı dokular açısından uzun vadeli riskler oluşturabilir. Gelecek çalışmalarda, maliyet fonksiyonunun termal etki, doku tipine göre ağırlıklandırma gibi ek kriterlerle zenginleştirilmesi planlanmaktadır.

#### 4. Teşekkür

Bu çalışma, İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi lisans projesi (Proje No: 47123) ve MAB-2023-44842 projesi tarafından desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] Nguyen, P. T., Abbosh, Crozier. Three-dimensional microwave hyperthermia for breast cancer treatment in a realistic environment using particle swarm optimization, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2016.
- [2] Gülşah Yıldız Altıntaş, Mikrodalga Hipertermi İçin Yeni Bir Anten Yapılanması. Doktora tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye, 2022.
- [3] Kennedy, J., Eberhart, R, Particle swarm optimization, 1995.
- [4] Converse, M., Bond, E. J., Veen, B. D., & Hagness, C., A computational study of ultra-wideband versus narrowband microwave hyperthermia for breast cancer treatment. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2006.
- [5] Paulides, M.M., Rodrigues, D.B., Bellizzi, G.G., Sumser, K., Curto, S., Neufeld, E., Montanaro, H., Kok, H.P. and Dobsicek Trefna, H. , ESHO benchmarks for computational modeling and optimization in hyperthermia therapy, International Journal of Hyperthermia, 2021.

## 6. Nesil Haberleşme Sistemleri İçin Geniş Bantlı RIS Birim Hücre Tasarımı

Elif Rana Nayış<sup>(1)</sup>, Çağatay Aydın<sup>(1)</sup>, Mustafa Seçmen<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup>Ege Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[rananayis@hotmail.com](mailto:rananayis@hotmail.com), [cagatay.aydin@ege.edu.tr](mailto:cagatay.aydin@ege.edu.tr)

<sup>(2)</sup>Yaşar Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

[mustafa.secmen@yasar.edu.tr](mailto:mustafa.secmen@yasar.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 6G haberleşme sistemleri için geniş bantlı, düşük maliyetli ve yüksek ayarlanabilirliğe sahip bir Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) birim hücresi tasarlanmıştır. 5x5 piksel tabanlı metayüz yapısında köşegen pikseller sabitlenmiş, kalan pikseller Genetik Algoritma ile optimize edilmiştir. Hedef bant aralığı 4–4.5 GHz olarak seçilmiş ve merkez frekansta ( $-90^\circ$ ) hedef yansıma fazı belirlenmiştir. MATLAB ve CST Microwave Studio arasında otomatik entegrasyon kurulmuş ve 421 iterasyon sonunda yaklaşık  $20^\circ$ 'lik faz iyileştirmesi elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, piksel tabanlı RIS tasarımlarında faz kontrolünün Genetik Algoritma ile etkin şekilde optimize edilebileceğini göstermektedir.

**Abstract:** In this study, a wide-band, low-cost and highly tunable Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) unit cell is designed for 6G communication systems. The 5x5 pixel-based metasurface structure is optimized with the Genetic Algorithm. The 4–4.5 GHz band is chosen as the target range, aiming for a  $-90^\circ$  reflection phase at the center frequency of 4.25 GHz. Automatic integration is established between MATLAB and CST Microwave Studio, and approximately  $20^\circ$  phase improvement is obtained at the end of 421 iterations. The obtained results show that phase control in pixel-based RIS designs can be effectively optimized with the Genetic Algorithm.

### 1. Giriş

6. nesil ve sonrası mobil haberleşmede elektromanyetik ortamın akıllıca şekillendirilmesi önemlidir. Reconfigurable Intelligent Surface (Ayarlanabilir Akıllı Yüzeyler – RIS), bu amaçla ortaya atılan yapılar olup, gelen elektromanyetik dalgaların fazını elektronik olarak kontrol ederek yüksek frekanslı dalgaların sönümlenmesi problemini azaltır [1]. 6G haberleşme sistemlerinde, mmWave ve THz bantlarındaki dalgalar ortam kayıplarına hassastır; RIS bu kayıpları telafi ederek sinyal gücünü ve kanal kapasitesini artırır. Böylece kentsel alanlarda kapsama ve spektral verimlilik yükselir [2]. Metayüzeyler, gelen EM dalgayı frekans ve tasarımı bağlı olarak  $-180^\circ$  ile  $+180^\circ$  arasında faz farkıyla yansıtarak yansıma fazı ve saçılma yönünü kontrol eder [3]. Bu prensiple RIS; çok sayıda pasif birim hücreyle oluşturulan bir yansıtıcı dizidir ve faz, ışınım deseni veya frekans ayarlanabilir şekilde tasarlanabilir [4]. Her eleman pasif olarak faz kayması oluşturur ve büyük dizilerle yüksek kazançlı yansıma tipi hücre biçimlendirmesi sağlanır [5]. İstenen faz aralığı RIS boyutu, yansıma açısı ve birim hücre aralığına bağlıdır ve ideal olarak her hücrede  $0-360^\circ$  arası faz hedeflenir [4, 6].

Bu çalışma; 6G ve ötesi mobil haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek geniş bantlı, ayarlanabilirliği yüksek ve düşük güç tüketimine sahip düşük maliyetli bir yaklaşım geliştirmeyi amaçlamaktadır. Ayrıca, piksel tabanlı optimizasyonla geleneksel reflectarray ve frekans seçici yüzeylere göre daha geniş bantlı ve adaptif faz kontrolü sunulmuştur. Böylece düşük maliyetli birim hücrelerle yüksek performans elde edilir [2, 7].

### 2. 5x5 Birim Hücre Tasarım Yöntemi

Önerilen tasarım ve optimizasyon süreci, MATLAB ile CST Microwave Studio arasındaki otomatik iletişime dayanır ve dört aşamadan oluşur. MATLAB'da rastgele bir piksel konfigürasyonu oluşturulur ve bu yapı CST'de birim hücre modeline dönüştürülerek simülasyon gerçekleştirilir. Sonuç S-parametreleri MATLAB'a aktarılır ve hedef faz profiliyle karşılaştırılır. Uygun tasarımlar kaydedilir, uygun olmayanlar elenir. Süreç, genetik algoritma ile optimum tasarım elde edilene kadar tekrarlanır.

Tasarım ve ölçüm kolaylığı bakımından 6 GHz altı frekanslar için geniş bantlı ve ayarlanabilirliği yüksek birim hücre tasarımı yapılmıştır. Birim hücrenin halihazırda 5G mobil haberleşme sistemlerinde de kullanılan n77 (3300-4200 MHz), n78 (3300-3800 MHz) ve n79 (4400-5000 MHz) bantlarını kapsaması amaçlanmıştır. Geniş

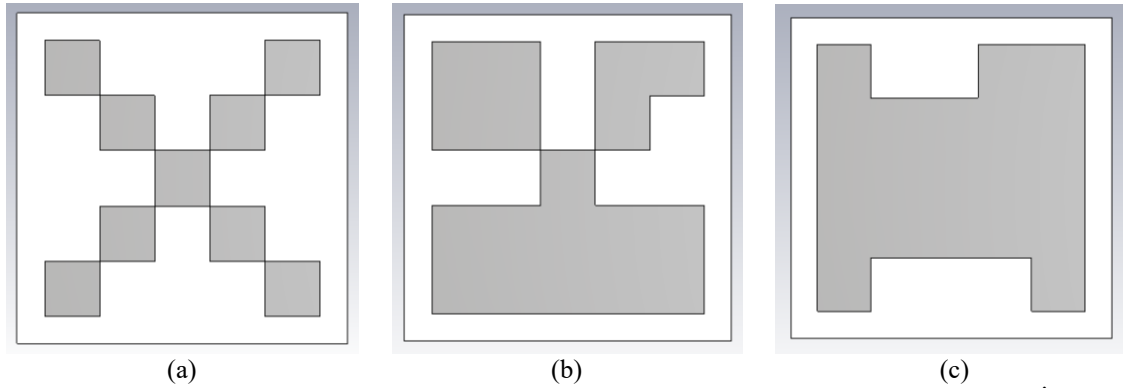
bant elde edebilmek için birim hücrenin metayüzeyinin tasarımı için piksel yüzey yaklaşımı kullanılmıştır [3, 7]. Gerekli piksel metayüzeyin tasarlanabilmesi için genetik algoritma, surrogate optimizasyonu, parçacık sürü optimizasyonu gibi bu alanda sıklıkla kullanılan optimizasyon algoritmaları incelenerek daha net sonuç vermesi bakımından genetik algoritma kullanımına karar verilmiştir [7, 8].

Tasarımda 1 değeri, belirtilen piksel konumunda metal yama olduğunu; 0 değeri ise metal olmadığını göstermektedir. Başlangıçta baz alınan tasarım köşegen olup  $x_{Design} = [1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1]$  olarak tanımlanmıştır. Rastgele tanımlanacak hedef pikseller başta 0 olarak seçilmiştir. 6GHz altı tasarımda hedef frekans 4 – 4.5GHz olarak belirlenmiş olup literatür çalışmaları ve köşegen piksellerin sabit tutulduğu yapının verdiği  $S_{11}$  değerleri baz alınarak merkez frekans 4.25 GHz’de yansıma açısı  $-90^\circ$  olacak şekilde hedef yansıma faz açıları lineer olarak belirlenmiştir. Köşegen tasarım üzerinden Genetik Algoritma ile hızlı bir optimizasyon süreci için Kayıpsız FR-4 ( $h = 1.6\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 4.3$ ) substratı ve PEC (Perfect Electric Conductor ( $t = 0.035\text{mm}$ )) kullanılmıştır. Maliyet hesabı yapılırken, hedeflenen  $S_{11}$  faz açısı ile ölçülen  $S_{11}$  faz açısı arasındaki farkların mutlak toplamı alınmıştır. Tablo 1’de piksel birim hücre tasarım parametreleri yer almaktadır. Buna göre MATLAB üzerinden gerekli kod yazılmış ve CST ile iletişim kurdurularak optimizasyon süreci ilerlemiştir. GA için crossover ve mutasyon gibi diğer parametreler, MATLAB’daki gömülü değerleri kullanılmaktadır.

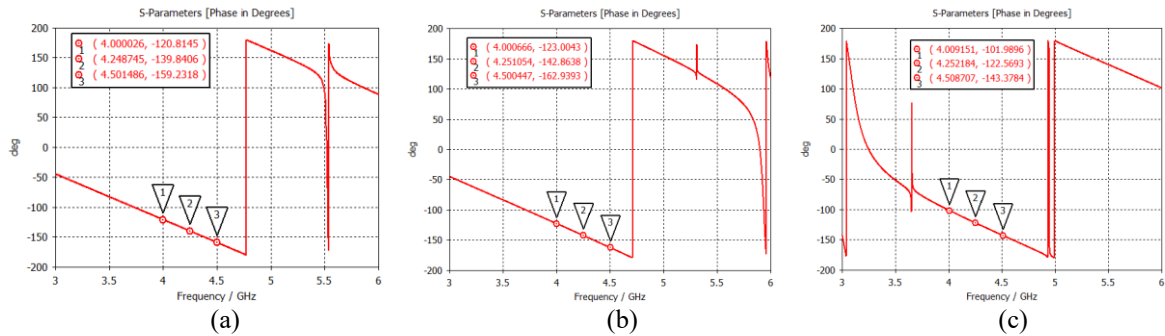
**Tablo 1.** Çalışmanın tasarım değerleri

|                                      | <i>Parametre</i>    | <i>Değer</i> |
|--------------------------------------|---------------------|--------------|
| <b>Birim Hücre tasarım değerleri</b> | Toprak Plakası (GP) | 30 x 30 mm   |
|                                      | Yama Boyutları      | 25 x 25 mm   |
|                                      | Piksel Boyutları    | 5 x 5 mm     |
| <b>GA tasarım değerleri</b>          | PopulationSize      | 20           |
|                                      | MaxGenerations      | 20           |
|                                      | EliteCount          | 5            |

### 3. Simülasyon Sonuçları

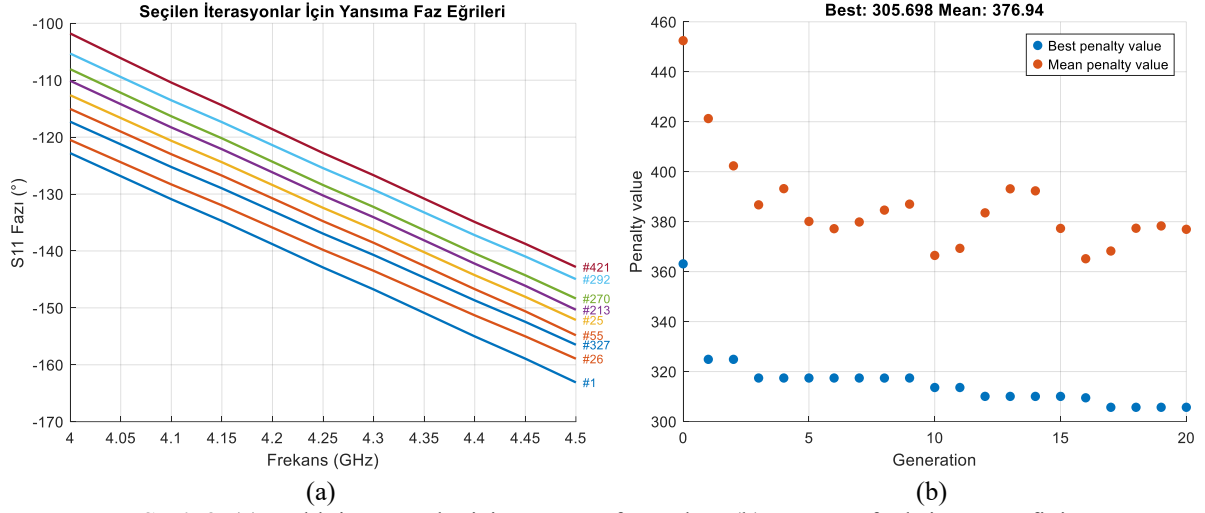


**Şekil 1.** 5 x 5 birim hücre yapısı CST Tasarımı (a) baz alınan köşegen tasarım, (b) #1 ve (c) #421 İterasyon



**Şekil 2.** 5 x 5 birim hücre yapısı  $S_{11}$  Yansıma Fazı Dereceleri (a) köşegen tasarım, (b) #1 ve (c) #421 İterasyon

Şekil 1 (a)'da tasarımda baz alınan ve pikselleri sabit tutulan köşegen yapı, Şekil 1 (b)'de ilk ve Şekil 1 (c)'de son iterasyon tasarımları görülmektedir. Aynı sırayla Şekil 2 (a), (b) ve (c)'de 4 – 4.5 GHz'de alınan yansıma faz açısı değerleri işaretlenmiştir. Buna göre merkez frekans 4.25 GHz'de ilk iterasyon için faz açısı (-142.8971) iken son iterasyon için (-122.7927) seviyesine kadar çekilerek yaklaşık 20° fark sağlanmıştır. Şekil 3 (a)'da 9 farklı iterasyon değeri için hedef bant aralığındaki faz açısı değerlerinin değişimi gösterilmiştir. Şekil 3 (b)'de ise Genetik Algoritmanın 20 jenerasyon için hesapladığı en iyi ve ortalama maliyet değerlerinden oluşan ceza fonksiyonu görülmektedir. Bazı noktalarda maliyet yükselse de optimizasyon ilerledikçe düşmeye devam etmiştir.



Şekil 3. (a) Farklı iterasyonlar için yansıma faz açıları, (b) GA ceza fonksiyonu grafiği

#### 4. Sonuç ve Değerlendirme

İlk nesil dahil toplamda 421 farklı tasarım itere edilmiştir. #1 ile #421 iterasyonları arasında yaklaşık 20° faz farkı bulunmaktadır. Sistem bazı noktalarda lokal minimumlara düşse de Genetik Algoritmanın crossover ve mutasyon özellikleri sayesinde doğru hedefe ulaşabileceği görülmüştür. Popülasyon ve jenerasyon değerlerinin artırılması ile daha yüksek seviyede iterasyonlar sağlanarak hedeflenen faz açısı sağlanabilir. Gelecek çalışmalarda daha geniş bant ve yüksek ayarlanabilirlik sağlanması için piksel metayüzeyin varaktör diyot, PIN diyot ya da MEMS yapıları ile desteklenmesi hedeflenmektedir. Çalışma sonucunda yenilikçi bir birim hücre tasarımı geliştirilmiş olup tasarımın güncellenmesi ve üretimi gelecek çalışmalara bırakılmıştır.

#### Kaynaklar

- [1]. Şahin, M. B., Design and Implementation of a Reconfigurable Intelligent Surface, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, 2024.
- [2]. Ahmed, A. K. ve Al-Raweshidy, H. S., "Highly Efficient Hybrid Reconfigurable Intelligent Surface Approach for Power Loss Reduction and Coverage Area Enhancement in 6G Networks," 2024.
- [3]. Haji-Ahmadi, M-J. ve diğerleri, "Pixelated checkerboard metasurface for ultra-wideband radar cross section reduction," Scientific Reports, cilt 7, sayı 1, s. 11437, 2017.
- [4]. Zadorozhnyi, H. ve diğerleri, "Varactor Controlled X-Band Passive RIS Optimization," Radioelectronics and Communications Systems, cilt 66, sayı 11, s. 563-587, 2023.
- [5]. Zhang, Z., Dai, L., "Reconfigurable intelligent surfaces for 6G: Nine fundamental issues and one critical problem," Tsinghua Science and Technology, cilt 28, sayı 5, s. 929-939, 2023.
- [6]. Rana, B., Cho, S-S., Hong, I-P., "Review paper on hardware of reconfigurable intelligent surfaces," IEEE Access, cilt 11, s. 29614-29634, 2023.
- [7]. Grant N., Nafe A., Rueland R. ve Klemm M., "Automated Pixelated Unit Cell Design for Reflectarray Antennas and Reconfigurable Intelligent Surfaces," Proceedings IEEE International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES), Seattle, ABD, s.1-2, Nisan 2024.
- [8]. Zhang, J. ve diğerleri, "A pixel-based reconfigurable antenna design for fluid antenna systems," arXiv preprint arXiv:2406.05499, 2024.



## S-Bant Direk RF Örnekleme Yöntemi ile Sayısal Almaç Göndermeç Anten Dizi Mimarisi

Tolga Keleş, Hasan Mercan, Doğanay Doğan\*

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

ANKARA

tkeles@aselsan.com, hmercan@aselsan.com, doganay@aselsan.com

**Özet:** Bu projede, S-Bant radar sistemlerinde yapıtaşı olarak kullanılmak üzere tasarlanan doğrudan RF örnekleme tabanlı sayısal mimari ile sayısal gönderme ve alma işlevlerini gerçekleştiren gelişmiş anten teknolojileri entegre edilmiştir. Bu bütünlüklü yapı, yüksek örnekleme hızlarıyla çalışan RF ön uç bileşenleri ile sayısal hüzme oluşturma kabiliyetlerini bir araya getirerek, modern radar sistemleri için yeniden yapılandırılabilir ve ölçeklenebilir bir çözüm sunmaktadır.

**Abstract:** In this project, a unified architecture has been developed by integrating a direct RF sampling-based digital architecture—designed to serve as a building block for S-Band radar systems—with advanced antenna technologies capable of digital transmit and receive operations. This integrated structure combines high-speed RF front-end components with digital beamforming capabilities, offering a reconfigurable and scalable solution for modern radar applications.

### 1. Giriş

Günümüzde analog-sayısal dönüştürücüler (ADC) ve sayısal-analog dönüştürücüler (DAC) ile elde edilen örnekleme frekanslarındaki artış, radar sistemlerinde kullanılan donanım mimarilerinin yeniden şekillendirilmesine olanak sağlamaktadır. Literatürde, yüksek örnekleme hızlarının geniş bantta doğrudan sayısallaştırma olanağı sağlayarak RF sinyallerin ara frekans dönüşümüne gerek kalmaksızın doğrudan örneklenip sayısal ortamda işlenmesine imkân tanıdığı sıkça vurgulanmaktadır [2–4]. Bu yaklaşım, karmaşık analog ara frekans donanımlarına olan ihtiyacı ortadan kaldırmakta ve yeni nesil radar sistemlerinin tasarım ve geliştirilmesini mümkün kılmaktadır [5,6].

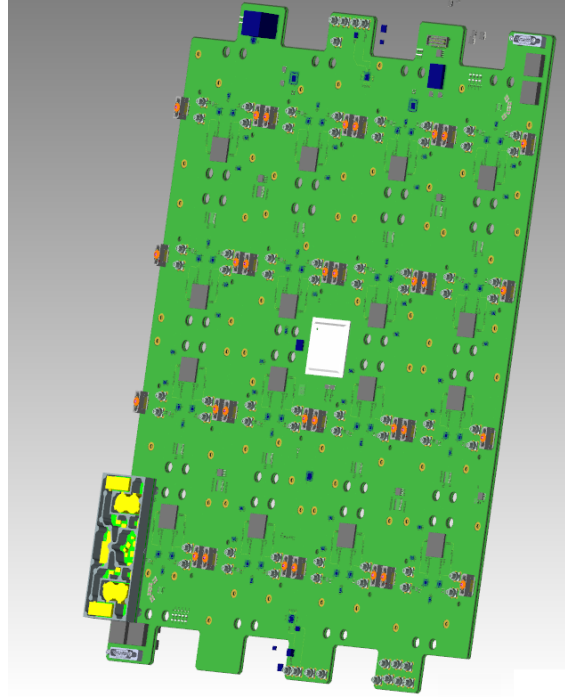
Bu bağlamda geliştirilen 64 kanallı radar projesi, S-bant frekans aralığında çalışan, aktif sayısal gönderme/alma dizisi (Active Electronically Scanned Array, AESA) mimarisiyle tasarlanmıştır. Sistem mimarisi kapsamında; çok katmanlı baskılı devre kartı (PCB) teknolojileri, eleman seviyesinde doğrudan RF örnekleme ve tamamen sayısal hüzme oluşturma (digital beamforming) yöntemleri uygulanmıştır. Bu yaklaşım, donanımsal karmaşıklığı azaltmakla birlikte, sistemin esnekliğini, işaret işleme doğruluğunu ve gerçek zamanlı işlem kapasitesini önemli ölçüde artırmaktadır.

Bu makalede, S-Bant frekans aralığında çalışmak üzere tasarlanmış, eleman seviyesinde doğrudan RF örnekleme ve sayısal hüzme oluşturma yeteneklerine sahip olan SAGAD (Sayısal Alma Gönderme Anten Dizisi) yapısının tasarım kriterleri ve teknik detayları ele alınmaktadır.

### 2. Tasarım

Klasik radar ve haberleşme sistemlerinde uzun yıllar boyunca yaygın olarak kullanılan heterodin mimarisi, yüksek frekanstaki RF sinyallerin doğrudan sayısallaştırılmasının önüne geçmekteydi. Bu yapı, gelen RF sinyalinin bir veya daha fazla aşamada ara frekanslara (Intermediate Frequency, IF) indirgenmesini ve ardından sayısallaştırılarak işlenmesini esas alır [1]. Bu yaklaşım, istenilen çözünürlükte ADC'lerin yüksek RF frekanslarında çalışamaması gibi tarihsel sınırlamaları aşmak için geliştirilmiştir. Ancak bu mimaride her frekans geçişi ek analog bileşenler (mixer, LO, filtre vb.) gerektirdiğinden dolayı sistem karmaşıklığı ve parazit etkileri artmaktadır [2].

Geliştirilen S-Bant radar sistemi kapsamında, doğrudan RF örnekleme (Direct RF Sampling) mimarisine sahip, dört kanallı 16 adet RF alıcı/verici entegresi kullanılmıştır. Bu entegreler, S-Bant frekans aralığına uygun olarak özel tasarlanmış analog ön kat devreleri ile birlikte yapılandırılmıştır. Her bir RF alıcı/verici entegresi, sayısal veri iletiminde her bir seri şerit (lane) üzerinden 10 Gbps veri hızında çalışmakta olup, FPGA tabanlı işaret işleme bloklarına yüksek bant genişliğinde veri aktarımını mümkün kılmaktadır.



Şekil 1. Sayısal Alma Gönderme Kontrol Kartı.

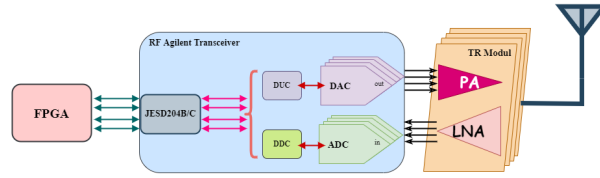
Toplamda 64 kanaldan oluşan alıcı ve verici dizisi, ortak bir örnekleme saat işareti ile senkronize şekilde çalışmakta ve tüm kanallar arasındaki zamanlama sapması 1 pikosaniyenin (ps) altındadır. Bu yüksek hassasiyetli senkronizasyon, faz dizisi anten sistemlerinde kritik öneme sahip olan yön duyarlılığı ve zaman uyumlu işaret işlemeyi garanti altına almaktadır.

Sistemde yer alan sayısal yukarı dönüştürücü (DUC) ve sayısal aşağı dönüştürücü (DDC) blokları, donanım mimarisi içerisinde farklı bant genişliklerinde esnek çalışma olanağı sağlamaktadır. Bu yapı, sistemin farklı görev senaryolarında, çeşitli modülasyon şemaları veya hedef radar çözünürlükleri doğrultusunda yeniden yapılandırılabilirliğine olanak tanımaktadır. ADC bileşenlerinin desteklediği değişken bant genişlikleri sayesinde sistem, farklı operasyonel gereksinimlere uyarlanabilir bir yapıya sahiptir. Sayısal Almaç ve Göndermeç Anten Dizi Kontrol Kartı Şekil 1 ile gösterilmiştir ve genel özellikleri belirtilmiştir.

- 38cm x 46cm genişliğindedir.
- 22 katmanlı high speed PCB (yüksek hızlı) taban malzemesinden stackup tasarımı yapılmıştır.
- Malzeme dizilmiş ağırlığı 1.4 kg'dır.
- 64 kanal senkron sayısal alma veya gönderme yeteneğine sahiptir.
- Referans Clock (saat) işareti dağıtımı yapabilmektedir.
- 32 JESD Lane @10 Gbps veri hızına sahiptir.
- Toplam 64 Kanal Gönderme/Alma Modül kontrolü ve güç dağıtımı yapabilmektedir.
- RADAR sisteminin RF Kalibrasyonun yapılmasına olanak sağlar.
- Kanal başına güç tüketimi 1.5W'dır.
- x2 Ethernet, x8 Serdes, x2 UART, x8 LVDS debug haberleşme arayüzü bulunur.
- Düşük Tx Faz Gürültüsüne sahiptir.

### 3. Sayısal Hüzme Oluşturma

Basitleştirilmiş bir sayısal hüzme oluşturma mimarisi aşağıdaki Şekil 2 ile gösterilmiştir. Aktif dizi anten sistemlerinde her bir anten elemanına özgü bağımsız RF ön kat devresi, analog-sayısal dönüştürücü (ADC) ve sayısal-analog dönüştürücü (DAC) bulunmaktadır. Bu mimari yaklaşım, hem gönderme (Tx) hem de alma (Rx) zincirinde, her bir uzaysal örneğin (spatial sample) genlik ve faz parametrelerinin ayrı ayrı kontrol edilebilmesini mümkün kılar. Gönderim yolunda yukarı dönüştürme (up-conversion) öncesinde veya alım yolunda aşağı dönüştürme (down-conversion) sonrasında temel bant seviyesinde uygulanan dijital işaret işleme teknikleri, her bir elemanın sinyal bileşenleri üzerinde hassas ve bağımsız ayarlamalar yapılmasına imkân tanır [3], [7].



Şekil 2. SAGAD Sayısal ve RF Mimarisi.

### 4. Performans Özellikleri

S-bant radar sisteminin yapıtaşı olarak kullanılacak SAGAD'a ait performans değerleri aşağıdaki gibidir:

- Kara ve deniz platformlarına uyarlanabilir besleme arayüzü (EMI/EMC uyumluluk).
- Tamamen Sayısal hüzme sentezleme ve oluşturma mimarisinde tasarlanmıştır.
- Yüksek hızlı sayısal hüzme/veri arayüzü (~8 Gbps).
- SAGAD ince tasarımı (<4 cm) ve düşük SWAP (Boyut Ağırlık ve Güç) tasarımı (ağırlık (<5.5 kg))
- SAGAD güç tüketimi (<400W).
- SAGAD tasarım mimarisi ölçeklenebilir yapıdadır.
- Geniş çalışma sıcaklığı aralığı (-35°C... +50°C)

### 5. Değerlendirme

Bu çalışmada ele alınan S-Bant Sayısal Gönderme/Alma Anten Dizisi, sahip olduğu ölçeklenebilir mimari ve kompakt fiziksel tasarımı sayesinde, S-Bant frekans bandında faaliyet gösteren çeşitli anten alt sistemleri için esnek ve yeniden yapılandırılabilir bir yapı sunmaktadır. Bu sayede, farklı platform ve görev ihtiyaçlarına uygun konfigürasyonların aynı temel yapı üzerinden elde edilmesi mümkün olmakta; böylelikle maliyet, entegrasyon kolaylığı ve sistemler arası uyumluluk açısından önemli avantajlar sağlanmaktadır.

### Kaynaklar

- [1] M. I. Skolnik, Radar Handbook, 3rd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2008.
- [2] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, Multirate Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1983.
- [3] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," IEEE ASSP Magazine, vol. 5, no. 2, pp. 4–24, Apr. 1988.
- [4] J. S. Herd and M. D. Stowell, "Advanced phased array technology for radar applications," Proc. IEEE, vol. 104, no. 10, pp. 1600–1611, Oct. 1996.
- [5] T. Neu, "Direct RF conversion: From vision to reality," Texas Instruments, May 2015.
- [6] "What is Direct RF Sampling?," everything RF, Feb. 20, 2025.
- [7] Analog Devices, "High IF Sampling Puts Wideband Software-Defined Radio Within Reach."
- [8] N. Mosharafian and C. Borelli, "An Introduction to Direct RF Sampling in a World Evolving Towards Chiplets – Part 1," Analogue Insight, Sept. 2, 2024.
- [9] C. Liu, L. Ruckman and R. Herbst, "Evaluating Direct RF Sampling Performance for RFSoc-based Radio-frequency Astronomy Receivers," arXiv, Sept. 2023.

## LED Sokak Aydınlatmalarının GNSS-R Sistemlerine Elektromanyetik Etkisi: Deneysel Bir İnceleme

Ömer KASAR<sup>1</sup>, Utkan Mustafa DURDAĞ<sup>2\*</sup>, Alperen GECE<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Trabzon

[omerkasar@ktu.edu.tr](mailto:omerkasar@ktu.edu.tr), [alperengece10@gmail.com](mailto:alperengece10@gmail.com)

<sup>2\*</sup>Artvin Çoruh Üniversitesi  
Harita Mühendisliği Bölümü  
Artvin

[umdurdag@artvin.edu.tr](mailto:umdurdag@artvin.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışma, GNSS (Küresel Navigasyon Uydu Sistemleri) temelli konum belirleme ve reflektometri (GNSS-R) uygulamalarının, modern şehir altyapısında yoğun şekilde kullanılan LED sokak aydınlatmalarının, GNSS sistemlerinde elektromanyetik girişime yol açabileceğini deneysel olarak göstermektedir. Çalışmada, GNSS'in L1 (1575.42 MHz) ve L2 (1227.60 MHz) frekans bantlarında çalışan, çift sırtlı horn anten kullanan bir GNSS-R sistemi ile gerçekleştirilmiştir. LED sürücü devrelerinin yüksek frekanslı anahtarlama (switching) yapısı nedeniyle oluşturduğu elektromanyetik emisyonların, GNSS sinyallerinde girişime yol açtığı gözlemlenmiştir. SNR değerlerinde ciddi azalmalar, bazı uydu sinyallerinde kesintiler ve gökyüzü görünüm analizinde düzensizlikler tespit edilmiştir. Bu bulgular, GNSS sistemlerinin çevresel elektromanyetik kaynaklara karşı duyarlılığını ortaya koymakta ve sistem tasarımlarında elektromanyetik uyumluluğun göz önünde bulundurulması gerektiğine işaret etmektedir.

**Abstract:** This study experimentally demonstrates that Global Navigation Satellite System (GNSS)-based positioning and reflectometry (GNSS-R) applications can be subject to electromagnetic interference caused by LED street lighting, which is widely used in modern urban infrastructure. The experiments were conducted using a GNSS-R system equipped with a double-ridged horn antenna operating in the L1 (1575.42 MHz) and L2 (1227.60 MHz) frequency bands. It was observed that the high-frequency switching structure of LED driver circuits generates electromagnetic emissions that interfere with GNSS signals. Significant decreases in signal-to-noise ratio (SNR), interruptions in signals from certain satellites, and irregularities in sky view analysis were detected. These findings highlight the sensitivity of GNSS systems to environmental electromagnetic sources and emphasize the importance of considering electromagnetic compatibility in system design.

### 1. Giriş

GNSS sistemleri, konum belirleme çalışmalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemlerin doğruluğu ve güvenilirliği, elektromanyetik çevre koşullarından doğrudan etkilenebilmektedir [1]. Son yıllarda GNSS sinyallerinin yer yüzeyinden yansıyarak analiz edilmesine dayalı GNSS-R yöntemi, deniz seviyesi, kar kalınlığı, toprak nemi gibi parametrelerin belirlenmesinde başarıyla kullanılmaktadır [2]. GNSS-R tekniği, özellikle düşük maliyetli sistem tasarımı, pasif yapısı ve mevcut GNSS sinyallerinin yeniden kullanımı gibi avantajları nedeniyle giderek daha fazla ilgi görmektedir [3]. Jeodezik GNSS antenleri her yönden gelen sinyalleri alabilecek şekilde tasarlanmış olsalar da, bu antenler yönlü bilgi sağlayamadıkları için reflektometri uygulamalarında sınırlı performans gösterebilirler. Bu da, yönlü antenlerin GNSS-R sistemlerinde kullanımını giderek artırmaktadır [4]. Bu çalışma kapsamında, çift sırtlı horn anten ile geliştirilen yönlü GNSS-R sisteminde, ölçüm yapılan bölgede bulunan LED sokak aydınlatma direğinin oluşturduğu gürültü etkileri araştırılmıştır. Deney düzeneği, LED aydınlatma direğinin önünde konumlandırıldığında, GNSS verilerinde bozulmalar gözlemlenmiştir.

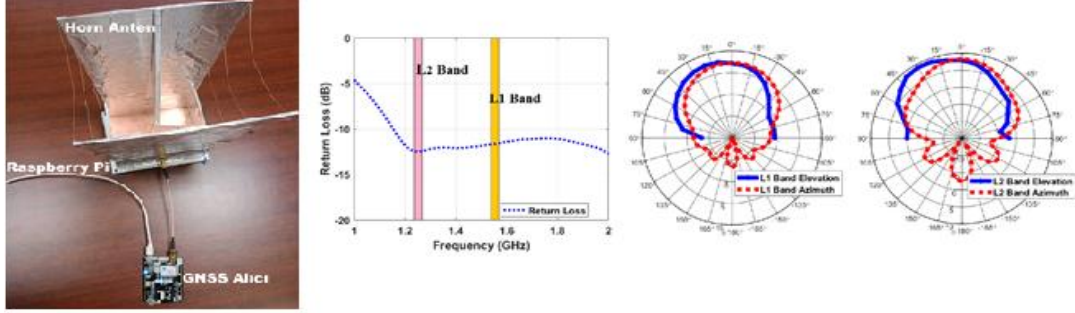
### 2. Çift Sırtlı Horn anten ve GNSS-R ölçüm Sistemi

Bu çalışmada kullanılan yönlü anten, 3B yazıcı teknolojisiyle üretilmiş bir çift sırtlı horn antendir. Bu tip antenler, yönlülük ve yüksek kazanç gibi özellikleri sayesinde GNSS-R uygulamaları için uygundur. GNSS sinyallerinin yansımali bileşenlerini hedefli olarak almak için ideal olan bu antenler, reflektometri temelli ölçümlerde parazitlerin daha net ayırt edilmesine imkân sağlar.

Çalışmada kullanılan anten, GNSS'in yaygın olarak kullanılan L1 (1575.42 MHz) ve L2 (1227.60 MHz) frekans bantlarında çalışmaktadır. Geri dönüş kaybı (Return Loss) L1 hem de L2 bantlarında -10 dB'nin altında olup,

antenin iyi bir empedans uyumu sağladığı söylenebilir. Maksimum yönlü kazanç L1 bandı için 9 dB, L2 bandı için ise 8 dB olarak ölçülmüştür.

Antene entegre edilmiş GNSS alıcısı, verileri gerçek zamanlı olarak Raspberry Pi geliştirme kartına aktarmakta ve sürekli veri kaydı yapılabilmektedir. Bu özellik, uzun süreli saha testleri ve çevresel etkilerin zamansal analizleri açısından oldukça değerlidir. Şekil 1’de görüldüğü üzere, antenin genel yapısı, yerleşimi geri dönüş kaybı ve ışıma örüntüsü sunulmuştur. Antenin özellikleri ve saha testleri; literatürdeki benzer antenlerle uyumlu olduğunu ve GNSS-R uygulamaları için başarılı bir performans sergilediğini göstermiştir [4,5].



Şekil 1. GNSS Alıcı Sistemi, Çift Sırtlı Horna Anten Yapısı ve Temel Anten Parametreleri

### 3. LED Aydınlatma Direği Altında Ölçüm Düzenekinin Kurulumu

GNSS-R çalışması için kurulan deney düzeneği, Karadeniz Teknik Üniversitesi Of Teknoloji Fakültesi kampüsünde, açık alanda konumlandırılmış ve 2-3 Ocak 2025 tarihleri arasında 24 saatlik kesintisiz veri toplama süreci ile yürütülmüştür. Deney sisteminde yönlü horn anten, yaklaşık 15 metrelik açık ve düz bir alana yönlendirilmiş olup, sistemin Fresnel bölgesi temiz olacak şekilde tasarlanmıştır. Anten, sinyalleri doğrudan gözlemlediği yön açısından en uygun noktaya yerleştirilmiştir. Anten, LED sokak aydınlatma direğine yaklaşık 1 metre yatay mesafe ile yerleştirilmiş olup, yerden 1.5 metre yükseklikte konumlandırılmıştır. LED direğinin toplam yüksekliği yaklaşık 6 metre olup, LED ünitesi doğrudan antenin görüş hattında yer almaktadır. Kullanılan GNSS alıcısı, u-blox ZED-F9P modülü; veri kaydı, Raspberry Pi 4 Model B üzerine kurulu Python tabanlı özel bir arayüz ile gerçekleştirilmiştir. LED ünitesinin aktif hale geldiği saat aralığı 17:50–06:10 olarak belirlenmiştir.

Çalışmanın seyrini belirleyen ve sistem kurulumunda dikkate alınmayan bir unsur, antenin ön hattında bulunan LED sokak aydınlatma direğidir. Bu aydınlatma direği, çalışma süresince elektromanyetik gürültü yaymaktadır. LED sürücü devrelerinin yüksek frekanslı anahtarlama (switching) yapısı, RF spektrumunda istenmeyen sinyaller üretmektedir. Bu durum, GNSS sinyallerinin alınmasında sorunlara neden olmuş, sistemin sinyal/gürültü oranı (SNR) değerlerinde ciddi düşüşler gözlemlenmiştir.

LED’lerin aktif olduğu gece saatlerinde, verilerde anlamlı dalgalanmalar, kopmalar ve sinyal kayıpları tespit edilmiştir. Günün diğer zamanlarında ise GNSS ham verisi olan SNR verileri normal sınırlar içerisindeydi. Bu da elektromanyetik parazitin yalnızca aydınlatmanın aktif olduğunda oluştuğunu açıkça ortaya koymaktadır.

### 4. GNSS Ölçüm Sisteminde Parazit Gözlenmesi

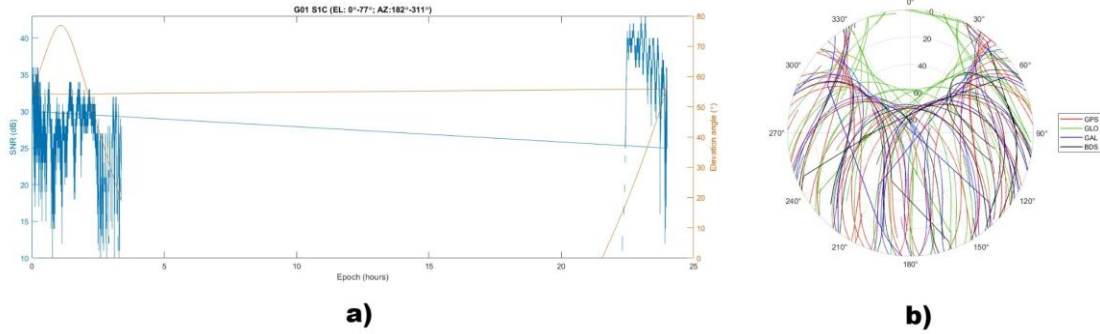
Saha ölçümleri sonucunda elde edilen veriler, LED aydınlatmanın aktif olduğu dönemlerde GNSS sinyal kalitesinde ciddi bozulmalar yaşandığını ortaya koymuştur. Şekil 3a’da, G01 S1C uydusundan elde edilen SNR (Sinyal/Gürültü Oranı) değerleri ve yükselme açısı bilgileri sunulmaktadır. Ölçümlerin üçüncü saatinden itibaren, sinyal seviyelerinde belirgin bir azalma meydana gelmiş ve bu azalma LED aydınlatmanın devreye girdiği zaman dilimi ile çakışmıştır. Yaklaşık 22. saatte ise sinyallerin yeniden normale döndüğü, yani LED aydınlatmanın kapandığı süreyle örtüştüğü gözlemlenmiştir. Şekil 3b’de yer alan Sky View (Gökyüzü Görünümü) analizinde, çeşitli uyduların geçiş yollarında düzensizlikler ve kopmalar tespit edilmiştir. Özellikle uydu geçişlerinin kesik çizgiler halinde izlenmesi, GNSS alıcısının zaman zaman uydularla bağlantı kuramadığını veya hatalı konumlama yaptığını işaret etmektedir. Bu da LED kaynaklı elektromanyetik emisyonların, GNSS sinyallerinin alım sürecine doğrudan zarar verdiğini açık bir şekilde göstermektedir. Şekil 3 a ve b’de sunulan analizler, GIRAS yazılımı aracılığıyla hazırlanmıştır [6].

Bu çalışma; LED aydınlatma sistemlerinden kaynaklanan elektromanyetik emisyonların GNSS sinyal alımını doğrudan etkileyebildiğini açıkça göstermektedir. LED sistemlerinin sürücü devreleri tarafından oluşturulan parazit sinyallerin GNSS alıcılarının hassas yapısına zarar vermesi, özellikle yönlü anten kullanılan GNSS-R uygulamalarında daha da belirgin hale gelmektedir [7]. Bu tür parazit kaynakları, yalnızca sinyal kalitesini değil, aynı zamanda GNSS-R uygulamalarının hassasiyetini ve güvenilirliğini de tehlikeye atabilmektedir.



Şekil 2. GNSS Ölçüm Düzenine LED Aydınlatma Önünde Yerleşimi

Sonuç olarak bu çalışma, şehir içi aydınlatma sistemleri gibi yaygın elektromanyetik kaynakların, GNSS tabanlı sistemlerin performansında kritik düzeyde bozulmalara yol açabileceğini deneysel olarak göstermiş ve elektromanyetik ortam farkındalığının GNSS sistem tasarımlarında ne kadar önemli olduğunu vurgulamıştır.



Şekil 3. a) SNR ve Yükselme Açısı Bilgileri b) Gökyüzü Görüşü (Sky View)

### Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından “124E324” kodlu 1002 Projesi ve Artvin Çoruh Üniversitesi BAP Koordinatörlüğü tarafından “2023.F14.02.01” Kapsamlı Araştırma Projesi kapsamında desteklenmiştir.

### Kaynaklar

- [1] Onrubia, R., Pascual, D., Querol, J., Park, H., & Camps, A. (2019). The global navigation satellite systems reflectometry (GNSS-R) microwave interferometric reflectometer: Hardware, calibration, and validation experiments. *Sensors*, 19(5), 1019.
- [2] Fagundes, M. A. R., Mendonça-Tinti, I., Iescheck, A. L., Akos, D. M., & Geremia-Nievinski, F. (2021). An open-source low-cost sensor for SNR-based GNSS reflectometry: Design and long-term validation towards sea-level altimetry. *GPS Solutions*, 25(2), 73.
- [3] Altuntaş, C., & TUNALIOĞLU, N. (2022). Retrieving the SNR metrics with different antenna configurations for GNSS-IR. *Turkish Journal of Engineering*, 6(1), 87-94.
- [4] Majumdar, B., Baer, D., Chakraborty, S., Esselle, K.P. and Heimlich, M. (2016), Advantages and limitations of 3D printing a dual-ridged horn antenna. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 58: 2110-2117. <https://doi.org/10.1002/mop.30026>
- [5] S. Sarjoghian, M. H. Sagor, Y. Alfadhil and X. Chen, "A 3D-Printed High-Dielectric Filled Elliptical Double-Ridged Horn Antenna for Biomedical Monitoring Applications," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 94977-94985, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2928629.
- [6] Altuntaş, C. & Öcalan, N. (2022). *GIRAS: an open-source MATLAB-based software for GNSS-IR analysis*. *GPS Solutions*, 26(1), 16
- [7] Kintis, P., Kouvelas, A., & Zafiropoulos, E. (2014). Electromagnetic emissions from LED lighting and their impact on wireless communications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014, Article ID 656712. <https://doi.org/10.1155/2014/656712>



## HF Zayıf Sinyal Propagasyon Raporu (WSPR) ve Amatör Telsiz İstasyonu İSTASYOF

\*<sup>1</sup>Ömer KASAR, <sup>1</sup>Ayşenur NALDÖĞEN, <sup>1</sup>Elif KOCA, <sup>1</sup>Furkan Bülent ÇIKRIKÇI

Karadeniz Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Trabzon

[omerkasar@ktu.edu.tr](mailto:omerkasar@ktu.edu.tr), [aysenurnaldogen1@gmail.com](mailto:aysenurnaldogen1@gmail.com), [elifk.1015@gmail.com](mailto:elifk.1015@gmail.com), [cikrikcif44@gmail.com](mailto:cikrikcif44@gmail.com),

**Özet:** Zayıf Sinyal Propagasyon Raporu WSPR (Weak Signal Propagation Reporter) Sistemi, amatör telsizcilik sistemleri arasında, radyo dalgalarının yayılım özelliklerini incelemek üzere geliştirilmiş, düşük güçle çalışan dijital bir iletişim yöntemidir. Bu çalışmada 20 m bandında 14 MHz frekansta ve 20 dBm güçte çalıştırılan WSPR sistemine yer verilmiştir. WSPR sisteminin bileşenleri ve belirtilen teknik özelliklerle HF bandında Dünya'nın oldukça uzak noktalarına amatör telsiz çağrı kodu ve konum bilgisi gönderimi için yapılan çalışmalar paylaşılmıştır. Ayrıca Karadeniz Teknik Üniversitesi Of Teknoloji Fakültesi bünyesinde kurulan ve kısa adı "İSTASYOF" olan 'Uydu Haberleşmesi ve Amatör Telsizcilik Eğitim ve Araştırma İstasyonu' hakkında bilgi paylaşılmıştır.

**Abstract:** The WSPR (Weak Signal Propagation Reporter) system is a low-power digital communication method developed to study the propagation characteristics of radio waves within amateur radio systems. In this study, a WSPR system operating on the 20-meter band at a frequency of 14 MHz and a power level of 20 dBm is presented. The components of the WSPR system and experimental work conducted with these technical specifications to transmit amateur radio call signs and location information to distant parts of the world over the HF band are discussed. Additionally, updated information is shared about the "İSTASYOF" station (short for the Satellite Communication and Amateur Radio Training and Research Station) established within Karadeniz Technical University, Faculty of Technology in Of.

### 1. Giriş

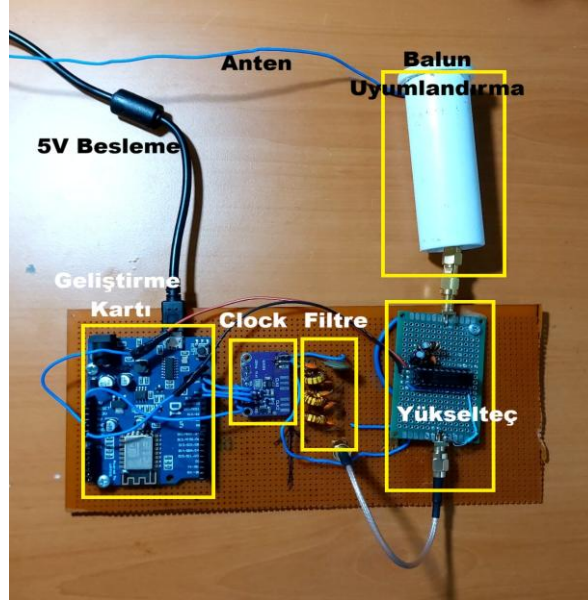
Gelişmiş pek çok ülkede olduğu gibi güzel ülkemizde de pek çok akademik/amatör çalışma ve kitabi- teknik ve uygulamalı bilgi birikimi için bir kaynak olan 'amatör telsizcilik tekniği', hem elektronik bilgi, hem telsiz kullanımı ve Mors Alfabesi hem de güncel telsiz mevzuatına hâkim kişilerin yetiştirilmesini sağlamaktadır[1]. Zayıf Sinyal Propagasyon Raporu WSPR (Weak Signal Propagation Reporter) Sistemi, amatör telsizcilik dünyasında radyo dalgalarının yayılım özelliklerini incelemek üzere geliştirilmiş, düşük güçle çalışan dijital bir iletişim yöntemidir [2]. Bu sistem, üç temel unsurdan meydana gelir: verici (TX), alıcı (RX) ve internet üzerinden veri paylaşımı yapan "WSPRnet" ağı. Verici, genellikle 1 Watt'ın altındaki güçlerle, içinde çağrı işareti, konum bilgisi ve iletim gücü bulunan kısa bir veri paketi yayınlar. Bu sinyal, dünya geneline dağılmış alıcı istasyonlar tarafından yakalanır ve sinyalin alındığı zaman, frekansı, sinyal-gürültü oranı (SNR) gibi detaylar WSPRnet veritabanına kaydedilir. Bu sayede kullanıcılar, hem anten sistemlerinin verimliliğini test edebilir hem de farklı frekans bantlarındaki yayılım koşullarını gerçek zamanlı olarak izleyebilir. WSPR, özellikle düşük güçle uzun mesafe iletişiminin mümkün olduğunu kanıtlaması ve radyo amatörlerine yayılım haritaları sunması açısından büyük önem taşır.

### 2. WSPR Sistemi ve Bileşenleri:

WSPR sistemi dünyanın pek çok noktasına, atmosferik olayları ve propagasyon şartları dâhilinde iletişim sağlayabilir. FT8 Modülasyon tekniği kullanarak amatör telsiz çağrı kodu ve konum bilgisini düşük güçlerle yaymaktadır. 2 dakikalık periyotlarla aynı bilgiyi bir çevrim olarak göndermektedir. Bu bantları dinleyen amatör telsiz istasyonları da WSPRnet sistemi üzerinden çağrısını duydukları istasyonları raporlamaktadırlar. Şekil 1'de geliştirilen WSPR devresi yer almaktadır [3].

**FT8 Modülasyon:** FT8, amatör telsizcilikte düşük güçle zayıf sinyal koşullarında yüksek verimli iletişim sağlayan, 50 Hz bant genişliğine sahip dijital bir modülasyon protokolüdür. Sekiz frekans tonu ve iki dakikalık zaman dilimlerinde yapılan çevrimlere dayanan bu protokol, özellikle iyonosfer yayılımının zayıf olduğu saatlerde ve düşük güçlü vericilerle yapılan çalışmalarda WSJT-X yazılımı aracılığıyla otomatik iletişim imkânı sunar. FT8, iletişim odaklı bir sistemken; benzer yapıda çalışan WSPR (Weak Signal Propagation Reporter), çok daha düşük güçlerde (örneğin 100 veya 200 mW) ve 2 dakikalık döngülerle çalışarak iyonosferik propagasyon koşullarını analiz etmek ve anten performansını değerlendirmek amacıyla kullanılır. WSPR sistemi, toplanan verileri WSPRnet ağı üzerinden küresel olarak paylaşarak amatör telsizciler için değerli bir gözlem aracı haline

gelmiştir. FT8 Protokolü ve WSPR, modern amatör telsizciliğin dijital dönüşümünde kritik bir rol üstlenmektedir [4].



Şekil 1. Geliştirilen WSPR devresi

**Geliştirme Kartı:** Geliştirme kartı olarak ESP 8266 NodeMCU modülü kullanılmıştır. ESP8266, düşük maliyetli ve Wi-Fi entegreli bir mikrodenetleyici olup, Nesnelerin İnterneti uygulamalarında yaygın kullanılır. 32-bit işlemci (80-160 MHz), 64 KB RAM gibi özelliklere sahip olan bu modül ile FT8 Modülasyonunda veri gönderimi sağlanmaktadır. Arduino IDE diliyle programlanabilmektedir.

**Frekans Üretici (Clock):** Frekans üretici 14,069 MHz frekansta sinyal üretmek için kullanılmaktadır. FT8 modülasyonunda 20m bandında gönderilecek veri için dijital temel oluşturmaktadır. Ayrıca geliştirme kartında gömülü olan telsiz çağrı kodumuz “TA7EHM” bilgisi ile dört haneli konum bilgisi (locator) “LN00” bilgisini kare dalga formuna çevirmektedir.

**Yükselteç:** frekans üreticiden çıkan bilgiyi 74AC244 entegresi ile yükseltmektedir. Bu amplifier, 8 adet tampon kapısını (Buffer) paralel olarak bağlayarak çıkış akımını yükseltmektedir. Böylelikle 14 MHz frekansı civarında 20 dBm (0,1 Watt) çıkış gücü yakalanabilmektedir.

**Alçak Geçiren Filtre:** 20 m bandını içerisine alacak şekilde bir alçak geçiren filtredir. Yaklaşık kesim frekansı 21MHz civarındadır. Böylelikle ikinci harmonik 28 MHz ile daha yüksek harmonikler elimine edilmektedir.

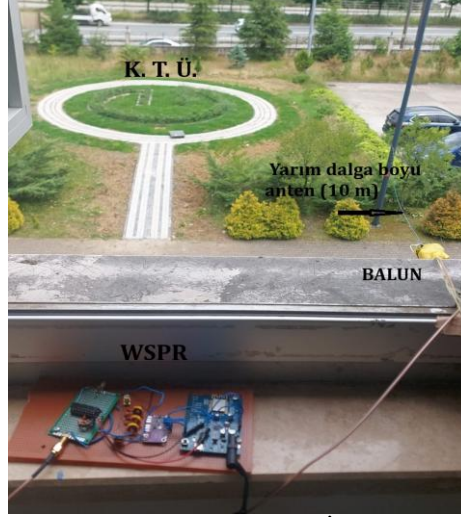
**Uçtan Beslemeli Yarım Dalga Boyu Tel Anten (EFHW HF Anten):** Tek çekirdekli ince telden yapılan 20m (HF) bandındaki yarım dalga monopol anten 10 m uzunluğundadır. Tek tarafından ‘balun’ ile yükseltece bağlanmıştır. Diğer ucu bir izolatör yardımıyla iple direğe bağlanan anten, daha iyi propagasyon elde etmek için yerden 5-7 metre yükseğe yataya yakın açı ile gerilmiştir.

**Empedans Uyumlandırma (Balun):** Balun uyumlandırma bir ferrit çekirdek ve buna sarılı telden oluşmaktadır. Teorik olarak EFHW yarım dalga monopol anten için yandan besleme empedansı yaklaşık 2,5 k $\Omega$  olduğundan 49:1 Balun Empedans Uyumlandırma tercih edilmektedir. Böylelikle antenin giriş empedansı 50 $\Omega$ ’a eşitlenmeye çalışılır. Empedans uyumlandırma sonucunda antende görülen Duran Dalga Oranı (SWR) yaklaşık 1.3 seviyesindedir. Böyle bir uygulama için oldukça yeterlidir.

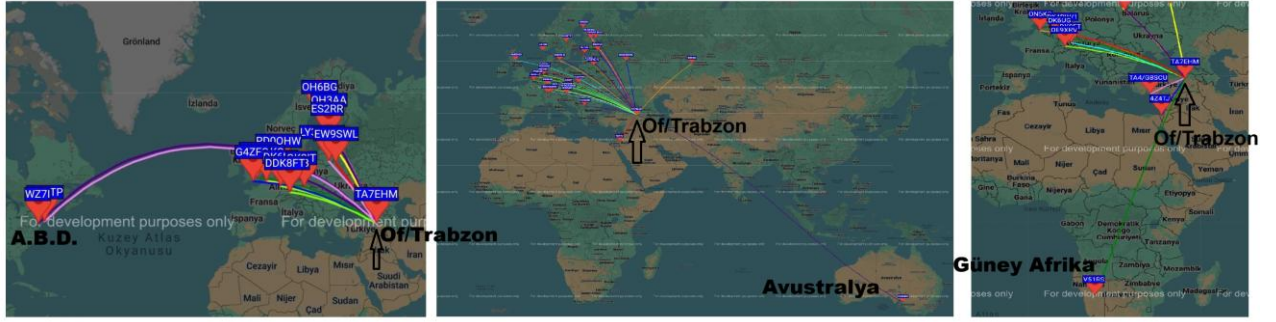
### 3. Amatör Telsizcilik ve WSPR Çalışmaları:

HF Frekanslarında, propagasyonun daha çok gece saatlerinde daha uzun mesafelere gideceği bilinmektedir. Bu çalışmada; Karadeniz Teknik Üniversitesi Of Teknoloji Fakültesinde ‘İSTASYOF’ bünyesinde kurulan WSPR sistemi ile dünyanın pek çok ülkesine telsiz çağrı kodu ve K.T. Ü. Şehir Prof. Dr. İlhan Varank yerleşkesine ait konum bilgisi (Locator) gönderilebilmiştir. Şekil 2’de WSPR Sistemi ve yerleşke içerisinde kurulumu gösterilmektedir.

Telsiz çağrısını alan istasyonlar duydukları istasyonların bu bilgilerini, “WSPRnet” sistemine anlık olarak yüklemektedirler. Böylelikle anlık atmosferik propagasyon bilgisi de alınabilmektedir. Şekil 3’te Of’tan (LN00DW) gönderilen çağrı kodunun (TA7EHM), Batı Avrupa, Rusya, Amerika Kıtası, Güney Afrika ülkelerine ve Avustralya’ya gittiği ve oradaki istasyonlar tarafından duyulduğu bilgisine yer verilmiştir.



Şekil 2. WSPR Sistemi ve Yerleşke İçerisinde Kurulumu



Şekil 3. Of'tan (LN00DW) Gönderilen TA7EHM Çağrı Kodunun Ulaştığı İstasyonların Konumları

#### 4. İSTASYOF Bir Amatör Telsizve Uydu-Yer Gözlem İstasyonu

Kısa Adı İSTASYOF olan Uydu Haberleşmesi ve amatör telsizcilik eğitim, araştırma ve geliştirme istasyonu; 2025 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Of Teknoloji Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü bünyesinde kurulmuştur. İSTASYOF; eğitim amacıyla anten teorisi ve uydu haberleşmesi eğitimlerinin de verileceği; amatör telsizcilik tekniği amacıyla ise tanıtım ve iletişim faaliyetlerinin yapılacağı bir merkez haline gelecektir. Telsiz istasyonunda, hal-i hazırda amatör telsiz ehliyeti olanların kullanabileceği; HF, UHF, VHF telsizler, HF anten çevirici ve uydu takip sistemi, WSPR ve 'QO100 Uydusu İletişim Sistemi' gibi pek çok amatör telsizcilik sistemi aktiftir.

#### Teşekkür

Bu çalışma KTÜ BAP-04 kapsamında FAY-2025-16449 Altyapı Projesi olarak desteklenmiştir. Ayrıca yazarlar bu çalışma için ve İSTASYOF'a yaptıkları teknik destek için TRAC (Türkiye Radyo Amatörleri Cemiyeti) Trabzon Şubesine ve Sn. Mevlüt ZENGİN'e (TA7MVL) teşekkür ederler.

#### Kaynaklar

- [1] Vanhamel, Jurgén, Walter Machiels, and Hervé Lamy. "Using the WSPR Mode for Antenna Performance Evaluation and Propagation Assessment on the 160-m Band." *International Journal of Antennas and Propagation* 2022.1 (2022): 4809313..
- [2] <https://www.wsprnet.org/drupal/wsprnet/map>
- [3] Martins Franco, Carlos Fernando, and Veronica Dantas Meneses. "Amateur radio: communication, individuality, community." *CONEXAO-COMUNICACAO E CULTURA* 15.30 (2016): 41-60.
- [4] Caden, Loi Yi Yang, et al. "FORWARD SCATTER AIRCRAFT DETECTION WITH AMATEUR RADIO NETWORK WSPRNET."
- [5] <https://antrak.org.tr/blog/bir-fisilti-wspr-macerasi-ve-esp-wspr/>
- [6] <https://wsjt.sourceforge.io/wsjsx.html>

## RKA Optimizasyonu ve Radar Görünürlüğünün Azaltılması

Özlem Şahin<sup>1,3</sup>, Selin Buket Yalçın<sup>1,3</sup>, İsmail Çor<sup>1,2</sup>, Mustafa Namdar<sup>3</sup>  
<sup>1</sup>Havelsan, Ankara

<sup>2</sup>Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara  
icor@havelsan.com.tr

<sup>3</sup>Kütahya Dumlupınar Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kütahya  
ozlem.shnn00@gmail.com, yalcin.selinbuket@gmail.com, mustafa.namdar@dpu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada farklı geometrik hedefler için frekans, malzeme, görüş açısı ve tasarıma bağlı radar kesit alanı (RKA) değerleri, her şekle özel en uygun yöntem veya hibrit yöntemle MATLAB ortamında hesaplanmıştır. Uygun optimizasyon algoritması ile en uygun frekans ve malzeme parametreleri optimize edilmiştir. Ayrıca, analiz türüne ve hedef şekline bağlı olarak farklı yöntemlerle elde edilen RKA sonuçları karşılaştırılmış; farkların kaynağı, kullanılan hesaplama yöntemlerinin fiziksel ve matematiksel özelliklerine göre açıklanmıştır. Çalışma, radar görünürlüğü azaltma odaklı mühendislik kararlarını destekleyen teknik bir katkı sunar.

**Abstract:** In this study, radar cross-section (RCS) values for different geometric targets were calculated in the MATLAB environment using the most suitable or hybrid method tailored to each shape, considering factors such as frequency, material, viewing angle, and design. Optimal frequency and material parameters were determined using an appropriate optimization algorithm. Additionally, RCS results obtained from different methods were compared based on the type of analysis and the target shape; discrepancies were explained with reference to the physical and mathematical characteristics of the applied computational methods. The study provides a technical contribution to support engineering decisions focused on reducing radar visibility.

### 1. Giriş Ve Kavramsal Çerçeve

Radar Kesit Alanı (RKA), bir cismin radara ne kadar yansıma yaptığı ile ilgili bir ölçüdür ve cismin geometrisine, boyutlarına ve dalga boyuna güçlü şekilde bağlıdır. Aynı fiziksel hedefin RKA'sı, farklı hesaplama yöntemleri kullanıldığında farklı sonuçlar verebilir. Bunun nedeni, her yöntemin Maxwell denklemlerini çözmek için farklı varsayımlar ve yaklaşımlar kullanmasıdır. Bu çalışmada Momentler Metodu (MoM), Fiziksel Optik (PO), Uniform Difraksiyon Teorisi (UTD), Sonlu Farklar Zaman Domeni (FDTD), Sonlu Elemanlar Metodu (FEM) ve Mie serisi yöntemleri ele alınarak, çeşitli geometrik şekiller (küre, dikdörtgen levha, silindir, koni, elipsoid, küp) için RKA sonuçlarındaki farklılıklar incelenmiştir. Her yöntemin temel varsayımları ve formül yaklaşımları açıklanmakta; hangi koşullarda hangi yöntemlerin sapma gösterdiği, bu sapmalar, teorik matematiksel çıkarımlara dayalı neden-sonuç ilişkileriyle ortaya konmaktadır. İnceleme, frekans, dalga boyu/cisim boyutu oranı, kenar/köşe kırınımı ve yansıma açısı gibi parametrelerin etkilerini de kapsayacak şekilde, şekil bazlı ve yöntem bazlı dengeli bir karşılaştırma sunar. Bu çalışmada, farklı geometrik şekiller için en uygun RKA hesaplama yöntemi veya hibrit yaklaşımlar belirlenmiş ve MATLAB ortamında uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, frekans ve malzeme optimizasyonu için algoritmik bir yaklaşım benimsenerek mühendislik açısından düşük radar görünürlüğüne katkı sağlayacak analizler yapılmıştır. Hesaplamalarda kullanılan yöntemlerin sonuç farklılıkları, fiziksel ve matematiksel temelleri ile birlikte değerlendirilmiştir.

RKA, bir cismin radar dalgalarını ne ölçüde yansıttığını nicel olarak belirten elektromanyetik bir parametredir. RKA, hedefin şekli, malzemesi, radar frekansı ve geliş açısı gibi faktörlere bağlı olarak değişkenlik gösterir. Tanımsal olarak RKA [1]:

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \quad (1)$$

ifadesiyle verilir. Burada  $E_s$  saçılan alan,  $E_i$  ise gelen alandır. Çok çeşitli hesaplama yöntemleri kullanılmakta olup bunlar genel olarak üçe ayrılır:

- **Analitik Yöntemler:** Mie Teorisi gibi, sınırlı geometrilere uygulanabilir.
- **Tam Dalga Sayısal Yöntemler:** MoM, FDTD, FEM [2] gibi Maxwell denklemlerinin direkt çözümünü hedefleyen teknikler.
- **Yüksek Frekans Yaklaşımları:** PO, UTD, GTD gibi yaklaşık formülasyonlar.

## 2. Yöntem Bazlı Değerlendirme

**2.1 Mie Teorisi:** Küresel ve sonsuz silindirik geometriye uygulanabilir. Karakteristik olarak, TM ve TE modları için sonsuz seri açılımlarına dayanır: Mie katsayıları ve Legendre polinomlarından türetilen fonksiyonlar kullanılır.

**2.2 MoM (Moment Yöntemi):** Yüzey integral denklemleri (EFIE, MFIE) üzerinden Green fonksiyonları ile çözülür. Yüzey akımları uygun baz fonksiyonlarla temsil edilerek integral denklemler, matris denklem formuna dönüştürülür. Integral denklemleri, yüzey akımlarını bilinmeyen olarak ele alıp sayısal olarak çözer. Yalnızca iletken yüzeylerde etkilidir. Doğruluğu yüksektir, ama orta boyutlu hedeflerle sınırlıdır.

**2.3 FDTD (Sonlu Farklar Zaman Bölgesi):** Maxwell denklemlerini zamanda ve uzayda sonlu farklarla çözer. Geniş bant çözüm ve dispersiyon analizi sağlar. Malzeme ve geometri değişimlerine duyarlıdır, ama hesaplama yükü yüksektir.

**2.4 FEM (Sonlu Elemanlar Yöntemi):** Maxwell denklemlerinin zayıf formunu çözen bir yöntemdir. Karmaşık, çok katmanlı ve dielektrik yapılar için uygundur. Yerel çözüm hassasiyeti yüksektir, ancak matris çözümü yoğundur.

**2.5 PO (Fiziksel Optik):** Sadece aydınlatılmış yüzeydeki yansıyan akımı dikkate alır. Kenar ve gölge etkilerini ihmal eder. Özellikle spekül yönde, büyük, düzgün yüzeyli hedeflerde hızlı ve yaklaşık sonuç verir.

**2.6 UTD (Uniform Theory of Diffraction)** GTD'nin genelleştirilmiş halidir. Kenar ve köşe difraksiyonlarını analitik olarak modelleyen bir yöntemdir. Difraksiyon katsayısı, kenar geometrisine ve geliş-saçılma açısına bağlıdır. PO'nun eksik kaldığı yerleri tamamlar. Büyük ve keskin kenarlı yapılarda daha doğrudur.

## 3. Farklı Yöntemlerle Sonuç Farklılıklarının Nedenleri

- **MoM vs PO:** PO sadece spekül yönde doğru çalışırken, MoM yüzey akımlarını tüm yönlerde doğru hesaplar. Kenar ve gölge etkileri PO'da yoktur [3].
- **FDTD vs FEM:** FDTD zamansal çözümlerle dispersif analiz sunarken, FEM frekans bazlı ve malzeme detaylarına duyarlıdır. FEM çok daha yoğun matris çözümleri gerektirir. FEM ve FDTD gibi hacim tabanlı tam çözüm yöntemleri özellikle yüksek frekanslarda veya büyük boyutlu cisimlerde bilgisayar kaynaklarını (RAM, işlemci süresi) ciddi şekilde zorlar. Bu durumlarda alternatif yöntemler daha uygundur.
- **UTD vs PO:** UTD, PO'nun eksik kaldığı kenar difraksiyonlarını analitik olarak kapsar, bu nedenle köşeli yapılarda PO'ya göre daha doğrudur [4].
- **Mie vs Diğerleri:** Mie teorisi referans çözüm dür, diğer yöntemler Mie'ye yaklaşma üzerine değerlendirilir.

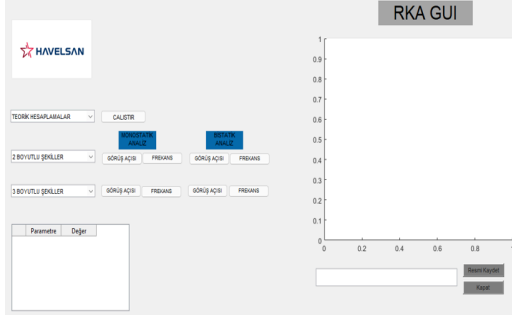
| Geometri         | Yöntemler                 | Sonuç Farkı                              | Neden                                                                   |
|------------------|---------------------------|------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|
| Küre             | Mie (referans), MoM, FDTD | FDTD ve MoM $\approx$ Mie ( $\%<3$ fark) | Küre simetrik yapıdadır, tüm yöntemler iyi çalışır. Mie analitik çözüm. |
| Silindir         | Mie (sonsuz), MoM, PO     | PO'da uç etkileri eksik $\%10$ fark      | PO, uç kırınımı modellemez. MoM ve Mie daha doğru sonuç verir.          |
| Dikdörtgen Plaka | MoM, PO, UTD              | PO kenar yönünde $\%15-20$ sapma         | PO kenar kırınımını içermez; UTD bunu telafi eder.                      |
| Üçgen Plaka      | MoM, PO, UTD              | Kenar bölgelerinde PO $\sim\%25$ hata    | Kenar etkileri baskın; UTD daha başarılı.                               |



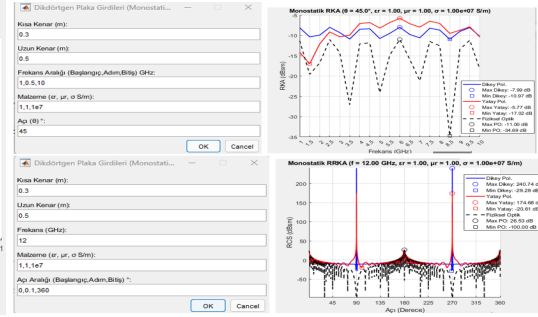
|                 |              |                                                |                                                               |
|-----------------|--------------|------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
| <b>Koni</b>     | PO, UTD, MoM | PO < UTD ≈ MoM (%10-15 fark)                   | PO sadece speküler yönü hesaba katar, kenar difraksiyonu yok. |
| <b>Elipsoid</b> | FEM, MoM     | Fark az (%<5), fakat malzeme etkisi FEM’de net | Elipsoid düzgün yüzeyli, her iki yöntem başarılı              |
| <b>Küp</b>      | MoM, UTD     | PO %30’a varan hata, UTD ≈ MoM                 | Keskin kenar yansımaları UTD’de doğru modellenir.             |

**Tablo 1:** Farklı Yöntemlerle Hesaplanan RKA Sonuçları ve Fark Nedenleri

#### 4. Bulgular ve Görselleştirme



**Şekil 1:** Matlab Arayüzü



**Şekil 2:** Matlab Analiz Örnekleri

Bu çalışmada, mükemmel iletken (PEC) kabul edilen ince dikdörtgen bir düz plaka için, gelen düzlemsel elektromanyetik dalganın farklı azimut açılarında ( $\phi \neq 0$ ) sahip olması durumunda, geri saçılan radar kesit alanı (RKA) hesaplanmıştır. Hesaplamalarda fiziksel optik (Physical Optics, PO) yaklaşımına dayalı aşağıdaki kapalı formdan yararlanılmıştır [5]. Verilen denklemde (2) dikdörtgen plaka için a:kısa kenarı, b: uzun kenarı ifade etmektedir:

$$\sigma = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \left( \frac{\sin(ak\sin\theta\cos\phi)}{ak\sin\theta\cos\phi} \frac{\sin(bk\sin\theta\sin\phi)}{bk\sin\theta\sin\phi} \right)^2 (\cos\theta)^2 \quad (2)$$

#### 5. Sonuç ve Yorum

Bu bildiride sunulan karşılaştırmalar, yöntemlerin genel eğilimlerini göstermek amacıyla hazırlanmış örnek senaryolara dayanmaktadır; sonuçlar geometri, ağ yapısı ve malzeme tanımlarına göre değişiklik gösterebilir.. Bu nedenle tablo ve değerlendirmeler, genel eğilimleri göstermek amacıyla sunulmuştur.

Her yöntem, belirli geometri, frekans ve boyut rejimleri için avantajlar ve sınırlılıklar taşır.

- **MoM:** Yüksek doğruluk, orta ölçekli yapılarda etkili.
- **FDTD/FEM:** Malzeme ve zaman/frekans hassasiyeti sunar, ancak çok hesaplama ister.
- **PO/UTD:** Büyük yapılar için hızlı ve yeterli; ancak geometrik şartlara bağlı hassasiyet farkı gözlenir.

Hibrit yöntemlerin (PO + UTD, MoM + FEM) geliştirilmesi, özellikle karmaşık yapıların tasarımında ve radar görünmezliği hedeflerinde tercih edilmektedir.

#### Kaynaklar

- [1]. Pande P., Sreemathy R., Turuk M., Radar Cross Section Modelling and Analysis of Static and Dynamic Targets using MATLAB, J. Aircraft Spacecraft Technol., 2022.
- [2]. Özgün Ö., Kuzuoglu MATLAB-Based., Finite Element EM Modeling in MATLAB, Springer, 2019.
- [3]. H. Ghanmi, A. Khenchaf, P. Pouliguen ve P. O. Leye, “Target RKA Simulation Using Gaussian Beam Summation,” ASTESJ, vol. 3, no. 3, pp. 01–06, 2018. ISSN: 2415-6698.
- [4]. Çakır M. K., Radar Cross Section Analysis by Shooting and Bouncing Rays M., M.S. Thesis, METU, 2015.
- [5]. Mahafza B. R., Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB, CRC Press, 2000.



## 6 Şubat 2023 Türkiye Depremi Öncesi İyonküre Bozulmalarının BiLSTM Tabanlı Gelişmiş Yöntemlerle Sınıflandırılması

Saide Eda Gül<sup>1\*</sup>, Seçil Karatay<sup>1</sup>, Feza Arıkan<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Kastamonu Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Kastamonu

[s.edagul19@gmail.com.tr](mailto:s.edagul19@gmail.com.tr), [skaratay@kastamonu.edu.tr](mailto:skaratay@kastamonu.edu.tr)

<sup>2</sup>Hacettepe Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara

[arikan@hacettepe.edu.tr](mailto:arikan@hacettepe.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 6 Şubat 2023 tarihinde Türkiye’de meydana gelen Mw 7.8 ve Mw 7.5 büyüklüğündeki depremlerin öncesinde gözlemlenen iyonküre bozulmaları, BiLSTM tabanlı gelişmiş sınıflandırma yöntemleri kullanılarak analiz edilmiştir. Elde edilen bulgular, deprem öncesi dönemde meydana gelen iyonküre bozulmalarının sınıflandırılmasına yönelik bu yaklaşımların, gelecekteki olası depremlerden önce meydana gelebilecek iyonküre bozulmalarının tespitinde etkili bir yaklaşım olabileceğini ortaya koymaktadır.

**Abstract:** In this study, ionospheric disturbances observed prior to the Mw 7.8 and Mw 7.5 earthquakes that occurred in Türkiye on February 6, 2023, were analyzed using advanced classification methods based on BiLSTM. The findings suggest that these approaches for classifying ionospheric disturbances during the pre-earthquake period may serve as an effective mechanism for detecting similar disturbances that could occur before potential future earthquakes.

### 1. Giriş

Depremler, geniş çaplı can ve mal kayıplarına yol açabilen, etkileri uzun süre hissedilen doğal afetler arasında yer almaktadır. Bu nedenle, deprem öncesi dönemlere ait olası göstergelerin tespit edilmesi, afet risklerinin azaltılması açısından büyük önem arz etmektedir. Bu çerçevede, atmosferin üst katmanlarında meydana gelen fiziksel değişimlerin izlenmesi, özellikle uzay tabanlı teknolojilerle yapılan gözlemler aracılığıyla anlamlı veriler sunabilmektedir. Bu katmanlardan biri olan iyonküre, yer yüzeyinin yaklaşık 50 km ila 1000 km arasında yer alan ve Güneş’ten gelen yüksek enerjili ışının etkisiyle iyonlaşan gazlardan oluşan bir atmosfer tabakasıdır. Bu bölgede meydana gelen iyonlaşma düzeyleri; Güneş, jeomanyetik ve sismik hareketlilik gibi çeşitli faktörlerden etkilenmektedir. İyonkürede oluşan bu tür değişiklikler, özellikle iletişim, konumlandırma ve navigasyon sistemlerinde bozulmalara neden olabilmektedir. İyonküredeki bu değişimlerin izlenmesinde temel bir gösterge olarak kabul edilen Toplam Elektron İçeriği (TEİ), 1 m<sup>2</sup> kesitli bir silindir boyunca toplam serbest elektronların miktarını ifade etmektedir ve birimi TECU olup 1 TECU, metrekare başına 10<sup>16</sup> serbest elektrona karşılık gelmektedir [1]. TEİ, hem iyonküredeki dinamik yapının anlaşılmasında hem de Güneş, jeomanyetik ve sismik hareketliliklere bağlı olarak gelişebilecek bozulmaların tespitinde önemli bir parametre olarak öne çıkmaktadır.

### 2. Veri ve Yöntem

Bu çalışmada veri kaynağı olarak, çift frekanslı YKS (Yerküresel Konumlama Sistemi) alıcılarından elde edilen ve Reg-Est (Regularized Estimation) algoritmasına dayalı olarak kestirilen IONOLAB-TEİ verileri kullanılmıştır [1-4]. Tablo 1’de listelenen her bir TUSAGA-Aktif (Türkiye Ulusal Temel GNSS Ağı-Aktif) istasyonu için, IONOLAB-TEİ zaman serileri 2,5 dakikalık zaman çözünürlüğüyle kestirilmiş ve dört farklı sınıf altında sınıflandırılmıştır. Bu sınıflandırmada; jeomanyetik olarak sakin kabul edilen üç gün (0-sınıfı), jeomanyetik bozulmaların gözlemlendiği üç gün (1-sınıfı), depremin meydana gelmesinden önceki üç gün (2-sınıfı) ve depremin gerçekleştiği gün ise (3-sınıfı) olarak tanımlanmıştır. İyonküre ve jeomanyetik koşulların etkilerinin değerlendirilmesi amacıyla, ilgili zaman dilimlerine karşılık gelen Kp, ap, AE, F10.7, SYMH ve ASYH gibi

temel uzay hava parametreleri veri setine entegre edilmiş ve modelin giriş değişkenleri arasında yer alacak şekilde kullanılmıştır.

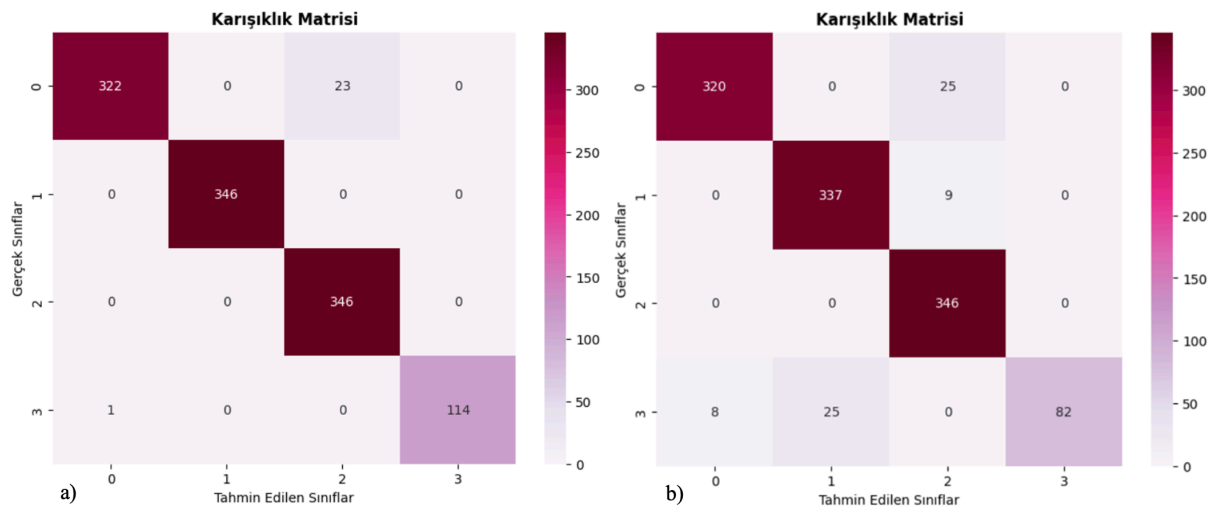
**Tablo 1.** İstasyonların coğrafi konumları

| İstasyon      | İstasyon Kodu | Enlem (°K) | Boylam (°D) | Mw 7.8 Depremine Uzaklık (km) | Mw 7.5 Depremine Uzaklık (km) |
|---------------|---------------|------------|-------------|-------------------------------|-------------------------------|
| Adana         | ADN2          | 36.798     | 35.323      | 157.2                         | 213.0                         |
| Adıyaman      | ADY1          | 37.574     | 38.261      | 117.7                         | 105.9                         |
| Gaziantep     | ANTE          | 36.880     | 37.373      | 44.4                          | 126.7                         |
| Ekinözü       | EKZ1          | 37.871     | 37.187      | 79.2                          | 15.5                          |
| Elazığ        | ELAZ          | 38.457     | 39.256      | 242.3                         | 187.2                         |
| Ergani        | ERGN          | 38.082     | 39.758      | 260.8                         | 225.0                         |
| Feke          | FEEK          | 37.628     | 35.912      | 111.1                         | 120.0                         |
| Hatay         | HAT2          | 36.012     | 36.144      | 151.1                         | 240.8                         |
| Kilis         | KLS1          | 36.528     | 37.123      | 71.9                          | 164.9                         |
| Kahramanmaraş | MAR1          | 37.407     | 36.861      | 30.3                          | 73.0                          |
| Malatya       | MLY1          | 38.154     | 38.318      | 157.6                         | 100.0                         |
| Osmaniye      | ONIY          | 36.917     | 36.253      | 74.5                          | 147.0                         |

Model performansının değerlendirilmesinde, öncelikle sınıflandırma sonuçlarına ait karışıklık matrisleri oluşturulmuştur. Bu matrisler üzerinden elde edilen Yanlış Negatif (YN), Yanlış Pozitif (YP), Doğru Negatif (DN) ve Doğru Pozitif (DP) değerleri temel alınarak; Doğruluk (*D*-Accuracy), Kesinlik (*K*-Precision), Duyarlılık (*Du*-Recall) gibi dört temel performans metriği hesaplanmıştır. Bu ölçütler, modelin sınıflandırma başarımını farklı açılardan değerlendirmek amacıyla kullanılmıştır.

### 3. Bulgular ve Tartışma

Bu çalışmada elde edilen bulgular neticesinde, 6 Şubat 2023 Türkiye depremi öncesinde gözlemlenen iyonküre bozulmaları, iki farklı BiLSTM tabanlı model aracılığıyla sınıflandırılmıştır: Sınıf Ağırlıklı BiLSTM ve Dikkat (Attention) Mekanizmalı BiLSTM (Att-BiLSTM). Modellerin başarımı, karışıklık matrisleri ile birlikte D, Du, K ve F1-puanı gibi değerlendirme metrikleri kullanılarak analiz edilmiştir.



**Şekil 1.** Karışıklık matrisleri (a) Sınıf ağırlıklı BiLSTM (b) Dikkat mekanizmalı BiLSTM

Şekil 1’de karışıklık matrisleri incelendiğinde, her iki modelin de 2-sınıfı için %100’e yakın doğru sınıflandırma yaptığı görülmektedir. Ancak Sınıf Ağırlıklı BiLSTM modeli, özellikle 3-sınıfı için Att-BiLSTM modeline kıyasla daha az hata yaparak öne çıkmıştır. Sınıf Ağırlıklı BiLSTM modeli 3-sınıfı için 114 doğru sınıflandırma yaparken yalnızca 1 yanlış tahmin üretmiş, Att-BiLSTM modeli ise bu sınıfta 82 doğru, 58 yanlış tahmin gerçekleştirmiştir.

**Tablo 2.** Türkiye depremi için D, Du, K ve F1-puanı değerleri

| Model                  | D(%)   | Du(%)  | K(%)   | F1- puanı (%) |
|------------------------|--------|--------|--------|---------------|
| Sınıf Ağırlıklı BiLSTM | 0.9792 | 0.9792 | 0.9804 | 0.9791        |
| Att-BiLSTM             | 0.9418 | 0.9418 | 0.9451 | 0.9401        |

Tablo 2’de sunulan değerlendirme metrikleri, iki farklı BiLSTM tabanlı yaklaşımın sınıflandırma performanslarını nicel olarak karşılaştırmaktadır. Elde edilen sonuçlara göre, Sınıf Ağırlıklı BiLSTM modeli, tüm performans ölçütlerinde Att-BiLSTM modeline kıyasla daha yüksek başarı sergilemiştir. Özellikle doğruluk (D), duyarlılık (Du) ve F1-puanı değerlerinin %97.9’un üzerinde olması, bu modelin sınıf dengesizliklerinden kaynaklanan olası öğrenme kayıplarını önemli ölçüde azaltabildiğini göstermektedir. Buna karşılık, dikkat mekanizması içeren BiLSTM mimarisi (Att-BiLSTM), sınıf ağırlıklandırması yapılmadığı durumlarda düşük temsil gücüne sahip sınıflarda daha sınırlı bir performans ortaya koymuş; tüm metriklerde görece daha düşük değerlere ulaşmıştır. Bu bulgular, sınıf dengesizliği bulunan veri kümelerinde ağırlıklı öğrenmenin sınıflar arası ayırım yeteneğini artırdığına ve daha dengeli bir sınıflandırma çıktısı elde edilmesine katkı sağladığına işaret etmektedir. Bu bulgular, sınıf ağırlığı dikkate alınarak eğitilen BiLSTM modelinin, özellikle dengesiz veri dağılımlarında iyonküre bozulmalarının sınıflandırılmasında daha etkili olduğunu göstermektedir.

#### 4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışma kapsamında, 6 Şubat 2023 tarihinde meydana gelen Kahramanmaraş merkezli depremin öncesinde gözlemlenen iyonküre bozulmalarının sınıflandırılmasına yönelik olarak, BiLSTM tabanlı iki farklı derin öğrenme yaklaşımı uygulanmıştır: Sınıf Ağırlıklı BiLSTM ve Dikkat Mekanizmalı BiLSTM (Att-BiLSTM). Her iki modelin sınıflandırma performansı, karışıklık matrislerinden elde edilen Doğruluk (D), Duyarlılık (Du), Kesinlik (K) ve F1-puanı gibi istatistiksel metrikler aracılığıyla nicel olarak değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, Sınıf Ağırlıklı BiLSTM modelinin, özellikle dengesiz sınıf dağılımlarının söz konusu olduğu durumlarda, daha istikrarlı ve yüksek doğrulukta sınıflandırma gerçekleştirdiğini ortaya koymuştur. Bu model, %97.92 doğruluk oranı, %97.92 duyarlılık oranı, %98.04 kesinlik oranı ve %97.91 F1-puanı oranı ile Dikkat Mekanizmalı BiLSTM modeline kıyasla üstün bir performans sergilemiştir. Sonuç olarak, hem BiLSTM hem de dikkat mekanizmalı BiLSTM modelleri dört sınıflı sınıflandırma görevinde başarılı performans sergilemiştir. Gelecek çalışmalarda, daha kapsamlı ve dengeli veri setleriyle yapılacak analizler ile birlikte, ileri düzey derin öğrenme mimarilerinin entegrasyonu; modelin sınıflar arası ayırım gücünü artırarak, uzay-hava ve sismik olayların sınıflandırılmasında daha derin ve öngörülebilir içgörüler elde edilmesine olanak tanıyabilir.

#### TEŞEKKÜR

Bu çalışma, TÜBİTAK 124E027 no’lu proje tarafından desteklenmiştir. Bu çalışmada kullanılan GNSS verileri TUSAGA-Aktif ağından temin edilmiştir. Harita Genel Müdürlüğü’ne ve Tapu ve Kadastro Genel Müdürlüğü’ne teşekkür ederiz.

#### Kaynaklar

- [1]. Arikan, F. E. Z. A., Erol, C. B., & Arikan, O. (2003). Regularized estimation of vertical total electron content from Global Positioning System data. *Journal of Geophysical Research: Space Physics*, 108(A12).
- [2]. Arikan, F. E. Z. A., Erol, C. B., & Arikan, O. (2004). Regularized estimation of vertical total electron content from GPS data for a desired time period. *Radio Science*, 39(6), 1-10.
- [3]. Nayir, H., Arikan, F. E. Z. A., Arikan, O., & Erol, C. B. (2007). Total electron content estimation with Reg-Est. *Journal of Geophysical Research: Space Physics*, 112(A11).
- [4]. Sezen, U. M. U. T., Arikan, F. E. Z. A., Arikan, O., Ugurlu, O., & Sadeghimorad, A. (2013). Online, automatic, near-real time estimation of GPS-TEC: IONOLAB-TEC. *Space Weather*, 11(5), 297-305.

## X-Bant Mikroşerit Sirkülatör Tasarımı

Remzi KÖKSAL<sup>1</sup>, Cengizhan ŞAHİN<sup>2</sup>, Fırat ALTUNTAŞ<sup>3</sup>, Kahraman Güçlü KÖPRÜLÜ<sup>4</sup>

ASELSAN A.Ş.

Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı

Ankara

[rkoksal@aselsan.com](mailto:rkoksal@aselsan.com), [cengizhansah@aselsan.com](mailto:cengizhansah@aselsan.com), [faltuntas@aselsan.com](mailto:faltuntas@aselsan.com), [kgkopru@aselsan.com](mailto:kgkopru@aselsan.com)

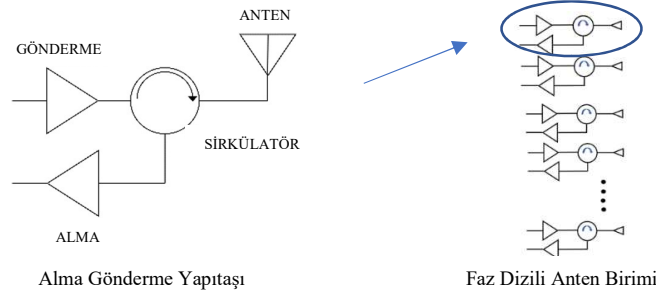
**Özet:** Ferrit sirkülatörler ve izolatörler alma-gönderme (T/R) sistemlerinde alma-gönderme kanallarını izole edip ayırmak ve güç yükseltece düzgün bir çıkış empedansı göstermek amacıyla kullanılan mikrodalga elemanlardır. Bu çalışmada, X-bantta tek kavşak olarak geliştirilen mikroşerit sirkülatörün tasarım ve ölçümleri verilmiştir. Sirkülatörün 40 Watt'dan fazla RF tepe gücü dayanımı mevcuttur. 18 dB geriye dönüş kaybı ve 0.4 dB'lik bir araya girme kaybı ölçülmüştür.

**Abstract:** Ferrite circulators and isolators are microwave components used to isolate and separate channels from each other in T/R systems, and also, they are used to provide reasonable output impedance to power amplifier. In this study, design and measurement of the single junction circulator in operating in X-band is given. Designed circulator has 40-watt power handling. 18dB return loss and 0.4 dB insertion loss are measured.

### 1. Giriş

Sirkülatörler ve izolatörler mikrodalga uygulamalarda kullanılan yönlü elemanlardır. Sirkülatörler alma gönderme uygulamalarında, güç yükselteçten çıkan işaretleri antene yönlendirip, antenden gelen işaretleri de alma hattına yönlendirerek işaret iletimini sağlar. Ters yönde ise yalıtım sağlayarak işaret bütünlüğüne katkı sağlar. Sirkülatörün bir alma gönderme yapıtaşı içindeki kullanımı şematik olarak Şekil 1'de verilmiştir. Bu yapıtaşları dizi olarak birleşerek faz dizili anten yapısında yer alır. Uygulama özelliğine göre bir sistemde binlerce adet sirkülatör veya izolatör bileşeni bulunabilir.

Sirkülatörün bir kapısına uygun RF yük bağlayarak, izolatör olarak da kullanılabilir. İzolatör kullanımında, antenden yansıyan işaretler RF yükte sonlanarak işaretin tekrar gönderilen kanala girmesine engel olur.



Şekil 1. Sirkülatör Kullanımı

Sirkülatör-izolatör yapıları güç gereksinimi, boyut, frekans ve sistem gereksinimlerine göre; mikroşerit, koaksiyel, dalga kılavuzu gibi çeşitli yapılarda tasarlanabilir. Bu çalışmada, sirkülatör ince film mikroşerit teknolojisi kullanılarak üretilmiştir. Güç isterinden dolayı Gd katkılı İtiryum Demir Garnet (YIG) ferrit malzeme kullanılmıştır. Ferrit malzemeyi kutuplamak için sıcaklıkla manyetik özellikleri diğer mıknatıs türlerine göre daha az değişen SmCo tipinde bir mıknatıs kullanılmıştır.

### 2. Sirkülatör Tasarımı

Ferrit malzemeler üzerine uygulanan statik manyetik alan yönüne ve şiddetine göre yön-bağımlı (anizotropik) özellik gösteren malzemelerdir. Manyetik geçirgenlik ferritler için matris tensör formda  $[\mu]$  ifade edilebilir. Elektromanyetik dalganın yayılım yönüne, ortamına, polarizasyonuna ve dışarıdan uygulanan manyetik alana göre manyetik geçirgenlik tensörü, yayılım sabiti( $\gamma$ ) ve dalga denklemleri değiştirilebilir. Ferrit malzemenin bu özellikleri kullanılarak sirkülatör tasarlanabilmektedir. Bir mikroşerit sirkülatörün merkezinde dairesel veya

120°'şer derecelik bir simetriye sahip bir metalizasyon deseni ile rezonatör oluşturulur. Bu rezonatörün üzerine dışarıdan statik manyetik alan uygulamak için uygun boyut ve özellikte mıknatıs (demanyetizasyon hesaplanarak) yerleştirilir. Ardından uygun empedans uyumlama devresi ile tasarım gerçekleştirilir. Sirkülatörün merkezindeki rezonatörde saat yönünde ve tersine ilerleyen iki adet mod bulunur, bu işaretler kapının birinde eş fazlı toplanarak geçişi oluşturur. Diğer kapıda ise ters fazlı toplanarak yalıtım kapısını oluşturur.

Sirkülatör tasarımında ferrit malzemelerin özellikleri önem arz etmektedir. Çalışma frekansına, çalışma sıcaklığına ve güç kaldırma kapasitesine göre ferrit malzemenin doyum manyetizasyonu, rezonans hat genişliği, B-H eğrisi, dielektrik sabiti gibi özellikleri belirlenir. Bu çalışmada rezonans altı bölgede çalışıldığından; doyum manyetizasyonu ( $4\pi M_s$ ) aşağıda gösterilen ifadedeki gibi seçilmelidir [1-2-3].

$$4\pi M_s < \frac{\omega}{\gamma} - H_a \quad (1)$$

$\omega$ : çalışma frekansı (rad)

$H_a$ : malzemenin 'anisotropy' oranı (Oe)

$\gamma$ : 'gyromanyetik oran (2.8MHz/Oe)

$4\pi M_s$ : doyum manyetizasyonu (Gauss)

Ferrit malzemeler yüksek RF tepe güç altında doğrusal olmayan özellikler gösterir. Tepe güç kaldırma kapasitesini belirleyen en önemli özellik spin-dalga hat genişliği ( $\Delta H_k$ )'dir. Bu parametreye göre doğrusal çalışma için olabilecek tepe manyetik alanın en büyük değeri aşağıda gösterilen ifadeye göre bulunabilir [1].

$$H_{RF,kritik} \approx \frac{\Delta H_k \omega}{\gamma 4\pi M_s} \quad (2)$$

Yukarıda (1-2) ifadelerinde verilen malzeme seçimi ve tasarım parametreleri kullanılarak elektromanyetik benzetimler gerçekleştirilmiştir. Elektromanyetik benzetimde ilk önce statik çözümleyici kullanılarak mıknatısın ferrit içinde oluşturduğu statik manyetik alan hesaplanır. Ardından oluşan statik alana göre ferrit malzemenin mikrodalga özelliklerine göre uygun geçiş, yalıtım ve empedans uyumlama devreleri gerçekleştirilir.

Silindirik koordinat sisteminde dairesel bir geometrinin analitik dalga denkleminin rezonans çözümü aşağıda (3)'te verilmiştir. Mikroserit sirkülatörlerde kullanılan ferrit mikroserit rezonatörün yarıçapı (3-4-5)'te dalga denklemi ifadesi yaklaşık olarak bulunabilir. Bu ifadeye dairesel rezonatörün sınır koşulu analitik çözümün kolay olması açısından mükemmel manyetik iletken olarak seçilmiştir [1].

$$1.841 = kr = \frac{2\pi r}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_{reff}} \quad \mu_{reff} = \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\kappa} \quad (3)$$

İfade (3)'te verilen efektif manyetik geçirgenlik ferrit malzemenin özellikleri, frekans ve uygulanan statik manyetik alan değişkenleri ile birlikte aşağıda verilen şekilde ifade edilebilir.

$$\mu = \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}\right) \quad \kappa = \mu_0 \frac{\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (4)$$

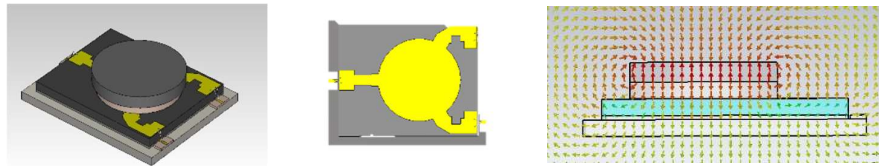
$$\omega_0 = \mu_0 \gamma H_0 \quad \omega_m = \mu_0 \gamma 4\pi M_s \quad (5)$$

$r$ : rezonatör yarıçapı

$H_0$ : Uygulanan DC manyetik alan

$\gamma$ : gyromanyetik oran (2.8MHz/Oe)

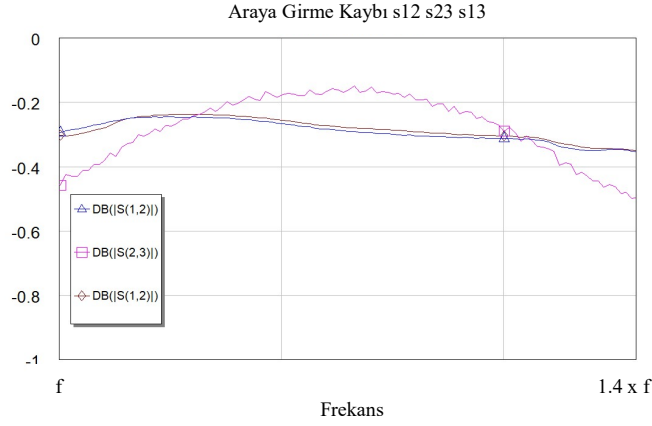
Sirkülatörün benzetim ortamındaki görüntüsü, metalizasyon deseni ve statik benzetim ortamındaki görüntüsü Şekil 2'de verilmiştir.



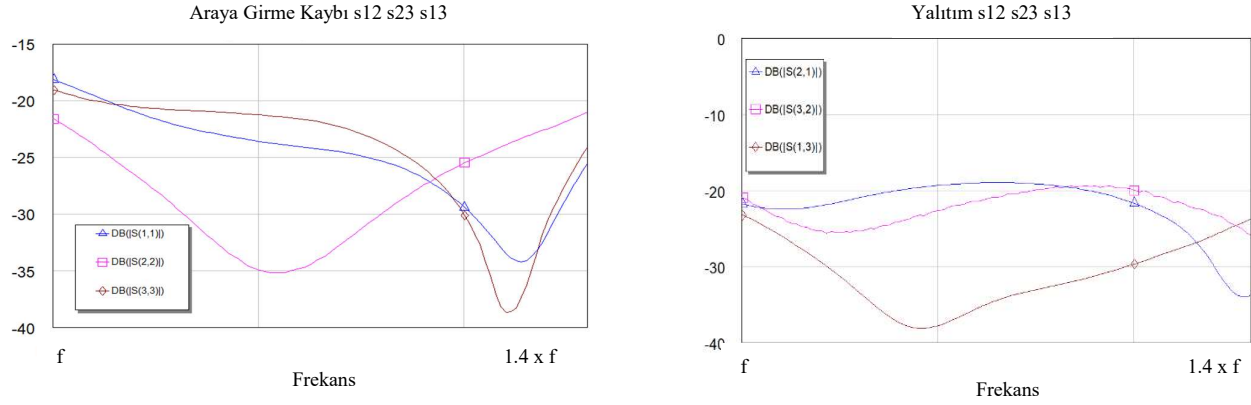
Şekil 2. Sirkülatör Görünümü

### 3. Sonuç

Tasarlanıp üretilen X-bant sirkülatörün ölçüm sonuçları Şekil 3 ve 4'te verilmiştir. 0.4 dB araya girme kaybı, 18 dB izolasyon ve geri dönüş kaybı elde edilmiştir.



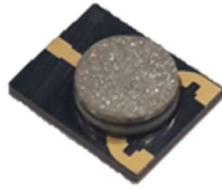
Şekil 2. Araya Girme Kaybı



Şekil 3. Geri Dönüş Kaybı ve İzolasyonlar

Sirkülatöre RF tepe güç verilerek (2)'de verilen spin dalga oluşumu olgusu incelenmiştir. 40 watt kritik RF tepe güce kadar sirkülatör doğrusal olarak çalışmıştır. Kritik gücün üzerindeki güçlerde sirkülatörün araya girme kayıpları artmaya başlamıştır.

Üretilen prototipin görüntüsü Şekil 5'te verilmiştir. Bu makalede mikroşerit sirkülatör tasarımında kullanılan genel tasarım bilgileri özetlenmiş ve üretilen prototipin ölçüm sonuçları verilmiştir.



Şekil 4 Sirkülatör Prototipi

### Kaynaklar

- [1]. Douglas K. Linkhart, Microwave Circulator Design, 2nd
- [2]. K. F. Sabet et al., "Design and Simulation of X-bant Ferrite Circulators," IEEE 2020
- [3]. J. Helsjanz Nonreciprocal Microwave Circuits, Willey, 2007.



## In Vitro Ortamda Böbrek Kanserine Yönelik Non-İnvaziv Darbeli Manyetik Alan Terapisinin Etkinliği

Dilek KAYA\*, Cumhuri GUNDUZ\*, Adnan KAYA \*\*

\*Ege Üniversitesi

Temel Onkoloji AD

[dilekermekzaya@gmail.com](mailto:dilekermekzaya@gmail.com)

\*\* İzmir Katip Celebi Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir

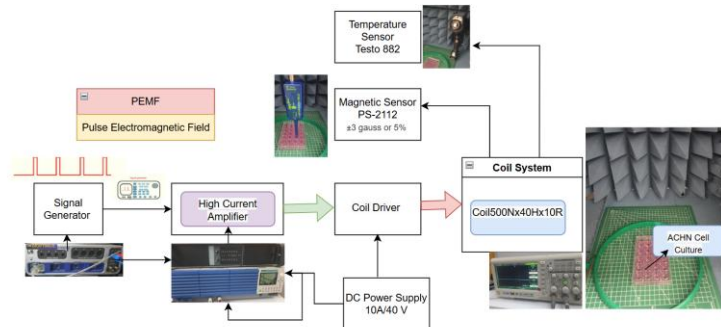
[adnan.kaya@ikc.edu.tr](mailto:adnan.kaya@ikc.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışma, metastatik renal hücreli karsinom tedavisinde non-invazif Darbeli Manyetik Alan Terapisi (DMAT) yönteminin etkinliğini araştırmaktadır. Elektromanyetik alanların biyolojik etkileri, özgül soğurma oranı (SAR) ve hücre canlılığı analizleriyle değerlendirilmiştir. Görüntü işleme ve simülasyon teknikleri kullanılarak optimum tedavi parametreleri belirlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, DMAT'ın hücre proliferasyonunu baskıladığı ve apoptotik süreci aktive ettiğini göstermiştir. Bu yönüyle çalışma, düşük yan etkili alternatif kanser tedavilerine katkı sağlayabilecek özgün bir yaklaşım sunmaktadır.

**Abstract:** This study investigates the effectiveness of non-invasive Pulsed Magnetic Field Therapy (PMFT) in the treatment of metastatic renal cell carcinoma. The biological effects of electromagnetic fields were evaluated through specific absorption rate (SAR) and cell viability analyses. Image processing and simulation techniques were used to determine optimal treatment parameters. The results showed that PMFT suppressed cell proliferation and activated the apoptotic process. This study presents an original approach that may contribute to the development of alternative cancer treatments with minimal side effects.

### 1. Giriş

Renal Hücreli Karsinom (RCC), erişkinlerde en sık görülen malign böbrek tümörü olup, tüm böbrek kanserlerinin yaklaşık %85'ini oluşturur [1]. Metastatik evrede, kemoterapi ve radyoterapi gibi konvansiyonel tedavilere direnç geliştirme eğilimindedir, bu da sağkalım süresini kısıtlar [2]. RCC genellikle ileri evrede teşhis edildiğinden, düşük yan etkili tedavi stratejilerine ihtiyaç duyulmaktadır (Capitanio vd., 2019). Bu nedenle, tedavi başarısını artırabilecek derinlemesine tedavi modellerinin geliştirilmesi büyük bir öneme sahiptir. Elektromanyetik alanların (EMF) biyolojik sistemler üzerindeki etkileri, özellikle düşük frekanslı darbeli manyetik alanların (PEMF) anti-proliferatif ve apoptoz indükleyici etkileriyle dikkat çekmektedir [3]. 2011 ve 2015 yıllarında FDA tarafından glioblastoma tedavisi için onaylanan TTFields teknolojisi, bu yaklaşımın klinik başarısını göstermektedir [4]. Bu çalışmada, 75 Hz ve 100 Hz frekanslarında uygulanan PEMF'nin ACHN RCC hücre hattı üzerindeki terapötik etkileri değerlendirilmiştir. CST Studio Suite ile elektromanyetik modelleme yapılmış ve yapay zekâ destekli görüntü analiziyle hücre davranışları incelenmiştir. Hücre canlılığı, ve migrasyon gibi biyolojik parametreler incelenmiş; ayrıca CST Studio Suite kullanılarak uygulama sisteminin elektromanyetik modeli oluşturulmuştur. Hücre görüntüleri yapay zekâ destekli segmentasyon teknikleri ile analiz edilmiştir. Elde edilen veriler, DMAT'ın RCC tedavisinde tamamlayıcı ve hedefe yönelik bir yaklaşım sunabileceğini göstermektedir [6,7].



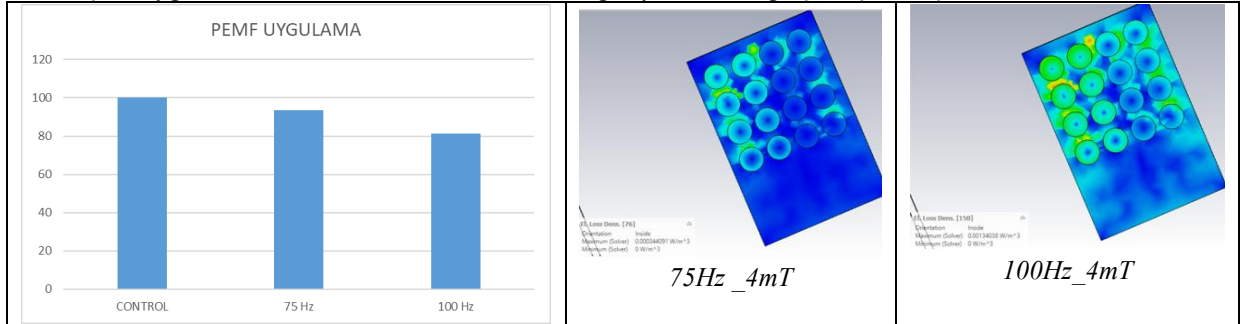
Şekil 1. DMAT maruziyet sisteminin şematik tasarım diyagramı ve fiziksel diyagramı

## 2. Yöntem ve Deneyel Düzenek

Bu çalışmada kullanılan Darbeli Manyetik Alan Terapisi (DMAT) sistemi, 75 ve 100 Hz frekansında alternatif manyetik alan üretecek şekilde özel olarak tasarlanmış bobin-aplikatör yapısından oluşmaktadır (Şekil 1). Elektromanyetik alan dağılımı, CST Studio Suite yazılımı ile modellenmiş ve optimum SAR (Specific Absorption Rate) değerleri elde edilmiştir. Sistemde kullanılan darbeli sinyal formu, dikdörtgensel yapıda olup, hücre kültürü uygulamalarına uygun şekilde modüle edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan Darbeli Manyetik Alan Terapisi (DMAT) sistemi, 75 Hz, 100 Hz frekanslarında alternatif manyetik alan üretebilecek şekilde özel olarak tasarlanmış bir bobin-aplikatör düzeneğinden oluşmaktadır. Bobin sistemi 100 sarımdan oluşmakta olup iç çapı 11.4 cm, dış çapı 13 cm'dir. Bobin kalınlığı 1.5 cm, elektriksel direnci 5.15  $\Omega$  ve endüktansı 5.4 mH olarak ölçülmüştür. Sistem, 10 A / 40 V DC güç kaynağı ile beslenmiş, sinyal üretici tarafından tam kare dalga formu ile sürülmüştür. PEMF maruziyeti, her gün 30 dakika süreyle, 3 gün boyunca uygulanmıştır. Deney gruplarına iki farklı manuel program tanımlanmıştır: 75 Hz (Grup 1), 100 Hz (Grup 2). Her programda alan şiddeti 4 mT, görev döngüsü %50 (25% aktif, 25% dinlenme) olacak şekilde ayarlanmıştır. Uygulama düzeneği, dış etkenlerden kaynaklı elektromanyetik girişimi önlemek amacıyla metal ile korunan bir odada konumlandırılmıştır. Deneyel çalışmalarda ACHN renal kanser hücre hattı kullanılmıştır. Hücreler, 24 saat ön inkübasyondan sonra 24 ve 96 kuyucuklu plaklara ekilmiş ve PEMF maruziyeti öncesinde uygun hücre yoğunluğuna ulaştırılmıştır. Uygulama sonrası hücre canlılığı (MTT testi), ve hücre migrasyonu (scratch assay) analizleri gerçekleştirilmiştir. Tüm deneyel veriler, kontrol grubu ile karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiş; istatistiksel anlamlılık  $p < 0.05$  düzeyinde kabul edilmiştir (Şekil 2).

## 3. Deneyel Ölçüm Sonuçları

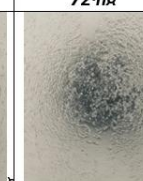
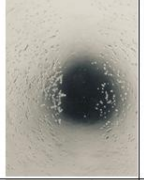
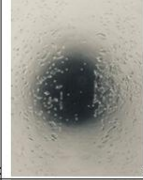
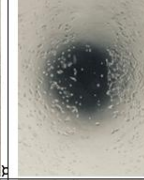
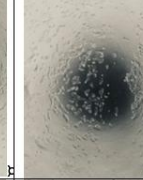
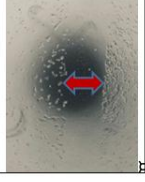
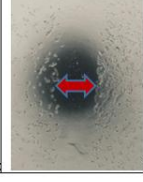
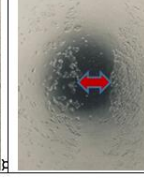
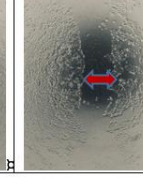
Hücreler, ATCC (American Type Culture Collection) tarafından temin edilmiş olup, Ege Üniversitesi Tıbbi Biyoloji Laboratuvarı ve İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi Biyomedikal Test Laboratuvarlarında kültüre edilmiştir. Hücre kültürü, %10 fetal bovin serumu (FBS), %1 penisilin-streptomisin ve %1 glutamin içeren DMEM ortamında, %5 CO<sub>2</sub> atmosferinde ve 37°C'de inkübe edilmiştir. İn vitro deneyel modelin oluşturulması için farklı frekans ve sürelerde DMAT uygulanacak gruplar tanımlanmıştır. Deney grupları, 75 Hz frekansında DMAT uygulanan grup, 100 Hz frekansında DMAT uygulanan grup ve kontrol grubu olmak üzere üç grupta incelenmiştir. Her bir grup için hücreler 24 ve 96 kuyucuklu mikrotiter plaklara, optimum hücre yoğunluğunda ekilmiştir. Uygulama sonrası MTT canlılık testi ve migrasyon testleri gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2. PEMF in ACHN Hücre Canlılığı Üzerine Etkileri ve Sim sonuçları

Özellikle 100 Hz frekansında ve 48 saatlik maruziyet süresinde, MTT testi sonuçlarına göre hücre canlılığı kontrol grubuna kıyasla %20'a varan oranda azalmıştır (Şekil 4). Hücre migrasyon testi (scratch assay) ile değerlendirilen yara iyileşmesi analizlerinde ise, manyetik alan uygulanan gruplarda yara kapanma hızı kontrol grubuna göre anlamlı şekilde yavaşlamıştır. Tüm bulgular, 100 Hz frekanslı DMAT uygulamasının anti-mitotik ve anti-metastatik etkiler gösterdiğini ortaya koymaktadır. PEMF ile tedavi edilen grupların (Grup 1, Grup 2), kontrol grubuna kıyasla daha az yara kapanması göstermesi beklenmektedir; bu da koyu alanın daha büyük kalacağı ve hücre göçünün baskılandığı anlamına gelir. Kontrol grubunda ise başlangıçta gözlenen koyu dairenin zamanla belirgin şekilde küçülmesi, 72. saat görüntüsünde en küçük koyu alanın görülmesi ve yaklaşık %80'lik kapanmayı işaret etmesi beklenmektedir. Grup 1 (75 Hz) ve Grup 2 (100 Hz) için, başlangıçtaki koyu dairenin küçülmesi beklenir; ancak bu küçülme kontrol grubuna göre daha az olacak ve 72. saat görüntüsünde, koyu alan kontrol grubundan daha büyük kalacaktır. Bu çalışmada, DMAT tedavisi uygulanan ACHN hücrelerinde proliferasyon, kontrol grubuna kıyasla belirgin bir şekilde azalmıştır (Tablo 1). Manyetik alan dağılımının dokunun fizyolojik yapısına (örneğin, dielektrik özellikler, iletkenlik ve doku yoğunluğu) bağlı olarak değişebileceği dikkate alınarak, CST Studio Suite yazılımında elektromanyetik modelleme yapılmıştır. Bu modellemede, 75 ve 100 Hz frekanslarında 1–2 mT ve 4 mT manyetik alan şiddetleri için alan homojenliği sağlanmış ve özgül soğurma oranı (SAR) değerleri, ICNIRP (Uluslararası İyonlaştırıcı Olmayan Radyasyondan Korunma Komisyonu) standartlarına uygun olarak eşik seviyelerin altında tutulmuştur.

**Tablo 1.** PEMF in ACHN Hücre Migrasyonu üzerine etkileri

| $\alpha$                            | 0-hx                                                                              | 12-hx                                                                             | 24-hx                                                                             | 48-hx                                                                              | 72-hx                                                                               |
|-------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| CONTROL $\alpha$                    |  |  |  |  |  |
| Group-1 $\alpha$<br>75-Hz $\alpha$  |  |  |  |  |  |
| Group-2 $\alpha$<br>100-Hz $\alpha$ |  |  |  |  |  |

## 5. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada, farklı frekanslarda uygulanan DMAT in ACHN renal hücreli karsinom hücreleri üzerindeki etkileri değerlendirilmiştir. MTT testleri, ve hücre migrasyon testleri aracılığıyla biyolojik yanıtlar ayrıntılı biçimde analiz edilmiştir. Elde edilen bulgular, özellikle 100 Hz frekansında uygulanan PEMF'nin hücre canlılığı ve göçü üzerinde en yüksek baskılayıcı etkiyi oluşturduğunu göstermiştir. İstatistiksel analizlerde, verilere tek yönlü ANOVA ve Tukey post-hoc testi uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, PEMF uygulanan tüm gruplar kontrol grubuna göre istatistiksel olarak anlamlı farklılık göstermiştir ( $p < 0.05$ ). Bu durum, düşük frekanslı elektromanyetik alanların hücresel düzeyde terapötik potansiyele sahip olduğunu göstermektedir. PEMF'nin anti-kanser etkilerinin mekanistik temeli; iyon kanallarında düzenleme, membran potansiyelinde değişim, ROS üretimi, mitokondriyal disfonksiyon ve apoptoz gen ekspresyonunun artışı gibi biyofiziksel olaylara dayandırılmaktadır. Özellikle 100 Hz frekansı, hücre proliferasyonunu baskılamada ve migrasyonu azaltmada en etkili frekans olarak belirlenmiştir. Bu frekansta PEMF uygulamasının, kanserli hücrelerde sitoskeletal bozulma ve apoptoz sinyalleşmesinde rol oynayan moleküler yolları etkileyerek terapötik etki oluşturduğu düşünülmektedir. Bu bulgular doğrultusunda, PEMF uygulamaları RCC tedavisinde tamamlayıcı ve non-invaziv bir yöntem olarak değerlendirilebilir.

## Teşekkür

Bu çalışma, İKÇÜ BAP " 2024-ARC-MÜMF-0001" numaralı araştırma projesi kapsamında desteklenmiştir

## Kaynaklar

- [1]. Capitanio, U. ve diğerleri, "Epidemiology of renal cell carcinoma," European Urology, cilt.75, no.1, s.74-84, 2019.
- [2]. Moch, H. ve diğerleri, "Renal cell carcinoma," Nature Reviews Disease Primers, cilt.2, s.16062, 2016.
- [3]. Pantelis, P., Theocharous, G., Veroutis, D. ve diğerleri, "Pulsed Electromagnetic Fields (PEMFs) Trigger Cell Death and Senescence in Cancer Cells," Int. J. Mol. Sci., cilt.25, no.5, s.2473, 2024.
- [4]. Guangzhou, A., Shen, M. ve diğerleri, "Effects of pulsed electromagnetic fields on tumor cell viability: a meta-analysis of in vitro randomized controlled experiments," Electromagnetic Biology and Medicine, s.459-466, 2021.
- [5]. Jimenez, C. ve diğerleri, "Electromagnetic field therapy in oncology: A promising approach," Cancer Research, cilt.78, no.3, s.503-510, 2018.
- [6]. Lai, H. ve Singh, N. P., "Effects of electromagnetic fields on DNA damage and cancer risk," International Journal of Radiation Biology, cilt.86, no.5, s.401-410, 2010.
- [7]. Mittal, S. V.d. "Tumor Treating Fields therapy in glioblastoma: Mechanisms and clinical evidence," Current Oncology Reports, cilt.19, no.11, s.71, 2017.
- [8]. Stupp, R. ve diğerleri, "Maintenance therapy with Tumor-Treating Fields plus temozolomide vs temozolomide alone for glioblastoma: A randomized clinical trial," JAMA, cilt.314, no.23, s.2535-2543, 2015.

## YER ALTI RADAR SİSTEMLERİ İÇİN GENİŞ BANTLI PAPYON ANTEN TASARIMI

Ahmet Bal, Elif Merve Küçüköner  
Süleyman Demirel Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Isparta

[bal.ahmet.20023470@gmail.com](mailto:bal.ahmet.20023470@gmail.com), [elifkucukoner@sdu.edu.tr](mailto:elifkucukoner@sdu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, yer altı radar (Ground Penetrating Radar – GPR) sistemleri için geniş bantlı bir anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Antenin tasarımı gerçekleştirilirken taban malzemesi olarak düşük maliyetli ve literatürde yaygın olarak kullanılan FR-4 tercih edilmiştir. Anten yapısı dört ayrı katmandan oluşmakta ve bu katmanlar sırasıyla metamalzeme, papyon anten, metamalzeme ve metarefleksör olarak görev yapmaktadır. Anten, 337–931 MHz frekans aralığında çalışmakta olup, çalışma bandı boyunca –30 dB değerine kadar sağlanan  $|S_{11}|$  değeri antenin yüksek empedans uyumu sağladığını ve bu frekansta etkin performans sergilediğini ortaya koymaktadır. Elde edilen sonuçlar, antenin GPR uygulamalarında yüzey altı yapıların tespiti için uygun bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

**Abstract:** In this study, a wide-band antenna design was carried out for ground penetrating radar (GPR) systems. While designing the antenna, FR-4, which is low-cost and widely used in the literature, was preferred as the substrate. The antenna structure consists of four separate layers and these layers serve as metamaterial, bowtie antenna, metamaterial and metareflector, respectively. The antenna operates in the frequency range of 337–931 MHz, and the  $|S_{11}|$  value provided up to –30 dB across the operating band reveals that the antenna provides high impedance matching and exhibits effective performance at this frequency. The obtained results show that the antenna offers a suitable solution for the detection of subsurface structures in GPR applications.

### 1. Giriş

GPR sistemlerinde kullanılan geleneksel papyon antenlere yapısal yenilikler getirerek, daha yüksek performans ve verimlilik sağlayan özgün bir anten tasarımlarına literatürde sıklıkla karşılaşılmaktadır. Ultra Geniş Bant (UWB) yapısına sahip antenin, farklı zemin koşulları ve gömülü hedeflere uyum sağlayacak şekilde optimize edilmesi hedeflenmektedir [1-5]. Tasarlanan antenlerin, sistemin genel hassasiyetini artırmasının yanı sıra, düşük maliyetli üretimiyle GPR teknolojilerinin yaygınlaşmasına katkı sağlaması beklenmektedir [1].

GPR sistemleri için genellikle Vivaldi antenler, TEM huni antenler ve papyon antenler tercih edilmektedir [2]. Bu antenler arasında papyon antenler düşük profilleri nedeniyle literatürde sıklıkla tercih edilmektedir [2-4]. Pi ve arkadaşları (2023), GPR uygulamaları için yüksek kazançla sahip ultra geniş bant bir papyon anten tasarımı yapmışlardır. Metamalzeme ve yansıtıcı yapı entegrasyonu sayesinde, anten yaklaşık 317 MHz başlangıç frekansında %98,6 bant genişliği ve 9,3 dBi tepe kazanç elde edilmiştir [2]. Badawieh (2021), GPR uygulamaları için üçlü modifikasyon (antipodal besleme tekniği, köşe bükme ve üçgen yarık ekleme) uygulamıştır. Tasarımı gerçekleştirilen anten yapısı ile, 1–5,45 GHz aralığında  $|S_{11}| \leq -10$  dB seviyesinde %138’lik bir fraksiyonel bant genişliği elde edildiği gösterilmiştir [3]. Joula vd. (2018), GPR uygulamaları için yüksek kazançlı ve kompakt boyutlu ( $107,7 \times 68$  mm<sup>2</sup>) ultra geniş bantlı bir papyon anten tasarlamış; bu anten, 0,98–4,5 GHz arasında çalışarak 10,3 dBi tepe kazanç elde edilmiştir [4]. Yarovoy vd. (2004), GPR uygulamalarında kullanılan direnç yüklü papyon antenlerin performansını sonlu fark zaman alanı (FDTD) yöntemiyle analiz ederek, anten geometrisi, uç direnç değeri ve yerleşim parametrelerinin sinyal kalitesi ve hedef tespiti üzerindeki etkilerini ortaya koymuş; sonuç olarak optimum parametre seçimiyle empedans uyumu ve hedef ayırımının artırılabilirliğini göstermiştir [5].

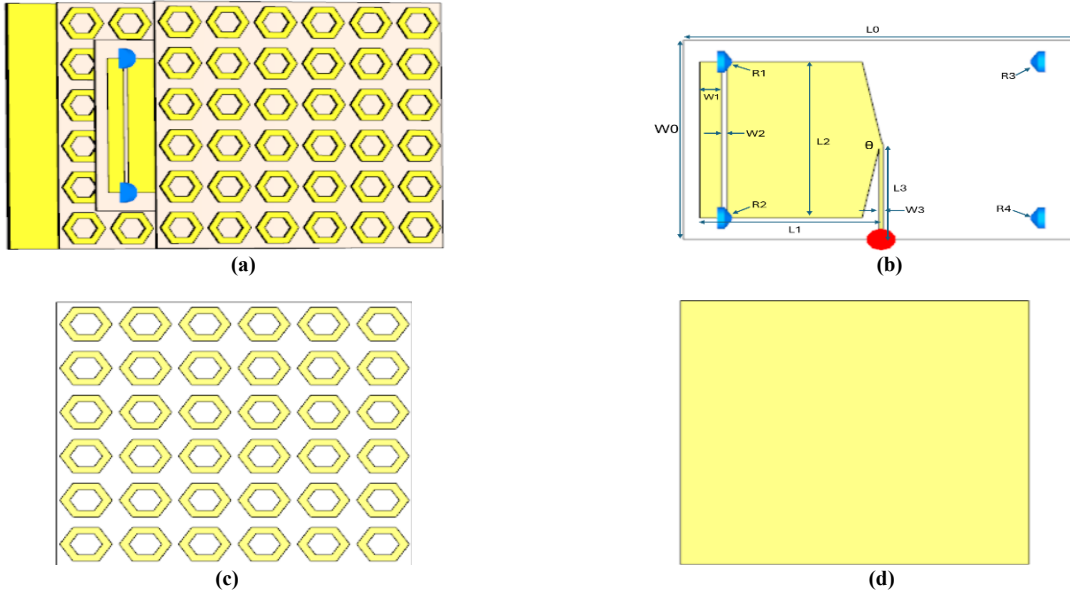
Bu çalışmada 4 katmana sahip ultra geniş bant bir papyon anten tasarımı yapılmıştır. Papyon anten tasarımında dirençlerin eklenmesiyle klasik papyon antene göre bant genişliği artırılarak ultra geniş bant çalışma sağlanmıştır. Papyon anten katmanının üst ve alttaki katmanlara ise altıgen geometrilere sahip metamalzemeler eklenerek kazanç ve yönlülük değerleri artırılmıştır. En alt katmana ise metarefleksör yapısı yerleştirilerek arkaya ışıma engellenerek yönlülük artırılmıştır. Anten 337 MHz başlangıç frekansında 594 MHz’lik ultra geniş bantlı bir bant



genişliğine sahiptir. Bant boyunca 9,4 dB tepe kazanç ve -32,2 dB yönlülük ile GPR uygulamaları için derin bir nüfuz sağlamaktadır.

## 2. Papyon Anten Yapısı Tasarımı ve Prototip Üretimi

Papyon anten tasarımında taban malzemesi olarak 4,3 dielektrik sabiti ve 0,025 kayıp tanjant değerine sahip FR-4 kullanılmıştır. Tasarımı yapılan 4 katmanlı anten yapısı Şekil 1.a’da verilmiştir. GPR uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanan papyon antenin (katman 2) bant genişliğini artırmak adına antenin her iki yüzüne birer rezonatör eklenmiş ve rezonatör ile temel anten yapısı arasına 4 adet (R1,R2,R3,R4) 100  $\Omega$  değerine sahip direnç eklenerek ultra geniş bant çalışması sağlanmıştır. Papyon anten geometrisi ve parametreleri Şekil 1.a’da verilmiştir. Parametrelerin değerleri Tablo 1’de verilmiştir. Antenin yönlülüğünü ve kazancını arttırmak için papyon antenin üst ve alt katmanlarına (katman1 ve katman3) Şekil 1.c’de verilen altıgen birimlere sahip metamalzeme yapısı tasarlanmıştır. Yönlülüğü artırmak ve arkaya ışımanın önüne geçerek, GPR sistemlerinde derinlik performansını iyileştirmek amacıyla, en alt katman (Katman 4) metarefleksör yapısı olarak tasarlanmıştır.

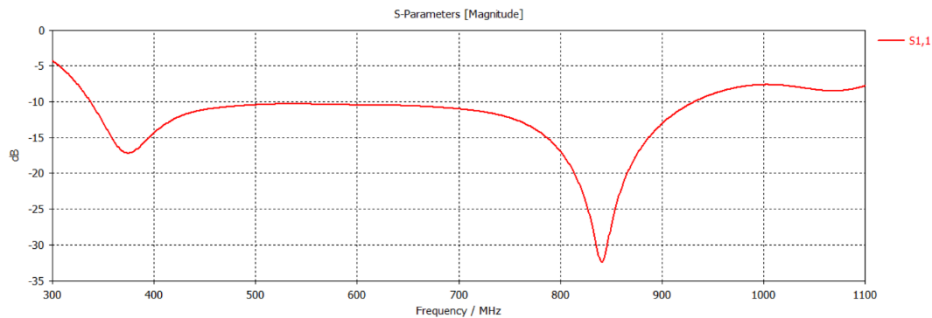


Şekil 1. a) Anten yapısının perspektif görünümü b) Papyon anten geometrisi ve parametreleri (katman2) c) metamalzeme yapısı (katman1 ve katman3) d) metarefleksör yapısı (katman4).

Tablo 1: Anten Parametreleri

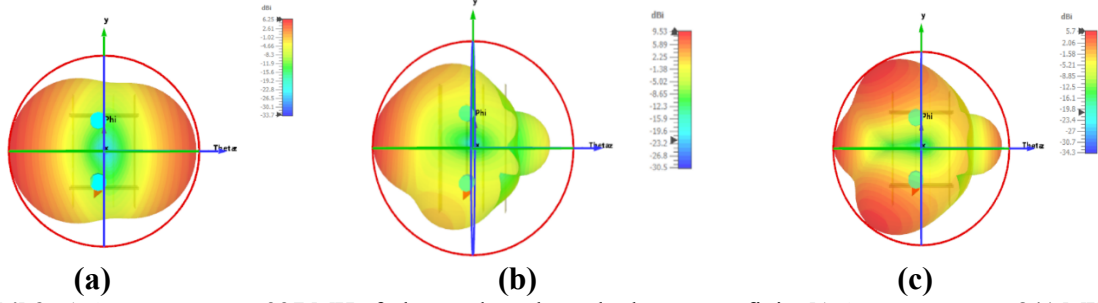
| Parametre | W <sub>0</sub> | W <sub>1</sub> | W <sub>2</sub> | W <sub>3</sub> | L <sub>0</sub> | L <sub>1</sub> | L <sub>2</sub> | L <sub>3</sub> | $\theta$ |
|-----------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------|
| Değer     | 250mm          | 20mm           | 5mm            | 3.8mm          | 360mm          | 170mm          | 196mm          | 125mm          | 160      |

Tasarım ve benzetimler CST Studio Suite Learning Edition ile gerçekleştirilmiştir. Yapılan benzetimler sonucunda elde edilen  $|S_{11}|$  grafiği Şekil 2’de verilmiştir. Grafikten de görüleceği üzere anten yapısı 337-931 MHz bant aralığı boyunca -10 dB değerinin altında elde edilerek ultra geniş bant karakteristiği sergilemektedir. -30 dB’ye kadar elde edilen genlik değerleri oldukça iyi empedans uyumu sağlandığını göstermektedir ve yer altı radar (GPR) uygulamaları için geniş bantlı ve verimli bir performans sunduğunu ortaya koymaktadır.



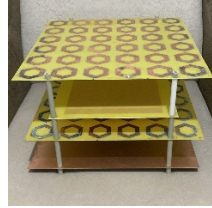
Şekil 2. Anten yapısı için elde edilen  $|S_{11}|$  grafiği.

Şekil 3.a’da antenin minimum  $|S_{11}|$  değerine sahip olduğu frekans olan 841 MHz’te elde edilen kazancın üç boyutu görüntüsü verilmiştir. Anten 841 MHz frekansında 8,66 dBi kazanca ve 9,5 dBi yönlülük değerine sahiptir. Kazanç ve yönlülük değerlerine bakıldığında yapının GPR uygulamalarında yüksek kazanç ve yönlülük gerektiren ortamlarda da kullanılabilir olduğu görülmektedir. Antenin yönlü bir ışıma karakteristiğine sahip olduğu da Şekil 3.b’de açıkça görülmektedir. Çalışma bandının başı olan 337 MHz frekansında 5,7 dBi (Şekil 3.a), çalışma bandının sonu olan 931 MHz frekansında 6,25 dBi (Şekil 3.c) kazanç değerine sahipken, kazancın maksimum değeri 841 MHz frekansında 9,53 dBi olarak incelenmiştir. Yapı yönlü yapısı ile GPR yapıları için uygundur.



Şekil 3. a) Anten yapısının 337 MHz frekansında üç boyutlu kazanç grafiği b) Anten yapısının 841 MHz frekansında üç boyutlu kazanç grafiği c) Anten yapısının 931 MHz frekansında üç boyutlu kazanç grafiği

Benzetimleri yapılan anten yapısının prototipi üretilmiş ve laboratuvar ortamında  $|S_{11}|$  ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 4’te, antenin dört katmandan oluşan prototipi görülmektedir. Ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçlarının oldukça yakın olduğu ve antenin hedeflenen frekans bandında çalıştığı görülmüştür. Böylelikle, tasarımın pratik uygulamalar için uygunluğu test edilmiştir.



Şekil 4. 4 katmanlı anten prototipi

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, yer altı radar (GPR) uygulamaları için 4 katmanlı bir anten yapısı tasarlanmış ve bu antenin performansı değerlendirilmiştir. Gerçekleştirilen analizlere göre anten 337-931 MHz ultra geniş bant karakteristiği sergilemiştir. Özellikle 841 MHz civarında elde edilen  $-33$  dB’lik minimum  $|S_{11}|$  değeri, antenin bu bantta oldukça iyi bir empedans uyumu sağladığını ve maksimum enerji iletimine olanak tanıdığını göstermektedir. Bu bant aralığında antenin sahip olduğu maksimum kazanç 9,14 dB ve maksimum yönlülük 9,528 dB’dir. Bu sonuçlar, antenin GPR sistemlerinde hem yüzeye yakın hem de derin yapıları algılayabilecek geniş bantlı ve verimli bir performansa sahip olduğunu ortaya koymaktadır. Ayrıca, kullanılan FR-4 tabanlı yapının düşük maliyetli olması, sistemin uygulanabilirliğini ve pratik kullanım potansiyelini artırmaktadır.

#### 5.Kaynaklar

- [1] D. J. Daniels, Ground Penetrating Radar, 2nd ed., London: The Institution of Engineering and Technology, 2004. (Kitap)
- [2] Y. Pi, D. Wu, Y. Yu, J. Chen, Y. Bai, J. Lv, and C. Zhou, “Directional and High-Gain Ultra-Wideband Bow-Tie Antenna for GPR Applications,” Remote Sensing, vol. 15, no. 14, art. 3522, Jul. 2023.
- [3] M. Badawieh, “Design of an Ultra Wideband Bow-Tie Antenna for Ground Penetrating Radar Applications,” in Proc. International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), Bangalore, India, 2006, pp. 1–5.
- [4] M. Joula, V. Rafiei, and S. Karamzadeh, “High Gain UWB Bow Tie Antenna Design for Ground Penetrating Radar Application,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 60, no. 10, pp. 2425–2429, Oct. 2018.
- [5] A. A. Lestari, A. G. Yarovoy, and L. P. Ligthart, “RC-Loaded Bow-Tie Antenna for Improved Pulse Radiation,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 10, pp. 2555–2563, Oct. 2004.



## Helikopterler İçin Eğimli/Kavisli Anten Tasarımı Geliştirilmesi

Mehmet Akif Görgülü, Burak Uzman, Mehmet Çiydem  
Müh. Fak. Elektrik Elektronik Müh.ligi Bölümü, Gazi Üniversitesi  
Ankara, Türkiye

[akifgorgulu@gmail.com](mailto:akifgorgulu@gmail.com), [burakuzman.ee@gmail.com](mailto:burakuzman.ee@gmail.com), [mehmetciydem@gazi.edu.tr](mailto:mehmetciydem@gazi.edu.tr),

**Özet:** Bu çalışmada, döner kanatlı hava araçlarının kavisli yüzeylerine entegrasyon için geliştirilen, GPS L1 (1563-1587 MHz), L2 (1215-1239,6 MHz) ve L5 (1164-1189 MHz) frekans bantlarına özel olarak tasarlanmış genişbantlı konformal GNSS anteninin tasarımı sunulmaktadır. Çalışma, özellikle helikopter gibi platformlar için, sürtünme ve yüzey entegrasyon sınırlamaları nedeniyle geleneksel çıkıntılı antenlerin kullanılamadığı durumlarda, kompakt, hafif ve aerodinamik olarak uyumlu anten çözümlerine olan artan ihtiyacı ele almaktadır. Önerilen çözüm, empedans bant genişliğini artırmak ve yüzey dalgası kayıplarını azaltmak için kısmi bir zemin düzlemine sahip fraktal geometri mikroşerit yama antenidir. Anten, CST Studio Suite kullanılarak modellenmiş ve optimize edilmiş, yüksek frekanslı havacılık uygulamaları için kritik öneme sahip düşük dielektrik kaybı ve yüksek termal kararlılığı nedeniyle seçilen Rogers RO5880 substratı üzerinde üretilmiştir. Antenin temel teknik isteklerinde; geri dönüş kaybı  $S_{11} < -10$  dB, 3dB hüzm genişliklerinin  $80^\circ \pm 5^\circ$ , ön-arka ışıma oranının  $> 20$ dB ve aksiyel oranın  $< 3$ dB olmaları hedeflenmiştir. Önerilen antenin benzetimleri ve prototip anten üzerinde ölçümleri yapılarak sonuçlar karşılaştırılmıştır. Benzetimler ve ölçüm sonuçları uyumlu olup; önerilen antenin hedeflenen teknik istekleri sağlayarak GNSS antenleri için uygun olduğu doğrulanmıştır.

**Abstract:** In this study; the design of a wideband conformal GNSS antenna developed for integration into the curved surfaces of rotary-wing aircraft, specifically designed for the GPS L1 (1563-1587 MHz), L2 (1215-1239.6 MHz), and L5 (1164-1189 MHz) frequency bands is presented. The study addresses the growing need for compact, lightweight, and aerodynamically compatible antenna solutions, particularly for platforms such as the helicopter, where traditional protruding antennas cannot be used due to friction and surface integration limitations. The proposed solution is a fractal-geometry microstrip patch antenna featuring a partial ground plane to enhance impedance bandwidth and reduce surface wave losses. The antenna was modeled and optimized using CST Studio Suite and fabricated on a Rogers RO5880 substrate, chosen for its low dielectric loss and high thermal stability, both critical for high frequency aerospace applications. As basic technical requirements, followings have been targeted for the design: return loss  $S_{11} < -10$  dB, 3dB beam widths  $65^\circ \pm 5^\circ$ , front-to-back ratio  $> 20$ dB and axial ratio  $< 3$ dB. Simulations and measurements of proposed antenna have been performed and results are compared. Results verify that simulations and measurements are consistent and proposed antenna is suitable for GNSS antennas by satisfying all technical requirements.

### 1. Giriş

Modern havacılıkta, özellikle helikopter gibi hava platformlarında, Küresel Konumlama Sistemi (GPS) sinyallerinin doğruluğu ve kesintisiz alımı, navigasyonun ve operasyonel güvenliğin temelini oluşturmaktadır [1]. Geleneksel olarak kullanılan, helikopter gövdesinin dışına konumlandırılan köpekbalığı sırtı tipi antenler, yapısal entegrasyonları nedeniyle bir dizi dezavantajı beraberinde getirmektedir. Bu antenler, aerodinamik sürtünmeyi artırarak yakıt verimliliği üzerinde olumsuz etki yaratmakta, mekanik hasar riskini yükseltmekte ve özellikle radar kesit alanını (RCS) büyütürken platformun radar görünürlüğünü artırmakta, bu da "stealth" (radara yakalanmama) kabiliyetini kısıtlamaktadır [2]. Mevcut anten çözümlerinin karşılaştığı temel teknik eksiklikler arasında, yetersiz yönlülük, sınırlı kapsama alanı ve düşük kazanç bulunmaktadır. Bu kısıtlamalar, helikopterin yüksek manevra kabiliyeti gerektiren operasyonları sırasında sinyal bağlantı sorunlarına yol açarak, görev sürekliliğini ve etkinliğini olumsuz etkileyebilmektedir [3-4]. Bu çalışmada, yukarıda belirtilen teknik ve operasyonel eksiklikleri gidermek amacıyla, helikopterin eğimli gövde yüzeyine sorunsuz bir şekilde entegre edilebilecek, düşük profilli ve genişbantlı bir konformal anten tasarımı hedeflenmiştir. Çalışmanın benzersizliğini ve gerekliliğini ortaya koyan bu yaklaşım, antenin helikopterin aerodinamik yapısını bozmayacak şekilde gövdeye uyumlu entegrasyonu sayesinde hava akışını optimize ederek sürüklenmeyi minimize etmeyi amaçlamıştır. Ayrıca, GPS L1, L2 ve L5 gibi kritik bantlarda eş zamanlı ve kesintisiz çalışma yeteneği sunarak navigasyon sistemlerinin güvenilirliğini artırmak, mevcut antenlerin düşük yönlülük ve düşük kazanç sorunlarının üstesinden gelerek sinyal alım kalitesini iyileştirmek ve helikopterin manevraları sırasında dahi istikrarlı bağlantıyı sürdürmek hedeflenmiştir. Tüm bu hedeflere ulaşılırken sinyal kayıplarını en aza indirmek de çalışmanın önemli bir çıktısı olacaktır.

## 2. Anten Tasarımı

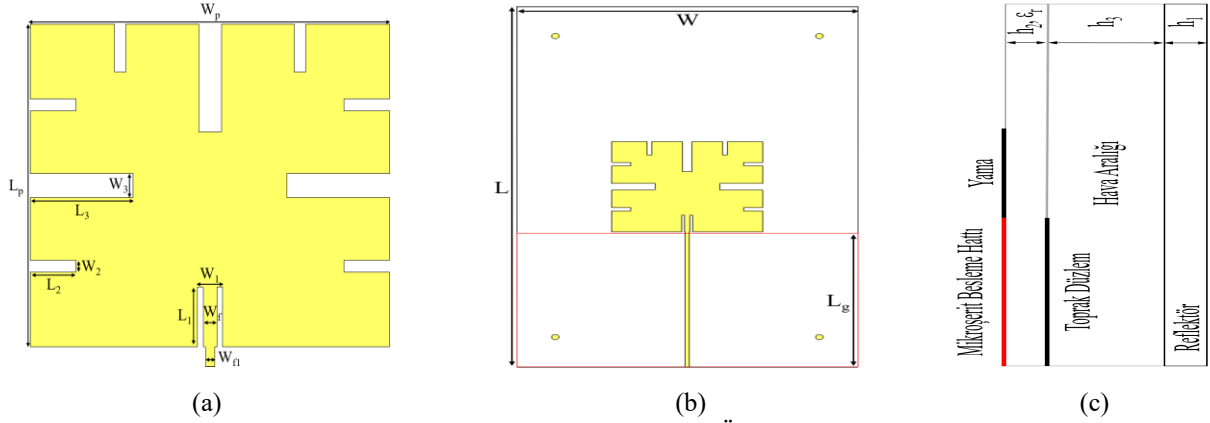
GPS frekansı için dikdörtgen yama anteni tasarlanmış ve boyutları optimize edilmiştir. Elektriksel uzunluğu maksimize etmek ve anten boyutunu minimize etmek amacıyla simetrik bir yapı tercih edilmiştir. Minkowski döngü üretici kullanılarak oluşturulan fraktal şekiller, minyatürleştirme sürecinde etkili bir şekilde kullanılmıştır. 1164-1587 MHz GNSS antenin hedeflenen teknik istekleri Tablo 1’de verilmiştir. Bu amaçla tasarlanan antenin geometrik -konfigurasyonu Şekil-1’de, fiziksel boyutları da Tablo 2’de verilmiştir. Yama anten tasarımında  $h_2=0.508$  mm kalınlığında Rogers RT/5880 ( $\epsilon_r=2.2$ ,  $\tan\delta=0.0009$ ) taban malzemesi tercih edilmiştir. Anten, 50 $\Omega$  şerit hat ile sürülmüştür. Antenin geriye doğru yansımaları engellemek için  $h_1=1$  mm kalınlığında  $h_3=47$  mm mesafesinde reflektör konulmuştur.

**Tablo 1.** GNSS Anten hedeflenen teknik istekler

| Tanım                         | Değer                  |
|-------------------------------|------------------------|
| Frekans                       | 1164-1587 MHz          |
| Geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) | $< -10$ dB             |
| 3dB hüzmeye genişliği         | $80^\circ \pm 5^\circ$ |
| Ön-arka ışıma oranı           | $> 20$ dB              |
| Aksiyel Oran                  | $< 3$ dB               |
| Empedans                      | 50 $\Omega$            |

**Tablo 2.** Anten parametreleri ve boyutları

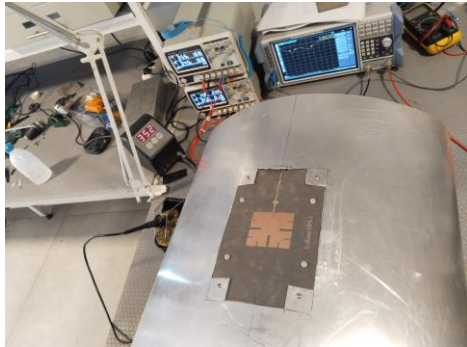
| Tanım                           | Parametre        | Boyut (mm) |
|---------------------------------|------------------|------------|
| Dielektrik düzlem               | $W \times L$     | 142x216    |
| Yama                            | $W_p \times L_p$ | 63x54      |
| Toprak düzlem                   | $L_g$            | 80         |
| İlk yarık genişliği/uzunluğu    | $W_1, L_1$       | 4.4, 10    |
| İkinci yarık genişliği/uzunluğu | $W_2, L_2$       | 2, 8       |
| Üçüncü yarık genişliği/uzunluğu | $W_3, L_3$       | 4, 18      |
| Mikroşerit hatlar               | $W_f, W_{fl}$    | 2.4, 1.6   |



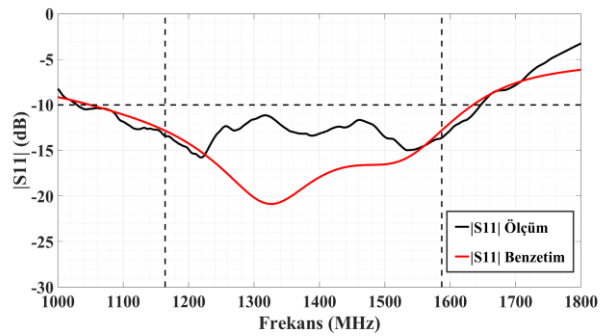
**Şekil 1.** Anten geometrisi a) Yama ve yarıklar, b) Üst görünüm, c) Yan görünüm

## 3. Benzetim ve Ölçümler

**A. S-Parametreleri:** Yukardaki katı model çerçevesinde antenin benzetimleri CST 3B stüdyo ile yapılmıştır. Antenin prototip üretimi de (Şekil-2) yapılarak Rohde & Schwarz ZNLE6 analizör ile S-parametresi ( $S_{11}$ ) ölçülmüştür. Benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil-3’de verilmiştir. Anten ölçümleri 1164-1587 MHz çalışma bandında geri dönüş kaybının  $S_{11} < -10$  dB olduğunu göstermektedir.



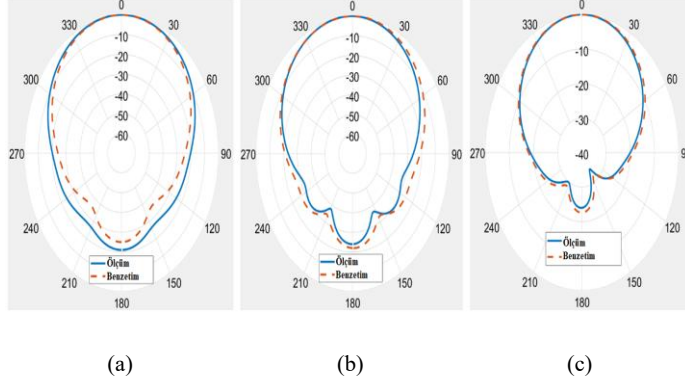
**Şekil 2.** Prototip anten



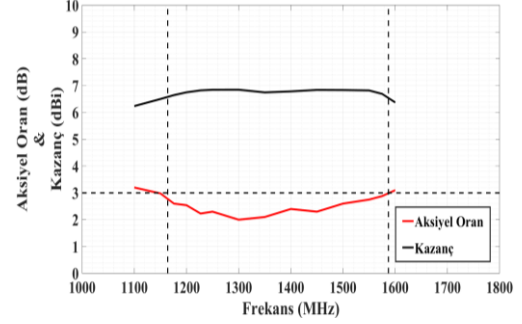
**Şekil 3.** S-parametreleri benzetim ve ölçüm sonuçları

**B. Radyasyon Diyagramı:** Antenin radyasyon diyagramlarının ölçümleri yankısız odada yapılmıştır. Radyasyon diyagramları ölçüm sonuçları L1 (1563-1587 MHz), L2 (1215-1239.6 MHz) ve L5 (1164-1189 MHz) bantlarının

merkezinde Şekil-4'te verilmiştir. 1164-1587 MHz çalışma bandında,  $83^{\circ}$ - $76^{\circ}$  3 dB hüzme genişlikleri ölçülmüştür. Antenin radyasyon diyagramı çalışma bandında kararlı ve simetriktr. FBR> 20dB civarındadır. Aksiyel oran ve kazanç değerlerinin benzetim sonuçları Şekil-5'te verilmiştir. Bant boyunca aksiyel oran 3 dB'nin altında, kazancın ise ortalama 6.5 dBi olarak görülmektedir.



Şekil 4. Radyasyon diyagram ölçümleri a) L5 (1176 MHz), b) L2 (1227 MHz), c) L1 (1575 MHz).



Şekil 5. Aksiyel oran ve kazanç benzetim sonuçları

#### 4. Sonuç ve Değerlendirmeler

GPS L1 (1563-1587 MHz), L2 (1215-1239,6 MHz) ve L5 (1164-1189 MHz) frekans bölgesinde genişbantlı ve Rogers RT/5880 ile imal edilen bir GPS anten elemanı geliştirilmiştir. Antenin geri dönüş kaybı  $S_{11}$ , bant boyunca -10 dB'nin altında kalarak düşük yansıma seviyeleri ve empedans uyumu olduğunu gösterir. Ölçülen ve benzetimi yapılan radyasyon diyagram ölçümleri de benzer aralıklarda çıkmış ve 3 dB hüzme genişlik değerlerinin  $83^{\circ}$ - $76^{\circ}$  arasında olduğu görülmektedir. Reflektör sayesinde geriye doğru yansımalar engellenmiş ve ortalama 6.5 dBi kazanç benzetim ortamında ölçülmüştür. Böylelikle; anten, tasarım özelliklerini aşarak daha güçlü alım ve daha iyi sinyal-gürültü performansı sunmaktadır. Aksiyel oranın ise bant boyunca 3 dB'nin altında olması da antenin dairesel polarizasyona uygun olduğunu göstermektedir. Sonuç olarak üretilen antenin tüm GPS uygulamalarında kullanılabileceği görülmüştür.

| Kay.     | Anten tipi | Bant genişliği (MHz, %) | Uyumlandırma ( $S_{11}$ ) | Aksiyel Oran < 3 dB (MHz, %) | Kazanç (dBi) |
|----------|------------|-------------------------|---------------------------|------------------------------|--------------|
| [1]      | Yama       | 1566-1586, 1.3%         | < -10dB                   | Belirtilmemiş                | 7.2          |
| [5]      | Yama       | 1450, 1560-1593, 2%     | < -10dB                   | 1568-1580, 0.76%             | -11          |
| [6]      | Yama       | 1545-1615, 4.4%         | < -10dB                   | 1563-1595, 2%                | 4            |
| Önerilen | Yama       | 1020-1650, 47%          | < -10dB                   | 1140-1600, 33.5%             | 6.5          |

#### Kaynaklar

- [1]. Bilgiç M. M., Yegin K., "Modified annular ring antenna for GPS and SDARS automotive applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt.15, s.1442-1445, 2016.
- [2]. Wingert D. A., Howard B. M., "Potential impact of smart electromagnetic antennas on aircraft performance and design", in NATO Workshop on Smart Electromagnetic Antenna Structures, s. 1-10, 1996.
- [3]. Ono M., Takeichi Y., "A one-eighth-wave blade antenna with metal leading edge" Antennas and Propagation Society International Symposium, cilt.12, s.225-228, 1974.
- [4]. SE, Veera A., Suganthi J., Kavitha T., "Conformal antenna for aircraft applications" IEEE 7th International Conference on Computation System and Information Technology for Sustainable Solutions (CSITSS), s. 1-7, 2023.
- [5]. Chen H.M., Lin Y.F., Chen C.H., Pan C. Y., Cai Y. S., "Miniature folded patch GPS antenna for vehicle communication devices", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.63, s. 1891-1898, 2014.
- [6]. Wang E., Liu Q., "GPS patch antenna loaded with fractal EBG structure using organic magnetic substrate", Progress in Electromagnetics Research Letters, cilt.58, s. 23-28, 2016.

## Meme Kanserinin Mikroşerit Anten ile Tedavisi

Uğur Bozkurt, Mehmet Ünal  
Pamukkale Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Denizli  
[ubozkurt20@posta.pau.edu.tr](mailto:ubozkurt20@posta.pau.edu.tr), [mehmetunal@pau.edu.tr](mailto:mehmetunal@pau.edu.tr)

### Özet

*Bu çalışmada, meme kanserinin tedavisinde mikroşerit anten tabanlı mikrodalga hipertermi yönteminin etkinliği araştırılmıştır. Mikrodalga enerjisi kullanılarak tümörlü bölgelere odaklı ısı uygulanmış ve bu sayede tümör hücrelerinin tahribi amaçlanmıştır. Tasarlanan antenler Altair FEKO'da simüle edilmiş, optimizasyon süreçleri Octave ortamında gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar, dört mikroşerit antenin farklı faz açılarıyla elektrik alan dağılımını optimize ettiğini göstermiştir. Sonuçlar, yöntemin düşük maliyetli, taşınabilir ve non-invaziv bir tedavi alternatifi sunduğunu göstermektedir.*

### Abstract

*This study investigates the use of microstrip antenna-based microwave hyperthermia for the treatment of breast cancer. Focused thermal energy applied to tumor regions via microwave radiation to damage cancerous tissues. The antennas were simulated in Altair FEKO and optimization was performed using with Octave. The simulations showed that four microstrip antennas with various phase angles can optimize electric field distribution. The results indicate that this method offers a low-cost, portable, and non-invasive alternative to conventional treatments.*

### 1. Giriş

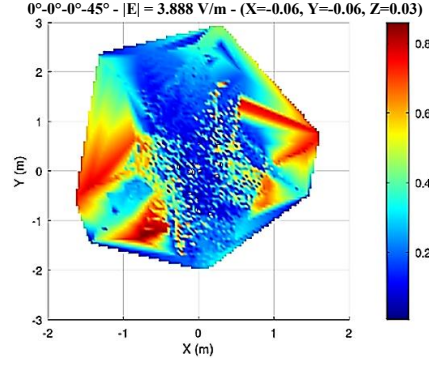
Meme kanseri, kadınlarda en sık rastlanan malign tümörlerden biridir ve erken teşhis ile tedavi başarı şansı artmaktadır [1]. Cerrahi, kemoterapi ve radyoterapi gibi klasik tedavi yöntemleri invaziv yapıda olup, önemli yan etkiler barındırmaktadır [2][3]. Bu nedenle, son yıllarda non-invaziv yöntemler ön plana çıkmıştır. Bunlardan biri olan mikrodalga hipertermi, hedef bölgedeki tümör dokularının mikrodalga enerjisiyle ısıtılarak kontrollü şekilde tahrip edilmesini amaçlar [4][5]. Literatürde, mikrodalga hipertermi için farklı mikroşerit anten yapıları ve dizilimleri önerilmiştir. Meaney ve ark. [7], çoklu anten dizileriyle hem görüntüleme hem ısıtma üzerine çalışmış; Kurt ve Kaya [9] ise 2.45 GHz frekansında altı antenli bir sistemle mikrodalga odaklama gerçekleştirmiştir. Ancak birçok çalışmada ya yüksek anten sayısı gerekmiş ya da faz kontrolü sınırlı kalmıştır. Bu çalışmada, dört adet mikroşerit anten kullanılarak, farklı faz açılarıyla tümör bölgesine odaklı elektromanyetik enerji iletimi simüle edilmiştir. Tasarlanan yapı, düşük anten sayısı ile yüksek odaklama başarısı sunmakta ve faz dizi yaklaşımıyla yönlendirilebilir enerji aktarımı sağlamaktadır. Bu yönüyle çalışma, literatürdeki benzer sistemlerden ayrılımda ve klinik açıdan uygulanabilir, taşınabilir bir çözüm sunmaktadır.

### 2. Yöntem

Çalışma; Şekil 1'de gösterildiği üzere kas, yağ, bez, tümör ve tümörü kapsayan yakın alan ışıması modellenmiş, dokuların dielektrik özellikleri ise literatürden [7] alınmıştır. Şekil 2'de gösterilen mikroşerit anten, Altair FEKO ortamında 2.45 Ghz'de çalışacak şekilde 4 tane tasarlanmış, substrat materyali olarak da FR4 (Bakır,  $\epsilon_r=4.3$ ) ve PEC (Süper İletken) seçilmiştir. Antenler, her biri farklı faz açılarıyla (örneğin  $0^\circ-0^\circ-180^\circ-0^\circ$ ) çalışacak şekilde memenin etrafında  $90^\circ$  aralıklarla yapılandırılmıştır. Octave GUI ortamında yapılan analizlerle her faz kombinasyonunun oluşturduğu elektrik alan dağılımları değerlendirilmiştir. Hedef, tümör bölgesine maksimum enerji yoğunluğunu ulaştırmaktır. Tümör bölgesine ait elektrik alan şiddeti renk haritaları ile Şekil 3,4,5'te gösterilmiştir. Bu noktalarda kırmızı-sarı alanlar ısımanın en yüksek olduğu bölgeler iken mavi-yeşil alanlar ise en az olduğu bölgeler olduğunu göstermektedir. Tedavi için ise bu kırmızı-sarı noktalar odak/hedef nokta olacaktır.

$$K(\theta, \tau) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} k_{sm} e^{j(s\theta + m\tau)} \quad ; \theta, \tau \in [-\pi, \pi] \quad (1)$$





**Şekil 5.** Mikroşerit antenlerin faz açıları  $0^\circ-0^\circ-0^\circ-45^\circ$  olarak seçildiğinde tümör bölgesinde oluşan elektrik alan şiddeti dağılımı. Analiz sonuçları, bu faz kombinasyonunun **en yüksek elektrik alan verimliliğini** sağladığını göstermektedir.

Faz açılarının değiştirilmesi ile elektriksel şiddetin artması, azalması ile geometrik değişiklikler görülmesinin yanı sıra Şekil 3,4,5'teki görüntüler tümöre aittir.

Tümörün farklı noktalardan ele alınması, eksenler arasında farklılık oluşturmuştur.

## Kaynaklar

- [1] Bray, F., ve ark. Global cancer statistics. CA: A Cancer Journal for Clinicians, cilt.68, no.6, s.364-424, 2018.
- [2] Fisher, B., ve ark. Lumpectomy and radiation vs. mastectomy in early breast cancer. New England Journal of Medicine, cilt.347, no.16, s.1233-1241, 2002.
- [3] Bonadonna, G., ve ark. CMF adjuvant chemotherapy in breast cancer: Long-term results. European Journal of Cancer, cilt.31, seri.A, no.6, s.918-922, 1995.
- [4] Fear, E. C., ve ark. Microwave breast imaging with a time-domain system. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 50, no.11, s.2547-2555, 2002
- [5] Görgün, A. R., ve ark. Mikrodalga hipertermi tedavisinde mikro anten kullanımı. Biyomedikal Uygulamalar Dergisi, cilt.18, no.2, s.78-84, 2022.
- [6] Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley, 2016.
- [7] Meaney, P. M., ve ark. Microwave imaging for breast cancer detection. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.48, no.11, s.1854-1863, 2000.
- [8] Adams, S., ve ark. Pembrolizumab plus chemotherapy in triple-negative breast cancer. New England Journal of Medicine, cilt.387, no.3, s.217-226, 2022.
- [9] Kurt, M., & Kaya, T. Mikroşerit antenlerle mikrodalga görüntüleme uygulamaları. Elektrik Mühendisliği Dergisi, cilt.34, no.1, s.25-32, 2022.
- [10] Garg, R., ve ark. Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001.



## GSM ve 5G Uygulamaları için Çift Bantlı ve Kutuplu Anten Tasarımı

Mehmet Sami Ersöz<sup>(1)</sup>, Feza Turgay Çelik<sup>(2)</sup>, Kamil Karacuha<sup>(3)</sup>

<sup>(1)</sup>İletişim Sistemleri

İstanbul Teknik Üniversitesi

İstanbul

ersozm@itu.edu.tr

<sup>(2)</sup>Delft Teknoloji Üniversitesi

Mikroelektronik Bölümü

Delft

F.T.Celik@tudelft.nl

<sup>(3)</sup>İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Fakültesi

İstanbul

karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, kablosuz iletişim sistemleri için çift bantlı, çift kutuplanmalı ve paylaşımlı açıklık yapısında bir anten tasarımını incelemektedir. Antenin, 1.8 GHz (GSM) ve 3.6 GHz (5G) frekanslarında etkin bir şekilde çalışması hedeflenmiştir. Tasarım, saplama yüklemeli rezonatörler kullanarak empedans uyumunu sağlamaktadır. Simülasyon sonuçlarına göre, geri yansıma katsayıları sırasıyla 1.8 GHz için -15 dB, 3.6 GHz için -29 dB olarak elde edilmiştir. Her iki frekans bandında da 4 dBi'nin üzerinde kazanç ve yönlü ışıma karakteristikleri sunan anten, modern iletişim gereksinimlerine uygun, verimli bir çözüm ortaya koymaktadır.

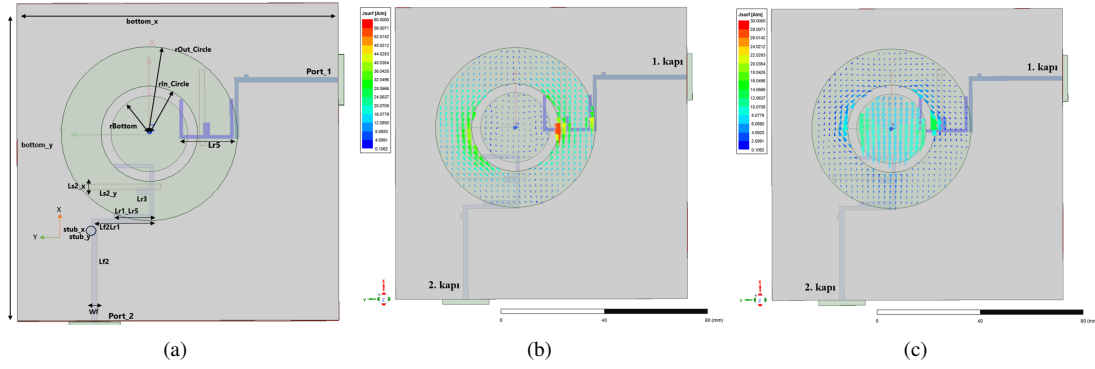
**Abstract:** This study investigates the design of a dual-band, dual-polarized antenna with a shared-aperture structure for wireless communication systems. The antenna is intended to operate efficiently at 1.8 GHz (GSM) and 3.6 GHz (5G) frequency bands. The design achieves impedance matching by employing stub-loaded resonators. Simulation results show return loss values of 15 dB at 1.8 GHz and 29 dB at 3.6 GHz. The antenna provides gain values exceeding 4 dBi and exhibits directional radiation characteristics in both frequency bands. This design offers an efficient and practical solution aligned with the demands of modern communication systems.

### 1. Giriş

Kablosuz iletişim sistemlerinde artan veri hızı ve spektrum verimliliği ihtiyacı, çok bantlı, çok kutuplanmalı ve paylaşımlı açıklık yapısına sahip anten tasarımlarına olan ilgiyi artırmıştır [1, 2, 3]. Özellikle C ve X bantlarında çalışan sistemler için kompakt, yüksek kazançlı ve frekans seçici yapılar büyük önem taşımaktadır. Bu bağlamda, tek bir açıklık üzerinden birden fazla frekans bandında çalışabilen anten mimarileri, hem alan tasarrufu hem de elektromanyetik uyumluluk açısından avantaj sağlamaktadır [1, 4]. Literatürde, saplama yüklemeli rezonatörler (SLR) kullanılarak tasarlanan çift modlu yapılar öne çıkmaktadır. Bu yapılarda, iç içe geçmiş dikdörtgen yamalar kullanılarak biri C-bandında (5.2 GHz), diğeri X-bandında (10 GHz) çalışan çift bantlı antenler geliştirilmiştir [5]. SLR'ler, simetrik rezonatörler olup tek (odd) ve çift (even) modlarda çalışabilmekte; bu sayede rezonatör geometrisi uygun şekilde ayarlanarak farklı rezonans frekansları elde edilebilmektedir [5]. Tek ve çift mod analizine dayanan bu yapıların, mikrodalga filtre teorisiyle benzer prensiplerde çalıştığı ve elektromanyetik alan dağılımları ile doğrulandığı gösterilmiştir. Bu sayede besleme noktaları ve bağlaşım yarıkları optimum şekilde konumlandırılarak band dışı bastırma (>40 dB), bant içi seçicilik ve düşük geri dönüş kaybı (<-15 dB) gibi üstün performanslar sağlanmaktadır [1, 6, 7]. Sonuç olarak, bu tür çift modlu rezonatör tabanlı antenler, fiziksel ayak izini azaltırken çift bantlı çalışmayı mümkün kılmakta ve özellikle dizi anten yapılarıyla birlikte kazanç ve bant genişliği açısından da geliştirme olanağı sunmaktadır [5, 7].

### 2. Anten yapısı ve Tasarımı

Bu çalışmada, iki farklı frekansta çalışabilen bir anten tasarımı hedeflenmiştir. Bu amacı gerçekleştirmek için, iki ayrı salınımlı yama yapısına sahip bir anten düzeni kullanılmıştır. Işıma örüntüsünde simetri sağlamak amacıyla, dairesel ve halka biçiminde yama yapıları tercih edilmiş ve bu yapılar  $TM_{11}$  kipiyle çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Her iki frekansta da benzer bir ışıma diyagramı elde edebilmek için, yama yapıları iç içe yerleştirilmiştir. Anten, 1.8 GHz ve 3.6 GHz frekanslarında etkin biçimde ışıma yapacak şekilde boyutsal olarak incelenmiş ve en uygun hâline getirilmiştir. Yalıtkan plaka olarak, bağlı yalıtkanlık katsayısı  $\epsilon_r = 3,55$  olan Rogers 4003 malzemesi kullanılmıştır. Antenin üstten görünümü Şekil 1(a)'da, boyutları ise Tablo 1'te verilmiştir. Şekil 1(b) ve (c)'de ise,



**Şekil 1.** Antenin tasarımı ve ikinci kapısı uyarıldığında oluşan yüzey akımları: (a) Anten parametreleri (b) 1.8 GHz. (c) 3.6 GHz.

antene etkinleşen  $TM_{11}$  kipi ile bu kipi oluşturduğu yüzey akımı dağılımları görülmektedir. Antenin en üst katmanında, düşük frekans bandında temel modda çalışan halka şeklinde bir rezonatör yer almaktadır. Bu katmanın hemen altında, yine temel modda çalışan dairesel bir yama bulunur. Dairesel yamayla toprak düzlemi arasında hava boşluğu yer almakta olup, toprak düzlemi üzerinde birbirine dik konumlandırılmış iki adet yarık bulunmaktadır. Antenin en alt katmanında ise besleme ağı yer almaktadır. Bu katmandaki E şeklindeki besleme yapısı, bant dışı sinyallerin geçişini engelleyen bir süzgeçleme etkisi oluşturmaktadır. Yarıkların asimetrik olarak beslenmesi, besleme üzerine koyulan saplama antenin empedans uyumunu iyileştirmek amacıyla tercih edilmiştir (bkz. Şekil 1).

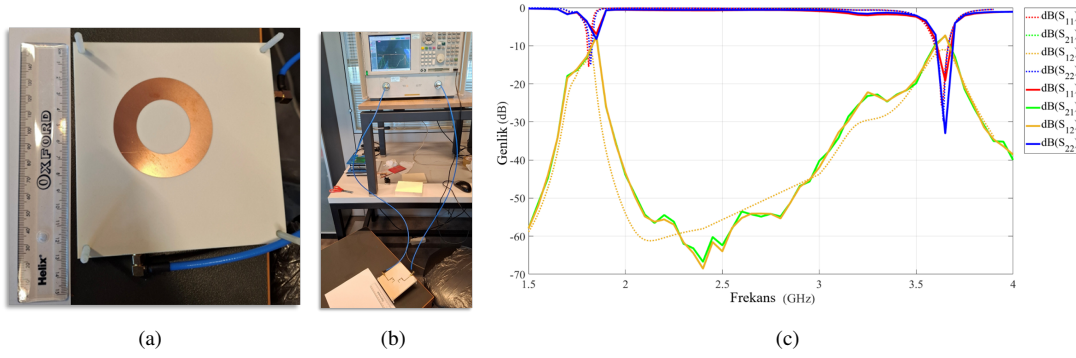
**Tablo 1.** Yapıdaki belli parametreler ve boyutları

| Parametreler | Değerler | Parametreler | Değerler | Parametreler   | Değerler |
|--------------|----------|--------------|----------|----------------|----------|
| bottom_x     | 113 mm   | bottom_y     | 113 mm   | bottom_z       | 0.813 mm |
| foam_x       | 113 mm   | foam_y       | 113 mm   | foam_z         | 5.8 mm   |
| stub_x       | 1.5 mm   | stub_y       | 1 mm     | Wf             | 1.8 mm   |
| Ls2_x        | 1.9 mm   | Ls2_y        | 27 mm    | Lf2            | 16.5 mm  |
| Lr1 = Lr5    | 14 mm    | Lr3          | 5.81 mm  | Lr5 (alt)      | 19 mm    |
| rOut_Circle  | 31 mm    | rIn_Circle   | 17 mm    | rBottom_Circle | 13.5 mm  |
| Lf2+Lr1      | 20 mm    | —            | —        | —              | —        |

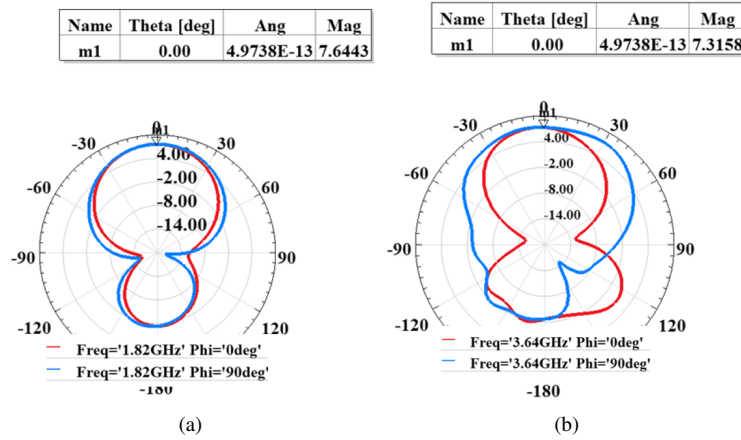
Antenin uyarılmasında, bağlaşımlı açıklık yapısı kullanılmıştır. Empedans uyumunu sağlamak amacıyla, besleme hattına iletim hattı üzerinden yükleme yapılmıştır. Antenin besleme düzeni, yalın bir hatla uyarımdan daha karmaşık bir yapı sergilemektedir. Elektromanyetik enerji, E biçiminde tasarlanmış bir hattın parazitik olarak uyarılmasıyla antene aktarılmıştır. Bu E biçimli yapının tercih edilmesinde iki temel etken rol oynamaktadır. İlk etken, çift kutuplu besleme düzeninde kutuplar arasında oluşabilecek sinyal geçişini en aza indirmektir. Düşey olarak yerleştirilen E biçimli yapılar sayesinde  $|S_{21}|$  değeri azaltılmıştır. Bu yapının sağladığı ikinci yarar ise, rezonans bandı çevresinde oluşabilecek istenmeyen sinyallerin süzülmesidir. E biçimli uyarıma elemanları, rezonans frekansının yakın çevresinde salınımlı eleman (rezonatör) olarak görev yapmakta, böylece  $|S_{11}|$  ve  $|S_{22}|$  değerlerinde süzgeç etkisi gözlemlenmektedir.

### 3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan anten [1], iki katmanlı bir yapı şeklinde üretilmiş ve elektromanyetik performansın bozulmaması amacıyla plastik vidalarla birleştirilmiştir. Bu katmanlar, üstten alta doğru sırasıyla; halka biçimindeki yama, dairesel yama, 5,8 mm kalınlığında hava boşluğu, toprak düzlemi ve açıklık, besleme hattı ile E biçimindeki parazitik eleman olarak sıralanabilir. Üretilen antenin kendisi ve yansıma katsayısı ölçüm düzeni Şekil 2(b)'de sunulmuştur. Antene ait ölçülen yansıma katsayısı değerleri ile benzetim (simülasyon) sonuçlarının karşılaştırması ise Şekil 2(c)'de verilmiştir (kesikli çizgiler benzetim, düz çizgiler ölçüm sonuçlarıdır). Grafikten de anlaşılacağı üzere, anten 1.8 GHz ve 3.6 GHz frekanslarında başarıyla salınma (rezonansa) girmektedir. Anten, broadside (düşey eksen) yönünde ışımaya sahip olup simetrik bir ışıyım diyagramı sergilemektedir. Şekil 3'te,  $\phi = 90^\circ$  doğrultusundaki açıklıktan beslenen antenin ışıyım diyagramları gösterilmektedir. Işıyım diyagramları,  $\phi = 0^\circ$  yönünde mükemmel bir simetri sergilemekte olup,  $\phi = 90^\circ$  yönünde ise besleme noktasının konumundan dolayı 3.6 GHz frekansında küçük bir asimetri gözlemlenmektedir.



Şekil 2. Üretilen antenin üstten görünümü (a), yansıma katsayısı ölçümü (b), ve |S| parametresi ölçüm sonuçları.



Şekil 3. Antenin kazanç örüntüsü. (a) 1.8 GHz. (b) 3.6 GHz.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, GSM (1.8 GHz) ve 5G (3.6 GHz) uygulamaları için çift bantlı, çift kutuplanmalı ve paylaşımlı açıklık yapısına sahip bir anten tasarımı sunulmuştur. Saplama yüklemeli salınımlı yapılar ve E-şekilli parazitik elemanlar sayesinde hem empedans uyumu hem de bant dışı bastırım başarıyla sağlanmıştır. Gerçekleştirilen benzetim ve ölçüm sonuçları, antenin hedeflenen frekanslarda etkili bir biçimde çalıştığını göstermekte; düşük yansıma katsayısı (geri dönüş kaybı) ve yönlü ışınım örüntüsü ile uygulamalarda kullanılabilir bir performans ortaya koymaktadır. Bu yönleriyle sunulan tasarım, çağdaş kablosuz iletişim sistemleri için yüksek verimliliğe sahip, yalın (kompakt) ve çok işlevli bir anten çözümü olarak öne çıkmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1] M. S. Ersöz, F. T. Çelik ve K. Karaçuha, "Dual Band Dual Polarized Antenna Design for GSM and 5G Applications," 2024 15. Ulusal Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Konferansı (ELECO), Bursa, Türkiye, 2024, ss. 1–5.
- [2] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, 2015.
- [3] J. D. Kraus ve R. J. Marhefka, Antennas for All Applications, McGraw-Hill, 2002.
- [4] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, 2. Baskı, Pearson Education India.
- [5] C. X. Mao, S. Gao, Y. Wang, Q. Luo ve Q. X. Chu, "A Shared-Aperture Dual-Band Dual-Polarized Filtering-Antenna-Array With Improved Frequency Response," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 65, sayı. 4, ss. 1836–1844, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2670325.
- [6] X. Y. Zhang, J. X. Chen, Q. Xue ve S. M. Li, "Dual-Band Bandpass Filters Using Stub-Loaded Resonators," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, cilt. 17, sayı. 8, ss. 583–585, 2007, doi: 10.1109/LMWC.2007.901768.
- [7] X. Y. Zhang, W. Duan ve Y. M. Pan, "High-Gain Filtering Patch Antenna Without Extra Circuit," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 63, sayı. 12, ss. 5883–5888, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2481484.

## Dielektrik ve Kayıplı İletken Yüzeyler İçeren Problemler için Hibrit Empedans Sınır Koşulu Denklemi Formülasyonu

Özgür Eriş<sup>\*,\*\*</sup>, Uğur Oğuz<sup>\*\*</sup> ve Özgür Ergül<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

<sup>\*\*</sup>Accelerate Simülasyon Teknolojileri, Ankara

ozgur.eriş@accelerate.com.tr

**Özet:** Bu çalışmada, dielektrik nesneler üzerinde konumlanan kayıplı iletkenlerin doğru ve verimli analizlerine yönelik yeni bir yüzey-integral denklemi formülasyonu sunulmaktadır. Önerilen hibrit empedans sınır koşulu (HIBC) formülasyonu, modellerin farklı bölgeleri için ilgili yüzey-integral denklemlerini birleştirmektedir. İletken kısımlara empedans sınır koşulu (IBC) formülasyonu uygulanırken, dielektrik kısımlara birleşik teğet formülasyonu (CTF) uygulanmaktadır. Önerilen HIBC formülasyonunun etkinliği ve doğruluğu kapsamlı sayısal sonuçlarla doğrulanmıştır.

**Abstract:** In this study, a novel surface-integral-equation formulation for the accurate and efficient analyses of lossy conductors positioned above dielectric objects is presented. The proposed hybrid impedance-boundary-condition (HIBC) formulation combines the relevant surface-integral equations for different regions of models. The impedance-boundary-condition (IBC) formulation is applied to the conductive portions, while the combined-tangential formulation (CTF) is applied to the dielectric parts. The efficiency and accuracy of the HIBC formulation are verified through comprehensive numerical results.

### 1. Giriş

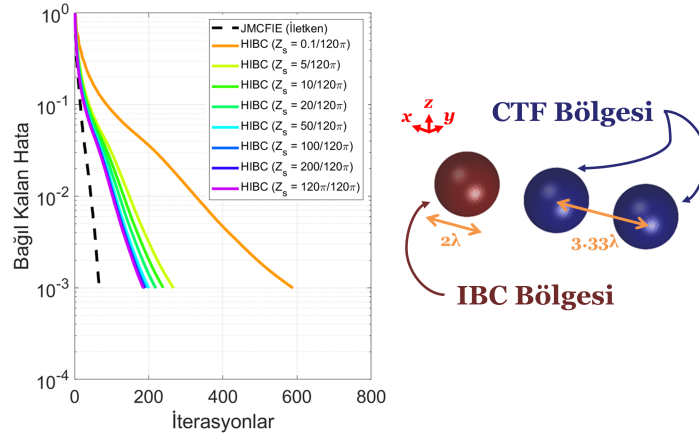
Dielektrik yapıların iletkenlerle bir arada bulunduğu karmaşık modellerin analiz ihtiyacı, radar teknolojisi, anten tasarımı ve frekans seçici yüzey (FSS) uygulamaları gibi pratik elektromanyetik problemlerde sıklıkla karşımıza çıkmaktadır. Yüzey integral denklemlerine dayalı çözümler bu tür uygulamalarda başvuru güçlü sayısal yöntemlerden biridir [1]–[3]. Örneğin, mükemmel iletkenlerin dielektriklerle birlikte bulunduğu kompozit analizlerde, elektrik-manyetik akımı birleşik-alan integral denklemi (electric-magnetic current combined-field integral equation: JMCFIE) [3] veya birleşik teğet formülasyonu (combined tangential formulation: CTF) [2] gibi dielektrik formülasyonları kullanılabilir. Ancak, iletkenlik değeri düşük olduğu zaman, mükemmel iletken varsayımı geçersiz hale gelmektedir. Bu durumda, yaklaşık sınır koşulları, diğer adıyla empedans sınır koşulları (impedance boundary conditions: IBC), ile kayıplı iletkenlerin analizleri gerçekleştirilebilmektedir [4, 5].

IBC modellemesinde, kayıplı iletkenler, iletkenlerin üzerindeki dielektrik malzemeler veya çok katmanlı kaplamalar empedans değerleriyle temsil edilebilmektedir. Bu tür empedans değerleri, elektrik akımı ve manyetik akımı arasındaki oranla ifade edilmektedir [4]. Dielektrik formülasyonlarına kıyasla, IBC ile nesnelerin içerisindeki alanların hesaplanmasına gerek duyulmadığından dolayı daha verimli fakat yaklaşık sonuçlar elde edilmektedir. IBC, ince dielektrik tabakaların, dielektrik üzeri iletken tabakaların ve metayüzeylerin modellemesi için de kullanılabilir [6]. Ancak, dielektrik malzemelerle kayıplı iletkenlerin bir arada bulunduğu elektromanyetik problemlerin çözümleri için tek başına IBC modellemesi veya dielektrik formülasyonları yetersiz kalmaktadır.

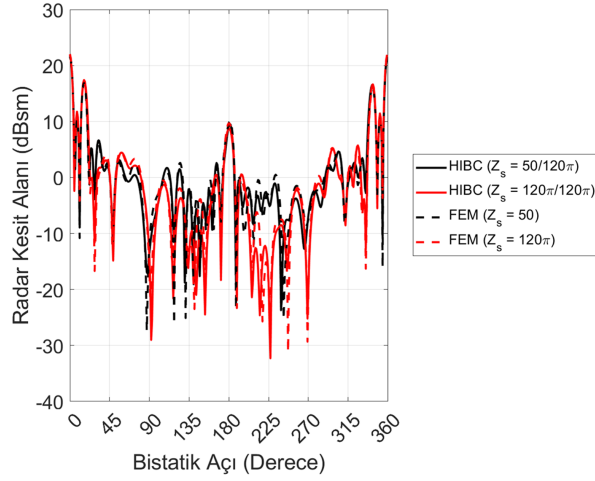
### 2. Hibrit Empedans Sınır Koşulu Formülasyonu

Hibrit-alan integral denklemleriyle çok parçalı bir nesnenin yüzeylerine farklı integral denklemi formülasyonları uygulanabilmektedir [7]. Bu sayede, analizi yapılacak nesnenin farklı bölgelerinde farklı sınır koşullarının uygulanması mümkün olmaktadır. Bu doğrultuda, bu çalışmada kayıplı iletken ve dielektrik malzemeleri bir arada içeren üç boyutlu modellerin doğru ve etkili elektromanyetik analizlerine yönelik bir hibrit formülasyon – hibrit empedans sınır koşulu (hybrid impedance boundary condition: HIBC) – önerilmektedir. HIBC ile dielektrik yapıların etkileşimlerini hesaplamak için CTF, kayıplı iletkenlerin modellenmesi için ise IBC formülasyonları kullanılmıştır. HIBC aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\text{HIBC} = \alpha(r)\text{CTF} + (1 - \alpha(r))\text{IBC} \quad (1)$$



Şekil 1. Farklı yüzey empedansı değerleri kullanıldığında bağıl kalan hata sonuçları.

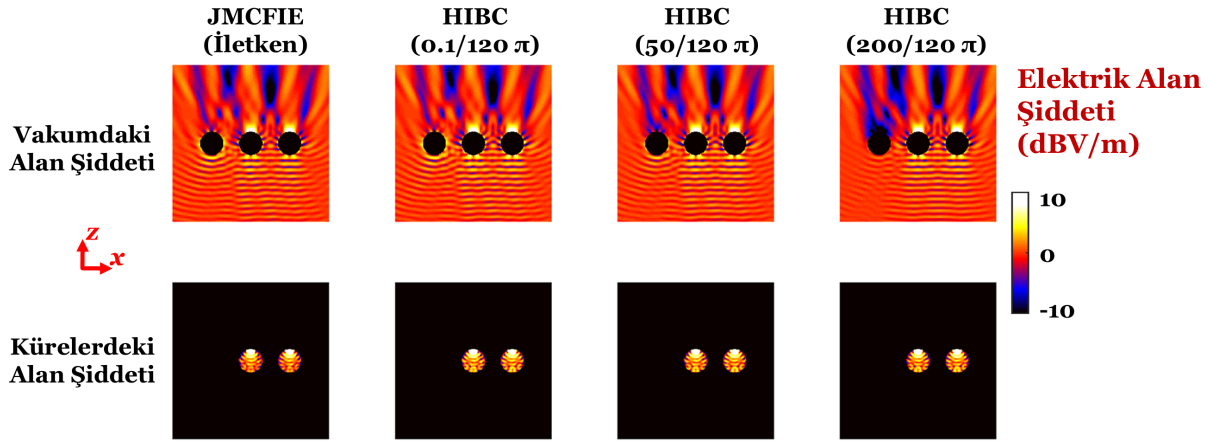


Şekil 2. HIBC sonuçlarının FEM çözümleri ile karşılaştırıldığı saçılma sonuçları.

Burada  $\alpha(r)$  gözlem bölgesine (test üçgenine) bağlı birleşim parametresidir. Diyelektrik yüzeyler için  $\alpha(r) = 1.0$ , IBC ile modellenen yüzeyler için  $\alpha(r) = 0.0$  olarak belirlenmiştir. Bir sonraki bölümde HIBC'nin doğruluk testleri verilmiştir. Sayısal örneklerdeki çözümler iteratif olarak gerçekleştirilmiş ve matris-vektör çarpımları çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi [1] ile hızlandırılmıştır.

### 3. Sonuçlar

Geliştirilen formülasyonu test etmek ve empedans değerinin simülasyon sonuçlarını nasıl değiştirdiğini gözlemlemek üzere Şekil 1'de gösterilen çok parçalı bir modelin elektromanyetik analizleri gerçekleştirilmiştir. Birbirine temas etmeyen, yan yana dizilmiş üç küreden oluşan bu yapıda, mavi renkli küreler diyelektrik, bordo renkli küre ise iletken olarak seçilmiştir. Küreler  $z$  yönünden  $x$  polarize düzlem dalga ile 1 GHz'de aydınlatılmıştır. Kürelerin çapı  $2\lambda = 600$  mm ve kürelerin merkezleri arası mesafe  $3.33\lambda = 1000$  mm olarak belirlenmiştir. Model  $\lambda/10 = 30$  mm kenar uzunluğuna sahip üçgenlerle ayrıklaştırılmıştır. Diyelektrik kürelerin bağıl elektriksel geçirgenliği ve bağıl manyetik geçirgenliği sırasıyla 3.0 ve 1.0 olarak belirlenmiştir. Kayıplı iletken kürenin normalize yüzey empedansı için  $Z_s = [0.1/120\pi, 5/120\pi, 10/120\pi, 20/120\pi, 50/120\pi, 100/120\pi, 200/120\pi, 120\pi/120\pi]$  değerleri denenmiştir. Şekil 1'de 0.001 kalan hataya ulaşmak için gerekli olan iterasyon sayıları farklı empedans değerleri için gösterilmiştir. Empedans değerleri sıfıra yaklaştığında iterasyon sayılarının arttığı ve çözümlerin zorlaştığı gözlenmiştir. Çoklu küre probleminin formülasyonu için HIBC'ye ek olarak, JMCFIE de kullanılmıştır. Bu durumda bordo renkli küre mükemmel iletken olarak modellenmiştir. Böylelikle, empedans değerleri sıfıra yaklaştığında HIBC sonuçlarını test etmek amaçlanmıştır.



Şekil 3. İç ve dış problem için yakın bölge elektrik alan dağılımları.

Şekil 2’de uzak bölge bistatik radar kesit alanı sonuçları verilmiştir. Analizlerde iki farklı empedans değeri için HIBC ile ticari bir yazılımın sonuçları karşılaştırılmıştır. Ticari yazılımdaki çözümlerde sonlu eleman yöntemi (finite element method: FEM) kullanılmıştır. HIBC ile elde edilen saçılım sonuçları, ticari yazılımla elde edilen sonuçlarla oldukça tutarlı görünmektedir. Son olarak, Şekil 3’te iç ve dış problem için yakın bölge elektrik alan dağılımı sonuçları verilmiştir. İç problemde (şekilde kürelerdeki alan şiddeti), her yerde homojen olarak dielektrik kürelerin elektromanyetik parametreleri olduğu varsayılmıştır. Bu durumda eşdeğer akımlar cismin dışına radyasyon yapmamalıdır ve herhangi bir sıfır olmayan değer hata olarak yorumlanabilir. Şekilde, alttaki satırda görülen dielektrik kürelerin dışarısındaki sıfıra yakın elektrik alan dağılımları sayısal olarak sonuçların doğruluğunu kanıtlar niteliktedir. Dış problemde (şekilde vakumdaki alan şiddeti), benzer şekilde her yerde homojen olarak dış ortamın elektrik parametreleri olduğu var sayılmıştır. HIBC ile üç farklı empedans değeri için elde edilen elektrik alan dağılımları JMC FIE ile karşılaştırılmıştır. HIBC ile düşük empedans değeri kullanıldığında, sonuçların JMC FIE ile tutarlı olduğu görülmektedir. Sonuç olarak HIBC, kayıplı metallerin dielektriklerle bir arada bulunduğu kompozit yapıların analizlerinin güvenilir ve etkili olarak gerçekleştirilmesine olanak sağlamaktadır.

## Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 1501-Sanayi Ar-Ge Destek Programı kapsamında desteklenmektedir.

## Kaynaklar

- [1] Ö. Ergül ve L. Gürel, *The Multilevel Fast Multipole Algorithm (MLFMA) for Solving Large-Scale Computational Electromagnetics Problems*. Wiley-IEEE, 2014.
- [2] P. Ylä-Oijala, M. Taskinen ve S. Järvenpää, “Surface integral equation formulations for solving electromagnetic scattering problems with iterative methods,” *Radio Sci.*, cilt. 40, no. 6, s. 1–19, 2005.
- [3] P. Ylä-Oijala ve M. Taskinen, “Application of combined field integral equation for electromagnetic scattering by dielectric and composite objects,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 53, no. 3, s. 1168-1173, 2005.
- [4] T. B. A. Senior ve J. L. Volakis, *Approximate Boundary Conditions in Electromagnetics*. London, U.K.: Inst. Elect. Eng., 1995.
- [5] S. Yan ve J.-M. Jin, “Self-dual integral equations for electromagnetic scattering from IBC objects,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 61, no. 11, s. 5533–5546, 2013.
- [6] M. A. Francavilla, E. Martini, S. Maci ve G. Vecchi, “On the numerical simulation of metasurfaces with impedance boundary condition integral equations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 63, no. 5, s. 2153–2161, 2015.
- [7] Ö. Ergül ve L. Gürel, “Iterative solutions of hybrid integral equations for coexisting open and closed surfaces,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 57, s. 1751–1758, 2009.



## Şeffaf Antenlerin Araçlar Üzerinde Eşdeğer Kaynaklarla Modellenmesi ve Analizleri

Özgür Eriş<sup>\*,\*\*</sup>, Mehmet Emre Eralp<sup>\*,\*\*</sup>, Lale Alatan<sup>\*</sup>, Özlem Aydın Çivi<sup>\*</sup> ve Özgür Ergül<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

<sup>\*\*</sup>Accelerate Simülasyon Teknolojileri, Ankara

ozgur.eriş@accelerate.com.tr

**Özet:** Platformlara monte edilen antenleri analiz etmek amacıyla, yüzey integral denklemlerini eşdeğer kaynak modellemesiyle birleştirilen bir simülasyon ortamı geliştirilmiştir. Bu simülasyon ortamı kullanılarak araç üzerine yerleştirilmiş şeffaf antenlerin analizleri gerçekleştirilmiştir. Yüzey integral denklemi çözümleri, antenlerle platform arasındaki etkileşimleri verimli bir şekilde elde etmek için çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi ile hızlandırılmıştır. Önerilen ortam, araçlardaki antenlerin gerçekçi simülasyonlarını sunarak, antenlerin yönelim ve yerleşimlerinin optimize edilmesini kolaylaştırmaktadır.

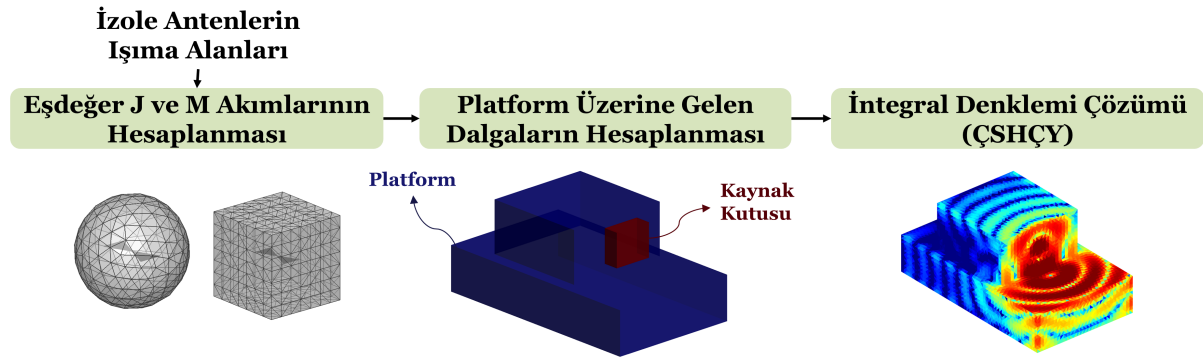
**Abstract:** A simulation environment that combines surface integral equations with equivalent source modeling has been developed to analyze antennas mounted on platforms. Using this simulation environment, analyses of transparent antennas placed on vehicles have been conducted. The surface-integral equation solutions are accelerated by the multilevel fast multipole algorithm, efficiently capturing interactions between antennas and platforms. The proposed environment provides realistic simulations of antennas on vehicles, facilitating optimizations of their orientations and placements.

### 1. Giriş

Optik olarak şeffaf antenler, araçtan her şeye (V2X), 5G ve ötesi gibi haberleşme sistemlerinde geniş bir kullanım potansiyeli sunar [1]–[4]. Özellikle, şeffaflıktan ödün vermeden yüksek ışıma verimliliğine sahip antenlerin geliştirilebildiği görülmektedir. Buna, yüksek saydamlığa sahip esnek bir tekkutup anten [2] ile yüksek kazanca sahip şeffaf yama anten [3] örnek gösterilebilir. İzole olarak tasarlanan bu antenlerin platformlara entegre edildiğinde elektromanyetik performanslarının nasıl değişeceği önemli bir araştırma konusudur.

Antenlerin araçlara monte edildiğinde ışıma örüntülerinde dalgalanmalar olduğu ve performansın konuma bağlı değiştiği bilinmektedir [4]. Gerçek araçlar üzerinde prototipleme ve test süreçlerinin yüksek maliyeti nedeniyle, antenlerin platform üzerindeki sayısal analizleri tercih edilmektedir. Piyasada gelişmiş tasarım araçları bulunsa da, iletken olmayan malzemeler içeren karmaşık platformlar üzerinde anten modellemek ciddi zorluklar içermektedir. Bu zorluklar, elektromanyetik problemi altbölgelere ayırarak, kaynak ve platform bölgelerini ayrı ayrı ele almak suretiyle aşılabılır.

Bu çalışmada, eşdeğer kaynak (EK) modellemesiyle, platformlara monte edilmiş antenlerin etkin ve hassas analizlerine yönelik bir simülasyon ortamı geliştirilmiştir. Öncelikle, izole antenleri çevreleyen üç boyutlu yüzeylerde akım yoğunlukları hesaplanmış, ardından bu akımlar platformları aydınlatmak için kullanılmıştır. Anten-platform



Şekil 1. Yakın bölge alan yoğunluğu değerleriyle eşdeğer kaynak modellemesi.

etkileşimlerini hesaplamak için yüzey integral denklemleri ve çok seviyeli hızlı çokkutup yöntemi (ÇSHÇY) tabanlı çözümler uygulanmıştır [6]. Bu sayede, geliştirilen etkili simülasyon ortamıyla şeffaf antenlerin platformlar üzerindeki en uygun konumlandırılmalarının belirlenmesi hedeflenmektedir.

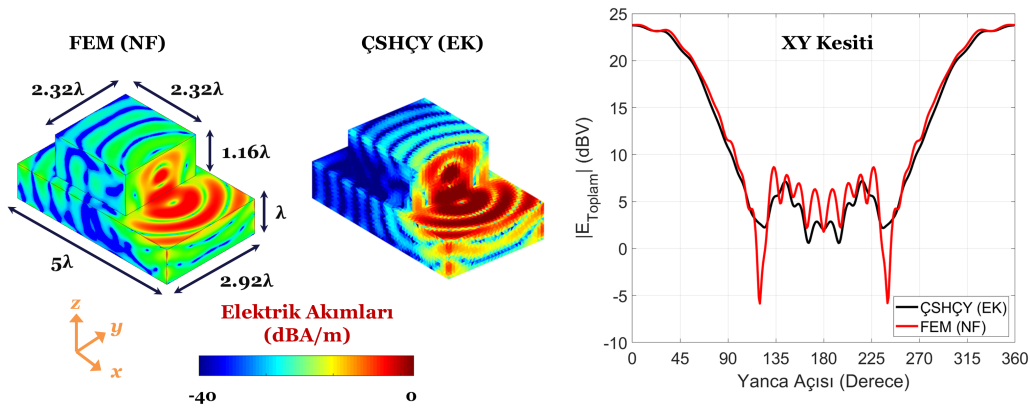
## 2. Simülasyon Ortamı

Şekil 1, platformlara monte edilen antenlerin simülasyon adımlarının genel akışını özetlemektedir. İlk adımda, kaynak antenleri çevreleyen üç boyutlu yüzeyler oluşturulup ayrıklaştırılır ve platform bulunmaksızın bu yüzeyler üzerindeki yakın bölge elektrik ve manyetik alan şiddetleri hesaplanır. Bu aşamada, sonlu eleman yöntemleri (finite element methods: FEM) ya da integral denklemleri gibi farklı sayısal elektromanyetik çözümler kullanılabilir. Ardından, kaynak antenlerin elektromanyetik karakterini temsil eden eşdeğer elektrik ve manyetik akım yoğunlukları, birim matris çözümleri sonucunda, üçgenler üzerine tanımlı Rao-Wilton-Glisson baz fonksiyonları kullanılarak elde edilir [5]. Eşdeğer akımların ayrıklaştırılmış biçimleri bulunduktan sonra, platform üzerindeki gelen dalgalar ışıma integralleriyle hesaplanır ve platform aydınlatılır. Bu adımda, platformun geometrik ve malzeme özelliklerine bağlı olarak farklı yüzey integral denklemi formülasyonları uygulanabilir. Ayrıca, ayrıklaştırma sonucu ortaya çıkan matris denklemlerinin çözümleri ÇSHÇY ile hızlandırılmaktadır [6].

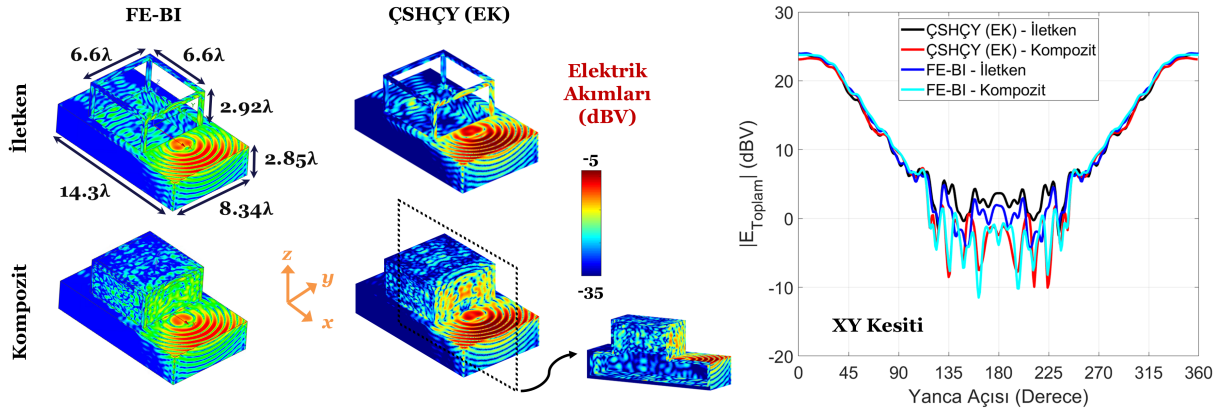
## 3. Sonuçlar

Sayısal örnekler için bir şeffaf tekkutup antenin ve şeffaf yama antenin, basit araç modelleri üzerine yerleştirildiği analizler gerçekleştirilmiştir. Şeffaf tekkutup anten, polietilen tereftalat (PET) film üzerine püskürtülmüş gümüş nanotel (AgNW) tabakasından imal edilmiş olup en az %80 optik saydamlık ve yüksek ışıma verimliliği sunmaktadır. Kare benzeri geniş düzlemsel geometrisi ve toprak düzlemi ile arasındaki açıklık sayesinde anten geniş bir frekans bandında çalışmaktadır [2]. Platform varlığındaki sayısal analizler, tekkutup antenin çok yönlü dipol benzeri ışıma örüntüsüne sahip olduğu 3.5 GHz’te gerçekleştirilmiştir. Şekil 2’de, şeffaf tekkutup antenin iletken araba modeli üzerindeki simülasyon sonuçları verilmiştir. Şeffaf tekkutup anten bir ticari yazılımın FEM çözücüsü ile tasarlanmış ve anteni kapsayan bir yüzey üzerinde ışıma alanları hesaplanmıştır. Ardından birim matris çözümleriyle eşdeğer akımlar bulunmuştur. Bu eşdeğer akımların, platform üzerinde yarattığı gelen dalgalar, ÇSHÇY ile hızlandırılan integral denklemi çözücüsüne girdi olarak verilmiştir. Bu yöntem ÇSHÇY (EK) olarak adlandırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, ticari yazılımın bağlantılı yakın alan özeliği (FEM (NF)) analizleriyle karşılaştırılmıştır. Şekil 2’deki sonuçlar, platform üzerindeki yüzey akım yoğunluğu dağılımlarının farklı yöntemlerle elde edildiğinde tutarlı olduğunu göstermektedir. Ayrıca, XY düzlemindeki (yatay düzlem) toplam elektrik alan şiddetleri özellikle ana hüzmeye yönünde iyi bir uyum sergilemektedir.

Çift taraflı AgNW kaplı PET film üzerine inşa edilen şeffaf yama anten, [3] çalışmasında gösterildiği üzere yüksek optik saydamlık ve kayda değer kazanç sunmaktadır. Bu antenin platform üzerindeki analizleri, antenin çalıştığı 10 GHz’te gerçekleştirilmiştir. ÇSHÇY analizlerinde, önceki örnekte olduğu gibi, yakın bölge alanları ticari yazılımda tek başına anten için FEM çözümlerinden elde edilmiştir. Sonrasında, bunlar eşdeğer kaynak modellesi için kullanılmıştır. Ek olarak, geliştirilen yöntemin sonuçlarını karşılaştırmak üzere, şeffaf yama anten platform üzerinde



**Şekil 2.** Şeffaf tekkutup antenin iletken araba modeli üzerindeki simülasyon sonuçları. Eşdeğer akımlar ve XY düzleminde yayılan toplam elektrik alan örüntüsü gösterilmiştir.



**Şekil 3.** Şeffaf yama antenin iletken ve kompozit araba modellerinin üzerindeki simülasyon sonuçları. Eşdeğer akımlar ve XY düzleminde yayılan toplam elektrik alan örüntüsü gösterilmiştir.

ticari yazılımın sonlu eleman-sınır integral yöntemi (finite element boundary integral: FE-BI) ile analiz edilmiştir. Her iki durumda da anten  $z$ -yönünde kutuplanmıştır.

Şekil 3'te görüldüğü üzere, şeffaf yama anten iki farklı platform üzerinde analizleri gerçekleştirilmiştir. İlk platform için Şekil 2'deki basit araç modelinde boşluklar oluşturulmuş ve ortaya bir araç iskeleti çıkarılmıştır. İkinci platform ise, araç iskeletinin beş farklı açıklığına, araç camını modellemek üzere dielektrik tabakalar yerleştirilerek oluşturulmuştur. Bu tabakaların göreceli dielektrik geçirgenlikleri 4.0 olarak seçilmiştir. ÇSHÇY analizlerinde, iletken ve dielektrik tabakaların birbirlerine temas ettiği yüzeylerde ortaya çıkan kesişim problemleri [7]'de ortaya konulan yöntemlerle çözülmüştür. Formülasyon olarak, hızlı iteratif yakınsamalar veren elektrik-manyetik akımı birleşik-alan integral denklemi (JMCFIE) tercih edilmiştir. Şekil 3'teki simülasyon sonuçları, platform üzerindeki yüzey akım yoğunluğu dağılımlarının farklı yöntemlerle elde edildiğinde tutarlı olduğunu göstermektedir. Ayrıca, XY düzlemindeki (yatay düzlem) toplam elektrik alan sonuçları, arka ışımaya yönü dâhil, iyi bir uyum sergilemektedir. Şeffaf anten iletken model üzerindeyken, kompozit modele göre arka ışımaya yönünde daha yüksek elektrik alan değerlerine sahipken, ana hüzmelerin benzer mertebelerde olduğu görülmektedir.

Sayısal sonuçlarda gösterildiği üzere, geliştirilen simülasyon ortamı sayesinde hızlı ve etkili bir şekilde platform ve anten etkileşimlerini hesaplamak mümkün olmaktadır. Daha gerçekçi araç modellerine monte edilmiş şeffaf anten analizleri ve bunların konumlarının optimize edilmesi ise gelecek çalışmalarda ele alınacaktır.

## Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 1501-Sanayi Ar-Ge Destek Programı kapsamında desteklenmektedir.

## Kaynaklar

- [1] Z. J. Silva, C. R. Valenta ve G. D. Durgin, "Optically transparent antennas: A survey of transparent microwave conductor performance and applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, cilt. 63, no. 1, s. 27–39, 2021.
- [2] M. E. Eralp, Ö. Aydın Civi ve R. Baktur, "Highly transparent and efficient flexible antenna for vehicle-to-everything (V2X) applications," *Proc. 18th Eur. Conf. Antennas Propag.*, 2024, s. 01–04.
- [3] M. E. Eralp, R. Baktur ve Ö. Aydın Civi, "Analysis and improvement on the gain of optically clear silver nanowire patch antenna," *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2024, s. 2687–2688.
- [4] V. Rabinovich, N. Alexandrov ve B. Alkhateeb, *Automotive Antenna Design and Applications*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2010.
- [5] Ö. Ergül ve L. Gürel, "Stabilization of integral-equation formulations for the accurate solution of scattering problems involving low-contrast dielectric objects," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 56, no. 3, 2008.
- [6] Ö. Ergül ve L. Gürel, *The Multilevel Fast Multipole Algorithm (MLFMA) for Solving Large-Scale Computational Electromagnetics Problems*. Wiley-IEEE, 2014.
- [7] P. Ylä-Oijala, M. Taskinen ve J. Sarvas, "Surface integral equation method for general composite metallic and dielectric structures with junctions," *Prog. Electromagn. Res.*, cilt. 52, s. 81–108, 2005.

## Radyo Yayılımının Tahmini için 1D-CNN Tabanlı Derin Öğrenme Yaklaşımı

Tahir BEKİRYAZICI, Uğur ERBAŞ, Gürkan AYDEMİR, Mehmet Barış TABAKCIOĞLU

Bursa Teknik Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Bursa

tahir.bekiryazici@btu.edu.tr, ugur.erbas@btu.edu.tr, gurkan.aydemir@btu.edu.tr, mehmet.tabakcioglu@btu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, çevresel topografya ve fiziksel engellere dayalı olarak radyo sinyali kapsamını tahmin eden 1D Konvolüsyonel Sinir Ağı (1D-CNN) modeli geliştirilmiştir. Model, Uniform Kırınım Teorisi ve Geometrik Optik yöntemleriyle üretilen verilerle eğitilmiştir. Eğitimde kullanılan veri seti, yüksek mekânsal çözünürlükte, çeşitli yüksekliklerden elde edilen sinyal yayılım bilgilerini içermektedir. Önerilen model, klasik yöntemlere kıyasla düşük hesaplama süresi sunmaktadır. Bu yaklaşım, ağ planlaması ve performans analizinde etkili bir araç olarak öne çıkmaktadır.

**Abstract:** In this study, a 1D Convolutional Neural Network (1D-CNN) model is developed to estimate radio signal coverage based on environmental topography and physical obstacles. The model is trained with data generated by Uniform Theory of Diffraction and Geometric Optics methods. The data set used in the training includes signal propagation information obtained from various heights with high spatial resolution. The proposed model offers low computation time compared to classical methods. This approach is an effective tool for network planning and performance analysis.

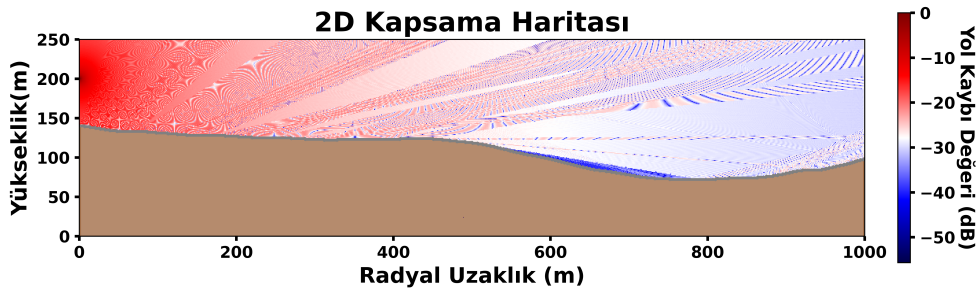
### 1. Giriş

Radyo dalgalarının yayılımı, özellikle VHF (Very High Frequency) ve UHF (Ultra High Frequency) frekans bantlarında çalışan haberleşme sistemlerinin performansını doğrudan etkileyen kritik bir faktördür. Bu nedenle, kablo-suz iletişim sistemlerinin tasarımı ve optimizasyonu açısından güvenilir ve doğru yol kaybı tahmin modellerinin geliştirilmesi büyük önem taşımaktadır. Geleneksel ampirik modeller, geniş uygulama alanı ve düşük hesaplama maliyetleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, bu modellerin katsayıları belirli çevresel koşullara göre tanımlandığı için farklı topoğrafik ve yapısal özelliklere sahip alanlara uyum sağlama yetenekleri sınırlıdır. Elektromanyetik dalgalar alıcıya doğrudan, yansıma ve kırınım yoluyla ulaşabilir. Geleneksel modellerde, doğrudan ve yansıyan dalgalar için Geometrik Optik (GO), kırınan dalgalar için ise Üiform Kırınım Teorisi (UTD) modeli önerilmiştir [2]. Ancak bu yaklaşımlar da hesaplama verimliliği açısından sınırlıdır. Geleneksel yöntemlerin yanında, son yıllarda veri odaklı yöntemlerin gelişmesiyle birlikte makine öğrenmesi (ML) ve derin öğrenme (DL) tabanlı modeller, radyo dalgalarının yayılım karakteristiklerini daha esnek ve doğru şekilde modelleme imkânı sunmaktadır. ML ve DL temelli modeller, verici ile alıcı arasındaki görüş hattının sınıflandırılması [3], yol kaybı tahminlerinin iyileştirilmesi ve yapısal harita verilerinin kullanımı [4, 5] gibi farklı alanlarda başarılı uygulamalarla öne çıkmaktadır. Özellikle uydu görüntüleri veya yeryüzü haritalarının işlenmesiyle desteklenen CNN tabanlı modellerin [6] ve GAN mimarilerinin [7] yüksek doğruluk sağladığı görülmektedir. Bununla birlikte, veri toplama maliyetleri, bölgesel genelleme sorunları ve model karmaşıklığı gibi çeşitli sınırlamalar da söz konusudur [8]. Bu çalışmada, bir verici antenin çevresindeki yol kaybı değerini, anten yüksekliği, çevresel topografya ve engel bilgilerine dayanarak tahmin edebilen bir boyutlu konvolüsyonel sinir ağı (1D-CNN) modeli tasarlanmış ve eğitilmiştir. Eğitim verisi, gerçek bir kırsal bölgeden elde edilen yükseklik verileri kullanılarak Üiform Kırınım Teorisi ve Geometrik Optik yöntemleri ile üretilmiştir. Model, doğrudan görüş hattının varlığı, alıcının yatay ve düşey uzaklıkları gibi temel özellikler ile üretilmiş ek özellikleri kullanarak alıcıdaki sinyal gücünü başarılı şekilde tahmin etmektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen modelin hesaplama süresinde önemli iyileşmeler sağlarken, kapsama alanının doğruluğunu yüksek düzeyde temsil ettiğini göstermektedir.

### 2. Veriseti

Derin öğrenme tabanlı kapsama tahmin modelleri yüksek hesaplama verimliliği sunsa da, büyük ve çeşitli eğitim verisi gerektirir. Farklı baz istasyonu konumları ve çevresel koşullar için veri seti oluşturmak zorlu ve maliyetlidir. Bu çalışmada, UTD tabanlı kapsama haritaları kullanılmıştır. 3B sayısal arazi modeli üzerinde geliştirilen ışın izleme algoritmasıyla, [0,200] koordinatından yayılan sinyallerin doğrudan, yansıyan ve kırınımına uğrayan yolları hesaplanmıştır. GO ve UTD kullanılarak  $251 \times 999$  çözünürlükte yol kaybı değerleri hesaplanmıştır. Her 1 metrede bir alıcı noktası ile yüksek mekânsal çözünürlük elde edilerek, radyo dalgalarının çevresel engellerle etkileşimi, gölgelenme ve zayıflama süreçleri detaylıca modellenmiştir. Kullanıcıların yerden 0–3 metre yükseklikte bulunabileceği varsayılarak, farklı yükseklik seviyeleri için elde edilen veriler sadeleştirilmiş ve  $4 \times 999$  boyutunda daha anlamlı bir veri kümesine dönüştürülmüştür. Toplamda 20.753 adet 2B kapsama haritası oluşturulmuş, bu veri

setinin %15'i test, %15'i ise doğrulama için ayrılmıştır. Şekil 1'de, 1800 MHz frekansında, süper iletken yüzey için elde edilen bir örnek kapsama haritası sunulmakta ve -55 dB'ye kadar değişen zayıflama seviyeleri gözlemlenmektedir. Haritada, vericiden çıkan sinyalin 251 (y eksen)  $\times$  999 (x eksen) çözüm uzayındaki yol kaybı değerleri gösterilmektedir. Renk skalası, sinyal gücündeki kayıp miktarını (dB cinsinden) göstermekte olup, kırmızı bölgeler düşük kayıp (daha güçlü sinyal), mavi tonlar ise yüksek kayıp (zayıf sinyal) alanlarını temsil etmektedir. Özellikle topoğrafyanın ve engellerin etkisiyle oluşan kırınım ve yansıma gibi etkileşimlerin kapsama alanı üzerindeki etkileri bu harita sayesinde detaylı olarak analiz edilebilmektedir. Özellikle topoğrafyanın ve engellerin etkisiyle oluşan gölgelenme ve kırınım gibi etkileşimlerin kapsama alanı üzerindeki etkileri bu harita sayesinde detaylı olarak analiz edilebilmektedir. Model eğitiminde kullanılan parametrelerin detayları şu şekildedir: Engel ile y-eksenine olan dik uzaklık( $x_i, x_i^{-1}, x_i^2, x_i^{-2}$ ), engelin konumunu belirlerken, verici ile engel arasındaki enine mesafe ( $y_i, y_i^{-1}, y_i^2, y_i^{-2}$ ), y yönündeki doğrusal mesafeyi ifade eder. Verici ile engel arasındaki toplam mesafe ise ( $z_i, z_i^{-1}, z_i^2, z_i^{-2}$ ), bu iki nokta arasındaki doğrusal mesafeyi belirtir. Doğrudan görüş hattı ( $E_i$ ), verici ile engel arasındaki kesintisiz ve engelsiz görüş hattını tanımlar. Son olarak, engelleyen engel sayısı ( $E_n$ ), verici ile engel arasındaki doğrudan görüş hattını kesen engel sayısını gösterir.



Şekil 1. 2 Boyutlu Kapsama Haritası

### 3. Materyal ve Yöntem

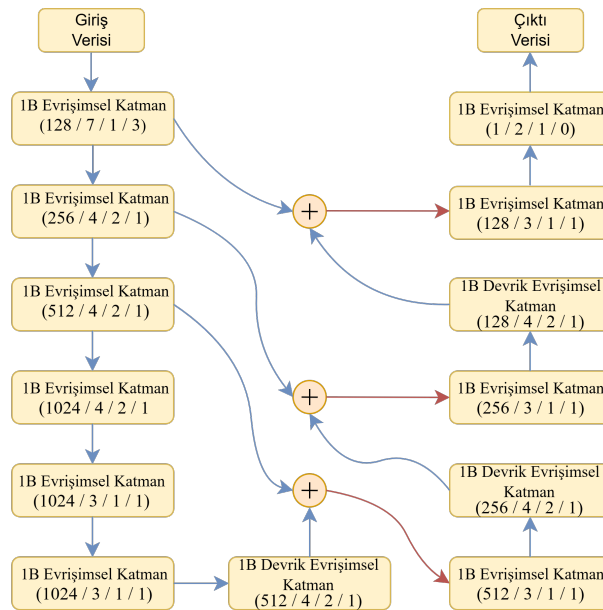
Bu çalışmada, çevresel faktörleri dikkate alarak baz istasyonlarının kapsama alanını gerçekçi ve verimli şekilde tahmin edebilen bir derin öğrenme modeli geliştirilmiştir. Model, sinyal üzerindeki çevresel ve fiziksel etkileri göz önünde bulundurarak bölgesel kapsama bilgisini ayrıntılı biçimde sunmayı hedeflemektedir. Model, 0–3 metre arası yüksekliklerdeki sinyal yayılım verilerinden oluşturulan haritardan türetilen toplam 14 adet parametreyi (14 kanal) giriş olarak alır. Bu veri, çevresel etkenlerle ilişkili kapsama tahminine temel oluşturur. Mimari, sıralı 1D evrişimsel ve devrik evrişimsel katmanlardan oluşmaktadır. Şekil 2'de önerilen kapsama alanı mimarisi ve katman detayları gösterilmektedir. Model, sinyal yayılımını yatay ve düşey boyutlarda değerlendirerek, karmaşık topoğrafya veya yoğun yapılaşma içeren alanlarda güvenilir tahminler sunar. 1D evrişimsel katmanlarla sinyal verisinden konumsal öznitelikler çıkarılır. Yapı, baz istasyonu yer seçimi ve ağ performans analizi gibi uygulamalarda etkili biçimde kullanılabilir. Modelin ilk katmanlarında sinyal, 1 Boyutlu evrişimsel katmanlarla zamansal örüntüler çıkarılarak işlenir ve katmanlar derinleştikçe daha karmaşık yapılar öğrenilir. Modelin boyut azaltma ve artırma katmanlarında adım sayısı 2 değeri kullanılmıştır. Ara aşamalarda gerçekleştirilen toplama işlemleri, farklı çözünürlük seviyelerinde çıkarılan özniteliklerin birleştirilmesine olanak tanımaktadır. Modelin sonundaki devrik evrişimsel katmanlar, öznitelikleri genişleterek kapsama alanını temsil eden çıkış haritasını üretir. Tek yapılı model, 0–3 metre arasındaki sinyal davranışlarını uçtan uca öğrenip tahmin eder. Veri ön işleme aşamasında çevresel ve topoğrafik etkenlerin dikkate alınması, modelin kapsama tahminlerini gerçek dünyaya daha yakın hâle getirmektedir. Bu yapı, klasik yöntemlere göre daha düşük maliyetle daha doğru sonuçlar sunmaktadır.

### 4. Sonuçlar

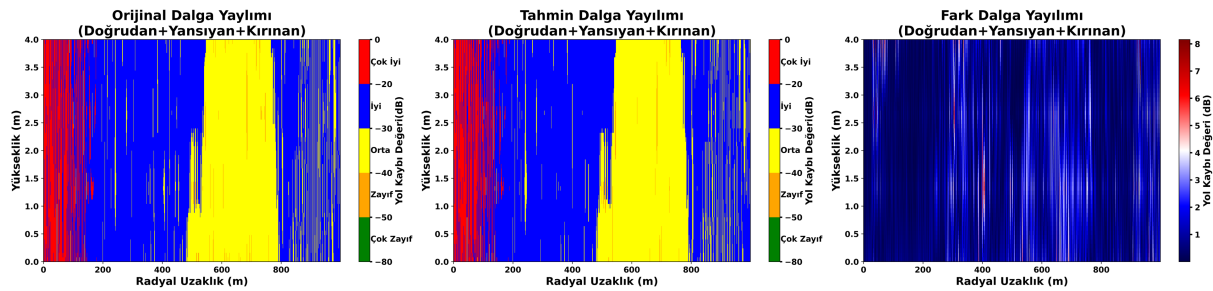
Simülasyonlarımızda radyal uzaklık 1 km ile sınırlı olduğundan, baz istasyonu sinyal kapsamı neredeyse ideal seviyededir. Bu nedenle modelin performansını daha net değerlendirebilmek için sınır değerler olarak -20, -30, -40, -50 ve -80 dB belirlenmiştir. Süreci daha iyi açıklamak adına, Şekil 3'de bir senaryo için orijinal kapsama haritası (a), tahmin edilen kapsama haritası (b) ve aralarındaki farkı gösteren grafik (c) sunulmuştur. Modelin kapsama desenlerini başarılı şekilde yakaladığı görülmektedir. Ancak sinyal gücünün ani değiştiği bölgelerde modelin uyum süreci yavaş olmakta ve bu da RMSE değerinde artışa yol açmaktadır. Son olarak, modelin hesaplama süresi açısından performansı değerlendirilmiştir. Model, 1 km yarıçapındaki bir alanın kapsamasını örnek başına 0.002225 saniyede tahmin ederek tüm alan için toplamda 80.1 saniyede sonuç üretmiştir. Buna karşın geleneksel ışın izleme yöntemleri örnek başına 1.1796 dakika sürmekte ve toplam süre yaklaşık 29.49 günü bulmaktadır. Ayrıca modelin hesaplama süresi yarıçapla doğrusal olarak artmakta, bu da klasik yöntemlere kıyasla önemli bir



avantaj sağlamaktadır.



**Şekil 2.** Önerilen Derin Öğrenme Tabanlı Kapsama Alan Tahmin Modeli (Katman isimlerinin altında yer alan değerler sırasıyla, filtre sayısı, filtre boyutu, adım sayısı ve dolgulamayı temsil etmektedir).



### Şekil 3. Orijinal Veri, Tahmin Veri ve Fark Grafikleri

## Kaynaklar

- [1] Tabakcioğlu M. B., "Coverage Prediction for Triple Diffraction Scenarios," *Aces Journal*, cilt.33, no. 11, s. 1217-1222, 2018.
- [2] Kouyoumjian R. G., Pathak P. H., "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proceedings of the IEEE*, cilt. 62, no. 11, s. 1448-1461, Kasım 1974.
- [3] Zadeh M. H., Fuschini F., Barbiroli M., Degli Esposti V., Vitucci E. M., Del Prete S., "Site-Specific Machine Learning Approach for Line of Sight Detection," 2023 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, s. 096-101, Venedik, İtalya, 2023.
- [4] Loh W. R., Lim S. Y., Rafie I. F. M., Ho J. S., Tze K. S., "Intelligent Base Station Placement in Urban Areas With Machine Learning," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt. 22, no. 9, s. 2220-2224, Eylül 2023.
- [5] Nagao T., Hayashi T., "Study on radio propagation prediction by machine learning using urban structure maps," 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation, s. 1-5, Kopenhag, Danimarka, 2020.
- [6] Erbaş U., Bekiryazici T., Aydemir G., Tabakcioğlu M. B., "Coverage Area Estimation Based on Convolutional Neural Networks," 2024 32nd Signal Processing and Communications Applications Conference, s. 1-4, Mersin, Türkiye, 2024.
- [7] Marey A., Bal M., Ates H. F., Gunturk B. K., "PL-GAN: Path Loss Prediction Using Generative Adversarial Networks," *IEEE Access*, cilt. 10, s. 90474-90480, 2022.
- [8] Hayashi T., Nagao T., Ito S., "A study on the variety and size of input data for radio propagation prediction using a deep neural network," 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), s. 1-5, Kopenhag, Danimarka, 2020.



## Uydu Haberleşme Sistemleri için Işıma Örüntüsü Şekillendirilebilir Dairesel Polarize Anten Tasarımı

Çağlar GÖK\*, Lale ALATAN, Özlem AYDIN ÇİVİ

Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara

[caglar.gok@metu.edu.tr](mailto:caglar.gok@metu.edu.tr), [lalatan@metu.edu.tr](mailto:lalatan@metu.edu.tr), [ozlem@metu.edu.tr](mailto:ozlem@metu.edu.tr)

\*ASELSAN A.Ş

Haberleşme ve Bilgi Teknolojileri Sektör Başkanlığı  
Ankara

[caglargok@aselsan.com](mailto:caglargok@aselsan.com)

**Özet:** Bu bildiride, yanca düzleminde ana huzmesini yönlendirebilen ışıma örüntüsü şekillendirilebilir dairesel polarizasyonlu bir anten yapısı önerilmektedir. Anten, eş merkezli olarak yerleştirilmiş dairesel bir yama ve onu çevreleyen halka şeklinde bir başka yamadan oluşmaktadır. Dairesel yama, dairesel polarizasyonlu dikine ışıma sağlarken; halka anten ise aynı frekansta dairesel polarizasyonlu konik bir ışıma yayacak şekilde tasarlanmıştır. Dairesel yama ve halka yapının farklı modları (sırasıyla  $TM_{11}$  ve  $TM_{21}$ ) uyarıldığı için, ışıyan alanların yanca açısına göre faz değişimleri de farklılık göstermektedir. Bu nedenle, dairesel yama ve halka yapı uygun bir faz farkı ile uyarıldığında, birleşik yapının ana ışıma yönü yanca düzleminde istenen herhangi bir açıya yönlendirilebilirken, yükseklik düzleminde ana huzme dikine ışımadan yaklaşık  $45^\circ$  aşağıda oluşmaktadır.

**Abstract:** A pattern reconfigurable circularly polarized antenna structure capable of steering its main beam in the azimuth plane is proposed. The antenna is composed of, concentrically placed, a circular patch and an annular ring. The circular patch provides broadside radiation with circular polarization, whereas annular ring antenna is designed to radiate circularly polarized conical beam at the same frequency. Since different modes are excited for circular patch ( $TM_{11}$ ) and annular ring ( $TM_{21}$ ), the variation of the phase of the radiated fields with respect to azimuth angle are also different. Therefore, by simultaneously exciting the circular patch and the annular ring with an appropriated phase shift between them, the main radiation direction of the combined structure can be steered to any desired direction in the azimuth plane while the beam remains around  $45^\circ$  from broadside in the elevation plane.

### 1. Giriş

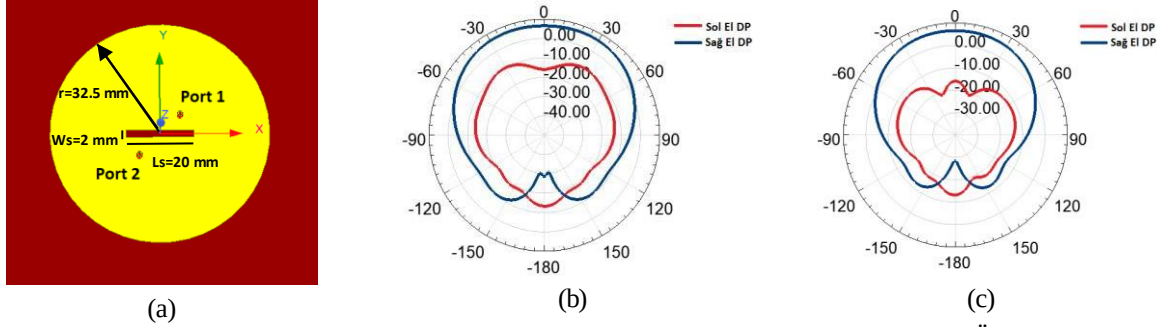
Yer istasyonlarında dikine ışımaya sahip antenlerin kullanıldığı bir uydu haberleşme sisteminde, uydu yer merkezli zenit (yer istasyonunun tam üstünde gökyüzündeki nokta) noktasından uzak açılarda konumlandığında sinyal kalitesi bozulmaktadır. Bu soruna bir çözüm olarak, literatürde dikine ışıma ve konik ışıma modları arasında ışıma örüntüsü geçişi yapabilen antenler önerilmiştir [1], [2]. Her ne kadar zenitten uzak uydular için konik ışıma modu, dikine ışımaya kıyasla daha iyi performans sunsa da, antenin yönlülüğü açısından bakıldığında konik ışıma örüntüsü en uygun seçenek olarak gözükmemektedir. Çünkü konik ışıma, yanca düzleminde neredeyse sabit bir ışıma sergilediğinden, yönlülüğü dikine ışımaya sahip antenlere göre daha düşüktür. Bu nedenle, zenit noktasından uzak uydular için uyduya doğru eğimli bir huzme, hem dikine ışımaya bağlı sorunları ortadan kaldıracak hem de konik ışıma moduna kıyasla daha iyi yönlülük sağlayacaktır. Ancak, bu eğimli huzmenin yanca düzlemindeki açısının uydunun konumuna göre yönlendirilebilir olması gerekmektedir. Bu çalışmanın amacı, yükseklik düzleminde eğimli ışıma yayan ve yanca düzleminde sürekli yönlendirme yeteneğine sahip ışıma örüntüsü şekillendirilebilir bir anten tasarlamaktır. Ayrıca, uygulama senaryosu uydu haberleşme sistemi olduğundan, bu ışıma örüntüsü şekillendirilebilir antenin dairesel polarizasyonlu (DP) olması da gerekmektedir.

Huzmesi yönlendirilebilen dairesel polarizasyonlu anten, DP dikine ışımaya sahip bir anten ile DP konik ışımalı bir antenin uygun bir faz farkıyla birleştirilmesiyle tasarlanmıştır. Dikine ışıma,  $TM_{11}$  modunda çalışan bir dairesel yama anten ile sağlanırken; konik ışıma ise  $TM_{21}$  modunda uyarılan halka şeklindeki bir anten ile elde edilmektedir. Dairesel yama ile halka anten arasındaki faz farkı uygun şekilde seçilerek, bu eğimli huzme yanca düzleminde istenilen herhangi bir yöne yönlendirilebilmektedir. Önerilen anten yapısının tasarımı ve çalışma mekanizması II. Bölüm’de sunulmakta, sonuçlar ve tartışmalar ise III. Bölüm’de verilmektedir.

## 2. Anten Tasarımı

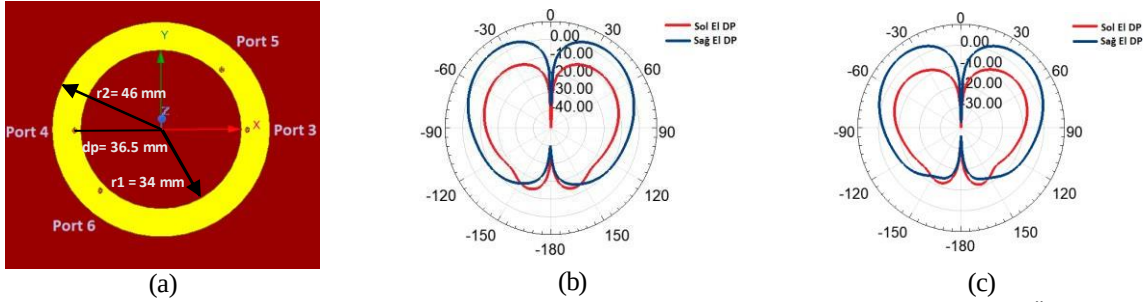
Bu çalışmada önerilen yönlendirilebilir huzmeli dairesel polarize anten, DP dairesel bir yama anten ile DP bir halka antenden oluşmaktadır. Bu nedenle, öncelikle bu iki anten yapısı özetlenecek, ardından yanca düzlemindeki faz değişimleri sunularak birleşik yapının ışıma yönlendirme yeteneği gösterilecektir. Yama antenlerin alt malzemesi olarak, 4 mm kalınlığında Rogers AD255C seçilmiştir. Bu malzemenin bağli dielektrik sabiti 2.55, kayıp faktörü ise 0.0013'tür. Antenin çalışma frekansı, GPS uygulamalarına uygun olacak şekilde 1.575 GHz olarak belirlenmiştir.

Dairesel polarizasyon elde etmek için, Şekil 1(a)'da gösterildiği gibi merkezinde yarık bulunan bir dairesel yama tercih edilmiştir.  $TM_{11}$  modunun daha yüksek polarizasyon saflığı ile uyarılması amacıyla  $180^\circ$  faz farkına sahip iki prob ile besleme tercih edilmiştir. 1.575 GHz frekansında, normalize edilmiş sağ el ve sol el DP örüntüleri Şekil 1(b) ve Şekil 1(c)'de sunulmuştur. Maximum yönlülük 6.55 dBic'dir.



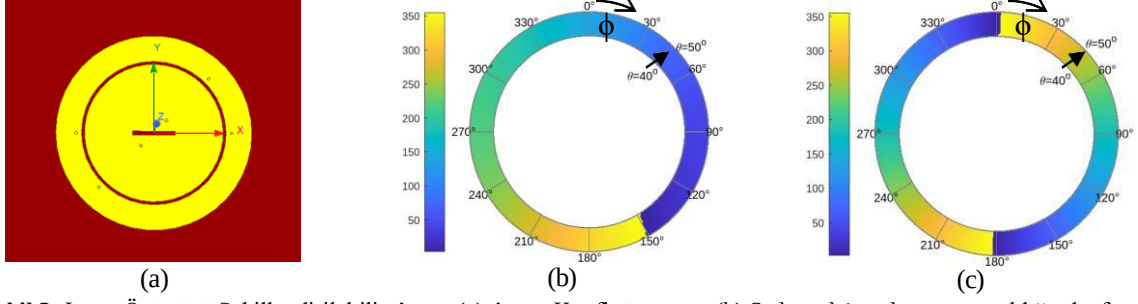
Şekil 1: Dairesel Yama Anten (a) Anten Konfigürasyonu (b)  $\phi=0$  Düzleminde Işıma Örüntüsü (c)  $\phi=90$  Düzleminde Işıma Örüntüsü

Dairesel polarizasyonlu halka anten yapısı Şekil 2(a)'da gösterilmiştir. Karşılıklı yerleştirilmiş iki prob (Port 3 ve Port 4),  $TM_{21}$  modunu uyarmak amacıyla aynı fazda beslenmiştir. Diğer iki port (Port 5 ve Port 6), ilk iki karşılıklı proba göre  $45^\circ$  döndürülerek yerleştirilmiştir; bu sayede birbirine dik iki  $TM_{21}$  modu elde edilmiştir. Dairesel polarizasyon elde etmek için bu iki dik mod,  $90^\circ$  faz farkıyla uyarılmıştır. Şekil 2(b)'de sunulan ışıma örüntüsünden de görülebileceği üzere,  $\theta = 40^\circ$  yönünde maksimum ışımaya sahip dairesel polarize konik ışıma elde edilmiştir. Bu antenin maksimum yönlülüğü 4.96 dBic'dir.



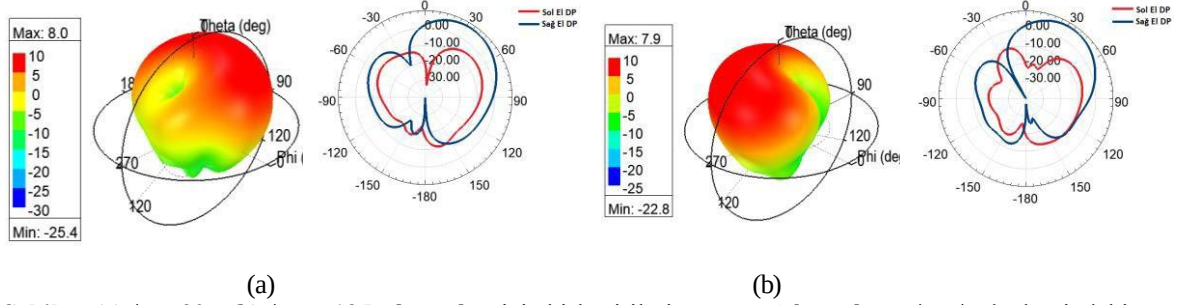
Şekil 2: CP Dairesel Halka Anten Yapısı (a) Anten Konfigürasyonu (b)  $\phi=0$  Düzleminde Işıma Örüntüsü (c)  $\phi=90$  Düzleminde Işıma Örüntüsü

Şekil 3(a)'da gösterildiği gibi, ışıma örüntüsü şekillendirilebilir DP bir anten elde etmek için bu iki anten birleştirilmiş ve eşmerkezli olarak yerleştirilmiştir. İçteki dairesel yamanın dıştaki halka ile olan yönelimi rastgele olabilir; ancak, huzmeyi belirli bir yanca açısına yönlendirmek için gereken antenler arası faz farkı, belirli bir yönelimdeki faz dağılımı analiz edilerek hesaplanmalıdır. Örneğin, Şekil 4(a)'da verilen yönelim için, yalnızca yama veya yalnızca halka uyarıldığında sağ el DP alanın faz değişimi incelenmiştir. Farklı  $\theta$  değerleri ( $40^\circ$  ile  $50^\circ$  arası) için yanca açısına ( $\phi$ ) göre faz değişimi, sırasıyla yama ve halka anten için Şekil 4(b) ve Şekil 4(c)'de sunulmuştur. Bu kutupsal grafiklerde yarıçap, farklı  $\theta$  değerlerini temsil etmektedir. Dairesel yama anten için  $TM_{11}$  modu uyarıldığından dolayı, yanca düzleminde tam bir dönüşte faz  $0^\circ$ 'dan  $360^\circ$ 'ye kadar değişmektedir. Buna karşılık, halka anten için  $TM_{21}$  modunun uyarılması nedeniyle, yanca düzleminde tam bir dönüşte faz iki kez  $0^\circ$ 'dan  $360^\circ$ 'ye değişmektedir. Sonuç olarak, iki anten, belirli bir yanca açısındaki ( $\phi_0$ ) yama ve halka antenlerin faz farkı kadar bir faz farkıyla uyarıldığında, antenlerden olan ışımlar foyönünde yapıcı girişim yapacak,  $\phi_0 + 180^\circ$  yönünde ise birbirini yok edecektir.



Şekil 3: Işıma Örüntüsü Şekillendirilebilir Anten (a) Anten Konfigürasyonu (b) Sadece dairesel yama uyarıldığında, fazın yanca açısına göre değişimi (c) Sadece halka anten uyarıldığında, fazın yanca açısına göre değişimi

Antenin huzme yönlendirme yeteneğini doğrulamak amacıyla, ana huzmenin  $\phi_0 = 90^\circ$  ve  $-135^\circ$  yönlerine yönlendirilmesi hedeflenmiş ve antenler arası faz farkları, belirtilen yanca açılarında halka ve yama antenlerin yaydığı alanların faz farkı olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan faz farkları ile uyarılan birleştirilmiş antenin ışıma örüntüleri Şekil 4'te gösterilmiştir. Şeklin sol sütununda 3 boyutlu ışıma örüntüleri, sağ sütununda ise her bir yönlendirme açısı için  $\phi = \phi_0$  düzlemindeki 2 boyutlu örüntüler sunulmuştur. Görüldüğü üzere, huzme istenilen yanca açılara başarıyla yönlendirilebilmektedir.



Şekil 4: (a)  $\phi_0 = 90^\circ$ , (b)  $\phi_0 = -135^\circ$  durumları için birleştirilmiş antenin 3 boyutlu ve  $\phi = \phi_0$  düzlemindeki 2 boyutlu ışıma örüntüleri

Maksimum yönlülük değerleri sırasıyla  $\phi_0 = 90^\circ$  ve  $-135^\circ$  için 7.66 dBic ve 7.63 dBic olarak kaydedilmiştir. Huzmesi yönlendirilebilir DP antenin bu yüksek yönlülük değerlerinin, ışımanın bir yarı uzayda bastırılmasından (sönümlenmesinden) kaynaklandığı değerlendirilmektedir.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada,  $40^\circ$  yükseklik açısı sabit tutularak, ana huzmesini istenilen herhangi bir yanca açısına yönlendirebilen ışıma örüntüsü şekillendirilebilir bir DP anten önerilmektedir. Huzme yönlendirme işlemi, dikine ışıma yapan bir DP anten ile konik huzmeli bir DP antenin uygun bir faz farkı ile eşzamanlı olarak uyarılmasıyla sağlanmaktadır. Gerekli faz farkı, dikine ve konik huzmeli DP antenlerin ayrı ayrı tasarlanmasından sonra elde edilen benzetim sonuçları üzerinden kolaylıkla hesaplanabilmektedir. Önerilen anten yapısının başarılı huzme yönlendirme yeteneği, çoklu problemlere sahip antenlerle yapılan benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. Gelecek çalışmalarda, her bir ışıyıcı elemanı tek bir problemle besleyecek bir besleme ağı tasarlanacak ve önerilen antenin huzme yönlendirme yeteneği deneysel olarak incelenerek sonuçlar konferansta sunulacaktır.

### Kaynaklar

- [1]. Lin, Wei, Hang Wong, and Richard W. Ziolkowski. "Circularly polarized antenna with reconfigurable broadside and conical beams facilitated by a mode switchable feed network." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 66.2 (2017): 996-1001.
- [2]. Tu, Zhi-Hong, You-Xian Wang, and Na Nie. "Low-profile circularly polarized microstrip patch antenna with pattern diversity." *Microwave and Optical Technology Letters* 62.4 (2020): 1570-1576.

## 1.9 GHz GSM Uygulamaları için Mikroşerit Anten Tasarımında Farklı Makine Öğrenmesi Modellerinin Karşılaştırılması

Erhan Kayır, İsmail Akdağ, Adnan Kaya  
İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Bölümü  
İzmir

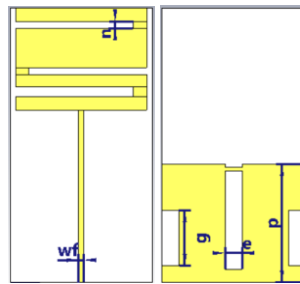
210403061@ogr.ikc.edu.tr, ismail.akdag@ikcu.edu.tr, adnan.kaya@ikcu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, Faruque ve ark. tarafından önerilen düşük SAR mikroşerit yama anten tasarımının CST simülasyon verileri üzerinden geniş parametrik tarama gerçekleştirilerek elde edilen veri seti ile çeşitli makine öğrenmesi regresyon modellerinin performansını karşılaştırmayı amaçlamaktadır. FR-4 altlık kullanılarak ve wf parametresi eklenerek 1537 simülasyon koşulunda  $S_{11}$  verisi toplanmıştır; 1.9 GHz rezonans frekansındaki çıktılar filtrelenmiştir. Rastgele Orman, Karar Ağacı, Gradyan Güçlendirme, Oylama Regresörü, Destek Vektör Regresyonu (SVM) ve Doğrusal Regresyon modelleri eğitilmiş, test seti üzerinde MAE, RMSE ve  $R^2$  ile değerlendirilmiştir. Sonuçlar, Random Forest modelinin  $R^2$  ve RMSE açısından en iyi performansı elde ettiğini göstermiştir.

**Abstract:** This study compares the performance of various machine learning regression models using a dataset obtained from a wide parametric scan of CST simulation data for the low SAR microstrip patch antenna design proposed by Faruque et al.  $S_{11}$  data was collected under 1,537 simulation conditions using an FR-4 substrate with the wf parameter added. Outputs at the 1.9 GHz resonance frequency were filtered. The Random Forest, Decision Tree, Gradient Boosting, Voting Regressor, Support Vector Regression (SVM), and Linear Regression models were then trained and evaluated on the test set using mean absolute error (MAE), root mean square error (RMSE), and  $R^2$ . The results indicated that the Random Forest model achieved the best performance in terms of  $R^2$  and RMSE.

### 1. Giriş

Makine öğrenmesi teknikleri, elektromanyetik simülasyon temelli anten tasarım süreçlerinde maliyet ve süre açısından önemli kazanımlar sağlayabilmek için son yıllarda yoğun olarak araştırılmaktadır. Geleneksel simülasyon tabanlı parametre taramaları, her bir yeni tasarım parametresi için yüksek sayıda CST, HFSS vb. araçlarda simülasyon çalıştırmayı gerektirir; bu da hesaplama süresi ve kaynak kullanımı açısından sınırlayıcı olabilir. Makine öğrenmesi esaslı regresyon modelleri ise önceden elde edilmiş simülasyon verisini kullanarak yeni parametre kümeleri için performans (ör. rezonans frekansı,  $S_{11}$  değeri, kazanç) tahminleri yapmaya olanak tanıyan modeller oluşturur. Böylece simülasyon ihtiyacını azaltarak tasarım sürecini hızlandırmak ve çok boyutlu parametre uzaylarında etkin arama yapılmasını sağlamak mümkün olur [1]. Literatürde bu yaklaşımın uygulanabileceğine dair pek çok örnek vardır; örneğin mid-band 5G Yagi anteni için rezonans ve kazanç tahmini modelleri [2], çok bantlı IoT antenleri için regresyon tabanlı optimizasyon çalışmaları [3] ya da düzlemsel antenlerin boyut/tasarım parametrelerinin makine öğrenmesi ile öngörülmesi üzerine karşılaştırmalı analizler [4]. Bu yöntemler hem model karmaşıklığına hem de veri büyüklüğüne bağlı olarak Rastgele Orman, Karar Ağacı, Gradyan Güçlendirme, SVM, Doğrusal Regresyon gibi farklı algoritmalarla incelenmektedir [5].

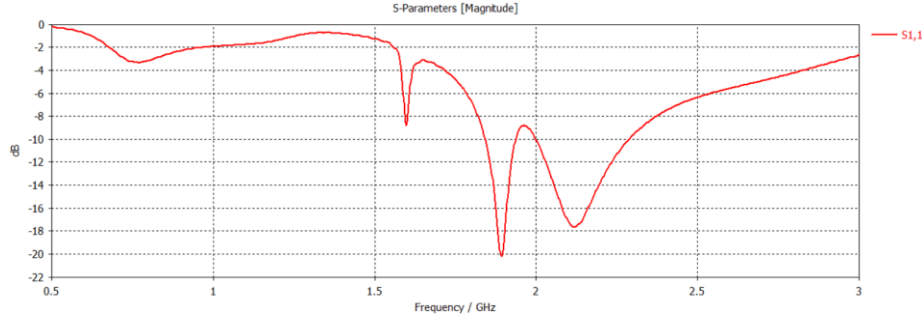


Şekil 1. Optimize Edilmiş Anten Tasarımı

## 2. Yöntem ve Tasarım

### 2.1. Simülasyon Ortamı ve Anten Konfigürasyonu

Çalışmada, Faruque ve ark. tarafından önerilen “Low specific absorption rate microstrip patch antenna for cellular phone applications” tasarımı CST Microwave Studio’da yeniden oluşturulmuştur (Şekil1) [6]. Altlık olarak FR-4 ( $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan\delta=0.025$ ,  $\mu_r=1$ ) kullanılmış; besleme hattı genişliği (wf) parametresi eklenerek ilk aşamada wf=1.46 mm olarak belirlenmiştir. Diğer geometrik parametreler orijinal makaleye göre optimize edilmiş, port tanımı, sınır koşulları ve frekans tarama aralığı 0.5-3 GHz olarak belirlenmiştir. İlk simülasyonda elde edilen  $S_{11}$  grafiği Şekil 2’de yer almakta ve minimum nokta 1.9 GHz’de olup rezonans frekans olarak kabul edilmiştir.



Şekil 2. Anten Simülasyon Sonucunda Elde Edilen  $S_{11}$  Grafiği

### 2.2. Parametre Taraması ve Veri Toplama

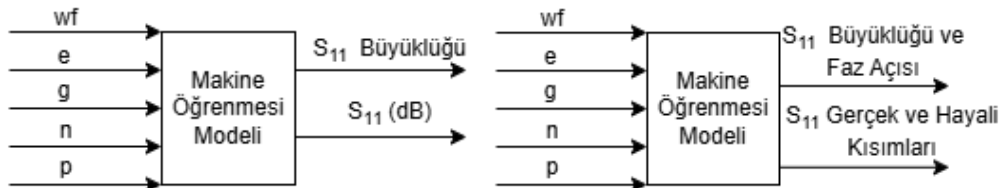
Wf, e, g, n, p parametreleri belirtilen aralıklar ve örnek sayılarıyla (Tablo 1) parametrik tarama ile toplam 1537 simülasyon çalıştırılmıştır. Her koşulda  $S_{11}$  değerleri frekans ekseninde elde edilmiş ve özellikle 1.9 GHz’deki  $S_{11}$  değeri ve ilgili performans metrikleri CSV formatında dışa aktarılmıştır. Simülasyon çıktıları; tekil çıktı ( $S_{11}$  büyüklüğü,  $S_{11}$  büyüklüğü (dB)) ile çoklu çıktı ( $S_{11}$  Gerçek-Hayali,  $S_{11}$  Büyüklük-Faz) verisi içerecek şekilde düzenlenmiştir. Bu sayede hem tekil hem çoklu çıktı tahminine uygun veri seti hazırlanmıştır.

Tablo 1. Makine Öğrenmesinde Kullanılmak Üzere Simülasyonda Kullanılan Parametreler

| Parametre           | Değişim Aralığı  | Örnek Sayısı |
|---------------------|------------------|--------------|
| wf                  | [1-4] (mm)       | 6            |
| e                   | [3.0-7.0] (mm)   | 8            |
| g                   | [12.0-18.0] (mm) | 8            |
| n                   | [0.0-4.0] (mm)   | 8            |
| p                   | [24.0-40.0] (mm) | 8            |
| <b>Toplam Veri:</b> |                  | 1537         |

Python tabanlı modülde kullanılan 5 farklı regresyon modeli şu şekildedir: Rastgele Orman, Karar Ağacı, Gradyan Güçlendirme, Oylama Regresörü, SVM ve Doğrusal Regresyon. Tekil çıktı için doğrudan, çoklu çıktı için ise Çoklu Çıktı Regresörü destekli modeller tercih edilmiştir (Şekil 3).

Test seti üzerinde MAE, RMSE ve  $R^2$  metrikleri hesaplanmış; (Tablo 2) sunulan sonuçlarla modeller karşılaştırılmıştır. Ağaç temelli modellerde özelliğin önemi analizi ile en etkili parametreler tespit edilip fiziksel yorumlama yapılmıştır. Çoklu çıktı modellerinde her bileşen ayrı değerlendirilirken genel çoklu çıktı başarısı da ölçülmüştür.



Şekil 3. Tekli ve Çoklu Çıktı Veren Makine Öğrenmesi Modelleri



### 3. Tartışma ve Sonuç

Tablo 2’den de görüldüğü üzere Rastgele Orman regresyon modeli, test setinde en düşük hata (RMSE ve MAE) ve en yüksek  $R^2$  değerini sunmuştur. Bu sonuç, benzer anten tasarım problemlerinde Rastgele Orman’ın genellikle yüksek genelleme başarısı ve gürültüye karşı dayanıklılığı nedeniyle öne çıktığı literatürle uyumludur [2-3]. Karar Ağacı tek başına nispeten daha yüksek hata gösterse de performans artışı sağlama potansiyeli literatürde yer almaktadır [3-4]. Diğer taraftan, Gradyan Güçlendirme ve Oylama Regresörü modellerinin orta düzey performansı, veri setinin boyutu ve karmaşıklığı göz önüne alındığında beklenen sonuçlarla paraleldir. SVR ve Doğrusal Regresyon’un nispeten düşük başarımı da  $S_{11}$  tahminleri gibi karmaşık, doğrusallıktan sapmalar içeren problemler için doğrusal olmayan yöntemlerin tercih edildiğini gösteren çalışmalarda benzer şekilde rapor edilmiştir [5], [7-8].

**Tablo 2. Model Karşılaştırma Tablosu**

| Model                         | $R^2$ | MSE    | RMSE  | MAE   | Max Error |
|-------------------------------|-------|--------|-------|-------|-----------|
| <b>Rastgele Orman</b>         | 0.997 | 0.076  | 0.277 | 0.178 | 1.230     |
| <b>Karar Ağacı</b>            | 0.995 | 0.124  | 0.352 | 0.203 | 2.356     |
| <b>Gradyan Güçlendirme</b>    | 0.907 | 2.135  | 1.461 | 0.997 | 6.379     |
| <b>Oylama Regresörü</b>       | 0.878 | 2.807  | 1.676 | 1.159 | 6.881     |
| <b>Support Vector Machine</b> | 0.846 | 3.543  | 1.882 | 1.011 | 8.544     |
| <b>Linear Regression</b>      | 0.28  | 16.542 | 4.067 | 2.995 | 13.505    |

Ayrıca, Rastgele Orman modeli ile yapılan öznetelik analizi sonucunda, ‘p’ (toprak düzlemi uzunluğu) en etkili parametre olarak belirlenmiştir. Topraklama bölgesi antenin geri yansıma özelliklerini ve rezonans davranışını etkileyerek  $S_{11}$  üzerinde doğrudan belirleyici olmuştur. Gerçek prototip üretimi ve ölçüm tabanlı doğrulama süreci gelecek çalışmalarda planlanmaktadır. Son dönem çalışmalarda derin öğrenme tabanlı yöntemlerin anten performansı öngörüsünde etkili olduğu gösterilmiştir. Örneğin [9] kestirimci modelleme ile anten boyutlarını optimize ederken, [10] PINN yapılarıyla geniş bantlı anten performansını yüksek doğrulukla tahmin etmiştir. Ayrıca [11], IoT uygulamalarında enerji verimli anten tasarımı için yapay zekâ destekli çözümler önermiştir. Bu doğrultuda PINN ve benzeri yaklaşımlar gelecek çalışmalarda değerlendirilecektir.

Bu çalışma, İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi BAP Koordinatörlüğü tarafından desteklenen "Proje No: 2024-ARC-MÜMF-0001" numaralı araştırma projesi kapsamında desteklenmiştir.

### 4. KAYNAKLAR

- [1] R. Degachi and S. Ghendir, "Comparative analysis of machine learning models to predict rectangular patch antenna dimensions," *Journal of Applied Research and Technology*, cilt 22, sayı 6, ss. 781-790, 2024.
- [2] M. A. Haque et al., "Machine learning-based technique for gain and resonance prediction of mid band 5G Yagi antenna," *Scientific Reports*, cilt 13, sayı 1, sayı 12590, 2023.
- [3] R. Jain, R. Ramya, V. V. Thakare and P. K. Singhal, "Design and analysis of antenna through machine learning for next-generation IoT system," *Discover Internet of Things*, cilt 5, sayı 1, ss. 1-15, 2025.
- [4] A. K. Pandey and M. P. Singh, "Antenna Optimization using Machine Learning Algorithms and their Applications: A Review," *Journal of Engineering Science & Technology Review*, cilt 17, sayı 2, 2024.
- [5] M. A. Haque et al., "Machine learning-based technique for directivity prediction of a compact and highly efficient 4-port MIMO antenna for 5G millimeter wave applications," *Results in Engineering*, cilt 24, sayı 103106, 2024.
- [6] M. R. I. Faruque, M. I. Hossain and M. T. Islam, "Low specific absorption rate microstrip patch antenna for cellular phone applications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, cilt 9, sayı 14, ss. 1540-1546, 2015.
- [7] M. M. Khan, S. Hossain, P. Mozumdar, S. Akter and R. H. Ashique, "A review on machine learning and deep learning for various antenna design applications," *Heliyon*, cilt 8, sayı 4, 2022.
- [8] D. Verma, P. Ranjan, A. Verma, P. K. Goswami and N. Kaushik, "Machine learning assisted  $S_{11}$  prediction for a slotted square patch antenna in 5.8 GHz WLAN band," *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, cilt 37, sayı 4, ss. 687-701, 2024.
- [9] M. Rezaei and A. J. Mishra, "Deep learning-based surrogate modeling for antenna design optimization," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 45103–45115, 2024.
- [10] L. Gao, Y. Liu, and Z. Shen, "Physics-informed neural networks for fast prediction of wideband antenna performance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 72, no. 3, pp. 1823–1834, 2024.
- [11] R. Khurshed, N. Hussain, and M. F. Shafique, "AI-assisted metamaterial antenna design for energy-efficient IoT systems," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 66, no. 1, pp. 42–52, 2024.



## Akıllı Fabrika Sistemleri İçin RFID Anten Tasarımlarına Yönelik Yapay Zeka Destekli Faz Kaydırıcı Devrelerinin Geliştirilmesi ve Uygulaması

İldem Ekinci, İsmail Akdağ, Adnan Kaya  
İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İzmir

[200403068@ogr.ikc.edu.tr](mailto:200403068@ogr.ikc.edu.tr) , [ismail.akdag@ikcu.edu.tr](mailto:ismail.akdag@ikcu.edu.tr) , [adnan.kaya@ikcu.edu.tr](mailto:adnan.kaya@ikcu.edu.tr)

**Özet:** Bu bildiri, UHF RFID sistemlerinin elektromanyetik performansını artırmaya yönelik olarak geliştirilen aktif faz kaydırıcı devre mimarisini ve buna entegre edilen yapay zeka tabanlı parametrik optimizasyon yaklaşımını sunmaktadır. Tasarlanan sistem; SPHSA-152+ faz kaydırıcı modülü, ESP32 mikrodeneleyici ve yüksek çözünürlüklü DAC birimi ile yapılandırılmış, CST Studio Suite ortamında modellenerek simülasyon sürecine hazırlanmıştır. Devre, sinyal yönlendirme doğruluğunu artırmak, empedans uyumunu sağlamak ve üretim ortamında kararlı çalışacak şekilde optimize edilmiştir. Geliştirilen yapı, akıllı fabrika sistemlerine yüksek uyumluluk gösteren, düşük maliyetli ve genişletilebilir bir çözüm sunmaktadır.

**Abstract:** This paper presents the design and implementation of an active phase shifter circuit and an integrated AI-based optimization strategy for enhanced electromagnetic performance in UHF RFID systems. The proposed system utilizes the SPHSA-152+ phase shifter module, ESP32 microcontroller, and a high-resolution DAC to achieve precise phase control. The circuit has been modeled in CST Studio Suite for subsequent simulation and analysis. Designed to improve beam steering accuracy and impedance matching, the system provides a scalable and cost-efficient solution tailored for smart manufacturing environments.

### 1. Giriş

Radio Frekansı ile Tanımlama (RFID) teknolojileri, IoT tabanlı sistemlerde veri aktarımı, nesne takibi ve otomasyon uygulamaları açısından temel iletişim altyapılarından birini oluşturmaktadır. Özellikle UHF (Ultra High Frequency) bandında çalışan RFID sistemleri; yüksek veri aktarım hızı, düşük güç tüketimi ve geniş kapsama alanı gibi avantajlarıyla Endüstri 4.0 vizyonunun merkezinde yer almakta ve üretim süreçlerinin dijitalleşmesinde önemli bir rol üstlenmektedir [1].

Endüstriyel otomasyon, lojistik, sağlık ve savunma gibi birçok sektörde yaygın olarak kullanılan RFID sistemlerinin performansı, antenlerin yönlendirilebilirliği, kazancı ve elektromanyetik kararlılığına doğrudan bağlıdır [2]. Bu bağlamda, yönlendirilebilir faz kontrollü anten yapıları, özellikle çoklu erişim ortamlarında sinyal parazitini azaltma ve hedefe odaklı enerji iletimi gibi avantajlar sunarak sistemin güvenilirliğini artırmaktadır [3].

Faz kontrollü için kullanılan analog faz kaydırıcılar, sürekli faz değişimi sağlayarak yüksek çözünürlükte yönlendirme imkânı sunmaktadır. Ancak voltaj-faz karakteristiğinin doğrusal olmaması ve çevresel koşullara duyarlılığı nedeniyle bu yapıların kapalı çevrim kontrol sistemleriyle desteklenmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada, UHF frekans bandında (865–868 MHz) çalışan, analog faz kaydırıcı modülü içeren ve kapalı çevrim gerilim kontrollü ile desteklenmiş bir sistem tasarlanmıştır. Sistem, ESP32 mikrodeneleyici tabanlı yazılım algoritmalarıyla donatılmış, dijital-analog sinyal işleme birimleri ve hassas voltaj üretim devresiyle bütünleşik olarak yapılandırılmıştır. Geliştirilen donanım, yönlendirilebilir RFID anten sistemlerinin kontrollü için düşük gecikmeli ve yüksek doğrulukta bir faz kontrol çözümü sunmayı hedeflemektedir. Sistem mimarisi Şekil 1’de blok diyagram olarak gösterilmiştir.

### 2. Yöntem ve Tasarım

#### 2.1. Sistem Mimarisi ve Kontrol Yapısı

Faz kaydırıcı modülün kontrollü sırasında, analog voltaj ile elde edilen faz kayması arasında kurulan ilişki aşağıdaki matematiksel modelle açıklanabilir:

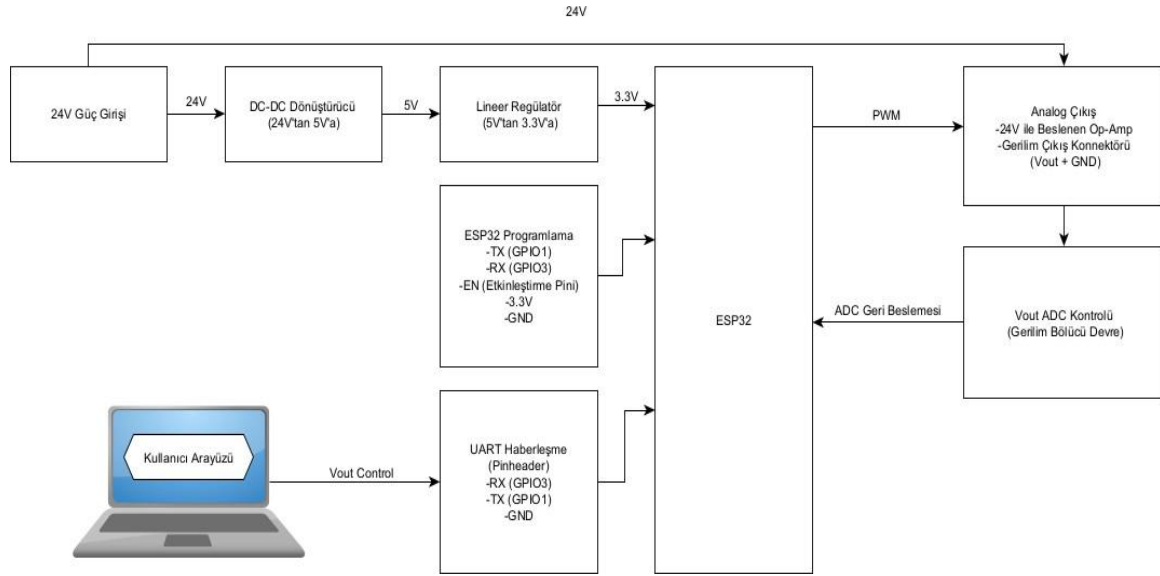
$$\theta(V) = k.V + \theta_0 \quad (1)$$

Burada , uygulanan voltaja karşılık gelen faz kaymasını (derece cinsinden),  $k$  sistemin voltaj-faz dönüşüm katsayısını ( $^{\circ}/V$ ) ve  $\theta_0$  , başlangıç faz açısını ifade etmektedir. Bu dönüşüm sabiti, sistem karakterizasyonu sırasında deneysel olarak elde edilmektedir. Sistem, aşağıdaki hata fonksiyonu doğrultusunda çalışarak kapalı çevrim geri beslemeli kontrol algoritması ile istenen fazı elde eder:

$$(t) = \theta_{ref} - \theta(V_{out}) \quad (2)$$

Bu hata değeri, mikrokontrolcü tarafından işlenmekte ve voltaj çıkışı güncellenerek faz doğruluğu sağlanmaktadır.

Geliştirilen sistem; SPHSA-152+ analog faz kaydırıcı, MCP4921 DAC, op-amp ve ESP32 mikrodenetleyici bileşenlerinden oluşmaktadır. Kullanıcıdan gelen faz komutu, UART üzerinden ESP32'ye aktarılmakta; ardından SPI ile DAC'e iletilen veri analog voltaja çevrilmektedir. Bu voltaj, op-amp ile yükseltilerek faz kaydırıcıya uygulanmakta, gerilim bölücü yardımıyla izlenerek ADC üzerinden sistemin geri beslemesi sağlanmaktadır.



Şekil 1. Sistem bileşenlerinin etkileşimini gösteren genel blok diyagramı.

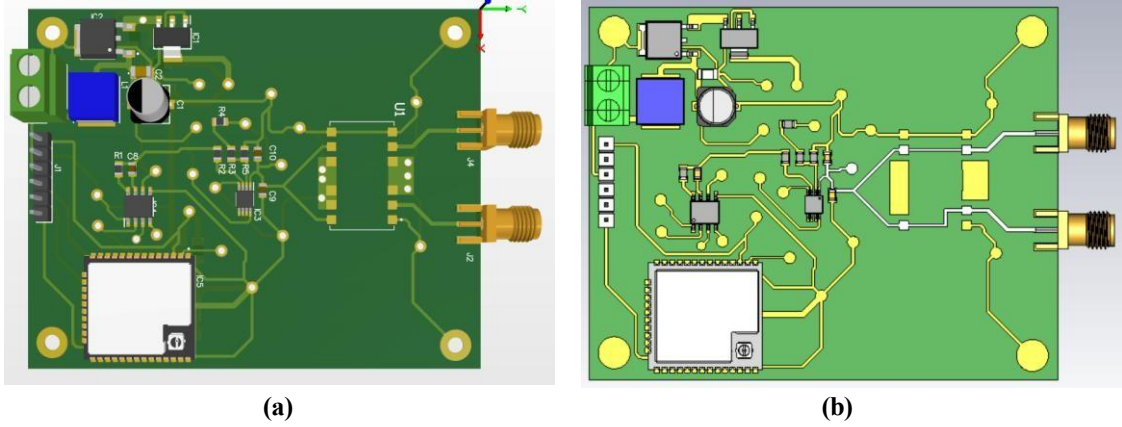
## 2.2. Devre Tasarımı ve PCB Yerleşimi

Faz kaydırıcı modül, 360° analog faz kontrolü sağlayabilen, düşük kayıplı ve geniş bant aralığında kararlı çalışabilen bir RF elemanıdır. Bu modül, özellikle yönlendirilebilir anten yapılarında sinyal fazını hassas biçimde değiştirmek amacıyla tercih edilmektedir [4]. Kullanılan SPHSA-152+ faz kaydırıcı, -10 dB yansıma kaybının altında çalışan ve 865–868 MHz bandında faz-kararlılığı sağlayan bir birimdir.

Devre, yüksek frekanslı sinyallerle uyumlu olacak şekilde iki katmanlı PCB üzerinde tasarlanmıştır; 50 ohm empedans kontrolü, EMI azaltımı ve güç yönetimi için optimize edilmiştir. RF ve dijital bileşenler ayrı bölgelerde gruplanmış, zemin sürekliliği için via dizileri ve bypass kapasitörleri konumlandırılmıştır.

MCP4921 DAC, 12-bit çözünürlük ve  $\pm 0.1\%$  doğruluk ile çalışmakta, bu da faz kaydırıcıya uygulanan voltajın yüksek hassasiyetle kontrol edilmesini sağlamaktadır. DAC çıkışındaki sinyal, rail-to-rail mimariye sahip düşük bozulmalı bir op-amp ile 0–15 V seviyelerine yükseltilmektedir. Bu voltaj, doğrudan faz kaydırıcı modüle uygulanarak istenen faz tepkisi elde edilir. Ayrıca, çıkış hattı üzerine yerleştirilen gerilim bölücü, gerilim seviyesini ESP32 mikrodenetleyicisinin ADC girişine uygun aralığa düşürerek gerçek zamanlı voltaj izleme imkânı sunmaktadır.

Gerilim bölücü ve op-amp yapısı, hem hızlı tepki süresi hem de düşük çıkış empedansı ile sistemin dinamik kararlılığına katkıda bulunmakta; özellikle çevresel değişimlere karşı daha stabil bir performans elde edilmesini sağlamaktadır. Şekil 2(a)'da görüldüğü gibi, tasarlanan PCB üzerinde bileşenlerin yerleşimi yüksek frekans performansına uygun şekilde optimize edilmiştir ve pratik uygulama için üretime hazır bir donanım altyapısı oluşturulmuştur.



Şekil 2. (a) Tasarlanan kontrol devresinin nihai PCB yerleşimi, (b) CST ortamında modellenmiş faz kaydırıcı devrenin üç boyutlu görünümü.

### 2.3. Elektromanyetik Modelleme

Geliştirilen sistemin elektromanyetik karakterizasyonu, CST Studio Suite ortamında yapılmıştır. Tasarımda FR4 dielektrik malzeme kullanılarak faz kaydırıcı devre yapısı 3 boyutlu olarak modellenmiştir; sinyal yolları, iletken katmanlar ve hava boşlukları tanımlanmıştır. Şekil 2(b)'de görüldüğü gibi, CST Studio Suite yazılımında çizilen modelde FR4 dielektrik yapı tanımlanmış, sinyal iletim yolları ve RF bileşenleri detaylı şekilde modellenmiştir. Simülasyonlarda, 50 ohm empedanslı portlar tanımlanmış ve sistemin karakteristikleri üzerine analiz yapılmaya hazır hale getirilmiştir.

Time Domain Solver altyapısı ile ilerleyen aşamada yapılması planlanan analizlerde S-parametreleri, faz tepkisi ve empedans uyumu gibi kriterlerin detaylı olarak incelenmesi hedeflenmektedir.

### 3. Tartışma ve Sonuç

Bu çalışmada, UHF RFID sistemleri için analog faz kaydırıcı kontrollü ve kapalı çevrim yapıya sahip bir faz kontrol devresi tasarlanmış ve CST Studio ortamında modellenerek simülasyonlara hazır hale getirilmiştir. Sistem, dijital-analog sinyal işleme prensipleri doğrultusunda mikrodenetleyici tabanlı olarak yapılandırılmış; yüksek frekans uyumluluğu ve optimize edilmiş PCB yerleşimiyle kararlı çalışacak şekilde geliştirilmiştir. Geliştirilen yapı, düşük maliyeti, modüler yapısı ve genişletilebilir kontrol mimarisi sayesinde özellikle akıllı üretim hatlarında yönlendirilebilir RFID sistemleri için uygun bir çözüm sunmaktadır. Kapalı çevrim voltaj kontrolü, çevresel koşullardaki değişimlere karşı sistemin kararlılığını artırmakta; hassas faz yönlendirmesi sayesinde anten performansını iyileştirmektedir.

Bu altyapı, yalnızca RFID uygulamalarıyla sınırlı kalmayıp, ileride 5G haberleşme, IoT cihazları ve çoklu erişimli sistemlerde de kullanılabilir şekilde geliştirilebilir. Gelecek çalışmalarda, faz kaydırıcının doğrusal olmayan karakteristiklerine karşı yapay zekâ destekli adaptif kontrol algoritmalarının entegre edilmesi hedeflenmektedir. Bu sayede sistemin değişken çevresel koşullara otomatik uyum sağlaması ve daha yüksek doğrulukta faz kontrolü gerçekleştirilmesi mümkün olacaktır.

Ayrıca çok elemanlı anten dizileriyle entegrasyon senaryoları değerlendirilerek, uzamsal yönlendirme yetenekleri artırılacak ve daha geniş kapsamlı uygulama alanlarına ulaşılması sağlanacaktır. Bu doğrultuda geliştirilen sistemin, hem akademik araştırmalarda hem de endüstriyel uygulamalarda etkin biçimde kullanılabilir bir altyapı sunması beklenmektedir.

### Kaynaklar

- [1] D. Miorandi, S. Sicari, F. De Pellegrini, I. Chlamtac, "Internet of Things: Görüş, Uygulamalar ve Araştırma Zorlukları," *Ad Hoc Networks*, cilt 10, sayı 7, ss. 1497–1516, 2012.
- [2] G. Marrocco, "UHF RFID Anten Tasarımı Sanatı: Empedans Uyumu ve Boyut Küçültme Teknikleri," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, cilt 50, sayı 1, ss. 66–79, 2008.
- [3] C. A. Balanis, *Anten Teorisi: Analiz ve Tasarım*, 4. Baskı, Wiley, 2016.
- [4] A. Sani, D. Psychogiou ve C. Christopoulos, "Ayarlanabilir Faz Kaydırıcılar Kullanarak UHF RFID Uygulamaları İçin Düşük Maliyetli Işın Yönlendirme Sistemi," *IEEE Antenler ve Yayılım Dergisi (IEEE Transactions on Antennas and Propagation)*, cilt 66, sayı 9, ss. 4893–4902, Eylül 2018.
- [5] Z. Li, C. Yang ve Y. Li, "Işın Yönlendirme Uygulamaları İçin Analog Faz Kaydırıcıda Kapalı Çevrim Kontrol Sisteminin Tasarımı ve Uygulaması," *IEEE Erişim Dergisi (IEEE Access)*, cilt 9, ss. 99915–99925, 2021.
- [6] T. Ma ve W. Zhu, "Yeniden Yapılandırılabilir Antenler İçin Yapay Zekâ Tabanlı Faz Kaydırıcı Ayarı," *2020 IEEE Antenler ve Yayılım Sempozyumu (APS/URSI)*, ss. 1113–1114, 2020.

## Geniş Bant Metamalzeme Tabanlı İnce ve Esnek Soğurucu Frekans Seçici Yüzey Analiz ve Tasarımı

Hamza Buğrahan Bölükbaşı\*, Mehmet Emre Eralp\*\*, Uğur Oğuz\*, Özlem Aydın Çivi\*\*,\*\*

\*Accelerate Simülasyon Teknolojileri A.Ş., Ankara

\*\*Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

hamza.bolukbasi@accelerate.com.tr, emre.eralp@metu.edu.tr

**Özet:** Frekans seçici yüzeylerin (FSY) giderek popülerleşmesi, geniş bantlı elektromanyetik soğurucular alanında yeni tasarım ve uygulama olanaklarını gündeme getirmektedir. Bu çalışmada, lazer kazıma yöntemiyle elde edilen ince ve esnek rezistif film tabanlı kare halka desenine sahip geniş bant radar soğurucu FSY tasarımı sunulmaktadır. Eşdeğer devre modellemesi göz önünde bulundurularak desen geometrisi optimize edilmiştir. Farklı yüzeylere monte edilebilen esnek ve hafif yapıya sahip prototip üretilerek, 4,7 – 18 GHz aralığında en az %90 (10 dB) yansımaya azaltımı elde edilmiştir.

**Abstract:** Frequency selective surfaces (FSS) are becoming increasingly popular, opening up new design and application opportunities for ultra-wideband electromagnetic absorbers. In this work, we present a broadband radar absorber FSS based on a thin, flexible resistive film patterned with a square-ring geometry, fabricated via laser ablation. The pattern geometry is optimized by considering equivalent circuit modeling. A flexible and lightweight prototype, capable of conformal mounting on various surfaces, was fabricated and demonstrated at least 90% (10 dB) reflection reduction between 4.7 – 18 GHz.

### 1. Giriş

Savunma sanayisinde hava, deniz ve kara gibi çeşitli platformlarda kullanılan malzemelerin türüne bağlı olarak, metal veya kompozit yüzeyler elektromanyetik dalgaları yüksek oranda yansıtma eğilimindedir. Bu yüksek yansımalar, platformların radar kesit alanının (RKA) yüksek çıkmasına neden olmaktadır. Bu nedenle tespit edilme ve görünürlük problemleriyle karşılaşmaktadır. Bu noktada, özel tasarımı frekans seçici yüzeylerle radar görünürlüğü düşük (*stealth*) tasarım elde etmek, sinyallerin radara geri ulaşmasını engelleyerek bu problemlere çözüm oluşturmaktadır.

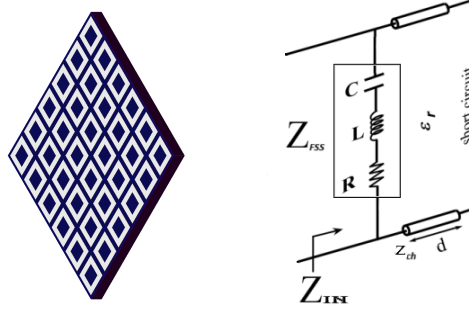
Frekans seçici yüzeyler (FSY), çeşitli geometrik şekillerin 2 boyutlu periyodik desenleri ile dielektrik malzemelerden oluşan ince, yapay elektromanyetik yapılarıdır. Elektromanyetik dalgaları belirli frekans bantlarında sönmölemek, yansıtma, iletmek veya yeniden yönlendirmek üzere tasarlanabilirler. RKA düşürmek amacıyla radar saçıcı veya sönmöleyici FSY'ler tasarlanmaktadır. Radar saçıcılara örnek olarak yüzeye gelen dalgaları yeniden yönlendirerek saçma yöntemi ile yüzeyler çalışılmıştır [1]. Diğer taraftan, geniş bant rezistif film veya lumped resistör yüksek empedans yüzey ile sönmöleyiciler tasarlanmıştır [2], [3]. Bu bildiride, rezistif film tabanlı kare halka desenine sahip sönmöleyici FSY tasarlamak ve bant genişliğini artırmak üzere yapılan çalışmalar sunulmaktadır. Tasarlanan FSY ince, hafif ve farklı yüzeylere monte edilebilen esnek bir yapıya sahiptir.

### 2. Sönmöleyici Yüksek Empedans Yüzey Yapısı

Yüksek empedanslı sönmöleyici FSY'ler genel olarak arkası mükemmel elektrik iletken (PEC) ile kaplı bir dielektrik malzeme üzerine yerleştirilmiş kayıplı iletkenlerden oluşan periyodik desenler ile tasarlanmaktadır. Yapının geometrisi ve boyutları, FSY deseninde kullanılan malzemenin iletkenliği ve dielektrik malzemenin elektriksel özellikleri, elektromanyetik sönmöleyicinin frekans tepkisini etkilemektedir. Bu etkiler ve sönmöleme mekanizması eşdeğer devre modeli ile açıklanabilmektedir. Şekil 1'de örnek birim hücreden oluşan FSY ve eşdeğer devre modeli verilmiştir. Bu modelde, arkası PEC kaplı  $d$  kalınlığındaki dielektrik malzeme, bir ucu kısa devrelenmiş  $d$  uzunluğunda bir iletim hattı ( $Z_{ch}$ ) ile temsil edilirken, FSY deseni ise bu iletim hattına shunt bağlı bir empedans ( $Z_{FSS}$ ) olarak yer alır. FSY desenin empedansı, seri bağlı kapasitans, indüktans ve dirençten oluşmaktadır. Burada kapasitans ve indüktans, desen geometrisinden kaynaklı kapasitif ve indüktif etkiyi, seri direnç ise desen ve dielektrikteki kayıpları temsil etmektedir [4].

İletim hattı ve desen empedansı aşağıdaki gibi iki portlu devrelerin ABCD parametreleriyle temsil edilebilir.

$$ABCD = (ABCD)_{FSS}(ABCD)_{dielektrik} \quad (1)$$



Şekil 1. Birim hücrelerden oluşan FSS ve eşdeğer devre modeli [4].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{FSS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta h) & jZ_{ch} \sin(\beta h) \\ jY_{ch} \sin(\beta h) & \cos(\beta h) \end{bmatrix} \quad (2)$$

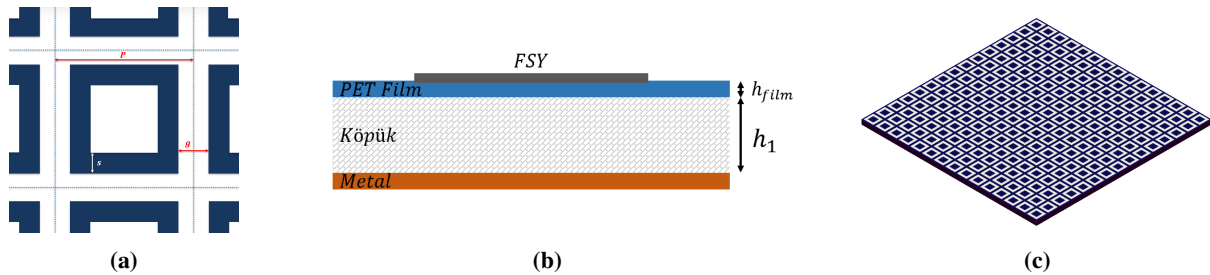
Sonuçta oluşan iki portlu devre, iletim hattı tarafından kısa devre yapıldığında, giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) ve yansım katsayısı ( $\Gamma$ ) şu şekilde bulunabilir:

$$Z_{in} = \frac{B}{D}, \quad \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3)$$

Yüzeyin etkin bir sönümleme performansı gösterebilmesi için hedeflenen frekans aralığında yüzey yansım katsayısının minimize edilmesi gerekmektedir. Arkası PEC kaplı dielektriğin yüzey empedansı ile desen empedansının imajiner kısımları birbirini nötrleyerek birden çok rezonans oluşturabilmektedir. Giriş empedansının reel kısmı da rezistif desen sebebiyle serbest uzay empedansı  $Z_0$  değerine yaklaşır. Bu sayede geniş bant sönümleme tepkisi elde edilebilmektedir [5].

### 3. Geniş Bant RKA Azaltıcı Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Bu çalışmada Şekil 2a'da görülen kare halka deseni ile geniş bant Radar soğurucu frekans seçici yüzey tasarımı yapılmıştır. Soğurucu FSY yapısı, Şekil 2b'de resmedildiği üzere rezistif FSY deseni (indiyum kalay oksit - ITO), PET film, esnek köpük altta ve metal plakadan oluşmaktadır. Kare halka deseni  $h_{film} = 0.125 \text{ mm}$  kalınlığındaki



Şekil 2. (a) Kare halka desen geometrisi, (b) soğurucu FSY yapısı ve (c) 20x20cm model geometrisi.

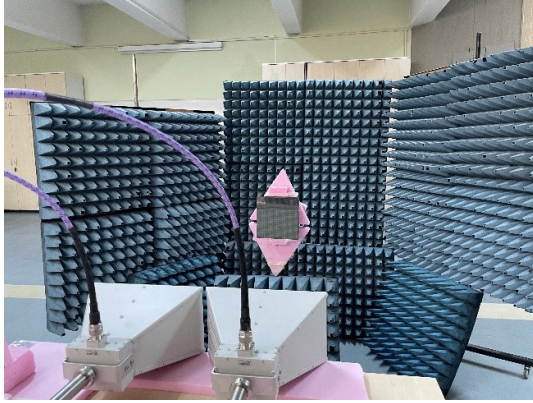
PET film üzerindedir. FSY'li film ise arkası metal kaplı  $h_1 = 5 \text{ mm}$  kalınlığındaki esnek köpük ( $\epsilon_r=1.17$ ) üzerine yerleştirilmiştir. Altta malzemesi, geniş bant genişliği, düşük dielektrik sabiti, hafifliği ve istenilen yüzeye kaplanabilirliği göz önünde bulundurularak esnek köpük plaka olarak seçilmiştir. Bu malzemenin RF karakterizasyonu için dalga kılavuzu ölçüm düzeneği kurulmuş olup daha önceki bir çalışmada kullanılan yöntem ile X bantta dielektrik sabiti belirlenmiştir [6].

Oluşturulan yapı, karakterizasyon sonucu elde edilen veriler ile birlikte gerçeğe en yakın şekilde simülasyon ortamında oluşturulmuştur. Tasarım periyodik birim hücre yöntemi kullanılarak analiz edilmiştir. Tasarım parametrelerine ilişkin analiz sonuçlarından elde edilen örnekler, parametrik inceleme ve optimizasyon çalışmalarıyla değerlendirilmiştir. Şekil 2c'de gösterilen FSY deseni  $20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$ 'lik üretilebilir yüzeye sığabilecek şekilde  $15 \times 15$  elemandan oluşmaktadır.

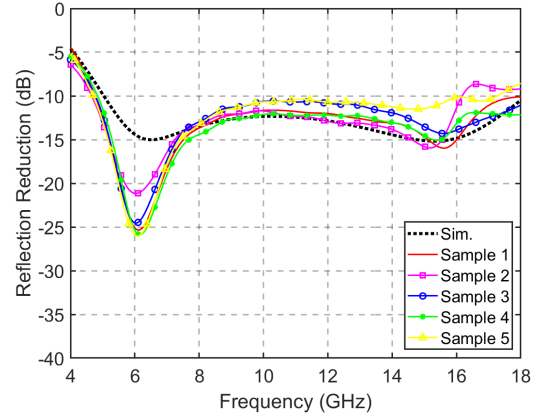


#### 4. Üretim ve Ölçüm

Tasarlanmış olan FSY desenleri, lazer kazıma yöntemi ile ITO kaplamalı PET film üzerinde oluşturularak prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Lazer kazıma ile desenlendirilmiş ITO kaplı PET filmler, esnek köpük alttaş üzerine yerleştirilmiş ve arkası alüminyum ile kaplanmıştır. 5 adet prototip elde edilmiştir. Prototiplerinin ölçümleri geniş bant boynuz antenler ile alınmıştır (Şekil 3a). Soğurucu ile aynı boyutta metal plakaya göre yansıma azaltımı sonuçları ve simülasyon sonucu birbiriyle tutarlı çıkmıştır (Şekil 3b). Bu aynı zamanda üretimin tekrarlanabilir olduğunu da göstermektedir. Prototipler 4.7 – 18 GHz aralığında (C, X ve Ku bant) -10 dB yansıma azaltımı sağlamaktadır. Oransal bant genişliği (fractional bandwidth) %117'dir. Prototipinin toplam kalınlığı en düşük frekansta yaklaşık olarak  $0.078\lambda_L$  (5 mm)'dir.



(a)



(b)

Şekil 3. (a) Ölçüm düzeneği ve (b) 5 adet örnek için yansıma azaltımı ölçüm sonuçları.

#### 5. Sonuç

Bu çalışmada kare halka desene sahip geniş bant soğurucu FSY tasarımı, üretim ve ölçümü incelenmiştir. Geniş bantta RKA azaltımı için düşük dielektrik sabitli, farklı yüzeylere monte edilebilen esnek ve hafif bir malzeme kullanılmıştır. Sonuç olarak %117 bant genişliğinde 10-dB yansıma azaltımı elde edilmiştir. Analizler tek bir yüzey direnci üzerine yapılmıştır. Farklı yüzey direncine sahip yüzeyler ve farklı üretim teknikleriyle daha geniş bant genişliğinde RKA azaltımı üzerine çalışmalar devam etmektedir. Ayrıca, farklı malzemeler ve çok katmanlı FSY düzenlemeleriyle de düşük profil, hafif tasarımlar ve farklı frekans bantlarına uyarlanabilirlik üzerine tasarımlar ölçüm ve test aşamasındadır. Konferansta farklı tasarımlar ve yansıma azaltımı sonuçları da gösterilecektir.

#### Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 1501-Sanayi Ar-Ge Destek Programı kapsamında desteklenmektedir.

#### Kaynaklar

- [1] Zhang, L., Gao, C., Guo, H. vd. "Efficient polarization conversion metasurface for scattered beam control and RCS reduction," *Sci. Rep.*, 14, 26260, 2024.
- [2] A. Parameswaran, A. A. Ovhal, D. Kundu, H. S. Sonaliker, J. Singh ve D. Singh, "A low-profile ultra-wideband absorber using lumped resistorloaded cross dipoles with resonant nodes," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, cilt 64, no. 5, s. 1758–1766, Ekim 2022.
- [3] V. Violi vd., "Design of radar absorbing materials based on connected frequency selective surfaces," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Mayıs 2025, Erken Erişim.
- [4] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio ve G. Manara, "A circuit-based model for the interpretation of perfect metamaterial absorbers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt 61, no. 3, s. 1201-1209, Mart 2013.
- [5] F. Costa, A. Monorchio ve G. Manara, "Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt 58, no. 5, s. 1551-1558, Mayıs 2010.
- [6] Ö. Eriş, Ö. Aydın Civi ve Ö. Ergül, "A low-cost, stable, and accurate method for electromagnetic characterization of 3D printing filaments using 3D-printed waveguides for microwave applications," *Proc. Photonics Electromagn. Res. Symp. (PIERS)*, 2023, s. 2059–2067.



## X ve Ku Bandında Farklı Yüzey Profillerine Sahip Eksenel Oluklu Konik Boynuz Antenlerin Işıma Özelliklerinin Kıyaslanması

Alp Emir Gürsoy, Mustafa Kuloğlu, Kamil Karaçuha

REHİS

Aselsan

Ankara

gursoya23@itu.edu.tr, mkuloglu@aselsan.com

İstanbul Teknik Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

İstanbul

karacuha17@itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, konik boynuz antenlerin oluk (corrugation) profillerinin, eksenel yarıklı yapılarla birlikte uzak alan ışıma özelliklerine etkisi incelenmiştir. Çalışmada, X ve Ku bandında (8–16 GHz) çalışan doğrusal (linear), Gauss, tanjant profil konik anten yapıları karşılaştırılmıştır. 2:1 bandı boyunca, çeşitli profil türleri ile düşük yan lob seviyeleri elde edilmiştir ve dönel simetriye sahip ışıma örüntüleri elde edilerek iyileşme sağlanmıştır.

**Abstract:** In this study, the effects of corrugation profiles of conical horn antennas on far-field radiation characteristics were investigated in conjunction with axial slot structures. The study compares conical antenna structures with linear, Gaussian, and tangent profiles operating in the X and Ku bands (8–16 GHz). Across the 2:1 bandwidth, low sidelobe levels were achieved with various profile types, and improvements were observed by obtaining radiation patterns with rotational symmetry.

### 1. Giriş

Oluklu (corrugated) boynuz antenler, özellikle uydu haberleşmesi, radar sistemleri ve uzay tabanlı gözlem uygulamaları gibi birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [1, 2]. Bu tür antenlerde başarıyı etkileyen temel etkenlerden biri, yalnızca oluk yapısının kendisi değil, aynı zamanda anten gövdesinin genişleme çizgisi (flare profile) olarak bilinen biçimidir. Genişleme çizgisinin türü, hem ana ışının biçimini hem de kenar bölgelerdeki elektrik alan dağılımını etkileyerek, yan ışımların düzeyi (yan lob seviyesi - SLL), 3 dB ışın genişliği, çapraz kutuplanma ve uzak alan ışınım örüntüsü gibi önemli özelliklerde farklılıklara yol açar [3, 4]. Örneğin, daha düzgün geçişli (Gauss benzeri) bir genişleme çizgisi, antenin çıkış bölgesinde kenarlardaki elektrik alanı azaltarak yan ışımları zayıflatabilirken; doğrusal (konik) bir yapı, daha yüksek yan loblara neden olabilmektedir. Bu bağlamda, boynuz antenlerde kullanılan farklı genişleme biçimleri, yönlülük, yan ışımların bastırılması ve çapraz kutuplanma gibi başarımlar ölçütlerini doğrudan etkiler. Geleneksel doğrusal profiller, üretim açısından kolaylık sağladığı için sıkça tercih edilse de, elektromanyetik alanın dağılımını yeterince düzgün sağlayamadığından, çapraz kutuplanma ve yan loblar bakımından sınırlı kalmaktadır. Buna karşın, Gauss ve tanjant (tanh) temelli genişleme çizgileri, alanın yumuşak bir biçimde yayılmasını sağlayarak yan ışımları –30 dB’nin altına kadar azaltabilmektedir [2, 4]. Ayrıca, profiller hem daha kısa anten yapılarıyla dengeli bir ışınım başarımları sunmakta hem de kabul edilebilir düzeyde yan lob bastırımı ile öne çıkmaktadır. Sonuç olarak, uygun profil seçimi; uygulamanın gerektirdiği yönlülük, fiziksel boyutlar ve üretim kolaylığı gibi etmenler göz önüne alınarak yapılmalıdır.

### 2. Anten Yapısı ve Tasarımı

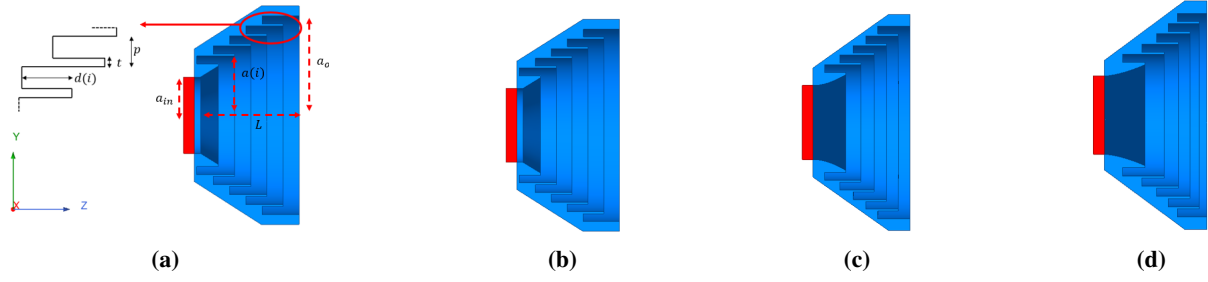
Tasarımlanan antenler özdeş dairesel dalga kılavuzu ile beslenmiştir. Antenler eşit uzunlukta ve aynı açıklık boyutuna sahip olacak şekilde tasarlanmışlardır. Bir eksenel oluklu huni antenin temel yapısı ve tasarlanan antenler Şekil 1 ile verilmiştir. Antenlerin ortak olan tasarım parametreleri Tablo 1 ile verilmiştir. Empedans uyumunu artırmak adına dalga kılavuzundan sonra metalik duvar profile uygun olarak devam ettirilmiştir.

**Tablo 1.** Ortak Parametreler

| $a_{in}$ (mm) | $L$ (mm) | $a_o$ (mm) | $N$ (adet) | $t$ (mm) | $p$ (mm) | $f_c$ (GHz) |
|---------------|----------|------------|------------|----------|----------|-------------|
| 14.92         | 38.75    | 38.80      | 5          | 0.78     | 3.90     | 9.6         |

#### 2.1. Derinliklerin Hesaplanması

Oluk derinlikleri doğrudan yüzey profiline bağlıdır ve aralarındaki ilişki aşağıdaki gibi verilir [5].



Şekil 1. Genel Yapı (a), Lineer Profil (b), Gauss Profil (c), Tanjant Profil (d)

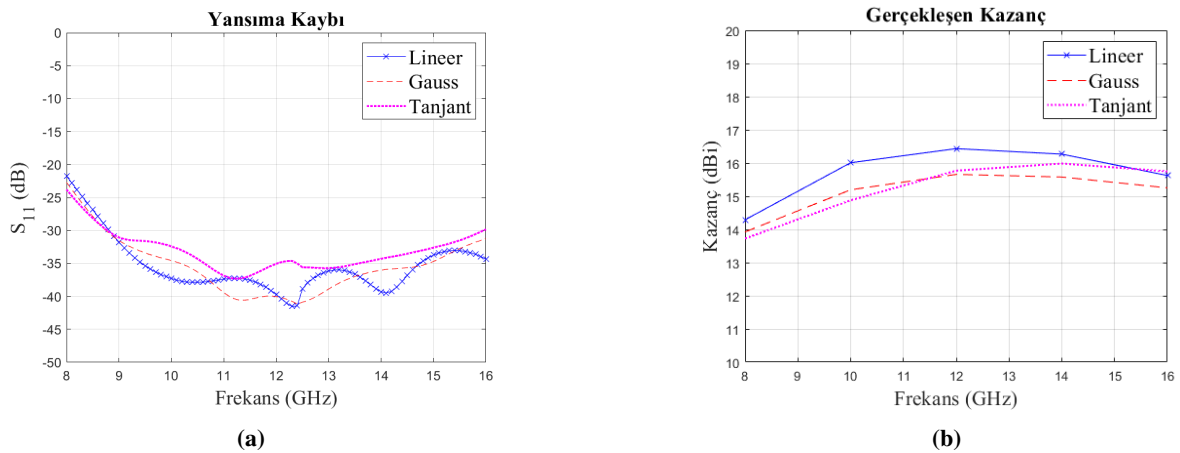
$$d(i) = \frac{\lambda_c}{4} e^{\left( \frac{1}{2.114 \left( \frac{2\pi a(i)}{\lambda_c} \right)^{1.134}} \right)} \quad (1)$$

Tasarımlarda kullanılan yüzey profilleri eşitlikleri [6] aşağıdaki gibidir. Gauss profili dönel simetriye katkıda bulunduğu için tercih edilmiştir. Gauss profile kıyasla tanjant profilin farklı parametrelere bağlı olması uygulamaya göre optimize edilebilmesine olanak tanımaktadır. Tanjant profil için  $\rho = 1.5$  ve  $A = 1$  değerleri tasarımda kullanılan değerlerdir.

$$a(z) = \begin{cases} a_{in} + \frac{(a_o - a_{in})z}{L}, & \text{Lineer profil} \\ \sqrt{a_{in}^2 + \frac{z^2(a_o^2 - a_{in}^2)}{L^2}}, & \text{Gauss profil} \\ a_{in} + (a_o - a_{in}) \left[ (1 - A) \frac{z}{L} + A \tan^{\rho} \left( \frac{\pi z}{4L} \right) \right], & \text{Tanjant profil} \end{cases} \quad (2)$$

### 3. Benzetim Sonuçları

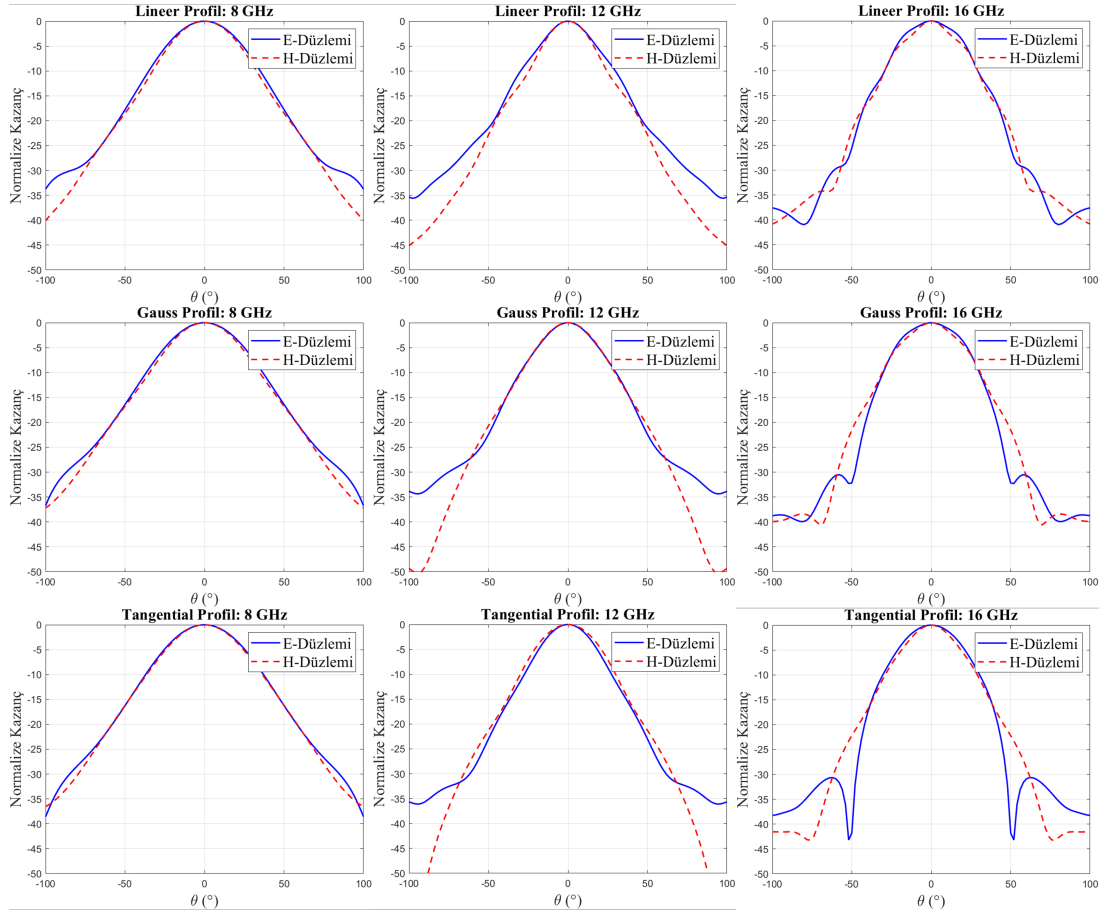
Aşağıda Şekil 2 ile kazanç ve yansıma kaybı sonuçları verilmiştir. Her üç yüzey profili için tüm çalışma bandı boyunca  $-20$  dB değerinden daha iyi yansıma kaybı elde edilmiştir. Şekil 3 ile 8, 12 ve 16 GHz için E/H-düzlemleri ışınma örüntüleri, Şekil 4 ile antenlerin eş ve çapraz polarizasyon sonuçları verilmiştir.



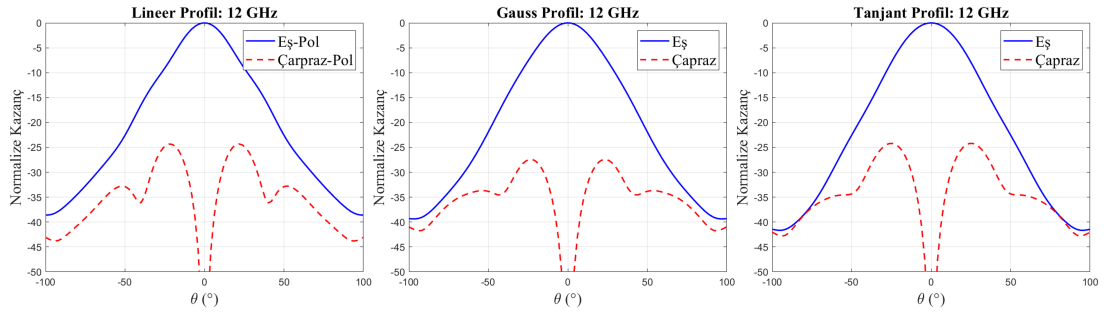
Şekil 2. Yansıma Kaybı (a), Gerçekleşen Kazanç (b)

### 4. Sonuç

Bu çalışmada gelenekselden farklı olarak radyal oluklar veya yüzey olukları kullanmak yerine eksenel oluklara farklı profiller verilmesi ile geniş bantta (2:1) düşük yan loblara ve dönel simetriye sahip antenler tasarlanmıştır.



Şekil 3. Işıma Örüntülerinin Karşılaştırılması



Şekil 4. Eş ve Çapraz Kutuplanma Başarımlarının Karşılaştırılması

Lineer profile kıyasla simetri iyileştirilmiştir. Bant boyunca  $-20$  dB değerinden daha iyi yansıma kaybı sağlanmıştır. Polarizasyon saflığı açısından Gauss profilinin üstün olduğu görülmüştür.

## Kaynaklar

- [1] Balanis C. A., Antenna Theory: analysis and design, Dördüncü Baskı, New York: John Wiley, 2016, Bölüm 13.
- [2] Vallinas E., “Modern corrugated horn antennas.”, Doktora Tezi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Navarra Kamu Üniversitesi, Pamplona, İspanya, 2007.
- [3] Clarricoats P. J. B. ve Olver A. D., Corrugated horns for microwave antennas, Londra: IEE, 1984.
- [4] Kishk A. A. ve Lim C. S., “Comparative analysis between conical and Gaussian profiled horn antennas”, "Progress In Electromagnetics Research, Cilt 38, s. 147–166, 2002.
- [5] Balanis C. A., Modern Antenna handbook, John Wiley & Sons, 2011.
- [6] Granet C. ve James G. L., “Design of corrugated horns: A primer”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Cilt 47, Nisan 2005, s. 76–84.

## İHA İniş Sistemleri İçin Ultra Geniş Bant Tabanlı Hassas Konumlandırma Sistemi

Ahmet Öncü, Şener Yılmaz  
Boğaziçi Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
ahmet.oncu@bogazici.edu.tr, sener.yilmaz@std.bogazici.edu.tr

**Özet:** İHA'lar için güvenli ve hassas iniş kritik bir aşamadır. Bu çalışmada, IR-UWB, IMU ve lazer altimetre verileri EKF ile füzyonlanarak dronun iniş platformuna göre santimetre seviyesinde konumlandırılması sağlanmıştır. Ham UWB ölçümleri, gerçek zamanlı makine öğrenimi ile gürültüden arındırılarak EKF'ye beslenmiştir. Kapalı alan testlerinde ortalama 4.28 cm hata elde edilmiş; açık alanda da aynı doğruluk korunmuştur.

**Abstract:** Safe and precise landing is critical for UAVs. We fuse IR-UWB ranging, IMU, and laser altimeter data in an EKF to localize the drone relative to a landing pad with centimetre-level accuracy. Raw UWB ranges are denoised in real-time by an on-board machine-learning layer before the EKF. Indoor tests achieve 4.28 cm mean error; outdoor tests confirm this accuracy.

### 1. Giriş

İnsansız hava araçları (İHA) enerji, tarım ve lojistikte erişimi hızlandırırken maliyetleri düşürür; ancak iniş evresi hâlâ en kritik adımdır. GNSS kapalı alanlarda çalışmaz, kamera tabanlı çözümler düşük ışıkta, radar/ultrasonik ise menzil ve maliyet kısıtlarında zorlanır.

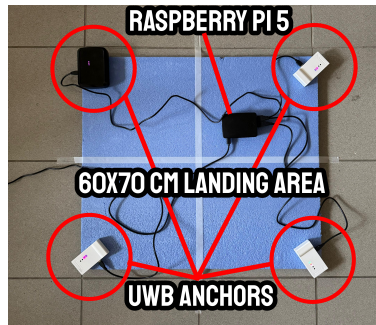
Impulse-Radio Ultra-Wideband (IR-UWB) pikosaniye darbe sinyalleriyle santimetre çözünürlük, ışık bağımsızlığı ve çok-yollu toleransı sunarak bu açığı kapatır. Son yıllarda IR-UWB tabanlı konumlandırma, özellikle GNSS'siz iniş için yoğun biçimde araştırılmıştır [1–7].

Bu çalışmada, iniş platformundaki dört UWB referans düğümü ile İHA'daki etiket arasındaki mesafe ölçümleri kullanılarak santimetre seviyesinde konum kestirimi yapılmıştır. Geliştirilen algoritma ile 100 Hz güncelleme hızına ulaşılmış, GNSS'nin olmadığı ortamlarda güvenilir ve ekonomik bir çözüm sunulmuştur.

### 2. Sistem Tasarımı ve Yöntem

#### 2.1. Donanım Mimarisi

Donanım mimarisi yalın ve kompakt olacak şekilde tasarlanmıştır. Kapalı alanda 0,6 m × 0,7 m, açık alanda ise 0,9 m × 1,1 m boyutlarında tabanlar kullanılmış; dört UWB anchor (Qorvo DWM1001-DEV) taban köşelerine yerleştirilmiştir. Bir anchor, platform yönelimi için 9 eksenli IMU içerir. Anchor verileri merkezdeki Raspberry Pi 5'e iletilir. Pi, çok iş parçacıklı C uygulaması ile 10 ms çevrim süresinde veri toplama, gürültü giderme ve EKF füzyonunu gerçek zamanlı yürütür. İHA üzerindeki UWB etiketi (DWM1001-DEV) 9 eksen IMU ve Be-newake TFmini Plus lazer sensörü (±5 cm doğruluk) ile entegredir. Şekil 1 iç alan testlerinde kullanılan düzeneği göstermektedir.



Şekil 1. İç alan test platformu

## 2.2. UWB Mesafe Ölçümü

Uzaklık, Çift Taraflı İki-Yönlü Ölçüm (DS-TWR) ile belirlenir. Altı zaman damgası, basitleştirilmiş formülle uçuş süresine (ToF) dönüştürülür:

$$ToF = \frac{(R_2 - S_1) - (S_2 - R_1) + (R_3 - S_2) - (S_3 - R_2)}{4} \quad (1)$$

Burada  $S_i$  ve  $R_i$ , DS-TWR sürecinde oluşan paket gönderme ( $S_i$ ) ve alma ( $R_i$ ) zaman damgalarını temsil eder. UWB etiket (drone) tarafında  $S_1$ ,  $R_2$  ve  $S_3$ ; anchor tarafında ise  $R_1$ ,  $S_2$  ve  $R_3$  damgaları üretilir.

Mesafe  $d = c \cdot ToF$  olarak hesaplanır. Saat kayması sapmaları için orantısız düzeltme uygulanmıştır [8]. Her anchor'a sabit yanıt gecikmesi atayarak çevrim süresi 3.8 ms'ye düşürülmüştür.

## 2.3. Çevrimiçi Ölçüm Düzeltmesi

UWB mesafe ölçümlerinde anten gecikmesi ve saat kayması DWM1001 modüllerinde üretici kalibrasyonu ile bastırılmıştır; geriye ölçülen-gerçek mesafe arasındaki sistematik *ranging bias* kalmaktadır. Geleneksel lookup-table yaklaşımı yerine bu çalışmada makine öğrenmesi kullanılmıştır.

Dört katmanlı, hafif bir çok-katmanlı algılayıcı (MLP) tasarlanmıştır; girdi olarak ham mesafeye ek olarak alınan sinyal gücü, ilk yol gücü, kanal darbe cevabı tepesi ve preamble sayısı gibi DW1000 RX tanımlama verileri kullanılmıştır.

Farklı mesafelerde toplanan veri setiyle eğitilen modelin katsayıları Raspberry Pi'ye CLARA aracıyla gömülmüş ve gerçek-zamanlı çalıştırılmıştır [9]. Böylece mesafe ölçümü RMS hatası 9.26 cm'den 4.35 cm'e düşmüştür.

## 2.4. Sensör Füzyonu

Sensör füzyonu, sistemin genel performansını ve hassasiyetini artırmak amacıyla gerçekleştirilmiştir. IMU sensöründen elde edilen ham ivme verileri alçak geçiren filtre yardımıyla önce yerçekimi etkisinden arındırılmıştır. VQF (Versatile Quaternion Filter) algoritması kullanılarak elde edilen oryantasyon verileri, ivme vektörünün platformun bağıl koordinat düzlemine dönüştürülmüştür [10].

UWB ölçümleri, MLP ile düzeltilip en güncel son 10 değer üzerinde uygulanan doğrusal regresyonla aykırı değerlerden arındırılır. Elde edilen son ölçüm değeri, lazer sensöründen gelen yükseklik bilgisi ile iki boyutlu düzleme indirgenir. Son olarak, bu bilgiler Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) içerisinde entegre edilmiştir. EKF modelinde, doğrusal hareket modeli kullanılarak durum vektörü tahmin edilir:

$$x_k = Fx_{k-1} + Bu_k + w_k \quad (2)$$

Ölçüm modeli ise UWB ölçümleri ( $z$  matrisi) ve dönüştürülmüş ivme verileri ( $u$  matrisi) kullanılarak oluşturulmuştur:

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (3)$$

Burada  $F$ , durum geçiş matrisi;  $B$ , kontrol giriş matrisi;  $H$ , ölçüm matrisi;  $w_k$  ve  $v_k$  sırasıyla durum ve ölçüm gürültülerini ifade eden Gauss beyaz gürültüleri temsil eder.

## 3. Test Sonuçları

Sistemin doğruluğu ve saha uygunluğu hem kapalı alan hem de açık alan denemeleriyle değerlendirildi.

İç alan testlerinde, Şekil 1'de görülen 0.6 m × 0.7 m köpük tabanlı düzenek kullanıldı. 20 cm yükseklikteki UWB etiketi iniş platformu etrafında önceden tanımlanmış 13 konuma yerleştirilerek statik ölçümler yapıldı. Tablo 1

ölçüm sonuçlarını göstermektedir. P1–P13 noktaları, sırasıyla (-1 m, -1 m), (-1 m, 0 m), (-1 m, 1 m), (0 m, -1 m), (0 m, 0 m), (0 m, 1 m), (1 m, -1 m), (1 m, 0 m), (1 m, 1 m), (-0.66 m, -0.66 m), (-0.66 m, 0.66 m), (0.66 m, -0.66 m) ve (0.66 m, 0.66 m) konumlarını ifade etmektedir.

**Tablo 1.** 13 statik noktadaki RMS konum hatası (m)

| Nokta    | P1    | P2    | P3    | P4    | P5    | P6    | P7    | P8    | P9    | P10   | P11   | P12   | P13   |
|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| RMS Hata | 0.081 | 0.034 | 0.043 | 0.029 | 0.061 | 0.018 | 0.047 | 0.048 | 0.041 | 0.055 | 0.027 | 0.045 | 0.027 |

Açık alan denemeleri, Boğaziçi Üniversitesi Uçaksavar Kampüsü’nde 0.9 m × 1.1 m ahşap platform üzerine kurulan dört anchor ile gerçekleştirildi. Raspberry Pi 5, enkapsüle edilmiş batarya ve DC–DC dönüştürücü ile beslenerek sahada otonom çalışacak şekilde yapılandırıldı.

Manuel konumlandırma testlerinde UWB etiketi elde tutularak 0–10 m menzil içinde farklı yönlerde dolaştırıldı; ortalama <10 cm konum hatası gözlemlendi. Drone üzeri testlerde ise DJI Matrice 300 RTK’ya takılan etiketle iniş–kalkış manevraları yapıldı.

Sonuçlar, sistemin rüzgâr ve çalışma alanı genişliği gibi dış etkenler altında bile santimetre seviyesinde hassasiyetini sürdürdüğünü doğruladı.

#### 4. Sonuç

İHA’lar için geliştirilen IR-UWB tabanlı sistem, makine öğrenmesi destekli ölçüm düzeltmesi ve çoklu sensör füzyonuyla santimetre seviyesinde konumlandırma sağlamıştır. İç/dış alan testleriyle doğrulanan sistem, GNSS’siz ortamlarda güvenilir iniş çözümü sunmaktadır. Gelecek çalışmalar farklı ortam ve mesafelerde performans iyileştirmesine odaklanacaktır.

#### Kaynaklar

- [1] Tiemann, J., F. Schweikowski ve C. Wietfeld, “Design of an UWB Indoor-Positioning System for UAV Navigation in GNSS-Denied Environments”, International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), s. 1–7, Banff, Alberta, Kanada, 2015.
- [2] Tiemann, J. ve C. Wietfeld, “Scalable and Precise Multi-UAV Indoor Navigation Using TDOA-Based UWB Localization”, International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), s. 1–7, Sapporo, Japonya, 2017.
- [3] You, W., F. Li, L. Liao ve M. Huang, “Data Fusion of UWB and IMU Based on Unscented Kalman Filter for Indoor Localization of Quadrotor UAV”, Access, cilt. 8, s. 64971–64981, 2020.
- [4] Zeng, Q., Y. Jin, H. Yu ve X. You, “A UAV Localization System Based on Double UWB Tags and IMU for Landing Platform”, Sensors, cilt. 23, no. 9, s. 10100–10108, 2023.
- [5] Li, J., Y. Bi, K. Li, K. Wang, F. Lin ve B. M. Chen, “Accurate 3D Localization for MAV Swarms by UWB and IMU Fusion”, 14th International Conference on Control and Automation (ICCA), s. 100–105, Anchorage, AK, ABD, 2018.
- [6] Strohmeier, M., T. Walter, J. Rothe ve S. Montenegro, “Ultra-Wideband Based Pose Estimation for Small Unmanned Aerial Vehicles”, Access, cilt. 6, s. 57526–57535, 2018.
- [7] Ochoa-de Eribe-Landaberea, A., L. Zamora-Cadenas, O. Peñagaricano-Muñoz ve I. Velez, “UWB and IMU-Based UAV’s Assistance System for Autonomous Landing on a Platform”, Sensors, cilt. 22, no. 6, p. 2347, 2022.
- [8] Neiryck, D., E. Luk and M. McLaughlin, “An Alternative Double-Sided Two-Way Ranging Method”, 13th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC), s. 1–6, Bremen, Almanya, 2016.
- [9] Branco, S., “CLARA – Embedded ML Tools”, <https://github.com/asergiobranco/clara>, 2020, erişildi: Aralık 19, 2024.
- [10] Laidig, D. ve T. Seel, “VQF: Highly Accurate IMU Orientation Estimation with Bias Estimation and Magnetic Disturbance Rejection”, Information Fusion, cilt. 91, s. 187–204, 2023.



## 5G MIMO Anten Sistemleri için Hammer Dekuplaj Mekanizması Tasarımı

Tuğberk Akpınar, Elif Merve Küçüköner

Süleyman Demirel Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Isparta

[tugberkakpınar@gmail.com](mailto:tugberkakpınar@gmail.com) , [elifkucukoner@sdu.edu.tr](mailto:elifkucukoner@sdu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 6 GHz altı 5G Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) antenleri için dekuplaj mekanizması tasarımı gerçekleştirilmiştir. MIMO Anten yapısı olarak mikroşerit yama anten geometrisi seçilmiş ve iki elemanlı bu yapı için dekuplaj mekanizması olarak hem antenlerin arasına hem de toprağa kazılı bir yapı çalışılmıştır. Anten yapılarının arasına bir metal şerit üzerine kazılı Hammer adı verilen yapılar yerleştirilmiştir, aynı yapılar toprak üzerine de kazınarak yerleştirilmiştir. Böylelikle hem izolasyon artırılmış hem de kazanç değeri yükseltilmiştir. Antenler arasındaki uzaklık  $0,175 \lambda$  değerine kadar küçültülmüştür. Anten, 3,5 GHz frekansında çalışmakta olup, bu frekansta izolasyon  $-21,6$  dB ve anten  $6,340$  dBi kazanç sağlamaktadır.

**Abstract:** In this study, decoupling mechanism design has been carried out for 5G Multiple Input Multiple Output (MIMO) antennas sub-6 GHz. Microstrip patch antenna geometry has been selected as MIMO antenna structure and for this two-element structure, and etched structure both between the antennas and into the ground has been studied as decoupling mechanism. Hammer structures etch on a metal strip between the antenna structures have been placed and the same structures have been etched and placed on the ground. Thus, both the isolation has been increased and the gain value has been increased. The distance between the antennas has been reduced to  $0.175 \lambda$ . The antenna operates at a frequency of 3.5 GHz and the isolation at this frequency is  $-21.6$  dB and the antenna provides a gain of 6.340 dBi.

### 1. Giriş

Haberleşme sistemlerinde Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) antenlerinde kompakt boyut sistem entegrasyonlarında önemli bir konu olmaktadır. MIMO gibi çoklu anten sistemleri, istenmeyen yakın alan kuplajının artması nedeniyle sistemin performansını ciddi şekilde düşürebilen karşılıklı kuplaj etkileriyle karşılaşmakta ve bu durum ışıma örüntüsünü olumsuz etkilemektedir. MIMO anten tasarımları gerçekleştirilirken anten birimleri arasındaki mesafe azaldıkça izolasyonun da artırılması literatürde sıklıkla çalışılmaktadır [1-4].

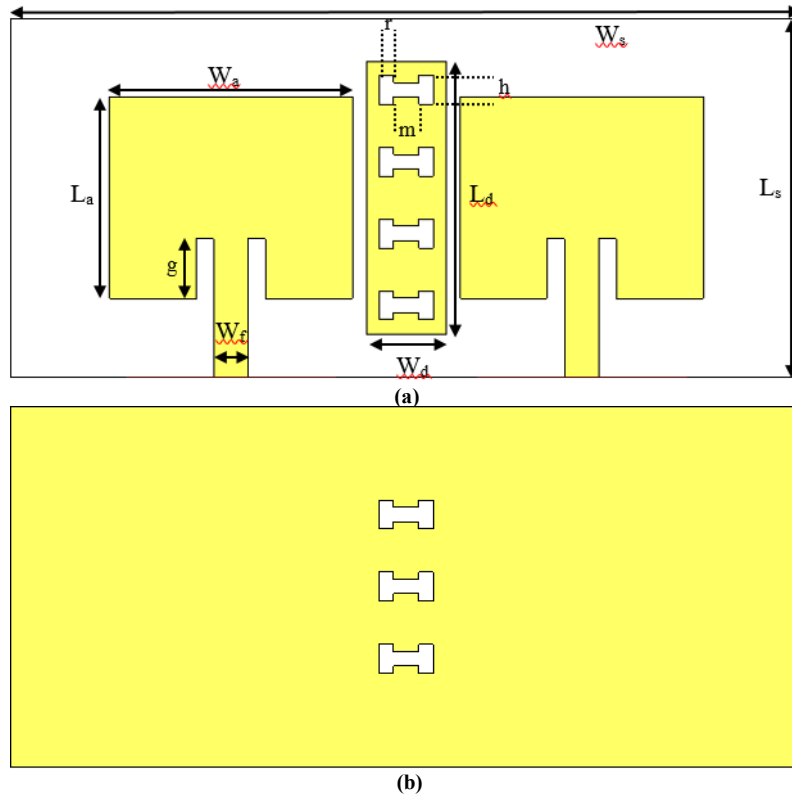
Anten birimleri arasındaki izolasyonu arttırmak için antenler arasına bir yapı yerleştirilebilmekle birlikte Toprak düzlemine yapılan kazımlar ile de izolasyon arttırılmaktadır [1-4]. Zhao ve Riaz, çalışmalarında yeni bir mikroşerit besleme hattına dayalı çift bantlı frekans yeniden yapılandırılabilir çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) yama anten tasarımı sunmuştur. Anten düzlemsel bir yapıya sahiptir ve dört simetrik olarak yerleştirilmiş dikdörtgen yama anten elemanından oluşur. Anten boyutunun küçültülmesi ve izolasyonun iyileştirilmesi için çift amaçlı altıgen şekilli bir kusurlu toprak yapısı (DGS) toprak düzlemine sokulmuştur. Frekans yeniden yapılandırılabilirliğini elde etmek için besleme hattına varaktör diyotlar entegre edilmiştir. Önerilen anten tasarımı, tüm bant için 12 dB'den fazla izolasyon sergilemektedir [1]. Viet vd., çalışmalarında karşılıklı kuplajı etkili bir şekilde en aza indiren değiştirilmiş I şeklinde bir yuvaya sahip yeni bir kusurlu zemin yapısı (DGS) sunmaktadır. Yapı, merkez çalışma frekansında  $0,98\lambda \times 0,71\lambda \times 0,05\lambda$  genel boyuta sahiptir ve üretilen 2 elemanlı prototipin ölçülen bant genişliği  $\%2,5$ 'tir (5,2–5,33 GHz). Bu bant boyunca, izolasyon her zaman 35 dB'den daha iyidir ve kazanç 4,8 dBi'den daha iyidir [2]. Shengjie vd., çalışmalarında geniş bantlı dört portlu üç boyutlu çoklu giriş-çoklu çıkış (MIMO) anteni önermiştir. MIMO anteni, küp şeklindeki bir metal kutuyu toprak olarak kullanarak mikro şerit yama elemanları küpün her iki tarafına dikey olarak yerleştirilir. Bu nedenle, çok yönlü kapsama elde edilir. Dielektrik alt tabakanın arka katmanına içbükey bir metal yama eklenir ve alt tabakanın her iki tarafına iki dikdörtgen metal sütun lehimlenir. Bu yapılar empedans eşleşmesini önemli ölçüde iyileştirerek 4,69 GHz ila 8,92 GHz'lik bir geniş bant üretir. İzolasyon tüm frekans aralığında  $-24$  dB'den daha iyidir. Yapının kazancı 9,98 dB'ye ulaşır [3]. Hussein vd., çalışmalarında iki portlu verici/alıcı (Tx/Rx) tam çift yönlü mikro şerit yama anteni için çift yönlü anten tasarımı önermiştir. Anten, çift yönlü radyasyon için tek bir dişli şeklindeki radyan yama içerir. Verici ve alıcı portları arasındaki izolasyon, antenin verici ve alıcı portlarında iki omega şeklindeki kusurlu toprak yapısı (DGS) tabanlı bant geçiş filtresinin oluşturulduğu bir frekans alanı filtreleme tekniği kullanılarak elde edilir.

Anten, kompakt bir boyuta, verici frekansında  $-36$  dB'den ve alıcı frekansında  $-45$  dB'den büyük yüksek izolasyona sahiptir [4].

Bu çalışmada, 6 GHz altı 5G uygulamalarında kullanılmak üzere Çoklu Giriş Çoklu Çıkış anten yapısı için dekaplaj mekanizması tasarımı ve analizleri gerçekleştirilmiştir. MIMO anten yapısı için mikroşerit yama anten yapısı kullanılmış ve iki elemanlı bir anten yapısı oluşturulmuştur. Antenler arasındaki mesafe  $0,175 \lambda$ 'ya kadar düşürülmüştür. Antenlerin arasına dekaplaj yapısı olarak Hammer adı verilen bir geometri kazınarak kullanılmıştır. Antenler arasına metal bir şerit yapılmış ve üzerine bu yapı kazınmıştır, ayrıca kazancı artırmak için toprak düzlemine de aynı yapı kazınmıştır. Yapının nihai sonuçlarında rezonans frekansı olan 3,5 GHz'ta izolasyonu ifade eden parametre olan  $|S_{21}|$  değeri  $-21,6$  dB değerine kadar düşürülmüş ve kazanç 6,34 dB elde edilmiştir.

## 2. Hammer Dekaplaj Yapısı Tasarımı ve Benzetim Sonuçları

Çalışmalara ilk olarak MIMO Anten için elemanlar oluşturularak başlanmıştır. Anten yapısı 6 GHz altı 5G uygulamalarında kullanılmak üzere 3,5 GHz rezonans frekansına sahip olacak şekilde ve taban malzemesi olarak dielektrik sabiti 2,2, kayıp tanjantı 0,0009 olan Rogers RT-Duroid 5880 kullanılmıştır. Anten elemanlarında yama ile  $50 \Omega$  iletim hattı arasında empedans uyumlama için girinti ile uyumlama yöntemi kullanılmıştır. İki anten elemanı arasında  $0,175 \lambda$ 'ya kadar düşürülmüş bir aralık oluşturulmuştur. Antenlerin arasındaki mesafenin çok azaltılmış olması antenin arasında yüksek bir kuplaj oluşturacaktır. Bu kuplajı azaltmak ve azaltırken de kazancı da yüksek bir değerde tutmak için çalışmalar yapılmıştır. Antenlerin arasına bir metal şerit yerleştirilmiş ve bu şeridin üzerine Hammer adı verilen yapı kazınmıştır. Aynı yapı toprak düzlemi üzerine de kazınarak anten yapısının hem kazancı artırılmış hem de elemanlar arasında izolasyon iyileştirilmiştir. Anten geometrisi ve tasarım parametreleri Şekil 1'de verilmiştir. Tasarım parametrelerinin değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

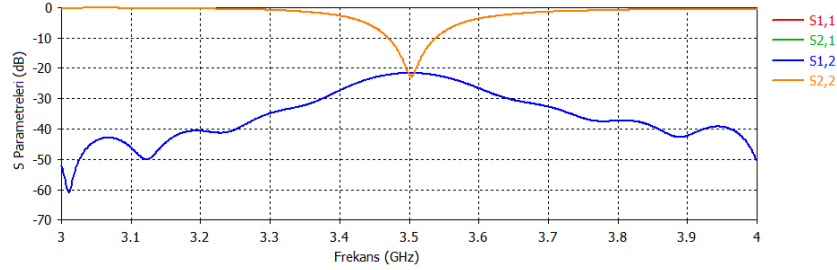


Şekil 1. Anten geometrisi ve tasarım parametreleri a) önden görünüşü b) arkadan görünüşü (toprak düzlemi).

Tablo 1. Anten ve Dekaplaj Mekanizması Tasarım Parametreleri.

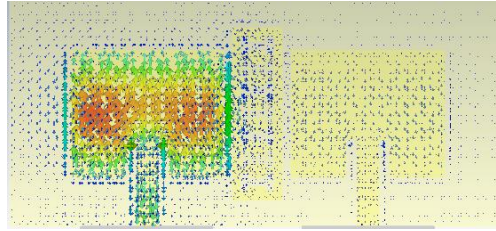
| Parametre   | $W_s$ | $W_a$ | $W_d$ | $L_s$ | $L_a$ | $L_d$ | $g$  | $W_f$ | $h$ | $r$ | $m$ |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|-------|-----|-----|-----|
| Değeri (mm) | 110   | 33,86 | 11    | 50    | 28,04 | 38,04 | 8,28 | 4,82  | 4   | 2   | 3   |

Tasarım ve benzetimler CST Studio Suite ile gerçekleştirilmiştir. Çözümleyici olarak zaman alan çözümleyicisi kullanılmıştır. Kullanılan dekaplaj mekanizmasının nihai haline karar karar verebilmek için bir dizi parametrik analiz yapılmıştır. Hammer yapılarının sayısı ve boyutları belirlenirken  $|S_{21}|$  değeri en düşük olan yapı seçilmiştir. Yapılan benzetimler sonucunda elde edilen S parametreleri grafiği Şekil 2’de verilmiştir. Grafikten de görüleceği üzere antenlerin her ikisinin de rezonans frekansı 3,5 GHz’dir ve bu frekansta  $|S_{21}|$  değeri yani antenler arasındaki izolasyon değeri  $-21,6$  dB’dir.



Şekil 2. MIMO Anten yapısı için elde edilen S parametreleri grafiği.

Şekil 3’te antenin 3,5 GHz’teki yüzey akım yoğunluğu dağılımı verilmiştir. Dekuplaj mekanizması sayesinde akım dağılımını ikinci antene geçmediği ve ilk anten üzerinde yoğunlaşmış olduğu şekilde açıkça görülmektedir. Bu da dekaplaj mekanizmasının başarılı olduğunu göstermektedir.



Şekil 3. Anten yapısının 3,5 GHz’te yüzey akım yoğunluğu dağılımı

Antenin rezonans frekansı olan 3,5 GHz değerindeki kazanç  $6,34$  dB’dir. Kazanç değerine bakıldığında anten yapısına eklenen dekaplaj mekanizmasının izolasyona olduğu gibi kazanca da olumlu etkisi olduğu görülmektedir.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada, 6 GHz altı 5G uygulamalarında kullanılmak için, Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) anten yapısı içerisine dekaplaj yapısı tasarlanmıştır. 2 mikroşerit yama anten elemanlı bir MIMO anten yapısı üzerinde tasarım gerçekleştirilmiştir. Hem antenler arasına hem de toprak düzlemine Hammer adı verilen bir yapı kazınarak izolasyon yapısı oluşturulmuş ve anten ile birlikte dekaplaj mekanizmasının performansı incelenmiştir. Ve yapılan bu dekaplaj mekanizmasıyla birlikte anten 3,5 GHz rezonans frekansında, izolasyon yani  $|S_{21}|$  değeri  $-21,6$  dB olarak elde edilmiştir. 3,5 GHz’te kazanç değeri  $6,34$  dB elde edilmiştir. Antenler arasındaki uzaklık  $0,175 \lambda$  değerine kadar düşürülmüştür. Bu sonuçlar ışığında tasarımı yapılan antenin verimli bir performans sergilemesi ve boyutunun kompakt olması sebebiyle 5G uygulamaları için uygun bir yapı olduğu söylenebilir.

### 4. Kaynaklar

- [1]. Zhao X., Riaz S., “A Dual-Band Frequency Reconfigurable MIMO Patch-Slot Antenna Based on Reconfigurable Microstrip Feedline The Institution of Engineering and Technology”, *IEEE Access*, cilt 6, s. 41450-41457, 2018.
- [2]. Duc-Nguyen T. V., Hung T., Dinh N., Hyun C. P., “A Novel Defected Ground Structure For High-Isolation Circularly Polarized MIMO Patch Antenna”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, cilt.38 no.1, s.34-48, 2024.
- [3]. Shengjie C., Xiaoming L., Xiaojun J., Yuanhao C., “A Wideband Quad-Port 3-D MIMO Antenna Decoupled With DGS Structure for Roadside Units,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt. 24 no. 3, s.616-620, 2025.
- [4]. Amr H. H., Haythem H. A., Mahmoud A. A., Alaa M.A., “S-Band Compact Microstrip Full-Duplex Tx/Rx Patch Antenna With High Isolation,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, cilt. 18 no. 10, s.2090-2094, 2019.

## Mg Tabanlı Biyobozunur Ameliyat Süturun Beden-Üstü Anten ile Kablosuz Takibi

Özge Taylan Moral, Ahmet Bilir, Ozan Furkan Sezgen\*, Sema Dumanlı

Boğaziçi Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İstanbul

ozge.moral@std.bogazici.edu.tr, ahmet.bilir@std.bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

\*ASELSAN

İstanbul

ozanfsezgen@aselsan.com

**Özet:** Bu çalışmada, Mg-tabanlı biyobozunur süturun göğüs kemiği üzerindeki yapısal bütünlüğü beden-üstü okuyucu anten ile kablosuz olarak takip edilmiştir. İnsan bedeni üzerinde çalışacak bir ultra genişbant eş-düzlemli dalga kılavuzu beslemeli dairesel disk monopol anten tasarlanmış ve eniyileştirilmiştir. Kırılmanın kablosuz takibi doku taklitli fantom üzerinde benzetim yapılarak gerçekleştirilmiştir. Sütur-anten hizalanması ve sütur derinliğinin takip performansına etkisi ve kırılma noktası takibi analiz edilmiştir. Önerilen anten ile kırılmanın 25 mm derinliğe kadar takip edildiği gösterilmiştir.

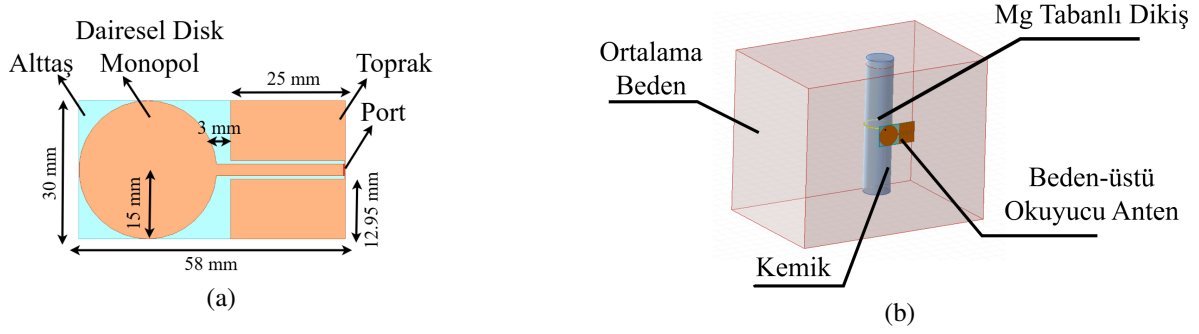
**Abstract:** In this study, the structural integrity of a Mg-based biodegradable suture on the sternum was wirelessly monitored using an on-body reader antenna. An ultra-wideband coplanar waveguide-fed circular disk monopole antenna was designed and optimized for operation on the human body. The wireless monitoring of suture breakage was conducted through simulations using a tissue-mimicking phantom. The alignment between the suture and antenna, as well as the effect of suture depth on tracking performance and the detection of the breakage point, were analyzed. It was demonstrated that the proposed antenna is capable of tracking breakage at depths of up to 25 mm.

### 1. Giriş

Ameliyat süturları yara tedavilerinde ve hasarlı dokuları onarmada kullanılan önemli medikal aletlerdendir. Süturların fiziksel, kimyasal, mekanik, yapısal ve biyolojik özellikleri sütur performansını etkiler [1]. Klinisyenler ameliyat türüne göre sütur seçimi yaparlar. İdeal bir sütur kullanımı ve sterilizasyonu kolay, enfeksiyona karşı dirençli olmalı, alerjen ve kanserojen olmamalıdır [1]. Ameliyat süturları doğal/yapay bozunur, doğal/yapay bozunmaz ve metalik olarak sınıflandırılırlar [2]. Bozunur süturlar doku içerisinde hızlı bir şekilde bozunur, gerilme dayanıklılığını 60 gün içinde kaybeder ve bedenden çıkarılmak için ikinci bir ameliyata ihtiyaç duymazlar. Bozunmaz süturlar beden içinde gerilme dayanıklılığını uzun süre korurlar ve ameliyat sonrası işleme ihtiyaç duyarlar. Sert yapıya sahip olan metalik süturlar mekanik stresten etkilenirler. [3]. Bu sorunlara çözüm olarak geliştirilen biyobozunur metalik implantlar ise insan bedeninde çözünürler. Magnezyum (Mg), demir, çinko ve bu metallerin alaşımları biyobozunur implant olarak kullanılır [4]. Mg alaşımları düşük yoğunluk, yüksek biyoyumumluluk, yüksek dayanıklılık, yüksek titreşim sönümleme kapasitesi gibi avantajlara sahiptir. Mg-tabanlı aletlerin yapısal bütünlüğünü takip etmek için literatürde optik görüntüleme yöntemleri [5], elektrokimyasal yöntemler [6] ve kablosuz sistemler geliştirilmiştir. Beden-üstü metal implantların etkilerini izlemek için beden-üstü anten tasarımları öneren çalışmalar mevcuttur [7]. Bir çalışmada ise kablosuz takip için Mg-tabanlı bir implant anten ve okuyucu antenden oluşan bir sistem önerilmiştir [8]. Yara ve ameliyat sonrası takip için özelleştirilmiş sütur tasarımları mevcuttur [9]. Ancak bu süturlar algılama mekanizmaları nedeniyle tamamen biyobozunur yapıda değildir. Bu çalışmada Mg-tabanlı süturun yapısal bütünlüğünü ve iyileşme sürecinde bozunmasını kablosuz olarak takip edecek bir beden-üstü okuyucu anten tasarımı önerilmiştir.

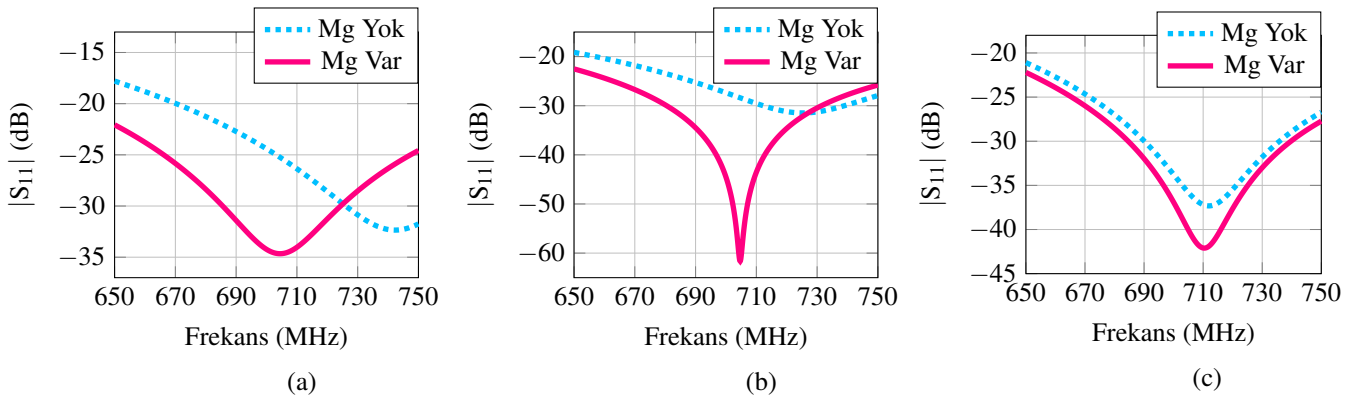
### 2. Sistem Tasarımı ve Benzetim Sonuçları

Önerilen sistem Mg-tabanlı sütur ve beden-üstü okuyucu antenden oluşmaktadır. Beden-üstü okuyucu anten bağlı geçirgenlik katsayısı 10.2 olan Rogers RO2310 üzerine dairesel disk monopol olarak tasarlanmış [10] ve 50  $\Omega$ 'luk bir eş-düzlemli dalgakılavuzu ile beslenmiştir. Anten, 2.8 GHz'den 10 GHz'e kadar -10 dB'lik bir ultra genişbant genişliği sağlamaktadır. İnsan modeli üzerinde anten tasarımı benzetimleri Ansys HFSS ile yapılmıştır. Anten geometrisi ve beden-üstünde çalışması için eniyileştirilmiş boyutları Şekil 1 (a)'da verilmiştir. Antenin çalışma bant genişliği besleme açıklığı, toprak düzlem genişliğine ve dairenin yarıçapına bağlıdır. 50  $\Omega$  empedans sağlayabilmek için yol genişliği 0.8 mm ve toprak aralığı 2.5 mm olarak ayarlanmıştır. Mg-tabanlı süturun takip edilmesi

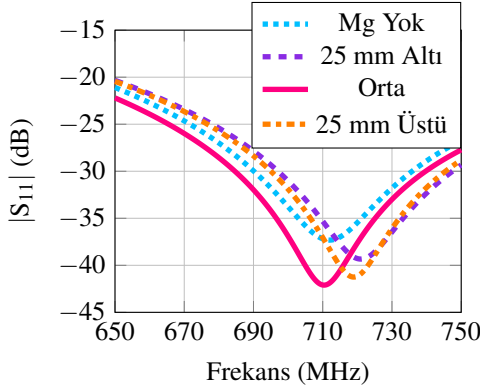


Şekil 1. (a) Anten geometrisi ve (b) benzetim modeli.

için göğüs kemiği 20 mm yarıçapa ve 20 cm uzunluğa sahip bir silindir yapısı ile insan gövdesi 20 cm x 30 cm x 24 cm ölçülere sahip bir dikdörtgen prizma olarak modellenmiştir. Silindir kemiğin (725 MHz'de 32.5920, 0.6645 S/m), dikdörtgenler prizması ise ortalama bedenin (725 MHz'de 12.6330, 0.1233 S/m) elektriksel özelliklerini taşımaktadır. Sayısal analiz için beden-üstü okuyucu antenin ve kemiğin modeli Şekil 1 (b)'de verilmiştir. Mg-tabanlı süturun yapısal analizi süturun beden içi derinliği ve süturun antene göre hizası değiştirilerek, ayrıca kırılma noktasının analizi olarak üç farklı şekilde gerçekleştirilmiştir. Süturun beden içindeki derinliğinin kablosuz takibe etkisini analiz etmek için öncelikle beden-üstü okuyucu anten ile kemik arasındaki uzaklık 15, 20 ve 25 mm olarak ayarlanarak antenin yansımaya katsayısı ölçülmüştür. Daha sonra, 20 mm yarıçapa ve 1 mm kenar uzunluğuna sahip kare kesitli Mg-tabanlı sütur kemik üzerinde orta noktaya yatay ekseninde sarılmış ve antenle hizalanmıştır. Beden-üstü okuyucu anten ile sütur arasındaki uzaklık 15, 20 ve 25 mm olarak ayarlanarak benzetim gerçekleştirilmiş ve frekans cevapları Şekil 2'de verilmiştir. Beden-üstü okuyucu anten ile Mg-tabanlı sütur arasındaki uzaklık 15 mm iken Mg-tabanlı sütur varlığından tınlışım frekasındaki değişim 37.5 MHz, 20 mm iken 20.50 MHz, 25 mm iken 1.50 MHz olarak gözlenmiştir. Hizalama analizi için beden-üstü okuyucu anten ile sütur arası uzaklık 25 mm olarak ayarlanmıştır. Mg-tabanlı sütur ise önce kemiğin orta noktasına antenle hizalı olarak yerleştirilerek yansımaya katsayısı ölçülmüş, daha sonra orta noktanın 25 mm üstünde ve 25 mm altında ölçümler tekrarlanmıştır. Şekil 3 (a)'da Mg-tabanlı süturun farklı konumlarında antenin yansımaya katsayısındaki değişimi gösterilmiştir. Mg-tabanlı sütur kemiğin orta noktasındayken tınlışım frekansı 710.50 MHz'dir. Mg-tabanlı sütur orta noktanın 25 mm altına hareket ettirildiğinde tınlışım frekansı 10.50 MHz sağa kayarken, 25 mm üstüne hareket ettirildiğinde ise tınlışım frekansı 8.50 MHz sağa kaymıştır. Mg-tabanlı süturun bütünlüğü zamanla bozulabilir. Bu durum takibi etkileyeceği için kırılma noktasının tespiti oldukça önemlidir. Kırılma analizi için Mg-tabanlı süturdan 1 mm x 3 mm büyüklüğünde bir parça çıkarılmış, beden-üstü okuyucu anten ile sütur arası uzaklık 25 mm olarak ayarlanmıştır. Çıkarılan parçanın bulunduğu başlangıç noktası olarak belirlenmiş ve  $20^\circ$  ( $\phi$  ekseninde) adım açısı ile döndürülerek benzetim yapılmıştır. Tablo 3 (b)'de kırılma noktasının yer değiştirmesiyle tınlışım frekansının nasıl değiştiği gösterilmiştir.  $360^\circ$  açığa tamamlanan dönüş açılarına karşılık gelen ilk tınlışım frekansları sırasıyla Şekil 3 (b)'nin ikinci ve üçüncü sütununda verilmiştir.



Şekil 2. Mg tabanlı süturun antene olan farklı uzaklıklardaki yansımaya katsayısındaki değişimi: (a) 15 mm, (b) 20 mm, (c) 25 mm.



(a)

| Dönüş Açısı Çiftleri | Frekans (MHz) | Frekans (MHz) |
|----------------------|---------------|---------------|
| 0°/360°              | 703.75        | 703.75        |
| 20°/340°             | 702.50        | 702.50        |
| 40°/320°             | 703.75        | 700.00        |
| 60°/300°             | 711.25        | 707.50        |
| 80°/280°             | 712.50        | 716.25        |
| 100°/260°            | 710.00        | 713.75        |
| 120°/240°            | 711.25        | 712.50        |
| 140°/220°            | 712.25        | 713.75        |
| 160°/200°            | 718.75        | 716.25        |

(b)

**Şekil 3.** (a) Anten-sütür hizalamasında farklı konumlarda yansıma katsayısındaki değişimi ve (b) birbirini 360°'ye tamamlayan açı çiftlerinin tınlanış frekansları.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada, Mg-tabanlı sütürün yapısal takibini sağlayan bir sistem sunulmuştur. Mg-tabanlı sütür derinliğinin ve Mg-tabanlı sütür ile anten hizasının takip performansına etkisi ve sütürün kırılma noktasının belirlenmesi analiz edilmiştir. 25 mm uzaklığa kadar Mg-tabanlı sütürün varlığı, hizalamadaki değişimlerin ve kırılma noktasının kablosuz olarak takip edilebilir olduğu gösterilmiştir. Deneysel çalışma ile benzetim sonuçlarının doğrulanması planlanmaktadır.

### Kaynaklar

- [1] Narasimhan A. K., Rahul T. S., Krishnan S., "Revisiting the properties of suture materials: an overview," Advanced Technology and Polymer Materials for Surgical Sutures, UK: Woodhead Publishing, s. 199-235, 2023.
- [2] Li Y., "Advances, challenges, and prospects for surgical suture materials," Acta Biomaterialia, cilt.168, s.78-112, Eylül 2023.
- [3] Tsakiris V., "Biodegradable Mg alloys for orthopedic implants—A review," Journal of Magnesium and Alloys, cilt.9 no.6, s.1884-1905, Kasım 2021.
- [4] Seitz J. M., "Recent advances in biodegradable metals for medical sutures: A critical review," Advanced Healthcare Materials, cilt.4, no.13, s.1915–1936, Temmuz 2015.
- [5] Mathew A., "In vivo analysis of a biodegradable magnesium alloy implant in an animal model using near-infrared spectroscopy," Sensors, cilt.23, no.6, s.3063, Mart 2023.
- [6] Zhao D., "Visual hydrogen mapping sensor for noninvasive monitoring of bioresorbable magnesium implants in vivo," JOM, cilt.72, s.1851-1858, Şubat 2020.
- [7] Särestöniemi M., "Comprehensive study on the impact of sternotomy wires on UWB WBAN channel characteristics on the human chestArea," IEEE Access, cilt.7, s.74670-74682, Mayıs 2019.
- [8] Ararat K., "A biodegradable implant antenna detecting post-surgical infection," 14th European Conference on Antennas and Propagation, Kopenhag, Danimarka, s.1-4, 2020.
- [9] Kalidasan V., "Wirelessly operated bioelectronic sutures for the monitoring of deep surgical wounds," Nature Biomedical Engineering, cilt.5, no.10, s.1217-1227, Ekim 2021.
- [10] Liang J., "CPW-fed circular disc monopole antenna for UWB applications," IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, Singapur, 2005, s.505-508.



## Spiral Floresan ile Plazma Anten Tasarımı

Kenan KORT, Mithat KAYA  
Marmara Üniversitesi  
Fizik Bölümü  
İstanbul

[kenankort@marun.edu.tr](mailto:kenankort@marun.edu.tr), [mithat.kaya@marmara.edu.tr](mailto:mithat.kaya@marmara.edu.tr),

**Özet:** Plazma, iyonize parçacıklar ve serbest elektronlardan oluşan, maddenin dördüncü ve iletken halidir. Bu iletken yapı, plazma antenlere geleneksel metal antenlere göre yeniden yapılandırılabilirlik ve frekans görünmezliği gibi üstün nitelikler kazandırmaktadır. Türkiye’de bu alandaki sınırlı çalışmalar dikkate alındığında, ev tipi spiral floresan lambaların anten olarak değerlendirilmesi yenilikçi bir yaklaşım sunmaktadır. Çalışma yöntemi, radyo frekans (RF) sinyallerini aktarmak için sleeve kuplaj tekniğinin deneysel olarak uygulanmasını ve anten performansının Vector Network Analyzer (VNA) ile ölçülmesini kapsamaktadır. Bu proje, savunma, askeri haberleşme ve radar sistemleri gibi kritik sektörlerde önemli uygulama potansiyeli taşımaktadır.

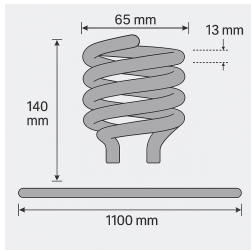
**Abstract:** Plasma, the fourth state of matter, is a conductive medium comprising ionized positive ions and free electrons. This inherent conductivity provides plasma antennas with notable advantages over conventional metal antennas, including reconfigurability and frequency invisibility. Considering the existing research void in Turkey, the innovative use of readily available spiral fluorescent lamps as antennas is explored. The methodology involves the experimental implementation of the sleeve coupling technique for transmitting radio frequency (RF) signals and evaluating antenna performance using a Vector Network Analyzer (VNA). This endeavor holds substantial promise for applications in defense, military communications, and radar systems.

### Giriş

Plazma, iyonize gazlardan oluşan ve yüksek iletkenlik sergileyen maddenin dördüncü halidir. Bu özelliği sayesinde plazma antenler; yeniden yapılandırılabilirlik, gerektiğinde devre dışı bırakılabilme ve belirli frekanslara karşı görünmezlik gibi avantajlar sunar[1]. Bu nitelikler, plazma antenleri savunma sanayii ve radar sistemleri için cazip hâle getirmiştir. Türkiye’deki çalışmaların henüz başlangıç aşamasında olması, bu alanda önemli bir boşluk oluşturmaktadır[2]. Bu proje, ev tipi spiral floresan lambalarla düşük maliyetli bir plazma anten prototipi geliştirmeyi ve bu özgün geometrinin performansını deneysel olarak doğrulamayı hedeflemektedir.

### Yöntem

Prototip olarak Türkiye’de yaygın olarak kullanılan spiral tipteki kompakt floresan lambalar düşük basınç altında yaklaşık %90–95 oranında asal gaz (genellikle argon) ve ortalama 1–5 mg cıva buharı içeren bir gaz karışımı ile doldurulmuştur. Uygulanan elektrik alan sonucunda bu gaz ortamında elektriksel boşalma meydana gelir ve ortam iyonize olarak plazma fazına geçer. Plazma oluşumu ile, ortamda yüksek hareketliliğe sahip serbest elektronlar ortaya çıkar ve bu durum, plazmanın elektriksel iletkenliğini önemli ölçüde artırarak onu elektromanyetik dalgalara karşı metal benzeri bir davranış sergileyen iletken bir ortam haline getirir. Bu iletken plazma sütunu, geleneksel metal antenlerin yerine kullanılabilecek plazma anten yapılarının temelini oluşturur. Bu çalışmada kullanılan floresan tüpün spiral yapısı Şekil 1’de sunulmuştur.



Şekil 1. Floresan tüpün spiral yapısı.

Tablo 1. Farklı Bağlantı Yöntemlerinin Karşılaştırılması

| Özellik           | Kapasitif Kuplaj | Doğrudan Kuplaj | Sleeve Kuplaj |
|-------------------|------------------|-----------------|---------------|
| Performans        | Yüksek           | Orta            | Düşük         |
| Karmaşıklık       | Orta             | Orta            | Düşük         |
| Uygulama Maliyeti | Orta             | Orta            | Düşük         |
| Boyut ve Hacim    | Yüksek           | Düşük           | Orta          |

Plazma antenler, aktif hale geldiklerinde elektromanyetik dalgaları iletebilir veya yansıtabilirken; pasif durumda iletkenliğini kaybederek elektromanyetik açıdan şeffaf hale gelir. Bu geçici iletkenlik, plazma antenleri düşük

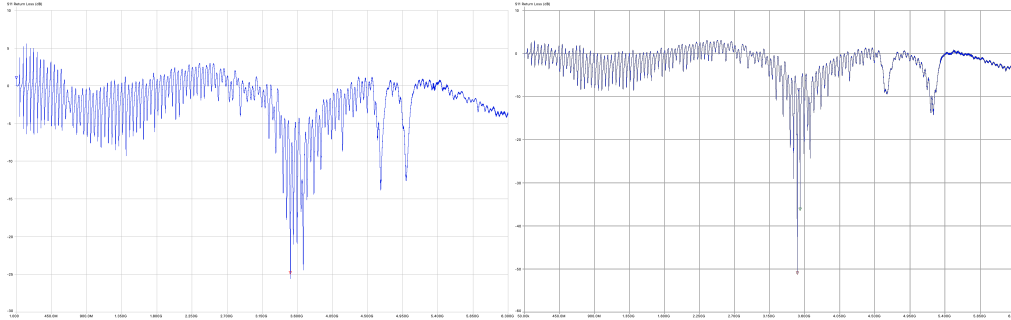
radar görünürlüğü, elektromanyetik uyumluluk ve yeniden yapılandırılabilirlik açısından klasik antenlere göre avantajlı kılar. RF sinyal aktarımı için Tablo 1’de görülen sleeve kuplaj yöntemi kullanılmıştır. Düşük maliyeti, kompakt yapısı ve kolay uygulanabilirliğiyle prototip aşamasında pratik faydalar sunmaktadır[3]. Prototipin imalatında Şekil 2’deki gibi, floresan lambanın dış yüzeyine bakır plaka (sleeve) monte edilmiş; RF sinyali, %60 kalay ve %40 kurşun alaşımli lehimle lehimlenen RG-58 koaksiyel kablo üzerinden iletilmiştir. NVNA ölçümleri için SMA konektör eklenmiş ve plazma oluşumu için lambaya kontrollü gerilim uygulanmıştır. RF sinyali plazma sütununa aktarıldıktan sonra, antenin verimliliği, frekans tepkisi ve empedans uyumu S11 ölçümleriyle değerlendirilmiştir. NanoVNA, RF sinyalinin ne kadarının geri yansıdığını analiz ederek antenin frekans karakteristiğini belirler[4]. S11 parametresi, giriş portuna gönderilen sinyalin geri dönüş oranını gösteren yansıma katsayısıdır. S11 değeri ne kadar düşükse, enerji kaybı da o kadar azdır ve anten verimliliği artar. Ölçümler sonucunda, bakır sleeve’in konumu ayarlanarak anten performansı optimize edilmiştir.



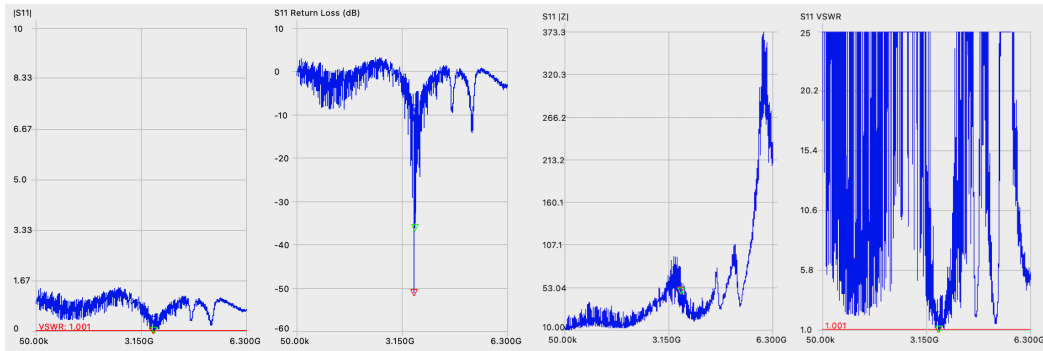
Şekil 2. Sleeve kuplaj yönteminin – Nano Vector Network Analyzer – SMA konektör

## Sonuç

Geliştirilen spiral plazma anten prototipinin performansı, Nano Vector Network Analyzer (NVNA) ile 50 kHz – 6.3 GHz frekans aralığında deneysel olarak incelenmiştir. Ölçümler, antenin ‘kapalı’ (plazma pasif) ve ‘açık’ (plazma aktif) durumlarında gerçekleştirilmiş; S11 dB analiz edilmiştir. Şekil 3’de görülen sol taraftaki grafik pasif durumda anten belirgin bir rezonans sergilemezken, Şekil 3’de görülen sağ taraftaki grafik aktif durumda özellikle ~3.5 GHz frekansında -50 dB seviyesine ulaşan derin bir rezonans ve çok bantlı yapı gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, spiral plazma antenin ancak iyonize edildiğinde etkin çalıştığını ve dağıtılmış rezonant karakteristik gösterdiğini ortaya koymaktadır [5].



Şekil 3. ‘Kapalı’ Plazma pasif S11 dB Değerleri (-25dB) - ‘Açık’ Plazma aktif S11 dB Değerleri (-50dB)



Şekil 4. |S11|, S11 dB, S11|Z|, S11 VSWR Grafikleri

Aktif durumda gerçekleştirilen ölçümler, spiral plazma antenin iyonize edilmesiyle birlikte yüksek performanslı bir anten yapısına dönüştüğünü açıkça ortaya koymaktadır. Şekil 4'te yer alan grafiklerde, özellikle 3.503 GHz frekansında S11 Return Loss değerinin -51.06 dB'ye kadar düştüğü ve buna karşılık VSWR değerinin 1.006 gibi ideal bir seviyeye yaklaştığı gözlemlenmektedir. Bu durum, antenin bu frekansta neredeyse tam empedans eşleşmesiyle çalıştığını göstermektedir. Aynı noktada empedans değeri  $49.7 - j2.44 \Omega$ , mutlak S11 değeri ise sadece 0.003 olarak ölçülmüş olup, bu da minimum sinyal yansıması anlamına gelmektedir. Ek olarak, Şekil 5'te gösterilen Marker 1 ve Marker 2 bilgileri, yalnızca 3.503 GHz değil, 3.540 GHz civarında da belirgin bir ikinci rezonans noktasının bulunduğunu ortaya koymaktadır. Bu ikinci dipte de -36.23 dB Return Loss ve VSWR = 1.031 değeri elde edilmiş, empedans ise  $48.6 - j6.21 \Omega$  olarak ölçülmüştür. Bu veriler antenin yalnızca bir merkez frekansa değil, aynı zamanda yakın çevresinde birden fazla frekansta rezonans göstererek çok bantlı çalışmaya uygunluk taşıdığını göstermektedir.

| Marker 1                          |                                  | Marker 2                         |                             |
|-----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|-----------------------------|
| Frequency: 3.50314 GHz            | S11 : 0.003                      | Frequency: 3.54051 GHz           | S11 : 0.015                 |
| Wavelength: 85.58 mm              | Quality factor: 0                | Wavelength: 84.67 mm             | Quality factor: 0.013       |
| Impedance: $49.7 - j24.4m \Omega$ | S11  Z : 49.722 $\Omega$         | Impedance: $48.6 + j621m \Omega$ | S11  Z : 48.615 $\Omega$    |
| VSWR: 1.006                       | S11 Group Delay: -1.1997 $\mu s$ | VSWR: 1.031                      | S11 Group Delay: -248.24 ns |
| Return loss: -51.056 dB           |                                  | Return loss: -36.231 dB          |                             |

Şekil 5. Marker 1 – Marker 2

Antenin verimi, antene iletilen gücün ne kadarının efektif olarak radyasyona dönüştüğünü ifade eder. Şu şekilde tanımlanır: Verim (ideal koşullarda)

$$\eta = 1 - |S_{11}|^2 \quad (1)$$

$$\eta = 1 - |S_{11}|^2 = 1 - (0.003)^2 = 1 - 0.000009 = (0.999991)(100) = \% 99.9991 \quad (2)$$

Antenin aktif durumda ölçülen  $|S_{11}| = 0.003$  değeri, teorik olarak %99.999 iç verime karşılık gelmektedir. Kullanılan 1 metre RG58 kablunun (0.87 dB) ve SMA konnektörün (0.2 dB) toplam iletim kaybı yaklaşık 1.07 dB'dir. Bu kayıp,  $10^{\frac{-1.07}{10}} \approx 0.78$  ile hesaplanmış ve sistemin toplam verimi yaklaşık %78 olarak bulunmuştur [6].

Bu sonuçlar, spiral yapıdaki plazma anten prototipinin, yüksek frekanslı elektromanyetik uygulamalarda düşük geri yansıma, çok bantlı rezonans davranışı ve kabul edilebilir sistem verimi ile çalışabildiğini; dolayısıyla geleneksel metal antenlere alternatif, düşük maliyetli ve yeniden yapılandırılabilir bir anten çözümü sunduğunu göstermektedir.

## Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK-2209-A Üniversite Öğrencileri Araştırma Projeleri Destek Programı kapsamında desteklenmiştir. (Proje No:1919B012313759)

## Kaynaklar:

- [1] Tajudin, M. T. J. (2014). *Study and design of reconfigurable antennas using plasma medium* (Doctoral dissertation). Université de Rennes.
- [2] Çiflik, M., Kocakuşak, A., & Helhel, S. (n.d.). *Floresan Tüpler Kullanarak Plazma Anten Dizisi Tasarımı*.
- [3] Hadaegh, M., & Mohajeri, F. (2021). *Advantages and disadvantages of different coupling methods of plasma antennas*.
- [4] Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: Analysis and design* (4th ed.). Hoboken, NJ: John Wiley & Sons.
- [5] Zheng, L., Cao, L., & Zhang, Z. (2008). In *Proceedings of the 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory* (pp. 222–224). Kunming.
- [6] Belden. (2020). *Belden 8219 RG-58A/U Technical Data Sheet*

## 5G Alt Bant Uygulamaları için Yüksek Kazançlı Kutu Yansıtıcı Açıklık Kuplajlı Beslemeli Manyetoelektrik Dipol Anten

Yavuz AŞCI<sup>1\*</sup>

<sup>1\*</sup>Uşak Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Uşak  
[yavuz.asci@usak.edu.tr](mailto:yavuz.asci@usak.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada 5Gnin alt bandı için yüksek kazançlı açıklık kuplajlı manyetoelektrik dipol (MED) anten önerilmiştir. MED yapısı sistem maliyetini ve karmaşıklığını arttıran geleneksel  $\Gamma$ -şekli beslemeye göre daha basit olan açıklık kuplajlı besleme ile beslenmiştir. MED antenin empedans uyumunu arttırmak için manyetik dipollere pencereler açılmıştır. Empedans bant genişliği ve kazanç arttırmak için ise tüm yapıya metalik kutu bir yansıtıcı (reflector) eklenmiştir. Tasarlanan MED anten 3.27 – 4.75 GHz aralığında 10dB'den daha iyi geri dönüş kaybına ve 9.8 dBi maksimum tepe kazanç değerine sahiptir. Anten 140mm×60mm×35.8mm boyutlarındadır. Tasarım ve optimizasyon süreçlerinde CST Microwave Studio kullanılmıştır.

**Abstract:** In this study, a high-gain aperture-coupled magnetoelectric dipole (MED) antenna is proposed for the lower band of 5G. The MED structure is fed by an aperture-coupled feed, which is simpler than the traditional  $\Gamma$ -shaped feed that increases the total cost and complexity. Windows are introduced to the magnetic dipoles to increase the impedance matching. The impedance bandwidth and gain of the MED antenna are increased by utilizing a metallic box reflector that is added to the entire structure. The designed MED antenna has a return loss better than 10 dB in the 3.27–4.75 GHz frequency range and a maximum peak gain of 9.8 dBi. The antenna dimensions are 140mm×6 mm×35.8mm. CST Microwave Studio is used in the design and optimization phases.

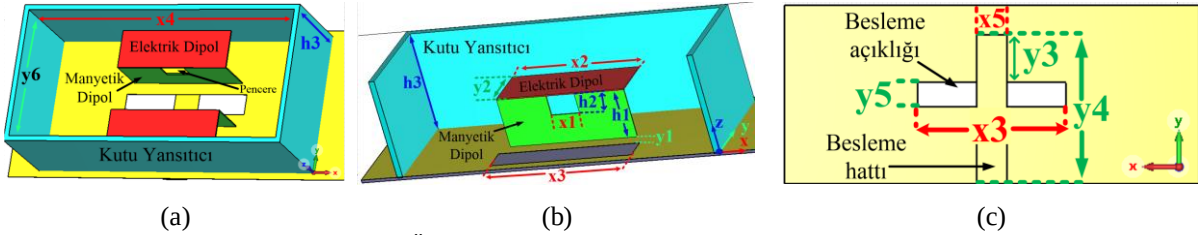
### 1. Giriş

Geniş bantlı antenler haberleşme sistemlerindeki artan data oranları gelişmelerden dolayı önem arz etmektedir. Düşük profilli, ucuz, kolay üretim ve diğer bileşenlerle kolayca entegre olması açısından mikroşerit antenler bu duruma bir çözüm olarak sıklıkla çalışılmıştır. Fakat mikroşerit antenlerin görece dar bantlı olmasından dolayı bu antenlerin bant genişliğini arttırmak için çeşitli yapılar önerilmiştir. Bunlardan bir tanesi Pozar tarafından önerilen açıklık beslemeli mikroşerit antendir [1]. Bu besleme yapısıyla antenin empedans oransal bant genişliği (OBG) %52 mertebelerine çıkarılmıştır fakat özellikle yüksek frekanslarda geri ışıma (back radiation) problemi nedeniyle kazancı ve verimi düşmektedir. Bu problemi çözmek ve anten karakteristiğini bant genişliği arttırmak, çapraz polarizasyon seviyesini düşürme için Luk ve Wong elektrik dipol işlevi gören yatay ve manyetik dipol işlevi gören ve toprak düzlemine bağlı dikey tamamen metal ışıma elemanlarının birleşiminden oluşan anten yapısını (Magnetoelektrik Dipol-MED) önermişlerdir [2]. Fakat anten kazancı 8 dBi seviyelerindedir. MED antenin kazancını ve bant genişliğini arttırmak için literatürde farklı MED yapıları önerilmiştir [3–5]. Çalışma [3]'te açıklık kuplajlı MED anten çalışılmıştır. Antenin duran dalga oranı (DDO) 2'den küçük koşuluna göre empedans bant genişliği 2.5 – 6.2 GHz (OBG = %85) ve antenin maksimum tepe kazancı 8 dBi'dir. Fakat anten kazancı üst çalışma frekansında (5.0 – 6.2 GHz) birden 7 dBi'den 3 dBi'ye düşmektedir. Çalışma [4]'te elektrik dipol olarak papyon şekilli, manyetik dipol olarak ise toprak düzlemine açılı (eğimli) olarak yerleştirilmiş ikizkenar yamuk (trapezoid) şekilli ışıma elemanları kullanılmıştır. Toprak düzleminin altına bağlı SMA'dan trapezoid kollara 1mm aralıkla yerleştirilmiş bir besleme hattı kullanılmıştır. Bu da antenin üretim karmaşıklığını arttırmıştır. Tasarımın DDO<2'ye göre 1.67 – 2.22 GHz (OBG= %26.8) olarak ölçülmüştür. Bu aralıkta anten boresight kazancı 8.1–10.3 dBi arasındadır. Çalışma [5]'te dairesel (DP) ve lineer polarize (LP) açıklık kuplajlı MED anten yapısının mikroşerit besleme altına mantar-şekilli frekans seçici yüzey eklenmiştir. Bu eklenen yüzey sayesinde açıklıktan kaynaklanan arka ışıma engellenmiş, buna bağlı olarak da antenin ön-arka ışıma oranı (front-to-back ratio), kazancı ve empedans bant genişliği artmıştır. Fakat antenin yüksekliği ve üretim kompleksliğini arttırmıştır. LP antenin empedans bant genişliği DDO<2'ye göre 3.46 – 6.05GHz (OBG= %54.9) ve tepe kazancı 7.0 – 9.2 dBi arasında ölçülmüştür. İkinci bölümde CST Microwave Studio programı kullanılarak tasarlanan, optimize edilen anten geometrisi tasarımı ve ilgili parametreleri ve son boyutları verilecektir. Daha sonra yansıtıcının ve pencere yapılarının anten karakteristiğine etkisi, anten simülasyon sonuçlarıyla açıklanacaktır. Bölüm 3'te ise tasarımı tamamlanan antenin simülasyon sonuçları yansıma katsayısı, tepe kazancı ve ışıma örüntüleri sunulacaktır. Sonuçlar ve gelecek planı ile çalışma tamamlanacaktır.



## 2. Manyetoelektrik Dipol Anten Yapısı ve Tasarımı

Şekil 1’de MED yapısı ve parametrik olarak boyutları verilmiştir. Substrate (alttaş) olarak ticari, ucuz çift taraflı 1mm kalınlığında FR4 malzeme seçilmiş (dielektrik sabiti;  $\epsilon_r=4.3$ , kayıp tanjantı;  $\tan\delta=0.025$ ). Substratenin arka tarafı  $50\Omega$ ’luk bir mikroşerit besleme hattı, ön tarafı ise bu besleme hattı ile kuplajlanan toprak düzlemindeki bir besleme açıklığı, MED ve kutu yansıtıcı yapısından oluşmaktadır. Şekilde’de görüldüğü üzere 0.4mm’lik metallere tasarlanan MED yapısı toprak düzlemine paralel (yatay) metalik iki adet elektrik dipolden ve bu yapıya dik olarak eklenmiş manyetik dipol görevi yapan çeyrek dalga boyunda topraklanmış iki metalik plakadan oluşmaktadır. Empedans uyumunu arttırmak için manyetik dipol yapılarına pencereler eklenmiş ve tüm yapıya toprak düzlemine lehimlenen  $114\text{mm} \times 51\text{mm} \times 34.8\text{mm}$  boyutlarında kutu şeklinde metalik yansıtıcı eklenmiştir. Toplam anten boyutları  $160\text{mm} \times 60\text{mm} \times 35.8\text{mm}$ ’dir. Tasarımın başlangıç koşulları olarak elektrik ve topraklanmış manyetik dipolün boyları ( $y_2$  ve  $h_1$ ) merkez frekansta  $0.25\lambda_0$  ( $\lambda_0$ : merkez frekansta-4GhZ serbest uzay dalga boyu), elektrik, manyetik dipollerin genişlikleri ( $x_2$ ), besleme açıklığının boyu ( $x_3$ ) ve kutu yansıtıcının yüksekliği ( $h_3$ )  $0.5\lambda_0$  olarak seçilmiştir.



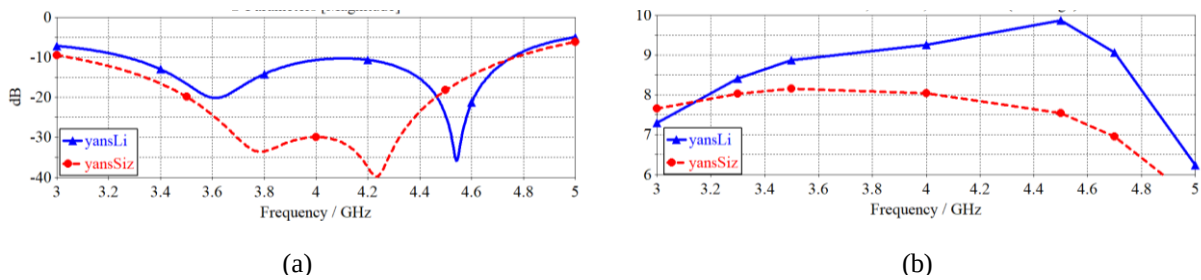
Şekil 1. Tasarlanan MED anten: (a) Üç boyutlu görünüm, (b) XoZ kesiti, (c) Besleme hattı ve besleme açıklığı

Çizelge 1. Önerilen Manteyoelektrik Dipol Anteninin nihai boyutları.

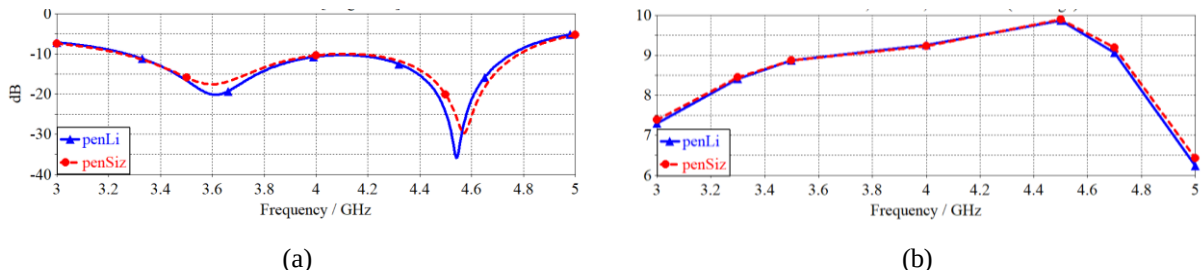
| Birim       | x1   | x2   | x3   | x4   | x5   | y1   | y2   | y3   | y4   | y5   | y6   | h1   | h2   | h3   |
|-------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| mm          | 10   | 45   | 50   | 114  | 2    | 4.5  | 20   | 10   | 40.5 | 1    | 51   | 17   | 7    | 34.8 |
| $\lambda_0$ | 0.13 | 0.60 | 0.67 | 1.52 | 0.03 | 0.06 | 0.27 | 0.13 | 0.54 | 0.01 | 0.68 | 0.23 | 0.09 | 0.47 |

### 2.1 Kutu yansıtıcının ve pencerenin nihai anten karakteristiğine etkisi

Kutu yansıtıcının ve pencerenin anten karakteristiğine etkisini araştırmak için antenin kutu yansıtıcı yokken (*yansSiz*) ve varken (*yansLi*), penceresiz (*penSiz*) ve pencere (*penLi*) durumları için yansıma katsayısı ve tepe kazanç değerleri elde edilmiştir. İlgili simülasyon sonuçları Şekil 2 ve 3’te verilmiştir. Şekil 2(a)’dan kutu yansıtıcının antenin empedans bant genişliğini yaklaşık olarak 200MHz azalttığı görülmektedir. Fakat antenin tepe kazanç değerini ortalama 1dBi arttırdığını hatta üst frekanslarda kazançta yaklaşık 2dBi’lık bir artışa neden olduğu görülmektedir. Şekil 3’ten önerilen pencere yapısının antenin empedans uyumunu arttırdığı fakat kazançta bariz bir etkisinin olmadığı anlaşılmaktadır.



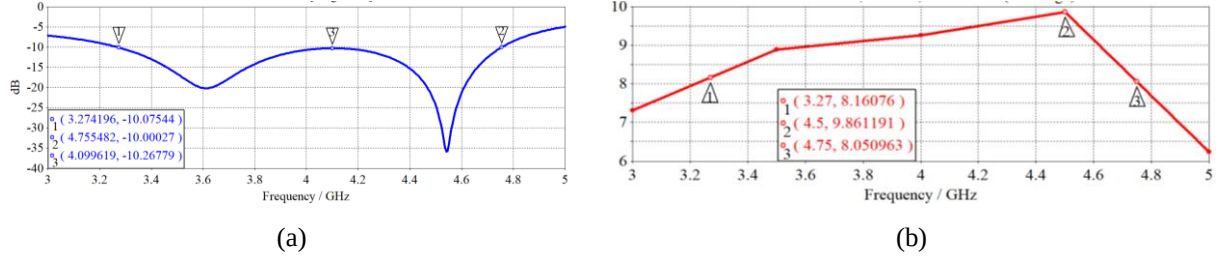
Şekil 2. Yansıtıcının anten karakteristiğine etkisi: (a) Yansıma katsayısı  $|S_{11}|$ , (b) Tepe kazanç (dBi)



Şekil 3. Pencerenin anten karakteristiğine etkisi: (a) Yansıma katsayısı  $|S_{11}|$ , (b) Tepe kazanç (dBi)

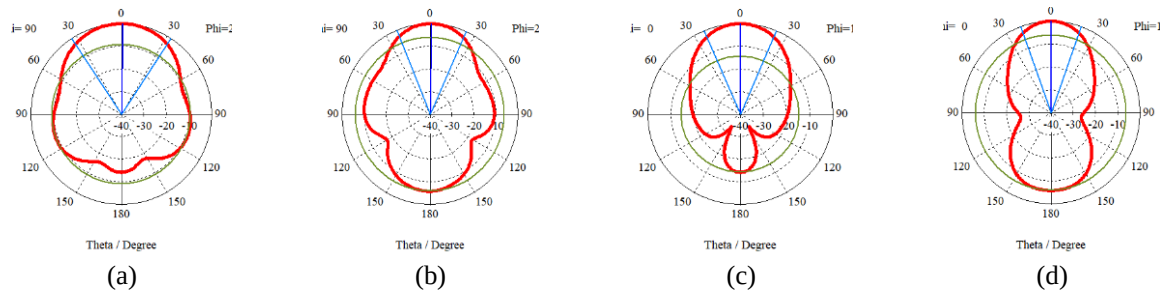
### 3. Nihai Manyetoelektrik Dipol (MED) Anten Sonuçları

Bu bölüm, tasarımı ve optimizasyonu tamamlanan MED antenin simülasyon sonuçlarını içermektedir. Şekil 4'te tasarlanan MED antenin simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekil 4(a)'dan 3.27 – 4.75 GHz (OBG= %36.9) aralığında 10dB'den ( $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ) daha iyi bir geri dönüş kaybına ve ilgili tepe kazanç değeri 8.05 – 9.86 dBi aralığındadır.



Şekil 4. Tasarlanan nihai MED anten simülasyon sonuçları: (a) Yansıma katsayısı  $|S_{11}|$ , (b) Tepe kazanç (dBi)

Şekil 5'te MED antenin 3.3 ve 4.7 GHz'de Şekil 1'e göre, YoZ (E-düzlemi,  $\phi=90^\circ$ ) ve XoZ (H-düzlemi,  $\phi=0^\circ$ ) düzlemlerinde ışıma örüntüleri verilmiştir. Şekil 4'ten de görüleceği üzere her iki düzlem için de ışıma örüntüleri simetrik ve boresight yönündedir ve kutu şekilli yansıtıcıya bağlı olarak yarı güç huzme genişliği frekans arttıkça düşmektedir. Buna ek olarak ışıma örüntülerinde mikroserit açıklık kuplajlı beslemedeki aşılması gereken bir problem olan arka ışımanın giderek arttığı görülmektedir. Bu soruna bir çözüm olarak, sonraki antenin altına özgül frekans seçici yüzey eklemek olarak düşünülmektedir.



Şekil 5. Tasarlanan nihai MED anten ışıma örüntüsü simülasyon sonuçları: E-düzlemi: (a) 3.3, (b) 4.7 GHz; H-düzlemi: (c) 3.3, (d) 4.7 GHz

### 4. Sonuç ve Gelecek Planı

Simülasyon sonuçlarına göre önerilen MED antenin geri yansıma kaybı OBG= %36.9 (3.27 – 4.75 GHz) aralığında 10 dB'den iyidir ve bu aralıkta maksimum tepe kazancı 4.5 GHz'de 9.86 dBi'dir. Anten beslemesi için boyutlara ve yerleşim konumuna göre daha hassas ve karmaşık olan geleneksel  $\Gamma$ -şekilli besleme yapısı yerine, daha basit olan açıklık kuplajlı besleme yapısı kullanılmıştır. Kullanılan kutu yansıtıcı sayesinde antenin kazancı özellikle üst frekanslarda yaklaşık 2 dBi'lık bir artış sağlanmıştır. Buna ek olarak önerilen pencereler sayesinde anten uyumu artırılmıştır. Geri ışımayı azaltmak, kazancı arttırmak amacıyla antenin altına özgül frekans seçici bir yüzey tasarlanması planlanmaktadır. Önerilen yüksek kazançlı geniş bantlı anten 5G alt bant uygulamaları için uygundur.

#### Kaynaklar

- [1] Pozar D., "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line" Electr. Lett., cilt.21, no. 17, s. 49–50, 1985.
- [2] Luk K.-M. ve Wong H., "A new wideband unidirectional antenna element," Int. J. Microw. Opt. Technol., cilt 1, s. 35–44, 2006.
- [3] Cui X., Yang F., Gao M., Zhou L., Liang Z. ve Yan F., "A Wideband Magnetolectric Dipole Antenna with Microstrip Line Aperture-Coupled Excitation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 65, no. 12, s. 7350–54, 2017.
- [4] Ding C. ve Luk K. -M., "Low-Profile Magneto-Electric Dipole Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, cilt. 15, s. 1642–1644, 2016.
- [5] Sun J. ve Luk K. -M., "Wideband Linearly-Polarized and Circularly-Polarized Aperture-Coupled Magneto-Electric Dipole Antennas Fed by Microstrip Line with Electromagnetic Bandgap Surface," IEEE Access, cilt. 7, s. 43084–91, 2019.



## Süt Yağ Oranının Tespiti İçin Ayırık Halka Rezonatör Yapılı İletim Hattı Tabanlı Mikrodalga Sensör

Mustafa YILDIRIM, Mahmut Ahmet GÖZEL

Süleyman Demirel Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Isparta

d2440172002@ogr.sdu.edu.tr, mahmutgozel@sdu.edu.tr,

**Özet:** Bu çalışmada, süt yağ oranının temassız tespiti amacıyla ayırık halka rezonatör yapısına sahip, iletim hattı tabanlı mikrodalga sensör önerilmiştir. Yapılan ölçümlerde, 1.2–1.5 GHz frekans bandında süt örneklerinin yağ oranı arttıkça iletim katsayısında ( $|S_{21}|$ ) belirgin bir azalma gözlemlenmiştir. Özellikle 1.3 GHz’de %0.1, %0.5, %1.2 ve %3.1 yağ içeren süt örnekleri için sırasıyla 6.74 dB, 7.42 dB, 8.67 dB ve 11.05 dB değerleri ölçülmüştür. Ayrıca, sensörün DC çıkış gerilimleri de yağ içeriğine bağlı olarak sırasıyla 880 mV, 810 mV, 770 mV ve 608 mV olarak kaydedilmiştir. Önerilen sensör süt yağ oranını her iki yöntem ile tespit edebildiğini göstermektedir.

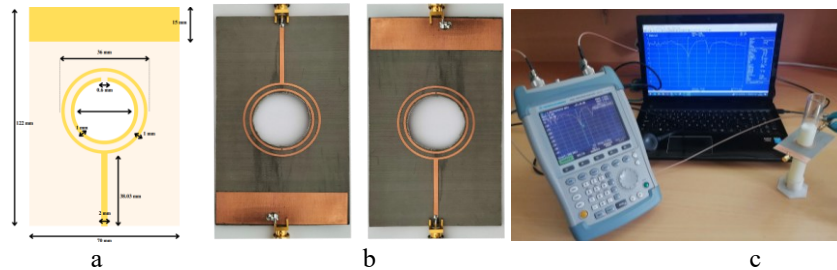
**Abstract:** In this study, a microwave sensor based on a transmission line structure with a split-ring resonator was proposed for the non-contact detection of milk fat content. Measurements showed that in the 1.2–1.5 GHz frequency band, the transmission coefficient ( $|S_{21}|$ ) decreased significantly as the fat content of the milk samples increased. Specifically, at 1.3 GHz, the values were measured as 6.74 dB, 7.42 dB, 8.67 dB, and 11.05 dB for milk samples containing 0.1%, 0.5%, 1.2%, and 3.1% fat, respectively. Additionally, the sensor’s DC output voltages also varied depending on the fat content, recorded as 880 mV, 810 mV, 770 mV, and 608 mV, respectively. The proposed sensor has demonstrated the capability to detect milk fat content using both methods.

### 1. Giriş

Mikrodalga sensörler, kompakt yapıları ve düşük üretim maliyetleri sayesinde çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır [1]. Özellikle sıvıların içerik analizinde tercih edilen bu sensörler, gıda sektöründe insan sağlığını koruma ve gıda güvenliği standartlarının sağlanması açısından kritik öneme sahiptir [2]. Mikrodalga sensörler yüksek hassasiyet ve gerçek zamanlı veri elde etme gibi avantajlara sahiptirler [3]. Mikrodalga sensörlerin algılama hassasiyetini artırmak için metamalzemeler [4], antenler [5], iletim hatları [6], RFID tabanlı uzaktan algılayıcılar [7], rezonatör tasarımları [8] gibi çeşitli teknikler kullanılmaktadır. Rezonatör yapılarının elektrik alanı yoğunlaştırma özelliği, sensör hassasiyetini artırmaktadır. Bu sayede mikrodalga sensörler, sıvı gıda bileşen analizlerinde önemli bir rol oynamaktadır [9]. Ayrıca, süt ürünlerinin kalite kontrol ve taşıma tespiti uygulamalarda da kullanılmaktadırlar [10,11]. Süt yağ oranının doğru tespiti, hayvan sağlığı ve süt ürünlerinin kalitesi için kritik öneme sahiptir. Yağ oranı, sütün besin ve ekonomik değerinin yanı sıra mastitis gibi hastalıkların erken teşhisinde de belirleyicidir; zira enfeksiyonlarda yağ oranı azalırken somatik hücre sayısı artmaktadır. Küçük işletmelerde yağ oranının bilinmemesi kalite sorunlarına yol açabilmektedir. Yağ ayrımı veya eklenmesi hem zaman hem maliyet açısından yük getirir. Bu nedenle, süt yağ oranına göre sağılma aşamasında sınıflandırmak üretim sürecini kolaylaştırmaktadır. Bu çalışmada önerilen sensör, süt yağ oranını temassız ve anlık olarak ölçebilmektedir.

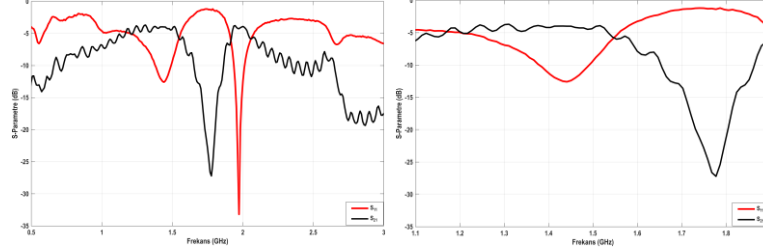
### 2. İletim Hattı Tabanlı Mikrodalga Sensör

Bu çalışmada, süt yağ oranının temassız bir biçimde tespit edebilmek için Ayırık Halka Rezonatör Yapılı İletim Hattı Tabanlı Mikrodalga Sensör önerilmektedir. Sensör tasarımı için dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 2.55$ , kalınlığı  $h = 0.762$  mm, boyutları  $12 \times 80$  mm<sup>2</sup>, kayıp tanjantı  $\tan\delta = 0.0013$  olan Rogers AD255C taban malzemesi kullanılmıştır. Önerilen sensörün tasarımları için CST Microwave Studio kullanılmıştır. Önerilen sensörün boyutlarına ait parametre değerleri, baskı devresinin ön ve arka yüzeyi ve ölçüm düzeneği Şekil 1. ile gösterilmiştir.



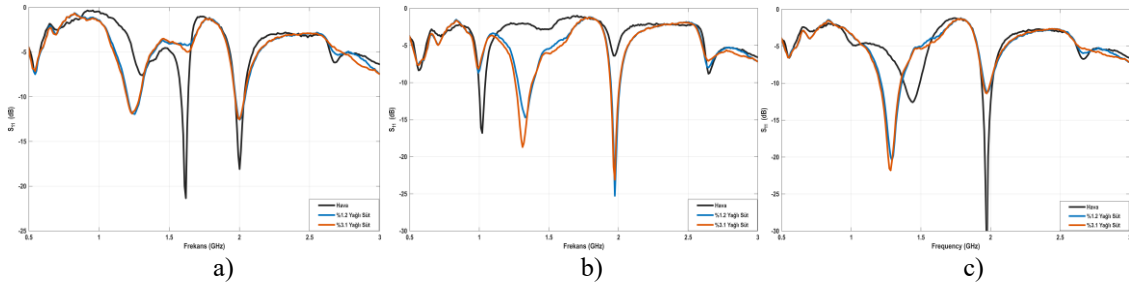
Şekil 1. (a) Sensörün boyutları, (b) iletim hattının ön ve arka yüzeyleri (c) ölçüm düzeneği

Önerilen sensör ile iletim katsayısı ( $|S_{21}|$ ) ve geri dönüş kaybı ( $|S_{11}|$ ) parametreleri üzerinden değerlendirme yapılmıştır. Süt numuneleri için sensörün merkezinde çapı 26 mm olan dairesel bir boşluk tasarlanmıştır. Sensöre ait  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  ölçüm sonuçları Şekil 2'de sunulmaktadır. Tüm ölçümler, Rohde & Schwarz marka FSH6 model spektrum analizörü kullanılarak gerçekleştirilmiş; geri dönüş kaybı ölçümlerinde yönlü bağdaştırıcıdan yararlanılmıştır.



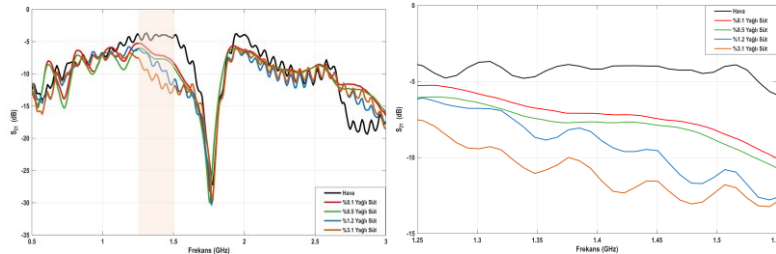
Şekil 2. Sensörün (a) 0.5-3 GHz, (b) 1.1-1.9 GHz S-Parametre ölçüm sonuçları

Şekil 2'de sunulan sonuçlara göre, sensöre herhangi bir numune yerleştirilmeden, iletim katsayısı 1.3–1.5 GHz frekans bandında -5 dB seviyesinin üzerine çıkmaktadır. Bu durum, sensörün söz konusu frekans aralığında verimli çalıştığını ortaya koymaktadır. Bu değer, sistemin doğal yanıtıdır ve belirli bir eşik değeri sağlama amacıyla tasarlanmış bir performans göstergesi değildir. Önerilen mikrodalga sensör ile %0.1, %0.5, %1.2 ve %3.1 yağ oranına sahip dört farklı süt numunesi kullanılarak ölçümler gerçekleştirilmiştir. Bu doğrultuda hem  $S_{21}$  hem de  $S_{11}$  parametrelerine yönelik iki farklı ölçüm düzeneği tasarlanarak uygulanmıştır. Geri dönüş kaybı ölçümlerinde, sensörün ikinci portu sırasıyla kısa devre, açık devre ve 50 ohm yük ile sonlandırılmış; böylece farklı sonlandırma koşullarının  $S_{11}$  parametresi üzerindeki etkileri incelenmiştir. Elde edilen  $S_{11}$  verileri Şekil 3'te grafiksel olarak sunulmuş, kullanılan ölçüm düzeneği ise Şekil 1'de detaylı şekilde gösterilmiştir.



Şekil 3. Sensörün ikinci portu (a) kısa devre, (b) açık devre ve (c) 50 Ω yük ile ölçülen  $S_{11}$  sonuçları.

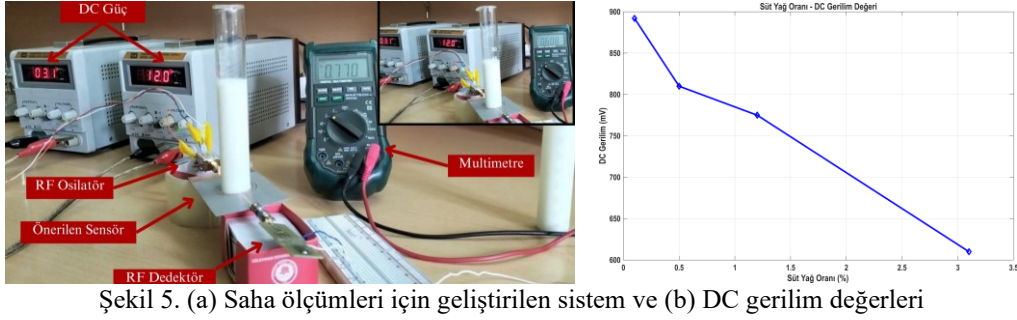
Şekil 3'te sunulan  $S_{11}$  ölçüm sonuçlarına göre, sensörün ikinci portu açık devre, kısa devre ve 50 ohm yük ile sonlandırılması durumlarında, %3.1 ve %1.2 yağ oranına sahip süt numuneleri arasında herhangi bir frekans bandında anlamlı bir farklılık tespit edilememiştir. Bu nedenle, ölçümler  $S_{21}$  düzeneğine göre yeniden gerçekleştirilmiştir. Elde edilen  $S_{21}$  ölçüm sonuçları Şekil 4'te sunulmuştur.



Şekil 4. Süt numunelerinin (a) 0.5-3 GHz ve (b) 1.25-1.55 GHz  $S_{21}$  grafiği

Önerilen mikrodalga sensör ile gerçekleştirilen ölçümler sonucunda, %0.1, %0.5, %1.2 ve %3.1 yağlı süt numunelerinin iletim oranlarında 1.2–1,5 GHz frekans bandında belirgin farklılıklar gözlemlenmiştir. Özellikle 1,3 GHz frekansında %0.1, %0.5, %1.2 ve %3.1 yağ içeren süt örnekleri için sırasıyla 6.74 dB, 7.42 dB, 8.67 dB ve 11.05 dB değerleri ölçülmüştür; özellikle %0.1 ve %3.1 yağ içeren süt numune arasında 4.31 dB'lik bir fark tespit edilmiştir. Bu fark, sinyal gücünde lineer düzlemde %50'nin üzerinde bir değişimi ifade etmektedir. Önerilen mikrodalga sensörün özellikle 1.3 GHz frekans bandında yüksek ayırt ediciliğe sahip olduğunu göstermektedir.

Tasarlanan sensörün saha uygulamalarında kullanılabilirliği öncelikli hedef olarak belirlenmiştir. Bu doğrultuda, sensör tasarımı hızlı ve pratik süt analizi için optimize edilmiştir. Önerilen sistem, gerilim kontrollü RF osilatör, RF dedektör ve mikrodalga sensörden oluşmaktadır. Önerilen sistem şekil 5 ile sunulmaktadır.



Şekil 5. (a) Saha ölçümleri için geliştirilen sistem ve (b) DC gerilim değerleri

Gerilim kontrollü RF osilatör ile 1.3 GHz frekansında sinyal üretilerek sensörün birinci portuna iletilmiştir. İkinci porta bağlanan ve aynı frekansta çalışan RF dedektör, alınan AC sinyali DC gerilime dönüştürerek farklı süt numunelerine ait çıkış değerlerini sağlamıştır. Yapılan ölçümlerde süt yağ oranı azaldıkça 880 mV, 810 mV, 770 mV ve 608 mV DC çıkış gerilim değerleri elde edilmiştir. Bu bulgular, yağ oranı arttıkça sensör çıkış geriliminin azaldığını göstermektedir. Saha ölçümleri, spektrum analizörü kullanılmadan yalnızca DC gerilim değeri ile gerçekleştirilebilmektedir.

## Sonuç

Bu çalışma ile yaygın kullanılan ayırık halka rezonatör yapıları süt yağ oranlarının tespiti için modifiye edilerek yeniden tasarlanmış ve yeni bir ölçüm düzeneği önerilmiştir. Rezonatör yapıları sensörlerde sonuçların değerlendirilmesi için rezonans frekansları referans alınarak malzeme karakterizasyonu yapmak yaygın kullanılan yöntemlerdendir. Bu çalışma ile üretilen sensörün süt yağ oranlarındaki değişimi gösteren rezonans tepkisi S21 üzerinden incelenmiştir. Süt yağ oranlarındaki değişimin bu sensör üzerinde en çok genlik değişimine sebep olduğu frekans bölgesi özellikle 1.3 GHz tespit edilerek sensörün yeni bir ölçüm düzeneğinde genlik değişimi test edilmiştir. Gelecek çalışmalarda daha hassas sensör topolojileri geliştirilerek önerilen yeni sistem ile üretilen DC gerilim çıkışlarındaki farklar artırılabilir. Böylece yağ oranlarındaki değişimin daha hassas tespit edilebileceği yeni çalışmalar gerçekleştirilebilir.

## Kaynaklar

- [1] Navaei, M., Rezaei, P., & Kiani, S. (2022). Microwave split ring resonator sensor for determination of the fluids permittivity with measurement of human milk samples. *Radio Science*, 57(7), 1-11.
- [2] Muñoz-Enano, J., Vélez, P., Gil, M., & Martín, F. (2020). Planar microwave resonant sensors: A review and recent developments. *Applied Sciences*, 10(7), 2615.
- [3] Agranovich, D., Renhart, I., Ishai, P. B., Katz, G., Bezman, D., & Feldman, Y. (2016). A microwave sensor for the characterization of bovine milk. *Food Control*, 63, 195-200.
- [4] Al-Gburi, A. J. A., Zakaria, Z., Rahman, N. A., Althuwayb, A., Ibrahim, I. M., Saeidi, T., & Ahmad, S. (2023). A miniaturized and highly sensitive microwave sensor based on CSRR for characterization of liquid materials. *Materials*, 16(9), 3416.
- [5] Hakim, M. L., Islam, M. T., Singh, M. S. J., Alam, T., Alenezi, A. M., & Soliman, M. S. (2024). Intensified electric field based highly sensitive backbone-shaped C and X band microwave metamaterial sensor for permittivity characterization applications. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 60, 101877.
- [6] Yildirim, M., & Gozel, M. A. (2023). Engine Oil Level and Lifetime Detection with Asymmetric Coplanar Strip-Fed Antenna. *Journal of Engineering Sciences and Design*, 11(3), 904-915.
- [7] Palandoken, M., Gocen, C., Khan, T., Zakaria, Z., Elfergani, I., Zebiri, C., & Abd-Alhameed, R. A. (2023). Novel microwave fluid sensor for complex dielectric parameter measurement of ethanol-water solution. *IEEE Sensors Journal*, 23(13), 14074-14083.
- [8] Gao, M., Qiang, T., Ma, Y., Liang, J., & Jiang, Y. (2021). RFID-based microwave biosensor for non-contact detection of glucose solution. *Biosensors*, 11(12), 480.
- [9] Islam, M. R., Islam, M. T., Soliman, M. S., Bais, B., Singh, M. J., Alsaif, H., & Islam, M. S. (2022). Metamaterial sensor based on reflected mirror rectangular split ring resonator for the application of microwave sensing. *Measurement*, 198, 111416.
- [10] Al-Mudhafar, A. A., Ra'ed, A. M., Ghazi, S. J., & Al-Mudhafar, A. A. (2024). A Multi-Band Microwave Sensor Designed to Sense the Shelf-Life of Raw Fresh Milk. *IEEE Sensors Journal*.
- [11] Iram, L., Sandhu, M. Y., Hossain, A. Z., & Khan, S. (2023, August). Portable Real Time Microwave Milk Quality Monitoring Sensor. In 2023 9th International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE) (pp. 167-172). IEEE.

## Hüzme Yönlendirme ve OAM Uygulamaları için 6 GHz Çift Modlu Dairesel Polarizasyonlu Anten Dizisi

Mehmet Yıldırğan, İbrahim Tekin  
Sabancı Üniversitesi  
Elektronik Mühendisliği  
İstanbul  
myildirgan@sabanciuniv.edu, tekin@sabanciuniv.edu

**Özet:** Bu çalışmada, 6 GHz merkez frekansta çalışan, çift modlu, seri-beslemeli ve sağ el dairesel polarizasyona sahip dört elemanlı bir yama anten dizisi sunulmaktadır. Rogers RO4003C altlık üzerinde tasarlanan anten, Port 1 uyarımında 10.5 dBi kazançla sahip tek hüzmeli bir ışıma örüntüsü ve Orbital Açıl Momentum (OAM) faz dağılımı; Port 2 uyarımında ise, her biri ~7 dBi kazançlı dört eğik hüzmeye üretmektedir. Tasarım, 5.78 – 6.28 GHz aralığında -10 dB yansıma kaybı bant genişliği ve 6 GHz’te -20 dB geri dönüş kaybı sağlamaktadır. Çok modlu yapısıyla bu anten, hüzmeye yönlendirmeli haberleşme ve OAM tabanlı sistemler için potansiyel taşımaktadır.

**Abstract:** This study presents a dual-mode, series-fed, right-hand circularly polarized four-element patch antenna array operating at 6 GHz center frequency. Designed on Rogers RO4003C substrate, the antenna produces a single main lobe with 10.5 dBi gain and Orbital Angular Momentum (OAM) phase distribution when excited from Port 1. When excited from Port 2, four tilted beams with ~7 dBi gain are observed. The design offers a -10 dB return loss bandwidth between 5.78 - 6.28 GHz and achieves -20 dB return loss at 6 GHz. With its multi-mode operation, the antenna holds potential for beam steerable communication and OAM based systems.

### 1. Giriş

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde artan veri hızı ve hüzmeye yönlendirme ihtiyacı, anten tasarımlarında verimli ve uygulanabilir çözümleri zorunlu kılmaktadır [1], [2]. Bu çerçevede, polarizasyon uyumsuzluğu ve çok yollu sönümlenme gibi zorluklara karşı sağladıkları dayanıklılık nedeniyle dairesel polarizasyona sahip antenler mobil ve uydu haberleşme uygulamalarında tercih edilmektedir. Ayrıca, aynı frekans bandında çoklu veri kanallarının paralel iletimine olanak tanıyarak spektral verimliliği artıran Orbital Açıl Momentum (OAM), yeni nesil haberleşme sistemleri için umut vadeden bir çözüm olarak öne çıkmaktadır [1], [2], [3].

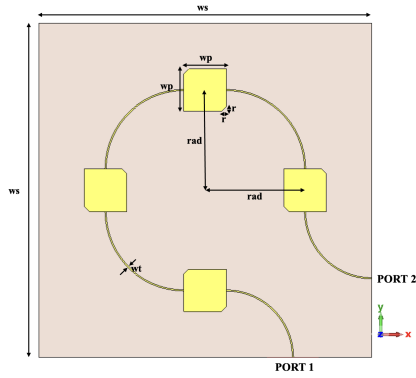
Literatürde OAM üretebilen antenlere yönelik çalışmaların önemli bir kısmı, karmaşık besleme yapısı, düşük üretim toleransı ve büyük açıklık boyutu gibi nedenlerle uygulamada sınırlı kalmaktadır [1], [3], [4]. Bu çalışmada ise, WiFi 6E (6 GHz), çeşitli radar ve kısa menzilli haberleşme uygulamaları için sağ el dairesel polarizasyona sahip, çift portlu ve seri beslemeli dört elemanlı kompakt bir yama anten dizisi sunularak daha uygulanabilir bir çözüm önerilmektedir. Önerilen yapı, Port 1 uyarımında  $\ell = -1$  modunda OAM faz dağılımına sahip tek bir ana hüzmeye üretmekte; Port 2 uyarımında ise dört eğik hüzmeye oluşturularak yönlenebilirlik sağlamaktadır. Bu yönleriyle, düşük karmaşıklığa ve tek katmanlı yapıya sahip olan bu anten, hem hüzmeye yönlendirmeli haberleşme hem de OAM tabanlı sistemler için potansiyel taşımaktadır.

### 2. Anten Tasarımı

Tasarlanan antenin temel yapısı ve parametreleri Şekil 1 ve Tablo 1’de sunulmaktadır. Tasarım, yarıçapı 30 mm ( $0.6 \lambda$ ) olan dairesel yapıda yama anten dizisinden oluşmaktadır. Her bir yama, kenar uzunluğu 12.75 mm olan karesel bir geometridedir. Karşılıklı köşelere sağ el dairesel polarizasyonu (RHCP) elde etmek için dik kenarları 1.45 mm olan dik üçgen şeklinde kırpma işlemi uygulanmıştır.  $N = 4$  elemanlı sistem, Orbital Açıl Momentum (OAM) modlarından  $\ell = -1$  üretmek üzere tasarlanmıştır. Bu bağlamda, OAM hüzmesi üretmek için her bir anten elemanına uygulanması gereken faz farkı, Denklem 1 ile ifade edilir [3]:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi\ell}{N} \quad (1)$$

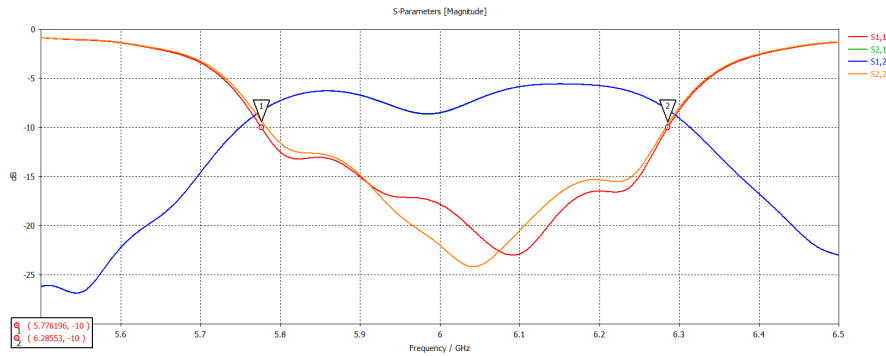
Bu denkleme göre  $N = 4$  ve  $\ell = -1$  için her iki komşu anten arasında gereken faz farkı  $\Delta\psi = -\pi/2 = -90^\circ$  olmaktadır. Söz konusu faz farkının uygulanabilmesi için anten elemanları, iletim hatları ile seri besleme yöntemiyle birbirine bağlanmış ve iletim hatlarının uzunlukları optimize edilmiştir. Rogers RO4003C dielektrik altlık üzerinde tasarlanan antenin toplam yüzey alanı  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ’dir. Altlık kalınlığı 0.813 mm olup benzetimlerde dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 3.55$  ve kayıp faktörü  $\tan\delta = 0.0027$  olarak kullanılmıştır.



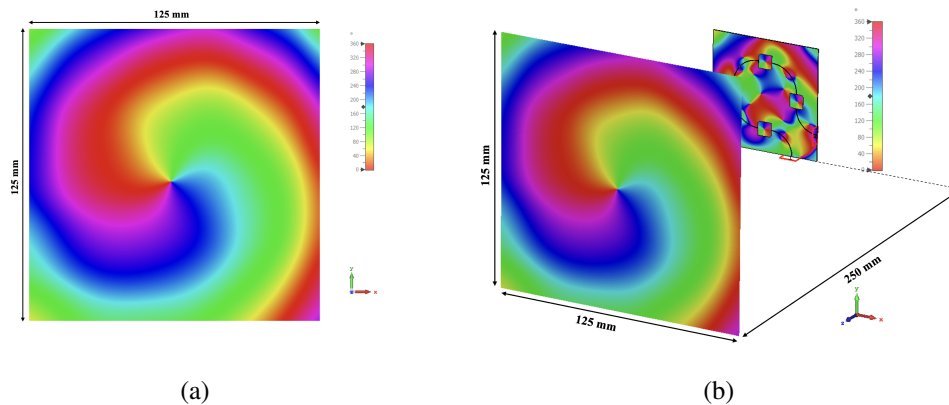
| Parametre   | İfade                       | Değer (mm) |
|-------------|-----------------------------|------------|
| $h$         | -                           | 0.813      |
| $\lambda$   | $c/f$                       | 50         |
| $\lambda_g$ | $\lambda/\sqrt{\epsilon_r}$ | 26.54      |
| $r$         | -                           | 1.45       |
| $t$         | -                           | 0.035      |
| $rad$       | $0.6\lambda$                | 30         |
| $w_s$       | $2\lambda$                  | 100        |
| $w_p$       | $0.48\lambda_g$             | 12.75      |
| $w_t$       | -                           | 0.4        |

### 3. Bulgular

Antenin elektromanyetik benzetim çalışmaları CST Studio Suite® yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Antene ait dağılım parametreleri, Şekil 2’de sunulmaktadır. Benzetim sonuçlarına göre anten, 5.78 - 6.28 GHz frekans aralığında -10 dB eşliğinin altında 0.5 GHz (%12.5) yansıma kaybı bant genişliği sunmaktadır. Merkez frekansta (6 GHz) ise geri dönüş kaybı Port 1 ve Port 2 için sırasıyla -17 dB ve -22 dB değerindedir.



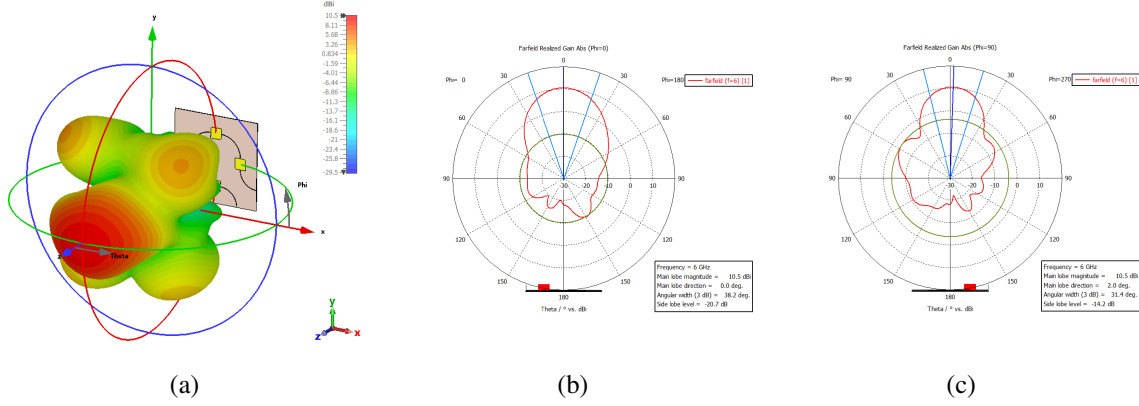
Port 1 uyarımı altında elde edilen faz dağılımı Şekil 3'te sunulmuştur. Bu dağılım, antenin normal eksenine 250 mm ( $5\lambda$ ) uzaklıkta tanımlanan bir düzlemde elde edilmiştir. Elde edilen faz profiline göre fazın  $0^\circ$ - $360^\circ$  arasında düzgün bir şekilde değişim gösterdiği ve tek bir sarmal yapısının olduğu görülmektedir. Sarmal yapının dönme yönü göz önüne alındığında, bu faz profilinin  $\ell = -1$  OAM moduna karşılık geldiği sonucuna varılmıştır [4].



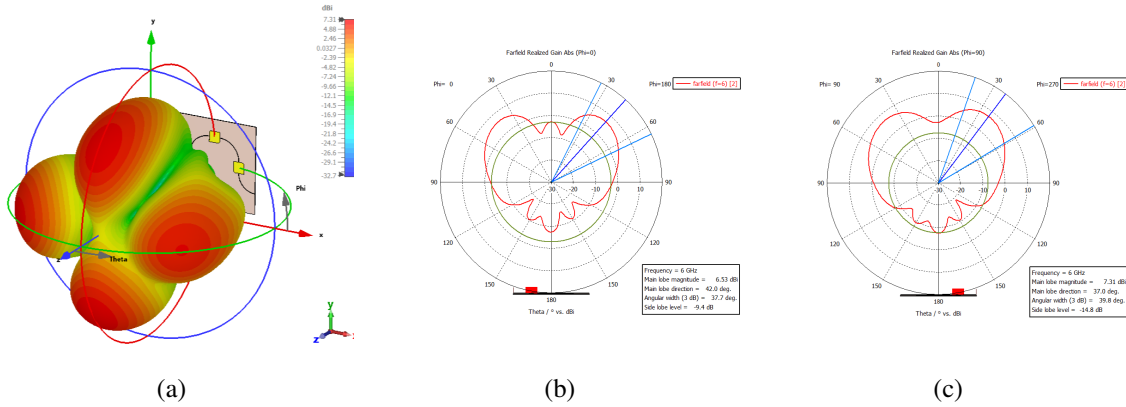
Port 1 ve Port 2'den yapılan uyarımlarda elde edilen 6 GHz'deki 3 Boyutlu (3B) ışıma örüntüleri ile  $\phi = 0^\circ$  ve  $\phi = 90^\circ$  düzlemlerindeki kesitler sırasıyla Şekil 4 ve Şekil 5'te verilmiştir. Şekiller incelendiğinde, Port 1 uyarımında ana hüzmelin  $\phi = 90^\circ$  kesitinde  $\theta = 2^\circ$  yönünde saptığı gözlemlenmektedir. Bu sapmanın, seri-beslemeli yapıda elemanların eşit güç dağılımına sahip olmamalarından kaynaklandığı düşünülmektedir. Aynı uyarım altında, antenin eksen boyuncu elde edilen eksenel oran (AR) değeri 0.38 dB olup,  $\theta = 20^\circ$ 'ye kadar olan



açılarda  $AR \leq 3$  dB koşulu sağlanmaktadır. Port 2 uyarımı altında ise antenin  $\phi = 0^\circ$  düzleminde  $\theta = \pm 42^\circ$  yönlerinde 6.5 dBi kazançlı;  $\phi = 90^\circ$  düzleminde  $\theta = \pm 37^\circ$  doğrultularında 7.3 dBi kazançlı çift yönlü hüzmeler elde edilmiştir. Bu doğrultularda AR değerleri sırasıyla 2.6 dB ve 1.58 dB olarak bulunmuştur. Ayrıca, yarı güçteki hüzmeye genişliği boyunca dairesel polarizasyon korunmaktadır. Elde edilen bu sonuçlar, antenin hem OAM faz profili üretebildiğini hem de çok modlu çalışma yeteneğiyle farklı yönlere yönlenebilir dairesel polarize hüzmeler oluşturabildiğini göstermektedir.



Şekil 4. Port 1 - Işıma örüntüleri. (a) 3B (b)  $\phi = 0^\circ$  kesiti. (c)  $\phi = 90^\circ$  kesiti.



Şekil 5. Port 2 - Işıma örüntüleri. (a) 3B (b)  $\phi = 0^\circ$  kesiti. (c)  $\phi = 90^\circ$  kesiti.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, 6 GHz merkez frekansta çalışan, çift portlu, seri beslemeli ve sağ el dairesel polarizasyona sahip dört elemanlı bir yama anten dizisi tasarlanmıştır. Anten, hem  $\ell = -1$  OAM modunu üretebilen hem de yönlü dairesel polarize hüzmeler sunabilen çok modlu bir yapıya sahiptir. Benzetimler sonucunda  $-10$  dB altında %12.5 bant genişliği elde edilmiş ve her iki portta da düşük yansıma kayıpları gözlemlenmiştir. Bu özellikler, antenin hem hüzmeye yönlendirmeli haberleşme uygulamaları hem de OAM tabanlı sistemler için potansiyel taşıdığını göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, antenin fiziksel üretimi yapılarak ölçüm sonuçlarının doğrulanması planlanmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1] Noor, S. K., Yasin, M. N. M., Ismail, A. M., Osman, M. N., Soh, P. J., Ramli, N., & Rambe, A. H., A review of orbital angular momentum vortex waves for the next generation wireless communications. *IEEE Access*, cilt. 10, s. 89465–89484, 2022.
- [2] Cheng, W., Zhang, W., Jing, H., Gao, S., & Zhang, H., Orbital angular momentum for wireless communications. *IEEE Wireless Communications*, cilt. 26, no. 1, s. 100–107, 2018.
- [3] Chen, R., Zhou, H., Moretti, M., Wang, X., & Li, J., Orbital angular momentum waves: Generation, detection, and emerging applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, cilt. 22, no. 2, s. 840–868, 2019.
- [4] Mohammadi, S. M., Daldorff, L. K., Bergman, J. E., Karlsson, R. L., Thidé, B., Forozesh, K., ... & Isham, B., Orbital angular momentum in radio—A system study. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt. 58, no. 2, s. 565–572, 2009.



## Tek PIN Diyot ile Genlik ve Faz Kontrolü Yapabilen Yansıtıcı Dizi Anten: Yan Kulakçık Seviyesini İyileştirmek için Yeni Bir Yaklaşım

Baran Ekrem, Prof. Dr. Fikret Tokan  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
[baran.ekrem@std.yildiz.edu.tr](mailto:baran.ekrem@std.yildiz.edu.tr), [ftokan@yildiz.edu.tr](mailto:ftokan@yildiz.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, yansıtıcı dizi antenlerde faz kuantalama hatalarından kaynaklanan yüksek yan kulakçık seviyesini azaltmak için tek bir PIN diyotla hem faz hem de genlik kontrolü sağlayan yeni bir yöntem sunulmaktadır. PIN diyotun Açık/Kapalı durumlarıyla 1-bit faz kontrolü yapılırken iletilen akım seviyesine bağlı olarak yansıma genliği ayarlanabilmektedir. Bu sayede kuantalama sebebiyle faz hatası yapan elemanların genliği azaltılarak hüzmeye olan olumsuz etkisi azaltılır. Yöntem, çok kanallı Dijital Analog Dönüştürücü (DAC) ihtiyacını ortadan kaldırarak sistem maliyetini ve karmaşıklığını azaltır. Simülasyonlar, önerilen yaklaşımın patern performansını anlamlı ölçüde iyileştirdiğini göstermektedir.

**Abstract:** A novel method enabling both phase and amplitude control using a single PIN diode per element is proposed to reduce high sidelobe levels caused by phase quantization in reflectarray antennas. While 1-bit phase control is achieved via the diode's ON/OFF states, the reflection amplitude is adjusted by varying the forward current. This reduces the impact of phase-error elements on the radiation pattern. The method eliminates the need for multi-channel DACs, lowering system cost and complexity. Simulation results confirm that the proposed approach significantly improves the radiation pattern performance compared to conventional phase-only control methods.

### 1. Giriş

Yansıtıcı dizi antenler, yüksek yönlülük, düşük profil ve düşük üretim maliyeti gibi avantajları sayesinde modern haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu antenlerde istenen hüzmeye yönü, her bir hücrenin yansıma fazı kontrol edilerek elde edilir. Faz kontrolü genellikle varaktör diyotlar gibi sürekli ayarlanabilen elemanlarla sağlanmakta; ancak bu tür çözümler, yüksek maliyetli DAC'ler ve karmaşık sürücü devreleri gerektirdiğinden sistem tasarımı açısından dezavantajlıdır.

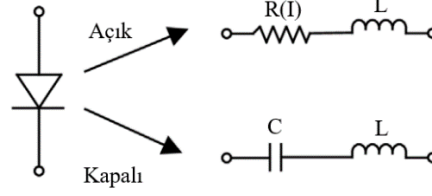
Son yıllarda, yalnızca iki faz seviyesi kullanan 1-bit yansıtıcı dizi yapıları, kontrol devresinin sadeleşmesi açısından dikkat çekmektedir. Ancak bu yapıların sınırlı faz çözünürlüğü, faz kuantalama hatalarına ve dolayısıyla hüzmeyi yan kulakçık seviyesinin artmasına neden olacaktır. Literatürde bu tür hataların etkisini azaltmak için çeşitli dijital optimizasyon yöntemleri sunulmuş olsa da, genlik şekillendirme yoluyla kuantalama hatasını azaltmak üzerine yapılan çalışmalar oldukça sınırlıdır. Ayrıca genlik kontrolü genellikle ikinci bir aktif eleman gerektirerek devre karmaşıklığını artırmaktadır.

Bu çalışmada, her bir anten elemanı için yalnızca bir PIN diyot kullanılarak hem faz hem de genlik kontrolü sağlayan yeni bir yapı önerilmektedir. PIN diyotun Açık/Kapalı durumları ile 1-bit faz kontrolü gerçekleştirilirken, iletimdeki ileri akım seviyesi ayarlanarak diyotun iletim direnci değiştirilebilmekte ve böylece yansıma genliği kontrol edilebilmektedir. Bu genlik değişimi de faz kontrolü gibi 1-bit düzeyinde gerçekleştirilebilir. Hüzmeyi istenilen doğrultuya yönlendirilmesi durumunda, kuantalamadan kaynaklı yüksek faz hatasına sahip elemanların besleme genliği bu yöntemle düşürülerek hüzmeye olan olumsuz etkileri azaltılmakta ve genel ışıma örüntüsünün yan kulakçık seviyesi iyileştirilmektedir. Önerilen yöntem, çok kanallı DAC ihtiyacını ortadan kaldırarak hem PIN diyot sürücü devresinin sadeleşmesini hem de maliyetin düşürülmesini sağlamaktadır.

### 2. PIN Diyot Eşdeğer Devre Modeli

PIN diyotlar, yüksek frekans uygulamalarında anahtarlama ve değişken direnç elemanı olarak yaygın şekilde kullanılmaktadır. Yapısal olarak, ince bir intrinsik (I) bölgeye sahip (P) – (N) birleşimli bir diyottur. Bu yapı sayesinde PIN diyotlar, mikrodalga frekanslarında düşük kapasitans ve yüksek anahtarlama hızı sunar. Diyotun çalışma durumu, uçlarına uygulanan DC gerilim ile belirlenir. Şekil 1'de görüldüğü gibi PIN diyotlar doğru polarlandığında seri bağlı endüktans ve direnç ile modellenirken ters polarlamada seri bağlı endüktans ve kapasitans ile modellenir [1]. İlgili devre parametreleri üreticinin veri sayfasında paylaşılmaktadır. Bu çalışma

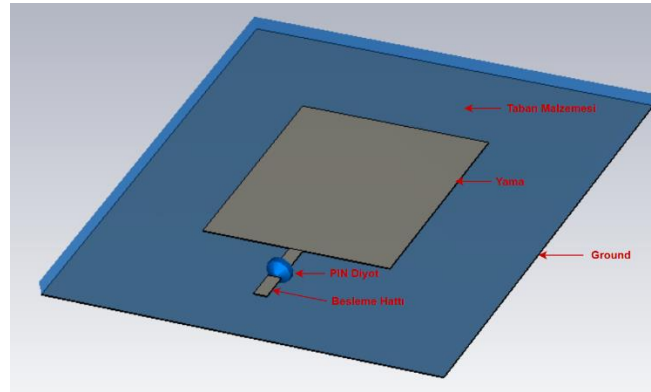
kullanılacak olan SMP1321-040LF kodlu ürünün veri sayfasına göre açık durum için  $L = 0.45 \text{ nH}$ ,  $R = 1.05 \Omega$  seri RL devresi kullanırken, kapalı durum için  $L = 0.45 \text{ nH}$ ,  $C = 0.18 \text{ pF}$  değerlerine sahip LC devresi kullanılır [2]. Diyot iletimdeyken görülen R direnci, üzerinden geçen ileri akımın bir fonksiyonudur [3]. Üretici firma tarafından sağlanan verilere göre, yansıma katsayısının genliğini maksimum ve minimum yapacak direnç değerleri sırasıyla  $R(0.10\text{mA}) = 13.9 \Omega$  ve  $R(10 \text{ mA}) = 1.04 \Omega$  olarak belirtilmiştir.



Şekil 1. PIN Diyot Eşdeğer Devresi.

### 3. Birim Eleman Tasarımı

Bu çalışmada kullanılan birim hücre, 9.2 GHz merkez frekansında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 2’de verilen geometri,  $\epsilon_r = 3.55$  dielektrik sabitine sahip, 0.508 mm kalınlığındaki Rogers RO4003C taban malzeme üzerine, 35  $\mu\text{m}$  kalınlığında bakır ile oluşturulmuştur. Kare şeklindeki birim eleman 15 mm kenar uzunluğuna sahiptir ve bu boyut serbest uzaydaki dalga boyunun yaklaşık yarısına karşılık gelmektedir. Üzerindeki kare yamanın kenar uzunluğu ise 7 mm’dir. Yapının geometrik boyutları, kullanılacak PIN diyotun özelliklerine göre optimize edilebilmekte ve bu sayede devre açık durumdayken birim eleman yansıma genliği sıfıra daha yakın değerlere indirgenebilmektedir.



Şekil 2. Birim Eleman Geometrisi.

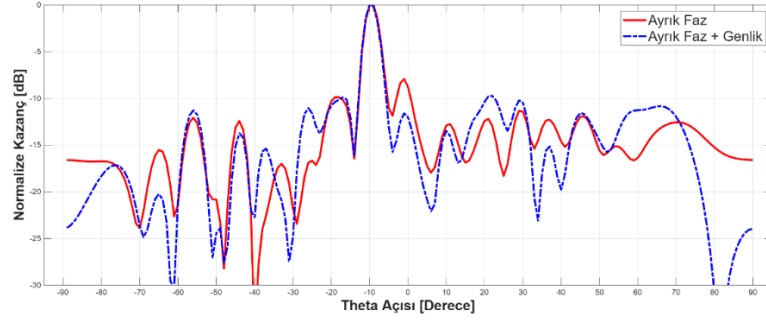
### 4. Işıma Örüntüsü İncelemesi

Yansıtıcı dizi antenin yönlü ışıma karakteristiği, her bir hücrenin yansıttığı elektromanyetik dalganın genlik ve fazına bağlıdır. Uzak alan bölgesinde, tüm hücrelerin katkıları süperpozisyon ilkesine göre toplanarak toplam elektrik alan hesaplanabilir [4]. Bu toplam elektrik alan, aşağıdaki şekilde ifade edilir.

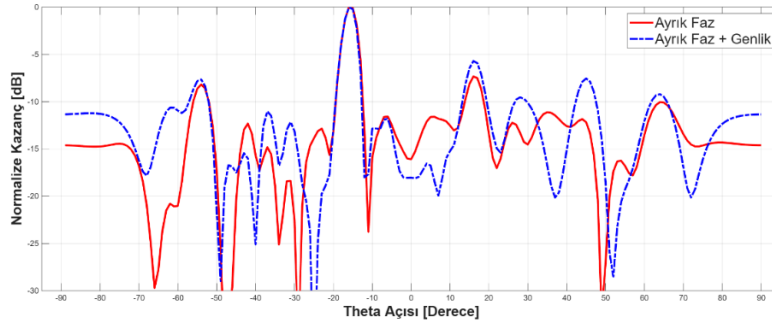
$$E(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \cos^{q_e} \theta \cdot \frac{\cos^{q_f} \theta_f(m, n)}{|\vec{r}_{mn} - \vec{r}_f|} \cdot e^{jk - (|\vec{r}_{mn} - \vec{r}_f| - \vec{r}_{mn} \cdot \hat{u})} \cdot \cos^{q_e} \theta_e(m, n) \cdot e^{j\phi_{mn}} \quad (1)$$

Yansıtıcı dizi antenlerde faz kuantalaması sonucu, özellikle ana hüzmeyin eksenden saptırıldığı (off-boresight) yönlendirme durumlarında, yan kulakçık seviyeleri belirgin şekilde artabilir. Bu durum, kuantalama sebebiyle hedef fazdan büyük sapmalar gösteren elemanların bozucu etkilerinden kaynaklanır. Oluşan bu olumsuz etkiyi azaltmak amacıyla, faz hatası yüksek olan elemanların yansıma genliklerinin kısılması önerilmektedir. Bu sayede, bu elemanların yan kulakçık seviyelerine olan katkısı azaltılarak daha iyi bir ışıma örüntüsü elde edilir. Örneğin, 35×35’lik bir yansıtıcı dizi anten yapısının bir horn anten ile beslenerek ana hüzmeyin  $-10^\circ$  ve  $-15^\circ$  sapacak şekilde yönlendirilmesi istendiğinde, tüm anten yüzeyinde istenen faz dağılımı geometrik olarak belirlenir ve bu dağılım her bir hücrede uygun kuantalı faz ve genlik değerleriyle gerçekleştirilir. Bu yöntem, yalnızca faz

kontrolüne dayanan klasik 1-bit yansıtıcı dizi anten yapılarına göre ışıma örüntüsünün performansında önemli iyileşmeler sağlayabilir. Şekil 3 ve şekil 4 yalnızca 1-bit kuantalanmış faz dağılımı ile elde edilen ışıma örüntüsü ile, aynı yapıya genlik kontrolü de eklendiğinde elde edilen ışıma örüntüsünün karşılaştırmasını sunmaktadır.



Şekil 3. Theta =  $-10^\circ$  için Hüzme Yönlendirme ve İyileştirme Sonuçları.



Şekil 4. Theta =  $-15^\circ$  için Hüzme Yönlendirme ve İyileştirme Sonuçları.

## 5. Sonuç

Bu bildiride, 1-bit kuantalanmış faz dağılımına sahip bir yansıtıcı dizi antenin ışıma karakteristiği incelenmiş ve genlik kontrollü iyileştirmenin yan kulakçık seviyelerine etkisi değerlendirilmiştir. Ayrık (1-bit) faz dağılımı ve ayrık faz ile birlikte seçilmiş elemanların genliklerinin düşürülmesi durumları karşılaştırılmıştır. Hüzmenin  $-10^\circ$  yönüne yönlendirilmesi durumunda,  $-1^\circ$  konumundaki yan kulakçık seviyesi yalnızca faz kuantalanmış durumda  $-7.94$  dB iken, genlik kontrollü düzeltme sonrası bu seviye  $-11.61$  dB'ye düşürülerek belirgin bir iyileşme sağlanmıştır. Benzer şekilde, hüzmenin  $-15^\circ$  yönüne yönlendirilmesi halinde,  $-23^\circ$  konumundaki yan kulakçık seviyesi faz kuantalanmış durumda  $-12$  dB iken, genlik kontrollü düzeltme ile bu seviye  $-19$  dB'ye düşürülmüş ve yan lob bastırmasında anlamlı bir gelişme elde edilmiştir. Bu sonuçlar, sınırlı faz çözünürlüğüne sahip sistemlerde genlik manipülasyonunun yan kulakçık bastırma açısından etkili bir araç olabileceğini göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, genlik değerlerinin sezgisel olarak belirlenmesi yerine, genetik algoritmalar veya parçacık sürü optimizasyonu gibi yöntemlerle sistematik olarak optimize edilmesi planlanmaktadır. Böylece yan kulakçık seviyelerinin daha da azaltılması ve yönlü ışıma karakteristiğinin iyileştirilmesi hedeflenmektedir.

## Kaynaklar

- [1]. H. Yang et al., "A 1600-Element Dual-Frequency Electronically Reconfigurable Reflectarray at X/Ku-Band," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt. 65, numara. 6, sayfa. 3024-3032, June 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2694703.
- [2]. Skyworks Solutions Inc., SMP1321 Series: Low Capacitance, Plastic Packaged PIN Diodes, Veri Kâğıdı, [https://www.skyworksinc.com/-/media/skyworks/documents/products/101-200/smp1321\\_series\\_200048z.pdf](https://www.skyworksinc.com/-/media/skyworks/documents/products/101-200/smp1321_series_200048z.pdf), Erişim: 22.05.2025.
- [3]. Skyworks Solutions Inc., PIN Diode Basics, Uygulama Notu No: 200823A, <https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/1-100/200823A.pdf>, Erişim: 22.05.2025.
- [4]. P. Nayeri, F. Yang, ve A. Z. Elsherbeni, Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications, Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2018, sayfa. 82.

## Geniş Bantlı Tek Yönlü Monopol Anten Tasarımı

Ertuğrul Çiçek, Yasemin Estekin, Alper Ünal  
Meteksan Savunma Sanayii A.Ş.  
Elektromanyetik Tasarım Müdürlüğü  
Ankara

ecicek@meteksan.com, yestekin@meteksan.com, aunal@meteksan.com

**Özet:** Monopol anten; basit yapı, düşük üretim maliyeti ve geniş uygulama alanı gibi avantajlarından dolayı modern kablosuz haberleşme sistemlerinde yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu çalışmada; geniş bantlı, kompakt, arkasına eklenen yansıtıcı silindir vasıtasıyla yanca ekseninde tek yarım küreyi aydınlatan yönlü monopol anten tasarımı sunulmuştur. Anten boyutunu küçültmek ve anteni çevresel etkenlerden korumak amacıyla epoksi cam elyaf radom malzeme kullanılmıştır. Tasarımı ve üretimi yapılan antenin ilgili frekans bandı içerisinde yansıma katsayısı, kazanç ve hüzmeye genişliği cinsinden tutarlı sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

**Abstract:** Monopole antenna is widely utilized in modern wireless communication systems due to its advantages such as simple structure, low manufacturing cost and wide application area. In this study, a broadband, compact, directional monopole antenna design is presented which illuminates a single hemisphere on its horizontal axis by means of a reflective cylinder mounted on its back. A radome material made of fiberglass epoxy is used to reduce the antenna size and to protect the antenna from environmental factors. It is observed that the designed and fabricated antenna provides consistent results in terms of reflection coefficient, gain and beamwidth in the relevant frequency band.

### 1. Giriş

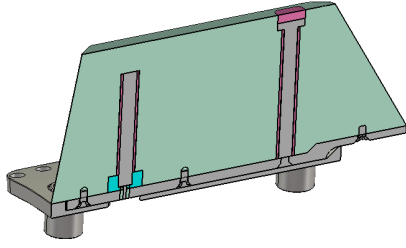
Kablosuz iletişimin temel yapı taşlarından biri olan anten sistemleri, elektromanyetik dalgaların iletimi ve alımı için vazgeçilmez bir rol oynamaktadır [1]. Monopol anten, çeyrek dalga boyu uzunluğundaki iletken bir telin toprak düzlemi üzerinde konumlandırılmasıyla oluşturulmaktadır. İdeal koşulda sonsuz uzunlukta kabul edilen toprak düzlemi, monopol antenin bir görüntüsünü oluşturarak sistemi çift kutuplu bir yapıya dönüştürmektedir. Bu sayede dipol antene kıyasla anten kazancında 3 dB'ye yakın artış sağlamaktadır. Toprak düzlemi boyutu, monopol anten ışıma örüntüsü ile anten yansıma katsayısını ciddi şekilde etkilemektedir. Antenin yerleştirileceği platformların sınırlı boyutları nedeniyle, monopol antenin ışıma örüntüsü yükseliş ekseninde yönelmekte ve bu durum, yanca eksenindeki anten ışıma örüntüsünde bozulmalara yol açmaktadır [2]. Monopol anteni dielektrik malzeme ile yüklemek; yapısal bütünlüğü artırmak, anteni çevresel koşullardan korumak ve minyatürleştirmek için kullanılan etkili bir tekniktir. Dielektrik malzeme ile yüklenmiş anten yapısı, aynı çalışma frekans bandında daha kompakt boyutlarda anten tasarlanmasına olanak sağlamaktadır. Ancak dielektrik malzeme kalınlığının ve elektriksel özelliklerinin optimizasyonu tasarım aşamasında kritik öneme sahiptir [3].

Bu çalışmada, %40 bant genişliğine sahip arkasına eklenen yansıtıcı silindir vasıtasıyla yanca ekseninde tek yarım küreyi aydınlatan cam elyaf epoksi radomlu yönlü monopol anten tasarımı sunulmuştur.

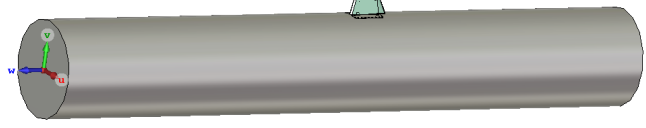
### 2. Anten Tasarımı

İlk aşamada, dalga boyunun dörtte biri uzunlukta monopol anten tasarlanmıştır. Anten hüzmelerini yanca ekseninde, monopol anten elektrik alanına dik olan düzlemde (w-u düzlemi), tek yöne odaklamak için anten arkasında dalga boyunun dörtte biri mesafede yansıtıcı silindir konumlandırılmıştır. Yansıtıcı silindir boyu anten performansını bozmayacak ancak istenen yönlendirmeyi sağlayacak şekilde optimize edilmiştir. Antenin çevresel etkenlerden korunması ve minyatürize edilmesi amacıyla anten, yüksek dielektrik sabitli cam elyaf epoksi radom ile çevrelenmiştir. Dielektrik yükleme ile birlikte yapının etkin dielektrik sabiti arttığından anten boyutları, dielektrik sabitinin karekökü ile ters orantılı olarak küçültülmüştür [4]-[7].

Şekil 1'de CST Microwave Studio kullanılarak tasarlanan antene ait anten iç kesiti gösterilmiştir. Konnektör ile anten bağlantısının yapılabilmesi için anten altında destekleyici kompozit malzeme kullanılmıştır. Mekanik ile anten, yapıstırıcı ve vida kullanılarak birleştirilmiştir. Şekil 2'de platform üzerine yerleştirilen anten modeli gösterilmiştir.



Şekil 1. Anten iç kesiti

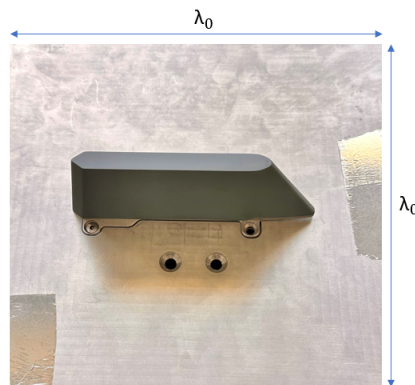


Şekil 2. Platform ile anten modeli

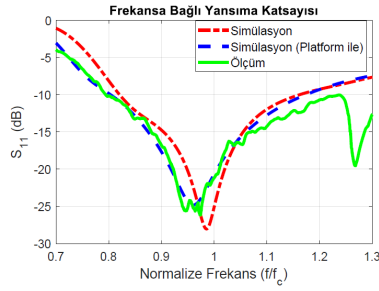
### 3. Sonuçlar

Üretilen anten, boyutları merkez frekanstaki serbest uzay dalga boyuna karşılık gelen bir test plakası üzerinde Şekil 3'te gösterildiği şekilde konumlandırılmıştır. Monopol antenin, yapısı gereği bir yer plakası üzerinde konumlanması gerektiğinden ilgili yankısız oda ve VSWR testi ölçümleri test plakası üzerinde gerçekleştirilmiştir. Test plakası boyutları, yankısız oda ölçüm süresini uzatmayacak ancak performans değerlendirmesi için yeterli olan en uygun elektriksel boyutlar olarak belirlenmiştir. Şekil 4'te test plakası kullanılarak simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen anten yansıma katsayısı grafikleri gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde, simülasyon ve ölçüm sonucunun tutarlı olduğu gözlemlenmiştir. Ek olarak, sınırlı boyuta sahip test plakası ile platform üzerine yerleştirilmiş antene ait yansıma katsayısı grafikleri karşılaştırıldığında sonuçların birbirine yakın olduğu gözlemlenmiştir. Şekil5, Şekil6 ve Şekil7 'de,sırasıyla, simülasyon ve ölçüm sonucunda elde edilen normalize frekansa bağlı en yüksek anten kazanç değerleri, yanca eksen (w-u düzlemi) anten ışıma örüntüsü ve platform üzeri yapılan anten simülasyonuna ait yanca eksen polar ışıma örüntüsü gösterilmiştir. Grafikler incelendiğinde simülasyon ve ölçüm sonucunda elde edilen verilerin tutarlı olduğu gözlemlenmiştir. Yer plakası boyutları sınırlı olan bir monopol anten ışıma örüntüsünde yüksek kazançlı ışıma bölgenin yanca ekseninden uzaklaşması dolayısıyla Şekil5'te görülen en yüksek kazanç değerleri Şekil6'daki yanca eksen ışıma örüntüsünde görülmemektedir. Şekil7 'de ise platformla birlikte yer plakası boyutlarının artması dolayısıyla yüksek kazançlı ışıma bölgesi yanca eksenine yaklaşmış, dolayısıyla anten ışıma örüntüsünde yanca ekseninde 5 dBi üzeri kazançlı bölge oluşmuştur. Monopol anten arkasında bulunan reflektörün etkisiyle anten ışıma örüntüsü eş yönlülükten uzaklaşarak ana lob yönünde odaklanmıştır. Şekil8 ve Şekil9'da,sırasıyla, test plakası ve platform üzerinde konumlandırılmış antene ait 3 boyutlu ışıma örüntüsü gösterilmiştir.

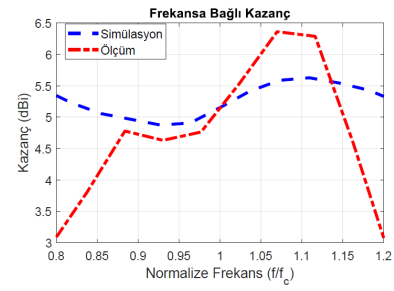
Sonuçlar incelendiğinde, %40 bant genişliğine sahip, merkez çalışma frekansı için 5.2 dBi en yüksek kazanç değeri ile yanca ekseninde 180 derecelik açı aralığında 0 dBi üzeri kazanç değerini sağlayan anten tasarımı yapılmış, üretilmiş ve ölçülerek doğrulanmıştır. Teorik ve pratik sonuç arasında malzemelerin kayıpları, ölçüm hassasiyeti ve oluşabilecek deneysel hatalar yüzünden farklılıklar olabilmektedir.



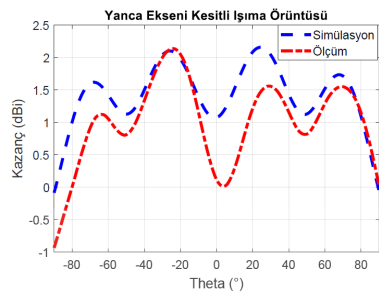
Şekil 3. İletken test plakası üzerine yerleştirilmiş birim anten



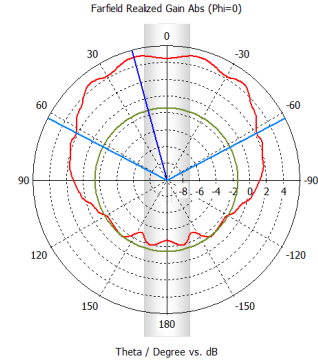
Şekil 4. Simülasyon ve ölçüm yansıma katsayısı



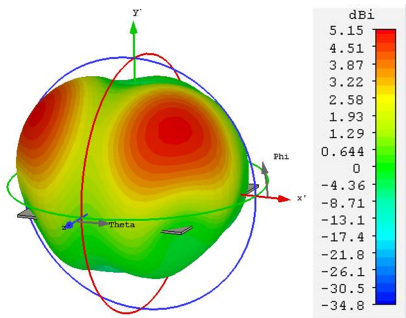
Şekil 5. Frekansa bağlı kazanç değeri



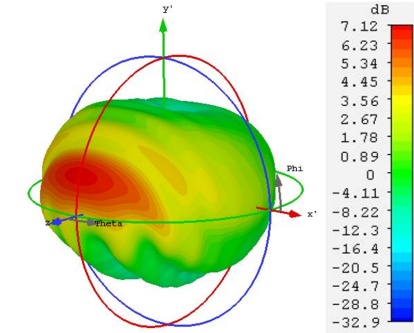
Şekil 6. Yanca eksenli kartezyen ışıma örüntüsü



Şekil 7. Platform üzerinde yanca eksenli kartezyen ışıma örüntüsü



Şekil 8. Test plakası üzerinde 3D anten hüzmesi



Şekil 9. Platform üzerinde 3D anten hüzmesi

## Kaynaklar

- [1] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4th ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.
- [2] Monopole Antenna," Antenna Theory, [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.antenna-theory.com/antennas/monopole.php>. [Erişim tarihi: 23 Mayıs 2025]
- [3] J. L. Birchfield ve W. R. Free, "Dielectrically Loaded Short Antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., Cilt 22, No. 3, s. 471–472, May 1974.
- [4] J. H. Lee, S. K. Kim, ve M. J. Park, "Design of a Monopole Antenna with Reflector for Enhanced Performance," Journal of Electromagnetic Engineering and Science, cilt 23, no. 10, s. 1261-1268, 2019.
- [5] S. W. Kim, G. S. Kim, ve D. Y. Choi, "CPW-Fed Wideband Circular Polarized Antenna for UHF RFID Applications," International Journal of Antennas and Propagation, s. 1-7, Jul. 2017.
- [6] J. M. Chen ve J.S. Row, "Wideband circularly polarized slotted-patch antenna with a reflector," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., cilt. 14, s. 575–578, 2015.
- [7] H. Abadi ve N. Behdad, "An Electrically Small, Vertically Polarized Ultrawideband Antenna With Monopole-Like Radiation Characteristics," IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., cilt 13, ss.742–745, 2014.



## Mikroşerit Yama Antene Kare Şekilli Yarık Halka Rezonatör Metamalzeme Entegrasyonunun Performans Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi

Ferhat Aldemir, Enes İbiş, Mehmet Ünal  
Pamukkale Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Denizli

[faldemir@posta.pau.edu.tr](mailto:faldemir@posta.pau.edu.tr), [eibis18@posta.pau.edu.tr](mailto:eibis18@posta.pau.edu.tr), [mehmetunal@pau.edu.tr](mailto:mehmetunal@pau.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 5.8 GHz frekansında çalışan bir mikroşerit yama antene Kare Şekilli Yarık Halka Rezonatör (KYHR) metamalzeme entegre edilerek anten performansının iyileştirilmesi hedeflenmiştir. KYHR yapısı sayesinde antenin  $S_{11}$  parametresi -27 dB'den -37 dB'ye iyileştirilmiş, kazanç korunarak yönlülük artmıştır. CST Studio ile yapılan benzetim sonuçları KHYR entegrasyonunun empedans uyumunu artırdığını ve yan lob seviyelerini düşürdüğünü göstermektedir.

**Abstract:** In this study, a Square-Shaped Split Ring Resonator (SSRR) metamaterial is integrated into a 5.8 GHz microstrip patch antenna to improve its performance. SSRR improves the return loss ( $S_{11}$ ) from -27 dB to -37 dB while preserving gain and enhancing directionality. CST Studio simulations confirm that SSRR integration improves impedance matching and reduces side lobe levels.

### 1. Giriş

Mikroşerit yama antenler, düşük profil ve üretim kolaylığı gibi avantajları nedeniyle kablosuz haberleşme sistemlerinde yaygın şekilde kullanılmaktadır. Ancak bu antenlerin düşük kazanç ve dar bant genişliği gibi sınırlamaları bulunmaktadır. Metamalzeme yapılar, bu eksiklikleri gidermek amacıyla mikroşerit antenlere entegre edilerek daha iyi empedans uyumu, yönlülük ve kazanç elde edilmesini sağlamaktadır [1]. Metamalzemeler, doğal malzemelerde görülmeyen özelliklere sahip olacak şekilde yapay olarak yapılandırılmış birim hücre dizileridir. Örneğin, uygun tasarım ile metamalzemeler belirli frekans bantlarında efektif  $\epsilon$  (dielektrik sabiti) ve  $\mu$  (manyetik geçirgenlik) değerlerini sıfıra veya negatif değerlere çekebilirler. Bu sayede alışlagelmişin dışında elektromanyetik davranışlar elde edilebilir. Veselago'nun 1968'de ortaya attığı negatif kırılma indisi kavramı [2] ve Pendry'nin 1999'da önerdiği yarık halka rezonatör (YHR) yapısı [1], metamalzemelerin pratikte gerçekleştirilmesine öncülük etmiştir. Pendry'nin YHR birim hücreleri, bir magnetik rezonatör gibi davranarak dar bir frekans bandında negatif efektif miknatıslanma  $\mu$  11 parametresi, kazanç, bant genişliği ve ışıınım deseninde ne gibi iyileşmeler sağladığını ortaya koymaktadır.

Ajewole ve arkadaşları (2021), mikroşerit antenin kazancını artırmak için kare şekilli yarık halka rezonatör (KYHR) metamalzemesi kullandıkları bir anten tasarımını önermişlerdir. Yapılan simülasyonlar ve optimizasyonlar sonucunda, antenin 5.8 GHz'de maksimum kazanç 5.278 dB ve 6.0 GHz'de maksimum doğrultuluk 6.838 dB'ye ulaştığı gösterilmiştir. Bu anten, WiMAX, Wi-Fi ve Düşük C bandı gibi kablosuz mobil iletişim uygulamaları için uygun olduğu belirtilmiştir [3]. Zulfiker Mahmud ve arkadaşları (2017), mikrodalga görüntüleme uygulamaları için minyatürize edilmiş UWB antenin performansını iyileştirmek amacıyla negatif indeks metamalzeme kare şekilli yarık halka rezonatör entegrasyonunun etkilerini incelemiş ve bu tasarımın bant genişliği ve verimlilik açısından önemli iyileştirmeler sağladığını göstermişlerdir [4]. Shimu ve arkadaşları (2024), mikroşerit anten tasarımında negatif kırılma indisi metamalzeme olan kare şekilli yarık halka rezonatör entegrasyonunun boyut küçültme, çok bantlı operasyon ve performans iyileştirmeye olan etkilerini inceledikleri çalışmalarında, bu yapıları kullanarak önemli kazanımlar elde etmişlerdir. Metamalzeme entegreli anten tasarımları, konvansiyonel mikroşerit antene göre yaklaşık %75'e varan boyut küçültmesi ile daha yüksek performans sunmaktadır [5].

Bu çalışmada, Kare Şekilli Yarık Halka Rezonatör (KYHR) yapısının mikroşerit yama anten performansı üzerindeki etkisi araştırılmıştır.

### 2. Anten Tasarımı ve Benzetim Yapısı

Çalışmada, 5.8 GHz merkez frekansında çalışan bir mikroşerit yama anten CST Studio yazılımı ile modellenmiştir. Anten,  $\epsilon_r = 4.4$  bağlı dielektrik sabitine ve  $h = 1.6$  mm kalınlığa sahip FR4 substrat üzerinde tasarlanmıştır [6].

Rezonans frekansı Denklem (1) ile hesaplanmıştır:

$$f_0 = \frac{c}{(2L\sqrt{\epsilon_{eff}})} \quad (1)$$

Burada,  $c$  ışık hızı ( $3 \times 10^8$  m/s),  $L$  yamanın uzunluğu ve  $\epsilon_{eff}$  efektif dielektrik sabitidir.

Yamanın genişliği ( $W$ ) Denklem (2)'deki formül ile belirlenmiştir:

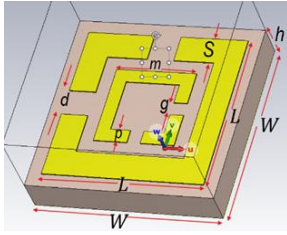
$$W = \frac{c}{(2f_0\sqrt{(\epsilon_r+1)/2})} \quad (2)$$

Besleme hattı genişliği  $50 \Omega$  empedans sağlayacak şekilde Denklem (3)'teki formül ile hesaplanmıştır:

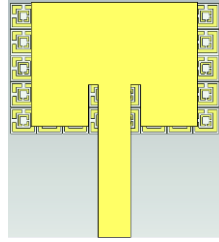
$$Z_0 = \left(\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}\right) \ln(8h/Wf + Wf/4h) \quad (3)$$

Denklem 3 ile verilen ifade de  $h$  antenin substrat kalınlığını,  $f$  antenin çalışma frekansını ifade etmektedir.

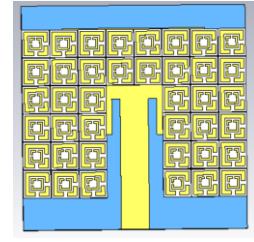
KYHR yapısı, Şekil 1'de gösterildiği gibi kare biçimli iç içe iki halka şeklinde tasarlanmış ve antenin yama yüzeyinin altına, toprak düzlemi ile arasında  $0.2$  mm hava boşluğu kalacak şekilde yerleştirilmiştir [3]-[7].  $5 \times 8$  adet KYHR birim hücresi, metamalzeme dizisi olarak antenin arka yüzeyinde konumlandırılmıştır. Aynı şekilde Şekil 2'de görülen anten tasarımında da metamalzemeler  $0.2$  mm mesafe ile antenin yama kısmının üstüne yerleştirilmiştir. Her bir KYHR yapısında; kare kenar uzunluğu  $W = 2.45$  mm, dış halkanın kenar uzunluğu  $L = 2.10$  mm, dış halka yarık genişliği  $d = 0.35$  mm, iç halkanın kenar uzunluğu  $m = 1.05$  mm ve iç yarık genişliği  $g = 0.18$  mm olarak belirlenmiştir. Ayrıca dış halka genişliği  $S = 0.35$  mm ve iç halka genişliği  $p = 0.18$  mm olarak tanımlanmıştır. KYHR yapısı ise Şekil 3'de verilmiştir.



Şekil 1. KYHR Yapısı.



Şekil 2. Metamalzeme Entegre Edilmiş Anten Modeli 1.

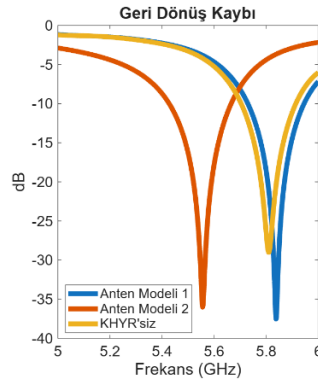


Şekil 3. Metamalzeme Entegre Edilmiş Anten Modeli 2.

Tüm modellemeler CST ortamında gerçekleştirilmiş, S-parametresi ( $S_{11}$ ), kazanç ve uzak alan yönlülük karakteristiklerinin benzetimi yapılmıştır.

### 3. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Şekil 4'te gösterildiği gibi, benzetim sonuçlarına göre, rezonans frekansında özellikle Şekil 2'de verilen antenin geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) KYHR entegrasyonu öncesinde yaklaşık  $-27$  dB seviyesinde iken, entegrasyon sonrası bu değer  $-37$  dB seviyelerine kadar gerilemiştir. Şekil 3'te verilen anten tasarımının  $S_{11}$  parametresi  $-36$  dB seviyelerine gerilemiştir. Bu iyileşme, antenin giriş terminallerinden geriye daha az güç yansıttığını göstermektedir. Uzak alan analizine göre Şekil 1'de verilen tasarımın ana lob yönünde anten kazancı yaklaşık  $1.7$  dBi artmıştır. Ayrıca bant genişliğinde de %18'lik bir artış gözlenmiş, bu da metamalzemenin bant genişliği üzerindeki olumlu etkisini ortaya koymuştur. KYHR'siz ve KYHR'li tasarımlar arasındaki karşılaştırma Tablo 1'de detaylı olarak verilmiştir.



Şekil 4.  $S_{11}$  (Geri dönüş kaybı) Büyüklüğünün Frekansa Bağlı Değişimi.

**Tablo 1.** Metamalzemeli Anten ve Metamalzemesiz Antenler Arasında Parametreler Yönünden Karşılaştırma

| Parametre                          | Metamalzemesiz Anten | Metamalzemeli Anten 1 | Metamalzemeli Anten 2 |
|------------------------------------|----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $S_{11}$                           | -27 dB               | -37.4 dB              | -36 dB                |
| VSWR                               | 1.1                  | 1.0                   | 1.07                  |
| Kazanç<br>( $\phi = 0^\circ$ )     | 6.24 dBi             | 6.27 dBi              | -3.43 dBi             |
| Kazanç<br>( $\phi = 90^\circ$ )    | 6.41 dBi             | 6.46 dBi              | 1.94 dBi              |
| Yan Lob<br>( $\phi = 90^\circ$ )   | -9.2 dBi             | -8.9 dBi              | -3.2 dBi              |
| Kazanç<br>( $\theta = 90^\circ$ )  | 0.281 dBi            | 0.33 dBi              | 0.733 dBi             |
| Yan Lob<br>( $\theta = 90^\circ$ ) | -2 dBi               | -8.6 dBi              | -2.6 dBi              |

Şekil 3'te verilen anten tasarımında  $S_{11}$  parametresi her ne kadar iyileşse de kazançların bu durumdan olumsuz etkilendiği görülmektedir. Ana lob yönünde kazanç düşmüş ve yan lobların değeri artmıştır. Bu antenin ışıma karakteristiğini olumsuz etkilemektedir.

#### 4. Sonuç

KYHR'siz ve KYHR'li anten yapılarının benzetim sonuçları karşılaştırıldığında, KYHR yapısının doğru şartlarda anten performansına olumlu katkı sağladığı görülmüştür.  $S_{11}$  parametresinin rezonans frekansında, standart anten tasarımına KYHR entegresi ile azaldığı görülmüştür. Bu durum, antenin empedans uyumunun önemli ölçüde iyileştirildiğini göstermektedir.

Tasarım, yönlülük açısından incelendiğinde, KYHR entegresi sayesinde (Şekil 2) ana lob kazancında yaklaşık 1.2 dB'lik artış gözlemlenmiştir. Ayrıca KYHR yapısı, yan lob seviyelerini önemli ölçüde düşürmüştür. KYHR entegreli antenin arka lob seviyelerinde ciddi azalma kaydedilmiş, bu da antenin yönlülüğünün artmasında katkı sağlamıştır. Ancak Şekil 3'te verilen tasarımda entegre edilen KYHR dizisi antenin yönlülüğünü, ışıma değerlerini ve rezonans frekansını kötü etkilemiştir. Anten tasarımında metamalzemenin doğru yerleştirilmesi ve uygun özelliklerde olması önem taşımaktadır.

Sonuç olarak, uygun şekilde KYHR metamalzeme entegresi ile 5.8 GHz frekansında çalışan mikroşerit yama antenin rezonans frekansında  $S_{11}$  parametresi azalmış, yönlülüğü artmış ve yan lob seviyesi azalmıştır. Elde edilen sonuçlar, KYHR yapısının doğru şartlarda mikroşerit anten performansını artırmak için etkili bir yöntem olduğunu göstermektedir. Bu yapı, kablosuz iletişim, radar ve IoT gibi birçok uygulama için uygun bir çözüm sunmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1]. Pendry J. B., et al., "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt.47, no.11, s.2075–2084, 1999.
- [2]. Viktor G Veselago, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of  $\epsilon$  and  $\mu$ " Sov. Phys. Usp. 10 509, 1968.
- [3]. Ajewole B. D., et al., "Square SRR Metamaterial inspired Microstrip Antenna for Wireless Mobile Communication", Proceedings of ICABCD, Durban, Güney Afrika, s.1–6, 2021.
- [4]. Mahmud, M.Z.; Islam, M.T.; Misran, N.; Singh, M.J.; Mat, K. A Negative Index Metamaterial to Enhance the Performance of Miniaturized UWB Antenna for Microwave Imaging Applications. Appl. Sci. 7, 1149, 2017.
- [5]. N. J. Shimu, P. C. Kar, M. A. Islam, ve A. Ahmed, "Left Handed Metamaterials in Microstrip Patch Antenna Design: Miniaturization, Multiband Operation, and Improved Performance", Dhaka Uni. J. of Applied Sci. and Eng., vol. 8, no. 1, s. 1–12, Jul. 2024.
- [6]. Boutayeb H. ve Denidni T. A., "Gain enhancement of a microstrip patch antenna using a cylindrical electromagnetic crystal substrate", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, cilt.55, no.11, s.3140–3145, 2007.
- [7]. Yılmaz H. Ö. ve Yaman F., "Metamaterial Antenna Designs for a 5.8-GHz Doppler Radar", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, cilt.69, no.4, s.1775–1783, 2020

# MİNYATÜR MİKROŞERİT BAND GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

İbrahim Serhat AKSU, Ceyhun KARPUZ  
Pamukkale Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Denizli

[iaksu19@posta.pau.edu.tr](mailto:iaksu19@posta.pau.edu.tr), [ckarpuz@pau.edu.tr](mailto:ckarpuz@pau.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, uydu sistemleri, radar ve kablosuz haberleşme için yüksek performanslı, minyatür açık halka mikroşerit rezonatörlere L-biçimli yan hatlar eklenmiş ve karışık kuplaj tekniği kullanılarak kompakt geniş bantlı band geçiren filtreler tasarlanmıştır. Tasarımda açık ve kısa devre yan hatların katlanmasıyla fiziksel boyut küçültülmüştür. 1., 2. ve 4. derece filtrelerde sırasıyla %20.69, %13.25 ve %15.22 band genişliği elde edilmiştir. Simülasyonlarda ekleme kayıpları  $-0.65$ ,  $-0.73$  ve  $-0.97$  dB, geri dönme kayıpları ise  $-24.02$ ,  $-17.86$  ve  $-16.64$  dB olarak hesaplanmıştır. Deneysel sonuçlar da benzer şekilde  $-0.75$ ,  $-1.24$  ve  $-2.9$  dB ekleme kaybı ile  $-14.65$ ,  $-9.49$  ve  $-7.23$  dB geri dönme kaybı göstermiştir.

**Abstract:** In this study, compact wideband bandpass filters were designed for satellite systems, radar, and wireless communications by integrating L-shaped side branches into miniature open-ring microstrip resonators and employing mixed coupling techniques. Physical size was reduced through folding of open- and short-circuited side branches. For 1st, 2nd, and 4th order filters, fractional bandwidths of 20.69%, 13.25%, and 15.22% were achieved, respectively. Simulated insertion losses were  $-0.65$ ,  $-0.73$ , and  $-0.97$  dB, with return losses of  $-24.02$ ,  $-17.86$ , and  $-16.64$  dB. Experimental results showed similar values, with insertion losses of  $-0.75$ ,  $-1.24$ , and  $-2.9$  dB and return losses of  $-14.65$ ,  $-9.49$ , and  $-7.23$  dB.

## 1. Giriş

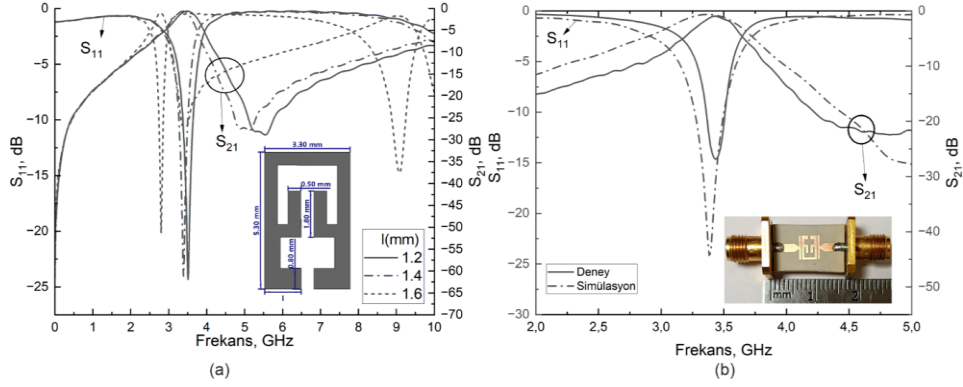
Son yıllarda uydu sistemleri, radar ve kablosuz haberleşme ağlarında yaşanan gelişmeler, yüksek performanslı ve kompakt filtre tasarımlarının önemini daha da ön plana çıkarmaktadır. Mikrodalga mühendisliğinde, keskin geçiş bandına sahip, yüksek Q faktörü sunan, düşük ekleme kaybı sağlayan ve entegre devrelerle uyumlu filtreler hem akademik hem de endüstriyel uygulamalar için temel hedeflerden biri olarak görülmektedir. Literatürde iki ana tasarım yaklaşımı öne çıkmaktadır: kapasitif/indüktif yüklemeli yan hatlar ve kuplajlı rezonatör yapıları. Yan hatlar ile oluşturulan tasarımlar, çeyrek veya yarım dalga boyundaki iletim hatlarının seri veya paralel konumlandırılması yoluyla istenen frekans cevabını elde etmektedir. Bu yapılarda hat genişliği ve kuplaj aralığı, band genişliği ile seçicilik üzerinde doğrudan etkiye sahiptir [1]-[2]-[3]. Kare halka rezonatörler, dar yarıklar eklenerek minyatür çift modlu filtrelere dönüştürülebilmektedir. Bu dar yarıklar, rezonans frekansını düşürerek indüktif yüklemeye sağlar [1], ayrıca içe katlanmış kollar kapasitif kuplajı artırarak ekleme kaybının azaltılmasına katkıda bulunur [4]-[5]-[6]. Modern uygulamalarda mevcut alanın sınırlı olması, minyatür rezonatör tasarımlarını ön plana çıkarmaktadır. Bu bağlamda içe katlanmış kollar ve pertürbasyon teknikleri, elektriksel uzunluğu korunurken fiziksel boyutun azaltılmasını mümkün kılmaktadır [1]-[4]-[5]-[6]-[7].

## 2. Minyatür Boyutlu Kompakt Mikroşerit Filtre Tasarımı

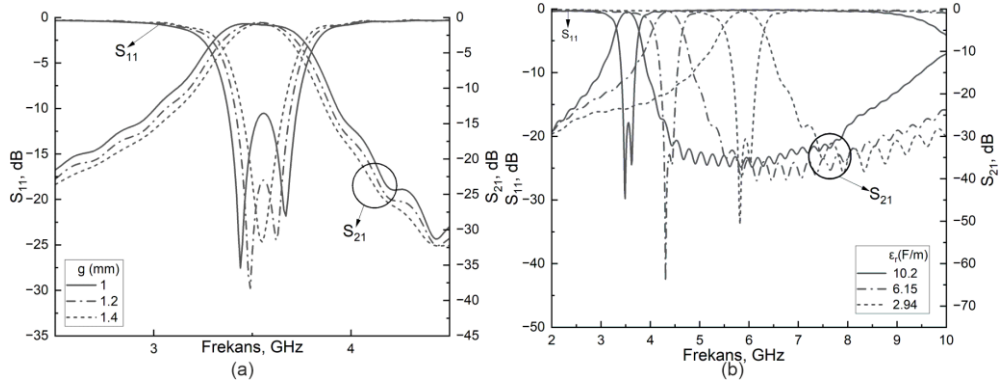
Önerilen yapının optimizasyonu ve frekans cevabı, simülasyon ve teorik analizler aracılığıyla incelenmiştir. Simülasyon çalışmaları, CST Studio Suite ve Sonnet Suite yazılım paketleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel doğrulamalar ise Agilent E-5071C ağ analizörü yardımıyla yapılmıştır. Tasarımda taban malzemesi olarak RT/Duroid 6010 LM tercih edilmiş olup, bu malzemenin dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 10.2$ , kayıp tanjantı  $\tan(\delta) = 0.0023$ , dielektrik kalınlığı  $h = 1.91$  mm ve bakır kalınlığı  $t = 17.5$   $\mu\text{m}$ 'dir. Nihai filtre yapısına, klasik katlanmış kollara sahip açık halka rezonatör yapısına ilave yan hat ve kıvrımlar eklenerek ulaşılmıştır. Önerilen filtrenin 1. derece band geçiren filtre uygulamasında, l-yan hat uzunluğuna bağlı frekans cevabındaki değişim, simülasyon ve deneysel çalışmalarda elde edilen frekans cevabı Şekil 1'de sunulmuştur.

## 3. Kuplaj Aralığının Frekans Cevabına Etkisi, 1. ve 2. Dereceden Filtre Uygulamaları

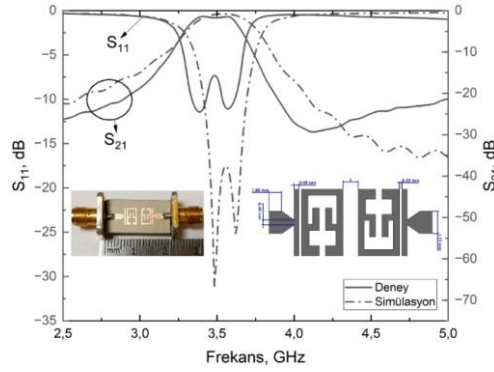
İki veya daha fazla iletim hattı ya da rezonatörün birbirine yakın konumlandırılması durumunda, kuplaj meydana gelir. Rezonatörler arasındaki kuplaj, filtre karakteristiğini belirleyen en kritik parametrelerden biridir. Kuplajın şiddeti; kuplaj aralığı (g), dielektrik sabiti ( $\epsilon_r$ ), hat genişliği (w), offset (d) ve kuplajın türü gibi değişkenlere bağlıdır. Söz konusu kuplaj elektriksel, manyetik veya her ikisinin bir kombinasyonu (karışık kuplaj) şeklinde olabilir. Karışık kuplajda enerji transferi hem elektrik hem de manyetik alanlar aracılığıyla sağlanır.



Şekil 1. 1. Dereceden Filtre Frekans Cevabının; (a)  $l$ -Yan Hat Uzunluğuna Göre Değişimi, (b) Deneysel ve Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması



Şekil 2. 2. Dereceden Filtre Frekans Cevabının; (a)  $g$ -Kuplaj Aralığına, (b) Farklı Dielektrik Sabiti Değerlerine Göre Değişimi

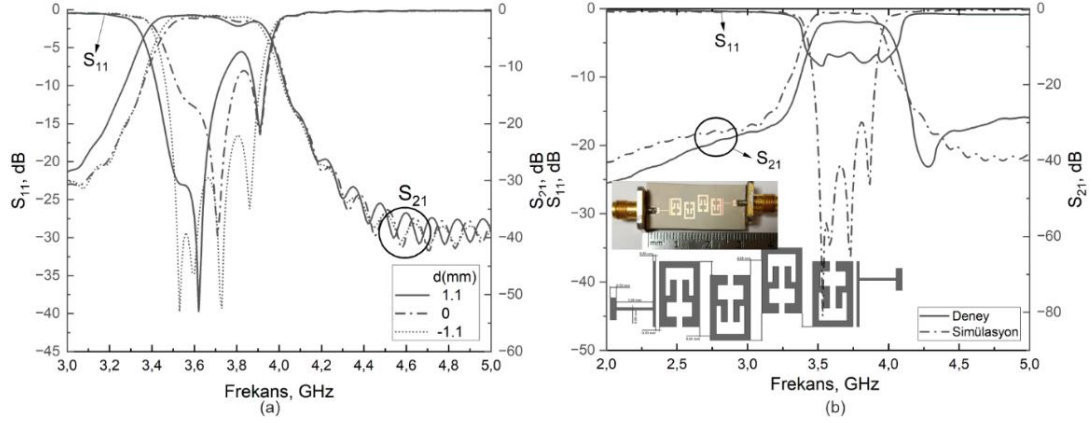


Şekil 3. 2. Derece Filtre Deneysel ve Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu tip kuplaj, yüksek seçicilik ve esnek frekans cevabı sunmasına rağmen, daha karmaşık ve ayrıntılı bir tasarım süreci gerektirmektedir [2]-[4]-[7]. Önerilen filtre yapısının 2. derece band geçiren filtre uygulamasında,  $g$ -kuplaj aralığına ve farklı dielektrik sabiti değerlerine bağlı olarak frekans cevabındaki değişim ve Şekil 2’de, simülasyon ve deneysel çalışmalarla elde edilen frekans cevabı ise Şekil 3’te sunulmuştur.

#### 4. Yüksek Dereceli Filtreler

Filtrenin derecesi, yapıda bulunan rezonatör sayısı ile iletim sıfırları ve kutuplarının sayısı ile doğrudan ilişkilidir. Filtrenin yüksek dereceli olması, daha yüksek seçiciliğe sahip bir geçiş bandı olduğunu göstermektedir [1]-[4]-[5]-[7]. 4. dereceden filtre uygulamasında, yalnızca  $g$  kuplaj aralığının değiştirilmesi kuplaj seviyesinin hassas şekilde ayarlanması için yeterli olmadığından, ek olarak  $d$ -offset ve tapped besleme yaklaşımı uygulanmıştır. 4. derece band geçiren filtre için  $d$ -offset değişiminin filtre cevabı üzerindeki etkisi, deney ve simülasyon sonuçları Şekil 4’te, önerilen filtre özelliklerinin literatürdeki örneklerle karşılaştırması ise Tablo 1’de verilmiştir.



**Şekil 4.** 4. Derece Filtre İçin, (a)  $d$ -offset Değişiminin Filtre Frekans Cevabı Üzerindeki Etkisi, (b) Deneysel ve Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

**Tablo 1.** Önerilen Modelin Mevcut Çalışmalarla Karşılaştırılması

| Referans | Merkez Frekansı (GHz) | Ekleme Kaybı (dB) | Band Genişliği (MHz) | Boyut ( $\lambda_0 \times \lambda_0$ ) |
|----------|-----------------------|-------------------|----------------------|----------------------------------------|
| Önerilen | 3.68                  | 1.18              | 457                  | 0.29 x 0.14                            |
| Ref.4    | 3.5/5.5               | 0.7/1.1           | 330                  | 0.24 x 0.11                            |
| Ref.7    | 3.35                  | 2.4               | 200                  | 0.12 x 0.09                            |
| Ref.8    | 0.8/1.14              | 3.1               | 47                   | 0.14 x 0.17                            |

## 5. Sonuç

Bu araştırmada, modern iletişim sistemleri için yüksek verimli ve minyatür boyutlu kompakt bir geniş bantlı band geçiren filtre tasarımı önerilmiştir. Tasarım, geleneksel açık halka mikroşerit rezonatörlerdeki açık kolların katlanması yoluyla minyatürizasyon sağlanarak geliştirilmiş; açık devre veya kısa devre yan hatlar eklenmiş ve bunlar tekrar katlanarak daha küçük bir yapı elde edilmiştir. Böylece, L-biçimli yan hatların açık halka rezonatörlere entegrasyonu, açık uçlu kıvrımlı kollara sahip karışık kuplajlı yüksek mertebeli filtreler oluşturulmuş; literatürdeki iki ayrı yaklaşım birleştirilerek  $n=1, 2$  ve  $4$ . dereceden filtreler tasarlanmıştır. Bunların kısmi bant genişlikleri sırasıyla %20.69, %13.25 ve %15.22; ekleme kayıpları -0.65, -0.73 ve -0.97 dB; yansıma kayıpları -24.02, -17.86 ve -16.64 dB olarak simüle edilmiştir. Deneysel ölçümler ise ekleme kayıplarını -0.75, -1.24 ve -2.9 dB; yansıma kayıplarını -14.65, -9.49 ve -7.23 dB olarak vermiş olup, simülasyonla iyi bir uyum gözlenmiştir. Bu tasarım, modern iletişimdeki kompakt filtre taleplerine etkili bir yanıt sunmaktadır.

**Destek:** Bu çalışma, TÜBİTAK 2209-A programı 2024/1 1919B012404355 No'lu proje ile desteklenmektedir.

## 6. Kaynaklar

- [1] Karpuz C. and Görür A. K., Effects of narrow slits on frequency response of a microstrip square loop resonator and dual-mode filter applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, cilt.55, no.1, s.143-146, 2013.
- [2] İmeci M. Y., Tütüncü B. and İmeci Ş. T., A 3-dB 90 degrees microstrip hybrid directional coupler at 2.27 GHz, *International Journal of Electronics and Communications*, cilt.163, no.154606, 2023.
- [3] Ding B., X. Wei, Yuan S. and Wang C., Design of enhanced stopband bandpass filter with mixed electric and magnetic coupling, *2013 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology*, Chengdu, 2013, s. 248-250.
- [4] İbrahim A.A., Wael A.E., Abdelghany A., Design of dual-band dual-mode band-pass filter utilizing  $0^\circ$  feed structure and lumped capacitors for WLAN/WIMAX applications, *Electronics*, cilt.10 no.1697 2020
- [5] Görür A. and Karpuz C., Reduced-size wideband bandstop filter using two open-circuited shunt stubs spaced by a double-length transmission-line element, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, cilt.15, no.1, s.79-85, 2003.
- [6] Demircioğlu E., Sazlı M. H., İmeci Ş. T. and Şengül O., Soft computing techniques on multiresonant antenna synthesis and analysis, *Microwave and Optical Technology Letters*, cilt.55, no.11, s.2645-2648, 2013.
- [7] Hu S., Hu Y., Zheng H., Zhu W., Gao Y., Zhang X., A compact 3.3–3.5 GHz filter based on modified composite right-/left-handed resonator units, *Electronics*, cilt.9.1 no.1, 2019.



## 7'den 77'ye Bağlı Dielektrik Sabiti Değerlerini Kapsayan PEG-100 Stearat Bazlı Doku Fantomu Geliştirme Yöntemi

Anıl Tülü, Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı\*

Boğaziçi Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İstanbul

anil.tulu@std.bogazici.edu.tr, burak.ozcan@std.bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

**Özet:** İnsan bedeninin dielektrik özelliklerini taklit eden fantomlar, giyilebilir ve implant edilebilir cihazların test süreçlerinde kritik öneme sahiptir. Bu fantomlar çeşitli tekniklerle farklı formlarda üretilmektedir. Bu çalışmada geniş bantlı fantom üretiminde PEG-100 Stearatın emülgatör olarak kullanımı önerilmiş, fantomların geliştirme adımları bileşenlerin dielektrik özelliklere etkileri incelenerek anlatılmıştır. Kas fantomu, insan ortalama fantomu ve kortikal kemik fantomu tarifi ile protokol anlatılmıştır. Bu fantomlar, 1 GHz ile 6.7 GHz aralığında dokuların dielektrik özelliklerini %10'dan az bir hata payıyla geniş bant performansı ile taklit etmektedir.

**Abstract:** Phantoms play a critical role in the measurement setups for wearable and implantable devices. While various methods exist for phantom development, in this study PEG-100 Stearate is proposed as an emulsifying agent for the development of wide-band liquid phantoms. The detailed protocol for phantom development is presented, with a analysis of how components influence the electrical properties. This methodology is demonstrated through the preparation of a muscle phantom, a human average phantom, and a bone cortical phantom. These phantoms accurately mimic the electrical characteristics of target tissues in a broad frequency spectrum from 1 GHz to 6.7 GHz, within an error margin below 10%.

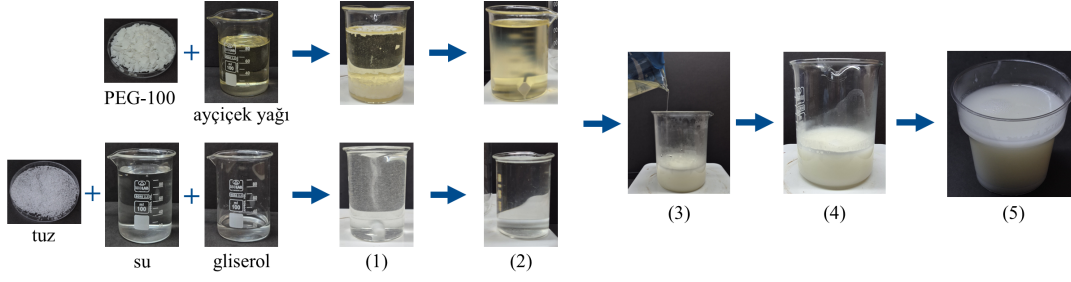
### 1. Giriş

Giyilebilir ve implant edilebilir teknolojilerin gelişmesiyle, insan dokularının dielektrik özelliklerini taklit eden fantomlar test süreçlerinde kritik hale gelmiştir. Bu fantomların bağlı dielektrik sabiti ve iletkenliği, hedef dokuya uygun şekilde çeşitli yöntemlerle ayarlanabilir. İletkenlik için genellikle tuz, eğrinin türevini geniş bantlı optimize etmek için gliserol kullanılır [1]. İnsan dokularının bağlı dielektrik sabiti, içerdiği su oranına göre 1 GHz'de 3 ila 77 arasında değişebilir [2]. Saf suya bağlı dielektrik sabitini düşüren maddeler eklenerek farklı dokular taklit edilebilir. Bu amaçla yağ [3], Triton X-100 (TX-100) [4], ECOSURF SA-9 [5], Tween [6], etanol [7], izopropanol (IPA) [8], şeker [9] ve akrilamid [10] gibi maddeler yaygın şekilde kullanılmıştır. Yağ en uygun maliyetli seçenek olsa da su ile homojen karışması için emülgatör gerektirir. Literatürde TX-100, ECOSURF SA-9, Tween ve deterjan gibi emülgatörlerle düşük bağlı dielektrik sabiti sağlanabilmekte, bunlardan TX-100 ve deterjanla geniş bantlı karakteristik elde edilebilmektedir. Ancak TX-100 pahalıdır ve su canlılarına toksik, ayrıca cilt ve göz için tahriş edici olabilir. Deterjan ise aşırı köpürerek karışımın homojenliğini bozabilir [11].

Bu çalışmada kullanılan Polietilen Glikol (PEG) 100 Stearat, düşük maliyetli ve toksik olmayan noniyonik bir yüzey aktif maddedir. Literatürde daha önce fantom üretiminde kullanılmamıştır. Önerilen fantom tarifi, düşük bağlı dielektrik sabitli dokuları taklit edebilmekte ve geniş bantta çalışabilmektedir. [3]'te verilen çalışmanın aksine toksik madde içermemektedir. Fantom bileşimi ve üretim protokolü Bölüm 2'de, bileşenlerin bağlı dielektrik sabiti ve iletkenlik üzerindeki etkisi Bölüm 3'te anlatılmıştır. Bölüm 4'te kas dokusu, kemik dokusu ve insan ortalama olmak üzere üç örnek fantom tarifi tanıtılmış, ve Bölüm 5'de sonuçlara yer verilmiştir.

### 2. Fantom İçeriği ve Protokol

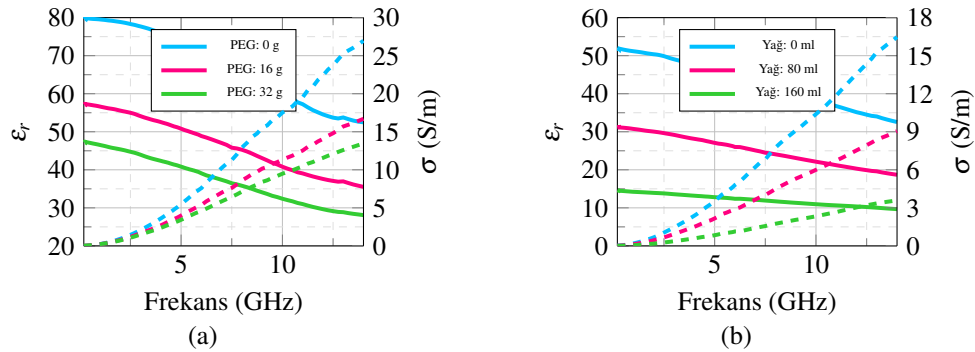
Önerilen fantom su, PEG-100 stearat, yağ, gliserol ve tuz içermektedir. Bağlı dielektrik sabiti su, yağ ve PEG-100 stearatı farklı oranlarda karıştırarak ayarlanırken, iletkenlik ise tuz ve gliserol oranıyla ayarlanmaktadır. Fantomun dielektrik özellikleri SPEAG DAK 3.5 probu kullanılarak analiz edilmiştir. Fantomlar Şekil 1'de gösterilen adımlarla geliştirilmiştir. İlk olarak bir beherde tuz, gliserol ve su, başka bir beherde ise PEG-100 stearat ve ayçiçek yağı 60°C'de homojen bir karışım oluşturma kadar ısıtılarak karıştırılır. Ardından sulu karışım yavaşça PEG-100 stearat karışımına eklenir ve 80°C'ye kadar karıştırmaya devam edilir. Daha sonra karışım oda sıcaklığına kadar karıştırılarak soğutulur. Buharlaşma ile su kaybını önlemek için fantom kapalı bir kapta saklanmalıdır. Ayrıca fantomun raf ömrü antimikrobiyal madde kullanılarak uzatılabilir, ancak bu durum makalenin kapsamı dışındadır.



**Şekil 1.** Fantom üretimi (1) Bir behere PEG-100 ve ayçiçek yağı eklenirken diğer behere tuz, su ve gliserol eklenir. (2) 60°C'de homojen olana kadar ısıtarak karıştırılır. (3) Sulu karışım PEG-100'lü karışıma yavaşça eklenir. (4) Karışım oda sıcaklığında homojen olana kadar soğutarak karıştırılır. (5) Elde edilen sıvı fantom.

### 3. Dielektrik Özelliklerin Ayarlanması

Fantomun bağıl dielektrik sabiti ayarı iki aşamalıdır. 1 GHz'de 50'den yüksek bağıl dielektrik sabiti değerleri için ayçiçek yağı eklenmeden sadece PEG-100 ile ayarlanabilmektedir. Şekil 2 (a)'da artan PEG-100 stearat oranıyla karışımın bağıl dielektrik sabitinin ve iletkenliğin azaldığı gösterilmektedir. Bağıl dielektrik sabiti 50'den düşük değerler için ayçiçek yağı eklenmelidir. Çünkü sadece PEG-100 stearat ve su karışımı ile bu değerlere inilirse karışım aşırı viskoz olmaktadır. Eklenen ayçiçek yağı ile PEG-100 stearat ve su karışımının bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliği Şekil 2 (b)'de görüldüğü üzere tüm bant boyunca azalmıştır. İletkenlik değeri ise tuz ve gliserol ile ayarlanabilmektedir. Tuzun iletkenlik artırıcı etkisi literatürde sıkça bahsedilmiştir. Gliserolle de eğrinin türevi iyileştirilebilmektedir, ancak gliserolün bağıl dielektrik sabitini azaltıcı etkisi göz önünde bulundurulmalıdır.



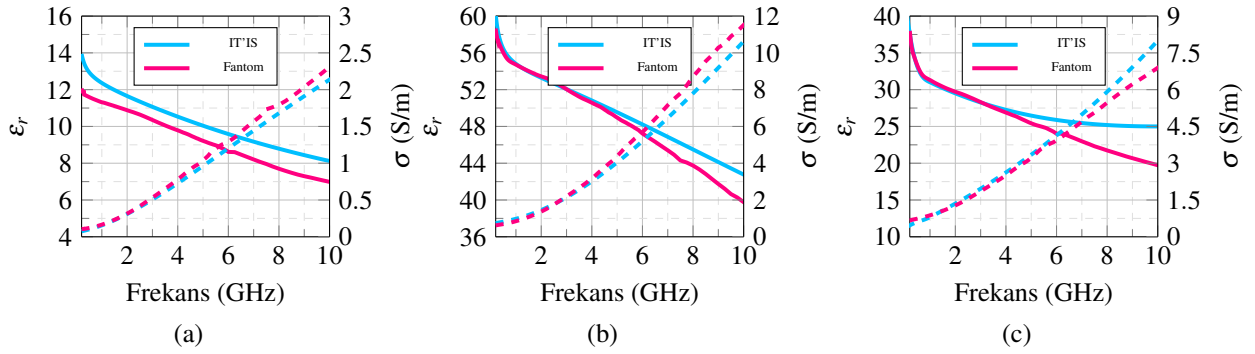
**Şekil 2.** (a) 100 ml suda artan PEG-100 stearat oranının  $\epsilon_r$  ve  $\sigma$  değerleri, (b) 100 ml su ve 18 g PEG-100 stearat karışımında artan ayçiçek yağı oranının  $\epsilon_r$  ve  $\sigma$  değerleri.

### 4. Fantom Tarifleri

Önerilen protokolle yüksek, düşük ve ortalama bağıl dielektrik sabiti değerlerine sahip olan insan kas dokusu, insan kortikal kemik dokusu ve insan ortalamasını taklit eden üç farklı fantom tarifi geliştirilmiştir. Önerilen insan kası fantomu 100 ml su, 16.2 g PEG-100 stearat ve 0.25 g tuzdan oluşmaktadır. Bu karışımında yağ gerekmediğinden bileşenler, karışım homojen olana kadar tek beherde karıştırılabilir. Fantomun bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliği, Şekil 3 (a)'da görülebilmektedir. Önerilen insan kortikal kemik fantomu 100 ml su, 22.6 g gliserol, 177.4 ml ayçiçek yağı, 9.7 g PEG-100 stearat ve 0.97 g tuz içermektedir. Fantomun bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliği, Şekil 3 (b)'de verilmiştir. Daha düşük bağıl dielektrik sabiti değerlerine ulaşırken yağ-su oranı 1'i aşmaktadır ve homojenliği sağlamak amacıyla yüksek hızlı bir karıştırıcı kullanılmıştır. İnsan ortalamasını temsil eden fantom ise 100 ml su, 16.7 g gliserol, 77.3 ml ayçiçek yağı, 16.7 g PEG-100 stearat ve 1.92 g tuzdan oluşmaktadır. Fantomun bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliği, Şekil 3 (c)'de verilmiştir. Geliştirilen fantomlar, gerçek dokunun bağıl dielektrik sabiti ve iletkenliğini 1 GHz ila 6.7 GHz aralığında %10'luk bir hata payı dahilinde kapsamaktadır.

### 5. Sonuç

Bu çalışmada emülgatör olarak PEG-100 stearat kullanılan geniş bantlı sıvı fantom geliştirilmiştir. Bileşenlerin bağıl dielektrik sabiti ve iletkenlik üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. PEG-100 stearat sadece emülgatör olarak değil, aynı zamanda bağıl dielektrik sabitini azaltmak için de kullanılmıştır. Yağın iletkenlik eğrisinin eğimine



**Şekil 3.** Üç farklı fantomun (a) kortikal kemik, (b) insan kası ve (c) insan ortalaması için bağlı dielektrik sabiti ve iletkenlik değerlerinin IT'IS [2] veri tabanı ile karşılaştırılması.

etkisi, gliserolün eğimi artırıcı etkisiyle dengelenmiştir. Protokol, 1 GHz ila 6.7 GHz arasında geniş bant performanslı kas, kemik ve insan ortalaması fantomları aracılığıyla gösterilmiştir. Önerilen fantomun, giyilebilir ve implant edilebilir cihazların testi için düşük maliyetli, toksik olmayan ve kolay bir yöntem sunduğu gösterilmiştir.

## Kaynaklar

- [1] P. M. Meaney, C. J. Fox, S. D. Geimer ve K. D. Paulsen, "Electrical Characterization of Glycerin: Water Mixtures: Implications for Use as a Coupling Medium in Microwave Tomography," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 65, sayı 5, ss. 1471–1478, Mayıs 2017, doi: 10.1109/TMTT.2016.2638423.
- [2] IT'IS Foundation, "IT'IS Database for Thermal and Electromagnetic Parameters of Biological Tissues," [Çevrim içi]. Erişim adresi: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties>, Erişim tarihi: 17 Ekim 2024.
- [3] M. Lazebnik, E. L. Madsen, G. R. Frank ve S. C. Hagness, "Tissue-mimicking phantom materials for narrowband and ultrawideband microwave applications," *Phys. Med. Biol.*, cilt 50, sayı 18, ss. 4245–4262, 2005, doi: 10.1088/0031-9155/50/18/001.
- [4] S. Romeo, L. Di Donato, O. M. Bucci, I. Catapano, L. Crocco, M. R. Scarfi ve R. Massa, "Dielectric characterization study of liquid-based materials for mimicking breast tissues," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, cilt 53, ss. 1276–1280, 2011, doi: 10.1002/mop.26001.
- [5] A. F. Carnicero, S. Raman, A. Fernández-Escribano, M. Redondo-Horcajo, T. Suárez ve A. K. Skrivervik, "Biodegradable and Easy-to-Make Broadband Tissue Phantoms Between 0.4 and 6 GHz Based on Phosphate Buffered Saline Solution," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, doi: 10.1109/TMTT.2024.3468444.
- [6] G. Hartsgröve, A. Kraszewski ve A. Surowiec, "Simulated biological materials for electromagnetic radiation absorption studies," *Bioelectromagnetics*, cilt 8, sayı 1, ss. 29–36, 1987, doi: 10.1002/bem.2250080105.
- [7] S. Wood, N. Krishnamurthy, T. Santini, S. Raval, N. Farhat ve J. A. Holmes vd., "Design and fabrication of a realistic anthropomorphic heterogeneous head phantom for MR purposes," *PLoS ONE*, cilt 12, sayı 8, e0183168, 2017, doi: 10.1371/journal.pone.0183168.
- [8] T. Pokorny, D. Vrba, J. Tesarik, D. B. Rodrigues ve J. Vrba, "Anatomically and Dielectrically Realistic 2.5D 5-Layer Reconfigurable Head Phantom for Testing Microwave Stroke Detection and Classification," *Int. J. Antennas Propag.*, cilt 2019, Makale No. 5459391, 7 s., 2019, doi: 10.1155/2019/5459391.
- [9] T. Karacolak, A. Z. Hood ve E. Topsakal, "Design of a Dual-Band Implantable Antenna and Development of Skin Mimicking Gels for Continuous Glucose Monitoring," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 56, sayı 4, ss. 1001–1008, Nisan 2008, doi: 10.1109/TMTT.2008.919373.
- [10] A. Bilir ve S. Dumanlı, "Temperature-Dependent Electrical Characterization of a Thermally Sensitive Hepatic Tumor Phantom," *18th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Glasgow, Birleşik Krallık, 2024, ss. 1–5, doi: 10.23919/EuCAP60739.2024.10500960.
- [11] E. Cil, C. Çadır, O. A. Katı, H. B. Yılmaz ve S. Dumanlı, "Machine Learning-Based Matching Medium Design for Implant Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, cilt 70, sayı 7, ss. 5199–5208, Temmuz 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3140497.

## Kablosuz pH Algılama için Hidrojel Tabanlı İmplant Halhal Çınlaç

İpek Hilal Kacar, Burak Ferhat Özcan, Zeliha Cansu Canbek Özdi\*, Sema Dumanlı

Boğaziçi Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği

İstanbul

ipek.kacar@std.bogazici.edu.tr, burak.ozcan@std.bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

\*Yeditepe Üniversitesi

Malzeme Bilimi ve Nanoteknoloji Mühendisliği

İstanbul

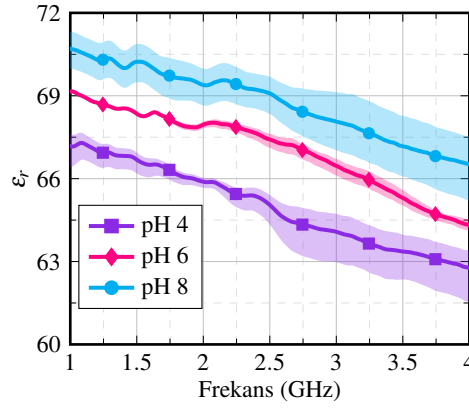
cansu.canbek@yeditepe.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, gerçek zamanlı beden içi pH takibi için geliştirilen pH'ye duyarlı, hidrojel tabanlı pasif bir implant çınlaç sistemini sunmaktadır. Hidrojin pH'ye bağlı değişen bağıl dielektrik ve iletkenlik katsayısı, yapının mikrodalga çınlaç olarak çalışmasını sağlar ve geniş bantlı beden-üstü okuyucu antenle kablosuz izlenebilir kılar. RFID temelli bu sistem, güç kaynağına gereksinimi ortadan kaldırmaktadır. Geliştirilen yapı, cerrahi sonrası enfeksiyon takibinde kritik olan fizyolojik pH değişimlerine yüksek duyarlılık göstermektedir. Deneysel bulgular, hidrojin dielektrik özelliklerinin pH ile birlikte tutarlı bir şekilde değiştiğini göstermiştir. Ayrıca, hidrojel tabanlı sensörün yakın çevresindeki pH değişimlerinin, her 2 birimlik pH artışı için en az 5 MHz'lik rezonans frekansı kaymasıyla izlenebildiği gösterilmiştir.

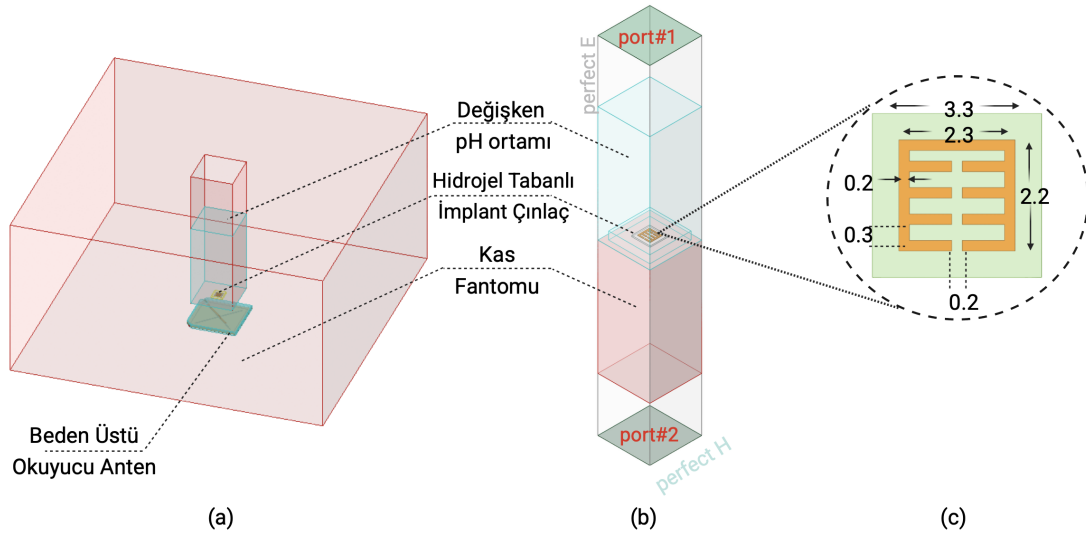
**Abstract:** This study presents a pH-sensitive, hydrogel-based passive implant resonator system developed for real-time in-body pH monitoring. The pH-dependent variations in the hydrogel's relative permittivity and conductivity enable the structure to function as a microwave resonator, allowing wireless tracking via a wideband on-body reader antenna. This RFID-based system eliminates the need for a power source inside the body. The proposed design exhibits high sensitivity to physiological pH variations, which are critical for post-surgical infection monitoring. Experimental results show that the dielectric properties of the hydrogel change consistently with pH. Furthermore, it was demonstrated that local pH variations around the hydrogel-based sensor can be tracked through a resonance frequency shift of at least 5 MHz for every 2-unit increase in pH.

### 1. Giriş

Beden merkezli algılama sistemleri, fizyolojik parametrelerin gerçek zamanlı ve yüksek doğrulukla izlenmesini mümkün kılarak; erken teşhis, tedavi süreci takibi ve kişiselleştirilmiş sağlık uygulamalarında önemli bir dönüşüm yaratmaktadır. Bu çerçevede geliştirilen beden içi algılayıcılar; minyatür boyutları, biyoyumlu yapıları ve enerji verimliliği ile ön plana çıkan yenilikçi çözümler sunmaktadır [1]. Özellikle aktif bileşen içermeyen RFID tabanlı sistemler, batarya gerektirmeden çalışabildikleri için bedene entegrasyon sırasında invazivliği azaltır ve uygulama kolaylığı sunar. Bu tür yapılar, cerrahi sonrası enfeksiyonların (SSI) takibi gibi klinik açıdan kritik uygulamalarda etkin şekilde kullanılabilir. Enfekte dokularda gözlenen pH değişimleri, yaranın mikrobiyal durumu hakkında doğrudan bilgi sunar. Sağlıklı iyileşme sürecinde pH değeri genellikle 4.5–6 arasında seyretnmekteyken, enfeksiyon varlığında bu değer 6.5–8.5 seviyelerine çıkabilmektedir [2]. Geleneksel cam elektrotlu pH sensörleri laboratuvar ortamında yüksek hassasiyet sunsa da; kırılkan yapıları, sık kalibrasyon gereksinimleri ve sınırlı biyoyumlulukları nedeniyle in-vivo kullanıma elverişli değildir. Bu kısıtları aşmak amacıyla geliştirilen optik, elektrokimyasal ve transistör tabanlı sistemler arasında; fiber optik sensörler yüksek sıcaklık dayanımı [3], tümleşik katı-hal sensörler ise minyatürleştirme avantajı sağlamaktadır. Ancak, pH değişimlerinin pasif ve kablosuz biçimde, gerçek zamanlı olarak izlenmesine yönelik sistemlerin hâlâ yetersiz olduğu dikkat çekmektedir. Yüksek su tutma kapasitesine ve ayarlanabilir kimyasal yapıya sahip hidrojeller; ilaç salımı, yara örtüleri ve pH duyarlı sistemlerde geniş kullanım alanı bulmaktadır. Bu çalışmada, pH'ye duyarlı hidrojel içerisine entegre edilmiş mikrodalga çınlaç yapısından oluşan pasif bir implant sistemi önerilmektedir. Batarya gerektirmeksizin çalışabilen bu yapı, uzun süreli kullanım için sürdürülebilirlik sunmakta; hidrojin pH'ye bağlı olarak değişen bağıl dielektrik ve iletkenlik katsayısı, rezonans frekansında kaymalara neden olarak beden-üstü anten aracılığıyla kablosuz pH takibini mümkün kılmaktadır. Sunulan tüm sonuçlar, elektromanyetik simülasyonlarla elde edilmiş teorik verilere dayanmaktadır.



Şekil 1. Hidrojel farklı pH seviyelerindeki bağıl dielektrik sabiti.



Şekil 2. Beden içi pH takibi için önerilen sistemin elektromanyetik simülasyon modelleri: (a) Beden-üstü okuyucu anten, kas fantomu ve değişken pH ortamından oluşan benzetim modeli; (b) Dalga kılavuzu modeli; (c) Hidrojel içine gömülü implant çınlaç yapısı ve boyutları (mm cinsinden).

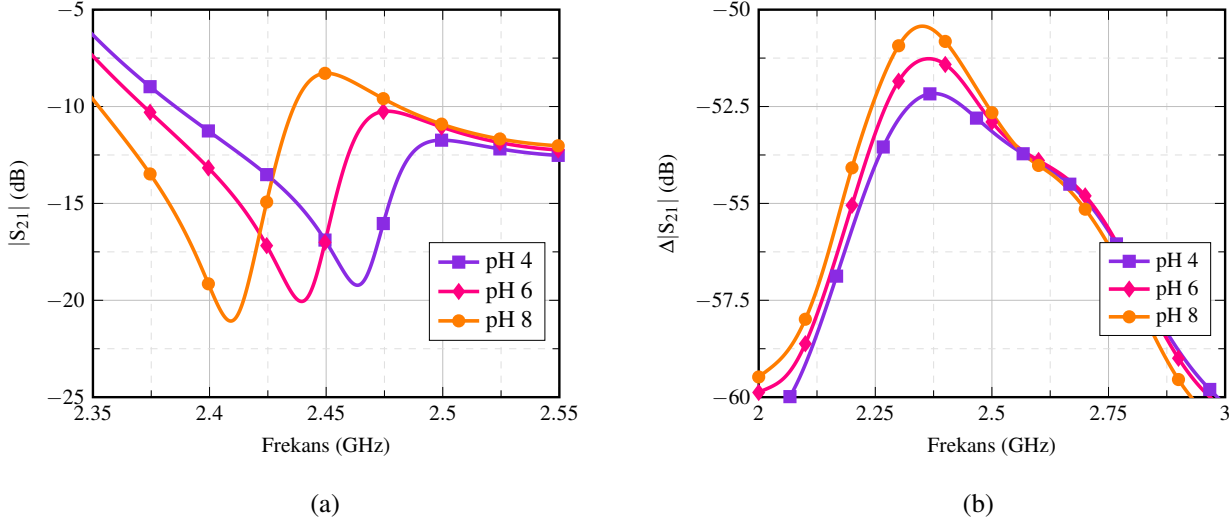
## 2. Hidrojel Üretimi ve Dielektrik Özellikleri

Bu çalışmada kullanılan pH duyarlı hidrojel, akrilamid (AAM), akrilik asit (AAc) ve polietilenglikol diakrilat (PEGDA) içeren P(AAM-co-AAc-co-PEGDA) yapısındadır ve serbest radikal kopolimerizasyon tekniğiyle sentezlenmiştir. Tipik sentezde, AAM, AAc ve PEGDA deiyonize suda çözölmüş; TEMED eklenerek +4 °C'de soğutulmuş, ardından APS ilavesiyle 25 °C'de polimerizasyon başlatılmıştır. AAc gruplarının pH 6.5-8.0 aralığında  $\text{COO}^-$  iyonlarına dönüşmesiyle oluşan elektrostatik itme, hidrojel şişmesine ve bağıl dielektrik sabitin artmasına neden olur [4]. Karakterizasyon için hazırlanan numuneler pH 4, 6 ve 8 çözeltisinde dengelenmiş; ölçümler DAK3.5 kiti ile 1-4GHz aralığında gerçekleştirilmiştir. Artan pH ile birlikte bağıl dielektrik sabitinde artış gözlemlenmiştir (Şekil 1).

## 3. Hidrojel Tabanlı İmplant Çınlaç

Önerilen implant tasarımında, minyatürizasyon amacıyla iç içe geçmiş yarık halka (NSRR) çınlaç yapısı kullanılmaktadır (Şekil 2 (c)). Biyouyumluluğu sağlamak için altın iletken ve poliamid alttaş kullanılmıştır.  $5.3 \times 5.3 \times 2\text{mm}^3$  boyutlarındaki NSRR yapısı, pH duyarlı hidrojel içine hapsedilmiştir. pH'ye bağlı bağıl dielektrik sabitleri DAK 3.5 ile ölçölmüş ve hidrojel modeline entegre edilmiştir (Şekil 1). Artan pH ile hidrojel bağıl dielektrik sabiti yükselmekte, bu da NSRR'in rezonans frekansında kaymalara yol açmaktadır. Her 2 birimlik

pH değişimi için  $|S_{21}|$  eğrisinde en az 5 MHz rezonans frekansı kayması gözlemlenmiştir. Bu doğrultuda hidrojel tabanlı implant çınlaç, dikdörtgen bir dalga kılavuzu içerisine Şekil 2 (b)'de görüldüğü gibi yerleştirilmiş ve  $|S_{21}|$  parametresiyle karakterize edilmiştir (Şekil 3 (b)). Dalga kılavuz modellemesinde, elektromanyetik modların doğru yönlendirilmesini sağlamak amacıyla üst ve alt yüzeylerde *mükemmel elektriksel iletken (PEC)*, yan yüzeylerde ise *mükemmel manyetik iletken (PMC)* sınır koşulları uygulanmıştır.



**Şekil 3.** (a) pH seviyeleri için dalga kılavuzunun iletim katsayısı. (b) pH seviyeleri için beden-üstü antenin iki portu arasındaki iletim katsayısının genliği (simülasyon verisi).

Sistemin beden içi koşullarda çalışabilirliği,  $16 \times 16 \times 8 \text{ cm}^3$  boyutlarında kas fantomu ve içerisine yerleştirilen  $2 \times 2 \times 4 \text{ cm}^3$  değişken pH ortamı ile modellenmiştir (Şekil 2 (a)). İmplantın rezonans tepkisi, fantomun altına 1 cm mesafeye konumlandırılan geniş bantlı, çift portlu çapraz yarık anten ile izlenmiştir [5]. Kas fantomunun elektriksel özellikleri IT'IS Foundation veri tabanına dayanmaktadır [6]. Şekil 3 (b)'de, hidrojel implantın ortama yerleştirilmiş ve ortamdan çıkarılmış olduğu durumlar için, beden-üstü antenin iki portu arasındaki iletim katsayısı karşılaştırılmıştır. Analizde, karmaşık iletim katsayısının hem gerçek hem de sanal bileşenleri birlikte değerlendirilmiş; böylece genlik ve faz bilgisini içeren daha hassas bir kalibrasyon gerçekleştirilmiştir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışma, hidrojel tabanlı, pasif bir mikrodalga çınlaç yapısına dayanan ve kablosuz pH takibine olanak tanıyan özgün bir implant sistemini sunmaktadır. Elektromanyetik simülasyonlarla farklı pH seviyeleri altında sistemin iletim katsayısı analiz edilmiş; hidrojin bağlı dielektrik sabitindeki artışa bağlı olarak rezonans frekansında meydana gelen kaymalar gözlemlenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] M. H. Zarifi, S. Deif, and M. Daneshmand, "Wireless passive RFID sensor for pipeline integrity monitoring," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 261, pp. 24–29, 2017.
- [2] L. R. Bennison, C. N. Miller, R. J. Summers, A. M. B. Minnis, G. Sussman, and W. McGuiness, "The pH of wounds during healing and infection: a descriptive literature review," *Journal of Wound Care*, 2023.
- [3] N. Chauhan and V. Singh, "Fiber optic pH sensor utilizing TiO-SiO composite layer," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 310, p. 127850, 2020.
- [4] S. Abdurrahmanoglu, V. Can, and O. Okay, "Design of high-toughness polyacrylamide hydrogels by hydrophobic modification," *Polymer*, vol. 50, no. 23, pp. 5449–5455, Nov. 2009.
- [5] A. Bilir and S. Dumanli, "Wide-band dual port cross slot wearable antenna for in-body communications," in *2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–5, 2023, IEEE.
- [6] IT'IS Foundation, *Tissue Properties Database*, The Foundation for Research on Information Technologies in Society (IT'IS), Zurich, Switzerland. [Online]. Available: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/>. [Accessed: Jan. 24, 2025].



## Eklmeli İmalat İle Üretilen Dielektrik Saçıcı Yüzeylerin Analizi ve Tasarımı

Mehmet Emre Eralp<sup>\*,\*\*</sup>, Özgür Eriş<sup>\*,\*\*</sup>, Özlem Aydın Çivi<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

<sup>\*\*</sup>Accelerate Simülasyon Teknolojileri A.Ş., Ankara

emre.eralp@accelerate.com.tr, eris.ozgur@metu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, geniş bantlı RKA azaltımı için düşük profilli dielektrik yüzeyleri incelemektedir. Tasarımda, farklı doluluk oranlarıyla dielektrik özellikleri değiştirilebilen tek bir 3B yazıcı malzeme kullanılmaktadır. İki farklı dielektrik hücre, dama tahtası düzeninde yerleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları, 10 GHz ile 22,9 GHz arasındaki bantta (%78 bant genişliği) PEC plakaya kıyasla 10 dB'in üzerinde RKA azaltımı elde edildiğini göstermektedir. Önerilen yaklaşım, basit, maliyet etkin ve ölçeklenebilir bir çözüm sunmaktadır.

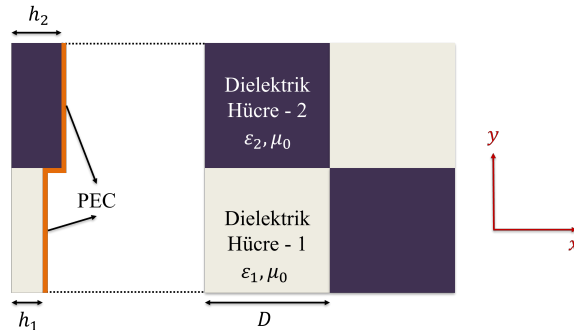
**Abstract:** This paper investigates low-profile dielectric surfaces for wideband RCS reduction. The design uses a single 3D printable material with varied dielectric properties through different infill ratios. Two dielectric cells are arranged in a checkerboard pattern to ensure destructive interference of reflected waves. Simulation results show over 10 dB RCS reduction between 10 GHz and 22.9 GHz (78% bandwidth) compared to a PEC plate. The proposed approach offers a simple, cost-effective, and scalable solution.

### 1. Giriş

Radar Kesit Alanı (RKA), bir nesnenin radar sistemleri tarafından ne ölçüde algılanabildiğini belirleyen temel bir parametredir ve düşük görünürlük (stealth) teknolojilerinde kritik bir rol oynamaktadır. Bu nedenle, RKA'nın azaltılması, çeşitli savunma platformlarının hayatta kalabilirliğini artırmak açısından büyük önem taşır. Bu doğrultuda, RKA azaltımına yönelik metayüzey tasarımları üzerine kapsamlı araştırmalar yürütülmektedir. Bazı çalışmalarda, metalik desenlerin yüzeyde dama tahtası [1], [2] veya kübik faz dağılımı [3] şeklinde yerleştirilmesi ile yüzeye çarpan elektromanyetik dalgaların farklı yönlere saçılması sağlanmaktadır. Diğer taraftan ise metalik desen olmadan farklı dielektrik malzemelerden oluşan dart tahtası benzeri yüzeyler de geliştirilmiştir [4]. Bu çalışmada, geniş bantlı RKA azaltımı sağlayan, metalik desen içermeyen, düşük profilli dielektrik yüzeyler önerilmektedir. Yüzey tek bir 3B yazıcı malzemesi kullanılarak üretilmektedir. Kalınlık ve dielektrik sabiti değişimleri, 3B baskı tekniği olan farklı doluluk oranlarıyla elde edilmektedir. Bu yaklaşım, çok malzemeli ve karmaşık metalik desenler kullanmaksızın, uygulanabilir, maliyet etkin ve ölçeklenebilir bir RKA azaltım çözümü sunmaktadır. Tasarım, geniş frekans bandında yansıma azaltımı sağlarken, üretim kolaylığı açısından da avantaj sağlamaktadır.

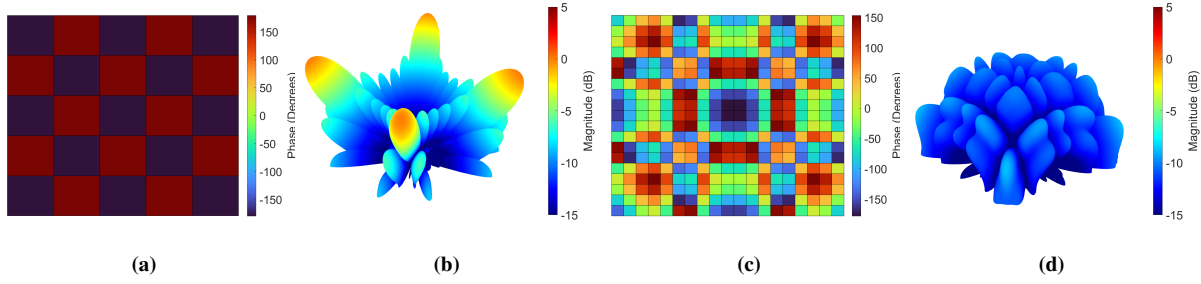
### 2. Dielektrik Faz Karakteristiği ve RKA Azaltımı

Dama tahtası yapılarında RKA azaltımı, yansıyan elektromanyetik alanların monostatik yönde birbirini yok edecek şekilde girişim yapmasıyla sağlanır. Bu durum, genellikle dama tahtası dizilimindeki farklı hücrelerden yansıyan dalgalar arasında 180°'lik bir faz farkı oluşturularak gerçekleştirilir. Önceki çalışmalarda, en az 10 dB'lik bir RKA azaltımı sağlanabilmesi için bu faz farkının  $180^\circ \pm 37^\circ$  aralığında olması gerektiği gösterilmiştir [1].



Şekil 1. Dielektrik hücrelerin yan ve üstten görünümü.

Şekil 1'de gösterilen dielektrik dama tahtası yüzeyin bir periyodu, arkası metal kaplı iki dielektrik hücreden oluşmaktadır. Bu hücreler sırasıyla  $\epsilon_1, \epsilon_2$  dielektrik sabitlerine ve  $h_1, h_2$  kalınlıklarına sahiptir. Arkası metal



**Şekil 2.** Dama tahtası konfigürasyonu: (a) faz dağılımı ve (b) saçılım örüntüsü, Kübik konfigürasyonu: (c) kübik faz dağılımı ve (d) saçılım örüntüsü (10 GHz’te dik açıda aydınlatma).

kaplı, manyetik olmayan ve kayıpsız dielektrik bir tabaka için eşdeğer devre modeli kullanılarak yüzeyin yansımaya katsayısı ve fazı şu şekilde hesaplanabilir [4]:

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\psi} = -\frac{\sqrt{\epsilon_r} - j\tan(kh)}{\sqrt{\epsilon_r} + j\tan(kh)} \text{ ve } \psi = 2\arctan(\sqrt{\epsilon_r}\cot(kh)). \quad (1)$$

Burada  $k$ , dielektrik içerisindeki faz yayılım sabitini,  $h$  ise dielektrik kalınlığını temsil eder. Bu ifade, farklı dielektrik sabitleri ve kalınlıklara sahip hücreler seçilerek istenilen yansımaya katsayısı fazının elde edilebileceğini göstermektedir. Böylece, arkası metal kaplı dielektrik hücrelerin farklı konfigürasyonlarda dizilimi ile RKA azaltımı elde edilebilmektedir. Örnek olarak, Şekil 2a ve 2c’de dama tahtası ve [3]’den bu çalışmaya uyarlanmış kübik faz dağılımları verilmiştir. Bu faz dağılımlarını sağlayan yansımaya katsayılarına sahip dielektrik hücreler bir dizi oluşturmaktadır. Yüzeyden yansıyan/saçılan elektrik alan örüntüleri, dizi teorisine göre hesaplanmış olup saçılım dizi faktörleri Şekil 2b ve 2d’de verilmiştir. Dama tahtasında monostatik yansımaya yok edilip dört yöne saçılım elde edilirken kübik konfigürasyonda bistatik olarak yansımaya azaltımı sağlanmaktadır.

### 3. Dama Tahtası Şeklinde Dielektrik Yüzey Tasarımı

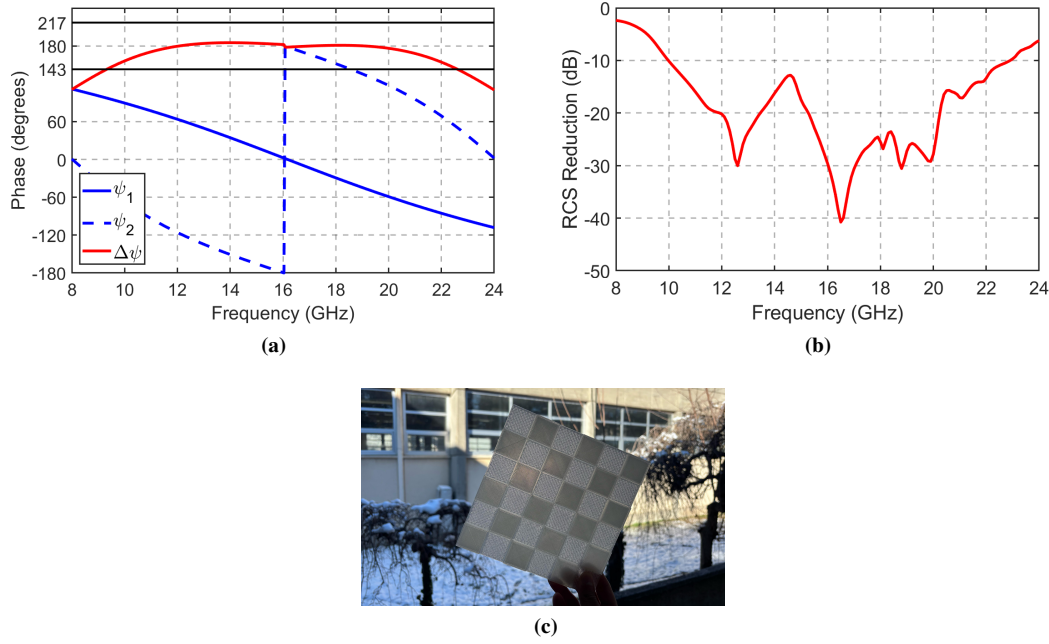
Tasarımın tek bir 3B baskı malzemesi kullanılarak gerçekleştirilmesi hedeflendiğinden, dielektrik sabitin değiştirilebilmesi gerekmektedir. Bu gereksinim, 3B baskı tekniklerinden doluluk oranı (*infill ratio*) ile etkin bir şekilde karşılanabilmektedir. Uygun tasarım aralığını belirlemek amacıyla, farklı doluluk oranlarında üretilmiş polilaktik asit (PLA) örnekleri, WR-90 dalga kılavuzu boyutlarında hazırlanmıştır. Bu örneklerin X-banttaki dielektrik özellikleri, [5]’teki prosedürler kullanılarak ölçülmüştür. Tablo 1’de sunulan sonuçlar, dielektrik sabitin 2,11 ile 2,63 arasında değiştirilebildiğini göstermektedir. Bu esneklik, geniş bir frekans aralığında performansın etkin bir şekilde ayarlanmasına olanak tanımaktadır.

**Tablo 1.** Farklı Doluluk Oranlarında PLA Örneklerinin Dielektrik Sabitleri

| Doluluk Oranı | 20%  | 40%  | 60%  | 80%  | 100% |
|---------------|------|------|------|------|------|
| $\epsilon_r$  | 2,11 | 2,20 | 2,35 | 2,49 | 2,63 |

İlk tasarım aşamasında, faz farkı koşulunu sağlayan  $\epsilon_r$  ve  $h$  kombinasyonlarını belirlemek amacıyla, MATLAB ortamında 1 mm ile 9 mm kalınlık aralığında basit bir tarama algoritması kullanılmıştır. Bu tarama sonucunda, Dielektrik Hücre 1 için  $\epsilon_{r1} = 2,11$  ve  $h_1 = 3,2$  mm, Dielektrik Hücre 2 için ise  $\epsilon_{r2} = 2,63$  ve  $h_2 = 5,8$  mm değerleri belirlenmiştir. Bu hücrelere ait yansımaya fazları ve aralarındaki faz farkı Şekil 3a’da gösterilmiştir. Şekilde, faz farkının yaklaşık 180° civarında sabit kaldığı ve düz bir karakteristik sergilediği görülmektedir. Bu da Ku bandında RKA azaltımı elde edilebileceğini göstermektedir.

Dama tahtası düzeni, belirlenen iki dielektrik hücrenin dönüşümlü olarak yerleştirilmesiyle oluşturulmaktadır. Bu düzenleme, komşu hücrelerden yansıyan dalgaların gelme açısında birbirini yok edecek şekilde girişim yapmasını sağlar. Hücre boyutu ( $D$ ), bu saçılma yönlerini doğrudan etkilediği için dikkatle seçilmelidir. Çok küçük hücreler düşük frekanslarda yeterli saçılma sağlamazken, çok büyük hücreler istenmeyen yansımalar oluşturmaktadır [6]. Bu dengeyi sağlamak adına, tasarımda 30 mm’lik hücre boyutu tercih edilmiştir. Sonuç olarak, 6 × 6 hücreden oluşan 180 mm × 180 mm boyutlarında bir dama tahtası yüzeyi elde edilmiştir.



**Şekil 3.** (a) Dielektrik Hücre 1 ve 2'nin yüzey yansıma katsayısı fazları ve faz farkı, (b) dielektrik yüzeyin normal aydınlatma altında aynı boyuttaki PEC yüzeye göre RKA azaltımı sonucu, (c) 3B yazıcı ile üretilmiş prototip.

Aynı boyutlara sahip dielektrik dama tahtası yüzey ve metal (PEC) plaka, normal açı ile aydınlatıldıkları durumda analiz edilmiştir. Şekil 3b'de görüldüğü üzere, dielektrik yüzey 10 GHz ile 22,9 GHz frekans aralığında (%78 bant genişliği) PEC plakaya kıyasla 10 dB'in üzerinde monostatik RKA azaltımı sağlamaktadır. Tasarlanan bu yapının üretimi PLA kullanılarak 3B yazıcı ile Şekil 3c'de görüldüğü üzere gerçekleştirilmiştir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, tek bir 3B yazıcı malzemesi kullanılarak tasarlanan dama tahtası yüzey ile monostatik RKA'nın geniş bantta azaltılması hedeflenmiştir. Yalnızca tek bir dielektrik malzemenin kullanılması sayesinde elde edilen tasarım sadeliği ve maliyet etkinliği, eklemeli imalat (3B baskı) avantajlarıyla birleştiğinde, üretilebilirlik, ölçeklenebilirlik ve ekonomik açıdan önemli faydalar sunmaktadır. Devam eden çalışmalarda, dielektrik yüzeyin yansıma azaltımı bant genişliğini artırmak ve bistatik RKA performansını geliştirmek amacıyla kübik ve türevi faz dağılımları üzerinde çalışılmaktadır. Bu konfigürasyonlarda tasarlanan dielektrik yüzeylerin üretilmesi ve yansıma ölçüm sonuçlarının konferansta sunulması planlanmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1] W. Chen, C. A. Balanis ve C. R. Birtcher, "Checkerboard EBG surfaces for Wideband radar cross section reduction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt 63, no. 6, s. 2636–2645, Haziran 2015.
- [2] M. F. El-Sewedy ve M. A. Abdalla, "A monostatic and bistatic RCS reduction using artificial magnetic conductor metasurface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt 71, no. 2, s. 1988–1992, Şubat 2023.
- [3] M. K. T. Al-Nuaimi, S. -L. Zhu, W. G. Whittow, G. -L. Huang, R. -S. Chen ve Q. Shao, "Design of polarization-insensitive and angularly stable metasurfaces With symmetric cubic phase distribution for broadband RCS reduction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, cilt. 72, no. 1, s. 1069-1074, Ocak 2024.
- [4] S. Qiu, Q. Guo, J. Su ve Z. Li, "Design of a dielectric dartboard surface for RCS reduction," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, cilt 21, no. 2, s. 401–405, Şubat 2022.
- [5] Ö. Eriş, Ö. Aydın Civi ve Ö. Ergül, "A low-cost, stable, and accurate method for electromagnetic characterization of 3D printing filaments using 3D-printed waveguides for microwave applications," *Proc. Photonics Electromagn. Res. Symp. (PIERS)*, 2023, s. 2059–2067.
- [6] M. E. Eralp, Ö. Eriş ve Ö. Aydın Civi, "Analysis and design of fully dielectric scattering surface with additive manufacturing," *Proc. 19th Eur. Conf. Antennas Propag.*, 2025, s. 1-3.

## İletken Sıvı Yardımıyla Yer Çekimine Göre Işıma Örüntüsünü Yapılandıran Dönence Anten

Mehmet Emre Korkmaz, Sema Dumanlı

Boğaziçi Üniversitesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

İstanbul

mehmet.korkmaz@bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

**Özet:** Bu bildiride, pasif mekanik yeniden yapılandırma prensibine dayanan, yer çekimi etkisiyle ışıma örüntüsü otomatik olarak düzenlenen bir oyuk arkalıklı yarık anten dizisi sunulmaktadır. Tasarlanan anten, 2.4 GHz SBT (sınai, bilimsel ve tıbbi cihaz) bandında çalışmakta olup, dünya zeminine göre yatay konumlandırıldığında, küresel yapısı sayesinde lokal z-eksenindeki dönüşlerde sabit bir maksimum ışıma yönü sağlamaktadır. İç ve dış iletken küreler arasındaki hacim, iletken bir sıvı ile yarıya kadar doldurulmuş olup, bu sıvının yer çekimiyle hareketi sayesinde, yeryüzüne bakan yarıklar pasif olarak devre dışı bırakılmakta ve enerji tüketmeden bir yeniden yapılandırma sağlanmaktadır.

**Abstract:** This paper introduces a cavity backed slot antenna array in a spherical distribution that has a constant maximum radiation direction opposing the earth as the spherical array rolls. Two nested conductive spheres constitute the inner and the outer wall of the cavities backing the slots. The side walls are created with shorting pins based on the substrate integrated wave-guide concept. The space between the outer wall and the inner wall is half filled with conductive liquid which is free to move with gravity. The conductive liquid deactivates the slots that face the earth with zero energy consumption. The proposed design operates at the 2.4 GHz ISM band, with a maximum gain of more than 6 dB as the sphere rolls around its local z axis when located horizontally according to the earth surface.

### 1. Giriş

Son yıllarda, yeniden yapılandırılabilir antenlerin kullanımı giderek yaygınlaşmaktadır. Bu tür antenler, farklı rezonans frekanslarının kapsam alanına alınmasını veya ana huzmenin yönünün belirlenmesini mümkün kılar. Yeniden yapılandırılabilir antenler; gelişmiş performans, düşük maliyet ve alan tasarrufu sağlama potansiyeline sahiptir. Bu antenler için dikkate alınması gereken temel unsurlardan biri, yeniden yapılandırma işlemi için kullanılan düzeneklerdir. Genellikle, bu düzenekler tasarıma eklenerek karmaşıklığı ve maliyeti artırmakta, aynı zamanda performansı da olumsuz etkileyebilmektedir [1]. En yaygın yeniden yapılandırma yöntemi elektriksel yolla gerçekleştirilmekte olsa da, mekanik yeniden yapılandırma işlemi, dışarıdan enerji gerektirmeksizin yapılabilir ve böylelikle enerji kaybını ortadan kaldırır [2]. Bu bildiride, enerji tüketimi ya da harici bir müdahale gerektirmeyen, pasif bir mekanik yeniden yapılandırma yaklaşımı sunulmaktadır.

İletken sıvılar, antenin yeniden yapılandırılmasında iki temel biçimde kullanılmıştır: antenin elektriksel bağlantılarının değiştirilmesi ve antenin ışıma yapısının biçimlendirilmesi [3]. Işıma yapısının biçimlendirilmesi kavramsal olarak uygulanabilir olsa da, iletken sıvıların sınırlı metal benzeri özellikleri nedeniyle ışıma performansı genellikle düşmektedir [4]. Bu çalışmada ise iletken sıvı yalnızca bağlantı kesme amacıyla kullanılmış ve ışıma performansında bozulma oluşması önlenmiştir.

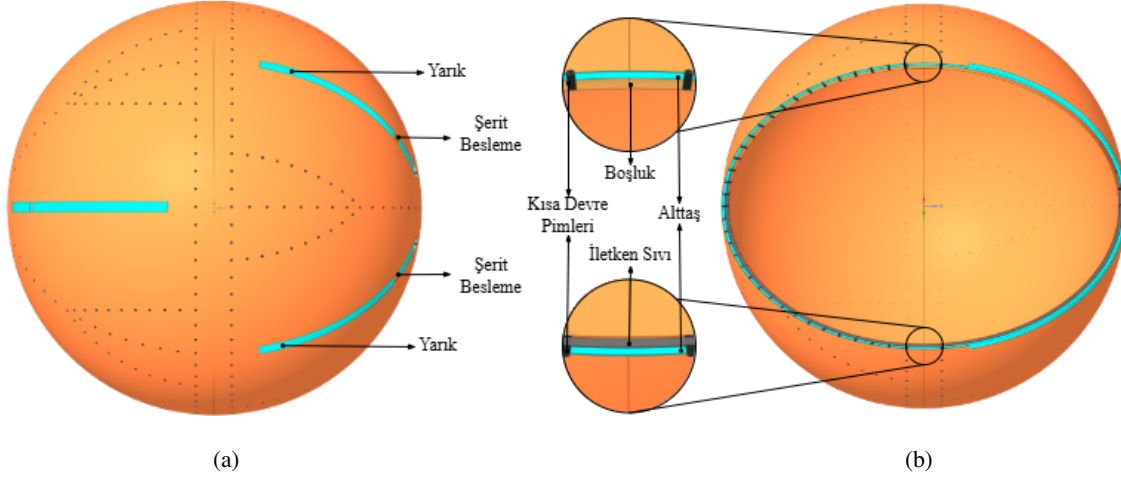
Bu bildiride, birbirinin içine geçmiş farklı boyutlarda iki iletken küre kullanılarak oluşturulan, küresel yapıda bir anten dizisi sunulmaktadır. Bu düzenekte, yer çekimi etkisiyle yönelen yarıklar etkin hale getirilmekte, yeryüzüne bakan yarıklar ise işlevsiz bırakılmaktadır. Bu bağlantı kesme işlemi, küreler arasında yer alan iletken sıvı tarafından gerçekleştirilmektedir. Böylece, yer çekiminin doğal etkisiyle, tasarlanan anten dizisi enerji harcamaksızın biçimlendirilebilmektedir. Bu yaklaşım, dönme hareketi içeren kablosuz iletişim veya kablosuz enerji aktarımı uygulamaları açısından önem taşımaktadır. Örnek olarak, araç lastiklerinde yer alan kablosuz algılayıcılar verilebilir. Bu gibi uygulamalarda, hareket halindeki bir sistem için sabit bir ışıma örüntüsü oldukça yararlı olacaktır.

Daha önceki bir çalışmada, iletken sıvı yardımıyla tek bir antenin kutuplanma biçimi ve salınım frekansı değiştirilebilmiştir [5]. Ayrıca ağırlık merkezindeki değişimden faydalanarak ışıma yönlendirmesi sağlanmıştır [6]. Anten yatay düzlemde tam dönüş yaptığında, değişen ağırlık merkezi, ışıma yönünü yer çekimi kuvvetine göre

koruyabilmektedir. Bu bildiride ise bu düşünceler bir araya getirilerek, iletken sıvı ile ışınlam örüntüsünün biçimlendirilmesi amaçlanmıştır. Yazarın bilgisi dahilinde, daha önce iletken sıvı kullanılarak yer çekimi yönüne göre ışınlam örüntüsünü biçimlendiren bir başka çalışma bulunmamaktadır.

Bu çalışma dört bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünü, anten tasarımının detaylandırıldığı ikinci bölüm izlemektedir. Üçüncü bölümde antenin performansı ele alınmış; dördüncü ve son bölümde ise ulaşılan sonuçlar özetlenmiştir.

## 2. Anten Tasarımı



**Şekil 1.** Küresel dağılıma sahip oyuk arkalıklı yuvaya anten dizisi: (a) Dizi modeli (b) Oyuk katmanlarının detaylı görünümü.

Şekil 1 (a), anten dizisinin yerleşimini göstermektedir. Önerilen tasarım, biri diğerinin içine yerleştirilmiş, sırasıyla 60 mm ve 58 mm yarıçapa sahip iki iletken küreden oluşmaktadır. Bu iki küre, kısa devre pimi duvarları ile birbirine bağlanarak sekiz adet oyuk oluşturmaktadır. Her bir oyuk boşluğunun dış yüzeyinde, uzunluğu 64 mm olan dar bir yarık bulunmaktadır. Yarıklar, oyuk arkalıklı yapı oluşturacak şekilde, şerit ile beslenmektedir [7]. Boşlukların dış yarısı, Şekil 1 (b)'de gösterildiği gibi bağlı geçirgenliği 3 olan bir alttaş ile doldurulmuştur. Boşlukların iç yarısı ise, iletken sıvı ile yarı yarıya dolu olacak biçimde boş bırakılmıştır.

İletken sıvı, oyuklar arasında serbest biçimde hareket edebilmekte ve böylelikle yer çekimi etkisiyle boşlukların iç duvarındaki şerit hatlara kısa devre uygulamaktadır. Besleme hattının kısa devre olması, karşılık gelen yarığın da kısa devre olmasıyla sonuçlanmakta ve bu durum ilgili yarığın ışınlam yapmasını engellemektedir. Böylelikle ışınlam örüntüsü, herhangi bir dış enerji ya da müdahale olmaksızın, doğal yollarla yeniden biçimlendirilmiş olur. İletken sıvı, yer çekiminin etkisiyle sürekli olarak kürenin alt yarısında toplandığı için, ışınlam yapan yarıkların oluşturduğu örüntü daima yeryüzüne karşı yönelmektedir.

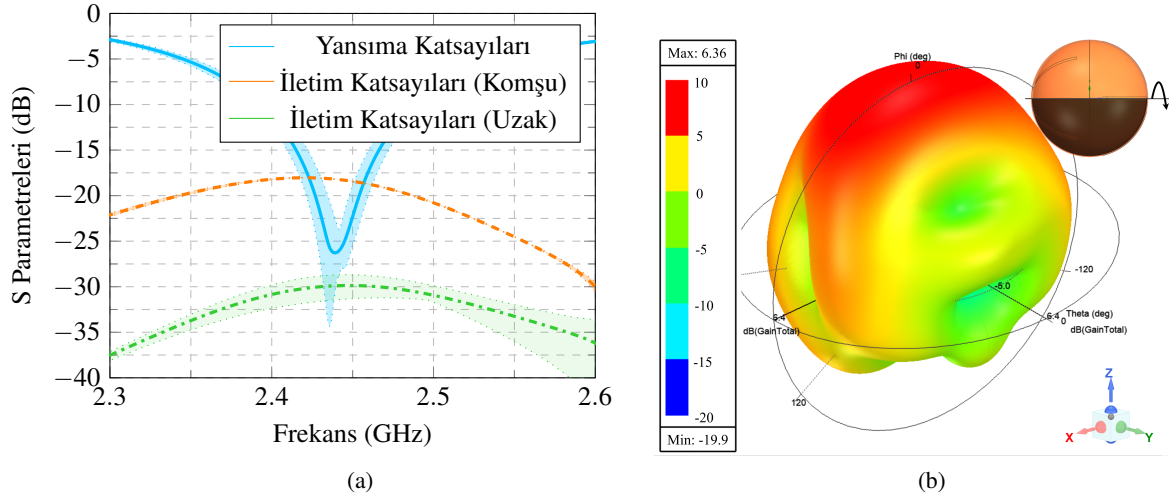
Aynı yüzey üzerinde yer alan anten dizilerinde en sık karşılaşılan sorunlardan biri, antenler arasındaki istenmeyen kuplaj etkisidir. Bu çalışmada, yarıklar aynı boylam çizgisini paylaşmayacak biçimde yerleştirilmiş; ayrıca bu bilinen sorunun önüne geçmek amacıyla, boşluk duvarları çift katmanlı kısa devre pimleri ile oluşturulmuştur.

## 3. Elektromanyetik Benzetim Modeli ve Sonuçlar

Oyuk arkalıklı yarık antenler için geri yansıma katsayısı sonuçları Şekil 2 (a)'da sunulmuştur. Her bir anten elementinin, 2.4 GHz SBT bandında çalıştığı görülmektedir. Yarıklar arasındaki iletim katsayıları iki başlık altında değerlendirilmiştir. Beklendiği üzere, komşu yarıklar, komşu olmayanlara göre daha yüksek kuplaj göstermektedir. Şekil 2 (a)'da görüldüğü üzere, kuplaj tüm durumlar için her zaman -17 dB'den düşük seviyededir ve bu değer kabul edilebilir bir düzeydedir.

Yeniden yapılandırma davranışını incelemek amacıyla, küresel anten dizisinin farklı dönüş durumları taklit edilmiştir. Küre, yer yüzeyine göre yatay bir biçimde konumlandırıldığında ve kendi çevresinde dönerken, etkin durumda olan

yarık sayısı her zaman üç olarak sabit kalmaktadır. Belirli bir dönüş açısı için hesaplanan yönlü kazanç örüntüsü Şekil 2 (b)'de gösterilmiştir. İletken sıvının konumu da aynı şekilde desenin yanında belirtilmiştir. Ortaya çıkan ışıma örüntüsü, yönlü bir desen göstermekte ve sürekli olarak yeryüzüne yönelen ışımdan kaçınmaktadır.



**Şekil 2.** (a) Her bir yarığın yansıma katsayısı ve komşu ile komşu olmayan dizi elemanları arasındaki S Parametreleri (dB) – Frekans (GHz) grafiği. Taralı alan, değerler arasındaki varyasyonu temsil etmektedir. (b) Dizinin alt yarıdaki yarıklar iletken sıvı ile devre dışı bırakıldığındaki ışıma deseni.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, anten birimleri arasında geçişin iletken bir sıvı yardımıyla sağlandığı, yer çekimi etkisiyle yeniden yapılandırma yapılan, pasif olarak çalışan küresel bir anten dizisi önerilmiştir. Bu pasif anten seçme yöntemi sayesinde, yeryüzüne yönelen ışımanın önüne geçen, tutarlı bir ışıma örüntüsü elde edilmiştir. Her dönüş açısı için elde edilen en yüksek kazanç değerleri 6 dB'nin üzerindedir. Gelecekte gerçekleştirilecek çalışmalar için hedeflenen yaklaşım, iç kürenin içine yerleştirilmiş bir iletken birimi kullanılarak ve her bir yarığın ayrı bir dalga yoluyla beslendiği bir yapının, üç boyutlu üretim yöntemleriyle hayata geçirilmesidir.

#### Kaynaklar

- [1] Ojaroudi Parchin, N.; Jahanbakhsh Basherlou, H.; Al-Yasir, Y.I.A.; M. Abdulkhaleq, A.; A. Abd-Alhameed, R. Reconfigurable Antennas: Switching Techniques—A Survey. Electronics 2020, 9, 336. <https://doi.org/10.3390/electronics9020336>
- [2] S. Dubal and A. Chaudhari, "Mechanisms of Reconfigurable Antenna: A Review," 2020 10th International Conference on Cloud Computing, Data Science & Engineering (Confluence), Noida, India, 2020, pp. 576-580, doi: 10.1109/Confluence47617.2020.9057998.
- [3] G. -L. Huang, J. -J. Liang, L. Zhao, D. He and C. -Y. -D. Sim, "Package-in-Dielectric Liquid Patch Antenna Based on Liquid Metal Alloy," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 11, pp. 2360-2364, Nov. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2932048.
- [4] J. Hao, J. Ren, X. Du, J. H. Mikkelsen, M. Shen and Y. Z. Yin, "Pattern-Reconfigurable Yagi-Uda Antenna Based on Liquid Metal," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 20, no. 4, pp. 587-591, April 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3058115.
- [5] L. Li, X. Yan, H. C. Zhang and Q. Wang, "Polarization- and Frequency-Reconfigurable Patch Antenna Using Gravity-Controlled Liquid Metal," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 69, no. 3, pp. 1029-1033, March 2022, doi: 10.1109/TCSII.2021.3119040.
- [6] L. Li, A. Fu, H. Xiong, J. Han and W. Wu, "Coaxial Line and Ground Separated Beam-Steering Yagi-Uda Antenna Controlled by Gravity," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22, no. 9, pp. 2100-2104, Sept. 2023, doi: 10.1109/LAWP.2023.3276006.
- [7] S. Dumanli, C. J. Railton and D. L. Paul, "A Slot Antenna Array With Low Mutual Coupling for Use on Small Mobile Terminals," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 5, pp. 1512-1520, May 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2123057.



## Gümüş Nanotel Tabanlı Optik Şeffaf Anten Tasarımları

Mehmet Emre Eralp<sup>\*,\*\*\*</sup>, Reyhan Baktur<sup>\*\*</sup>, Özlem Aydın Çivi<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

<sup>\*\*</sup>Utah State Üniversitesi, Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği, UT, ABD

<sup>\*\*\*</sup>Accelerate Simülasyon Teknolojileri A.Ş., Ankara

emre.eralp@metu.edu.tr, ozlem@metu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışma, gümüş nanotel (AgNW) filmler kullanılarak tasarlanan optik olarak şeffaf tekkutup ve yama antenlerin tasarım ilkelerini sunmaktadır. Esnek bir alt tabaka üzerine hava püskürtme yöntemiyle AgNW uygulanarak üretilen antenler, sırasıyla %76 ve %44 oranlarında umut verici anten verimlilikleri göstermektedir. Önerilen yaklaşım, yüksek sıcaklık veya temiz oda gibi karmaşık üretim süreçlerine ihtiyaç duymadan, şeffaf antenlerin uygulanması için düşük maliyetli ve etkili bir çözüm sunmaktadır.

**Abstract:** This study presents the design consideration of optically transparent monopole and patch antennas using silver nanowire (AgNW) films. The antennas, fabricated by air-spraying AgNW onto a flexible substrate, have promising radiation efficiencies of 76% and 44%. The proposed approach offers a low-cost and effective solution for implementing transparent antennas without requiring high-temperature or complex clean room processes.

### 1. Giriş

Günümüzün hiper bağlantılı dünyasında düşük gecikme, kesintisiz bilgi aktarımı ve çok sayıda cihaz bağlantısı gibi konseptler ön plana çıkmaktadır. Bu teknoloji, farklı uygulamalar için çok sayıda anten kullanımını beraberinde getirmektedir. Optik olarak şeffaf antenler, bu yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için çok yönlü ve gelecek vadeden alternatif bir çözüm olarak ortaya çıkmaktadır. 5G/6G, araçtan-her şeye (V2X), akıllı binalar ve giyilebilir cihazlar gibi geniş bir uygulama yelpazesinde kullanılabilmektedirler. Bu antenlerin temel avantajı, cam ve ekranlar gibi şeffaf yüzeylere entegre olabilmeleridir. Ayrıca, güneş paneline yerleştirildiğinde özellikle küp uydu gibi yer sıkıntısı olan yapılarda önemli avantajlar sağlayabilmektedirler [1].

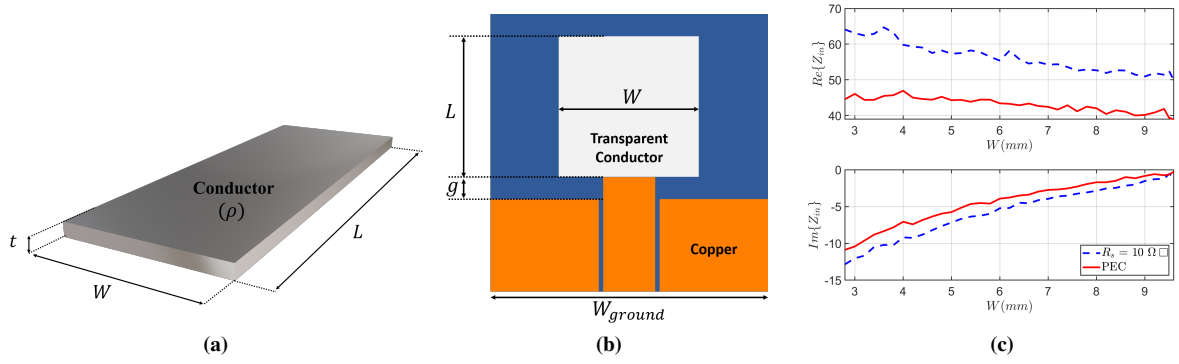
Şeffaflık, genellikle bakır gibi iletkenlerin ağ örgü ve ızgara geometrisine dönüştürülmesi ile veya şeffaf iletken filmler kullanılarak elde edilmektedir. Ağ örgülü şeffaf antenlerin uygulanması daha kolay olsa da görsel olarak fark edilebilmektedirler. İndiyum kalay oksit (ITO), indiyum çinko kalay oksit (IZTO) ve gümüş nanotel (AgNW) gibi şeffaf iletken malzemeler, şeffaflık ile iletkenlik arasında daha iyi bir denge sunabilmektedir. Ancak, bu malzemelerin kullanıldığı antenlerde optik geçirgenlik ve anten verimliliği arasındaki dengeyi sağlamak ve üretim yöntemlerini basitleştirmek gibi zorluklar bulunmaktadır. Önceki çalışmalarda, ITO kullanılarak ITO/Ag/ITO [2] ve IZTO/Ag/IZTO [3] gibi çok katmanlı yapılar ile şeffaf antenler geliştirilmiştir. Gümüş tabakaların TiO<sub>x</sub>, Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> ve ZnAlO<sub>x</sub> gibi malzemeler arasında sandviç şeklinde yerleştirildiği gelişmiş çok katmanlı yapılar da literatürde yer almıştır [4]. Ancak bu çalışmaların birçoğunda yüksek sıcaklık veya temiz oda gerektiren karmaşık ve maliyetli teknikler kullanılmaktadır. Bu çalışmada ise, daha basit ve düşük maliyetli bir yöntem olan hava püskürtme tekniğiyle AgNW kaplanmış PET (polyethylene terephthalate) filmler kullanılarak şeffaf tekkutup ve yama antenler incelenmiştir.

### 2. Şeffaf Tekkutup Antende Verimliliği Etkileyen Faktörler ve Kazanç İyileştirmesi

Şeffaf anten tasarımı, yüksek optik geçirgenlik ile etkili ışıma verimliliğini sağlama arasında temel bir ödünleşim barındırmaktadır [5]. Günümüzdeki teknoloji ve bilinen malzemelerle, daha yüksek şeffaflık elde etmek, genellikle daha ince iletken tabakaların kullanılmasını gerektirmektedir. Buna karşılık, RF spektrumunda etkili ışıma için iletken malzemenin kalınlığının RF deri kalınlığından ( $\delta$ ) daha büyük olması gerekmektedir. Ancak şeffaf iletkenlerin tipik kalınlıkları (örn. 200 nm) bu gereksinimi karşılamaktan uzaktır. Dolayısıyla, bu durum, yüksek verimliliğe sahip şeffaf antenlerin tasarımında karşılaşılan temel zorluklardan birini oluşturmaktadır.

Şekil 1a'da verilen ince iletkenlerden oluşan tek kutuplu (monopole) anten geometrisi Şekil 1b'de gösterilmektedir. Anten boyutları ve yüzey direncinin ( $R_s$ ) verimlilik ve giriş empedansı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Anten verimliliği, aşağıdaki denklemle yaklaşık olarak ifade edilen kayıp direncine güçlü bir şekilde bağlıdır:

$$R_{loss} = kR_s \frac{L}{W}, \quad (1)$$

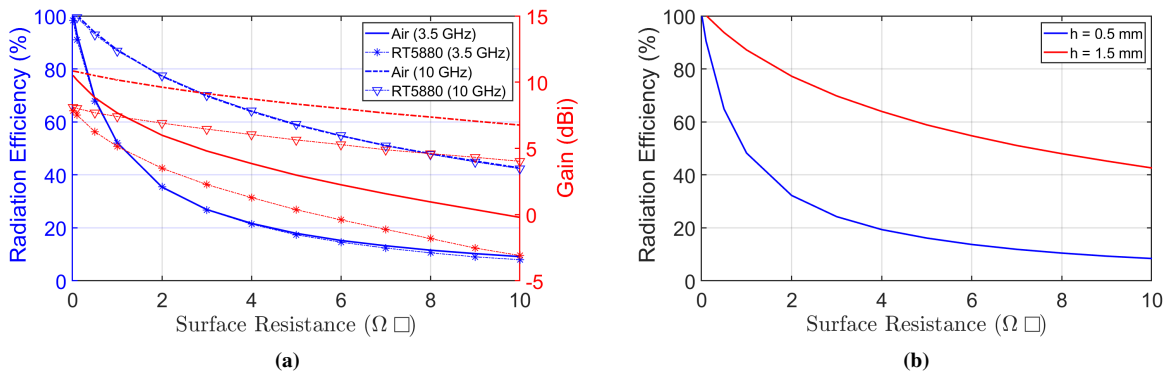


**Şekil 1.** (a) İnce iletken tabaka ( $t \ll \delta$ ), (b) enine geniş düzlemsel tekkutup anten geometrisi, (c) şeffaf ve PEC tekkutup antenlerin 5,9 GHz’te giriş empedansı.

Burada,  $k$ , anten üzerindeki akım dağılımıyla ilişkili bir sabittir.  $R_s$ , malzemenin iletkenliği ve kalınlığına bağlı olarak üretim tekniğine göre değişkenlik gösterebilir. Antenin boyu  $L$  ise çalışma frekansına bağlıdır.  $R_s$  ve  $L$ , sabit ve önceden belirlenmiş olduğunda, antenin genişliğinin artırılması kayıp direncini azaltır (Şekil 1c) ve böylece optik şeffaflıktan ödün vermeden verimliliği artırır.  $W$ ’nin genişletilmesi giriş empedansının imajiner kısmını 0’a yaklaştırarak daha iyi bir empedans eşleşmesi sağlamaktadır. Ayrıca, [6]’da kullanılan bazı teknikler ile verimliliği literatürdekilerden yüksek tekkutup antenler tasarlanmış ve üretilmiştir.

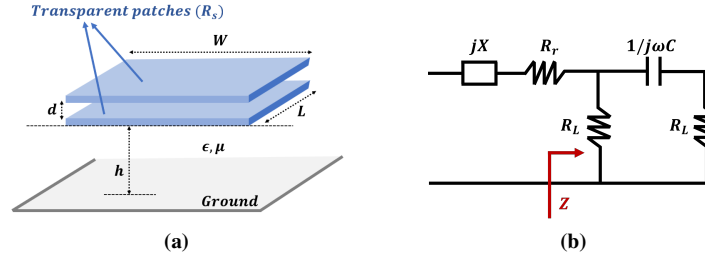
### 3. Şeffaf Yama Antende Verimliliği Etkileyen Faktörler ve Kazanç İyileştirmesi

Hem ısıyıcı hem de toprak düzlemi şeffaf hale getirilmesi sebebiyle bir yama antenin tasarımı, yalnızca ısıyıcının şeffaf olduğu tekkutup antenlere kıyasla daha zordur. Örneğin, mükemmel iletken (PEC) bir yama anten, yüzey direnci  $10 \Omega \square$  olan ince film bir iletkenle optik geçirgen hale getirildiğinde, 3.5 GHz’te ısıma verimliliği yaklaşık %9 seviyesine düşmektedir. Bunun üzerine, şeffaf yama antende verimliliği etkileyen faktörleri incelemek için simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Şekil 2a’da görüldüğü üzere, yama antenin verimliliği; malzeme bilimi ile sınırlı olmakla birlikte, mümkün olan en düşük yüzey direncine ( $R_s$ ) sahip iletkenlerin seçilmesiyle ve daha yüksek frekanslarda çalışılmasıyla artırılabilir. Ayrıca daha düşük dielektrik sabitine ( $\epsilon_r$ ) sahip bir alttaş, daha yüksek yönlülük sağladığından ön plana çıkmaktadır. Şekil 2b’de ise alttaş kalınlığının ( $h$ ) anten verimliliğini önemli miktarda etkilediği gözlemlenmektedir. Yüksek verimlilik için daha kalın bir alttaş tercih edilebilir [7].



**Şekil 2.** Yama anten analizleri: (a) aynı kalınlıktaki ( $h = 1,5 \text{ mm}$ ) hava boşluğu ve RT5880 üzerindeki antenin yüzey direncine göre anten verimliliği ve kazancı, (b)  $h = 0,5 \text{ mm}$  ve  $h = 1,5 \text{ mm}$  kalınlıklarında hava boşluğu üzerinde yama antenin yüzey direncine göre 10 GHz’teki verimliliği (toprak düzlemi: PEC).

Yüzey direncini yarıya düşürmek amacıyla iletken kalınlığı artırıldığında ise film koyulaşmakta ve optik geçirgenlik düşmektedir. Ayrıca, her laboratuvarında daha kalın film üretimi ya da ITO/Ag/ITO gibi çok katmanlı yapılar oluşturmak mümkün olmayabilir. Bu nedenle, Şekil 3a’da gösterildiği üzere alternatif bir yaklaşım olarak, üst



Şekil 3. (a) Yakın mesafeyle yerleştirilmiş iki şeffaf filminden oluşan yama anten geometrisi ve (b) empedans modeli.

üste yakın yerleştirilmiş iletken film modeli önerilmektedir. Katmanlar birbirine çok yakın yerleştirildiğinden, dizi faktörü (*array factor*) yaklaşık olarak 1 olur ve toplam ısıma direnci değişmez. Ancak, iki film arasındaki kapasitans ( $C$ ) nedeniyle kayıp direnci  $Re\{Z\} = R_{loss}$  etkilenir. Katmanlar birbirine çok yakın ( $d \approx 0$ ) olduğunda,  $R_{loss} = R_L/2$  olacak şekilde azalır. Bu da, antenin toplam verimliliğini iyileştirmektedir.



Şekil 4. Gümüş nanotel şeffaf anten prototipleri: (a) düzlemsel tekkutup anten, (b) yama anten.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, şeffaflık ve verimlilik arasındaki temel tasarım zorlukları göz önünde bulundurularak AgNW tabanlı tekkutup ve yama antenler incelenmiştir. Bu doğrultuda tasarlanan antenler, [8]'deki yöntemle sentezlenen gümüş nanotellerin PET üzerine püskürtülmesiyle oluşturulan filmler ile üretilmiştir (Şekil 4). Tekkutup anten için 3,5 GHz'te %76, yama anten için 8,9 GHz'te %44 verimlilik elde edilmiş olup ölçüm sonuçları konferansta sunulacaktır. Devam eden çalışmalarda, bu tip bir antenin araçlar üzerinde konumlandırılması ve gösterdiği performans üzerine analizler gerçekleştirilmektedir.

#### Kaynaklar

- [1] Z. J. Silva, C. R. Valenta ve G. D. Durgin, "Optically transparent antennas: A survey of transparent microwave conductor performance and applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 63, no. 1, pp. 27–39, 2021.
- [2] J. -W. Kim, J. -I. Oh, K. -S. Kim, J. -W. Yu, K. -J. Jung ve I. -N. Cho, "Efficiency-Improved UWB Transparent Antennas Using ITO/Ag/ITO Multilayer Electrode Films," *IEEE Access*, cilt 9, s. 165385-165393, 2021.
- [3] S. Hong, Y. Kim ve C. Won Jung, "Transparent Microstrip Patch Antennas With Multilayer and Metal-Mesh Films," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, cilt 16, s. 772-775, 2017.
- [4] C. Kaya, B. Akaoglu, U. Er ve Y. Bayram, "Transparent dielectric/metal/dielectric multilayer microstrip patch antennas for X and Ku-band," *Optics Communications*, cilt 564, Aug. 2024.
- [5] T. Yasin, R. Baktur ve C. Furse, "A study on the efficiency of transparent patch antennas designed from conductive oxide films," *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, s. 3085–3087, 2011.
- [6] M. E. Eralp, O. A. Civi ve R. Baktur, "Highly Transparent and Efficient Flexible Antenna for Vehicle-to-Everything (V2X) Applications," *Proc. 19th Eur. Conf. Antennas Propag.*, 2024.
- [7] M. E. Eralp, R. Baktur ve O. A. Civi, "Analysis and Improvement on the Gain of Optically Clear Silver Nanowire Patch Antenna," *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2024.
- [8] O. Cetin, O. Cakir, S. Koylan, D. Doganay, Y. Khan, ve H. E. Unalan, "All solution processed, highly stable MXene/Cu nanowire networks for flexible transparent thin-film heaters," *ACS Applied Nano Materials*, cilt 6, no. 23, s. 22446–22458, 2023.

## Çok Taşıyıcılı Sistemlerde Faz Gürültüsünün Etkileri: Dar Bant Kanal Varsayımının Geçerlilik Sınırları

Didem Aydoğan, Korkut Kaan Tokgöz  
Sabancı Üniversitesi  
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi  
İstanbul

didem.aydogan@sabanciuniv.edu, korkut.tokgoz@sabanciuniv.edu

**Özet:** Bu çalışma, milimetre dalga ve terahertz frekanslarında çalışan OFDM sistemlerinde dar bant varsayımının faz gürültüsünden nasıl etkilendiğini incelemektedir. Faz gürültüsü ayrık-zamanlı Wiener süreci olarak modellenmiş ve sembol içi faz dalgalanmalarının alt taşıyıcılar arası ortogonaliteyi nasıl bozduğu analiz edilmiştir. Monte Carlo benzetimleri, taşıyıcılar arası girişimin (ICI), koherent faz hatasını (CPE) aşığı kritik bir varyans eşiğini ortaya koymaktadır. Elde edilen sonuçlar, faz gürültüsüne karşı tolerans ile seçilen OFDM numerolojisi arasında açık bir ilişkiyi göstermekte olup, osilatör bozulmalarına dayanıklı çok taşıyıcılı sistem tasarımı için nicel tasarım kriterleri sunmaktadır.

**Abstract:** This study investigates the impact of phase noise on the validity of the narrowband assumption in OFDM systems operating at millimeter-wave and terahertz frequencies. By modeling the phase noise as a discrete-time Wiener process, we analyze the degradation of subcarrier orthogonality due to intra-symbol phase fluctuations. Monte Carlo simulations identify a critical variance threshold beyond which intercarrier interference (ICI) surpasses the coherent phase error (CPE). The results reveal a clear relationship between phase noise tolerance and the chosen numerology, providing quantitative design guidelines for robust multicarrier systems in the presence of oscillator impairments.

### 1. Giriş

OFDM ve türevleri (örneğin OTFS, DFT-s-OFDM) gibi modern çok taşıyıcılı dalga şekilleri, zamana göre değişken ve frekansa göre seçici kanallardaki sağlamlıkları sayesinde 5G sonrası ve 6G sistemlerinin temelini oluşturmaktadır [1, 2]. Bu dalga şekilleri, her bir alt taşıyıcının düz sönümlemeye maruz kaldığı ve dolayısıyla basit eşitleme yapılmasına imkân sağlayan *dar bant varsayımına* dayanmaktadır [3, 4]. mmWave ve sub-THz frekanslarında, bu varsayım faz gürültüsü ve titreşim gibi osilatör kaynaklı bozukluklar nedeniyle kırılgan hale gelir; bu bozukluklar her alt taşıyıcının zamansal ve spektral tutarlılığını bozar [5, 6]. Dalga şekillerinin sağlamlığını değerlendirmek ve numeroloji tasarımına rehberlik etmek için bu bozukluklar titizlikle ele alınmalıdır. Özellikle faz gürültüsü, zaman içinde biriken doğasından ötürü ayrık zamanlı bir Wiener süreci olarak modellenir; bu model hem bilgi teorisi çalışmalarında [7, 8] hem de standartlaştırma çabalarında yaygın olarak kabul görmüştür. Ayrıca, son çalışmalar, osilatör kaynaklı bozulmaların yüksek hızlı bağlantılardaki etkin işaret-gürültü oranını (SNR) ve kapasiteyi temelden değiştirdiğini vurgulamaktadır. Örneğin, [9] analizinde faz gürültüsü ve titreşimin basitçe eklemeli gürültü olarak değerlendirilemeyeceği ve klasik performans metriklerinin (örneğin Shannon kapasitesi) yeniden düşünülmesi gerektiği gösterilmiştir.

Bu makale, gerçekçi faz gürültüsü modelleri altında dar bant varsayımının bozulmasını nicel olarak ortaya koymakta, faz gürültüsü varyansını alt taşıyıcı aralığı ve OFDM sembol süresiyle ilişkilendirmektedir. Ortak Faz Hatası (CPE) ve Taşıyıcılararası Girişim (ICI) arasındaki etkileşimi analiz ederek, çok yüksek frekanslı gelecekteki OFDM tabanlı sistemler için pratik dalga şekli tasarım kriterleri sunmaktadır.

### 2. Dar Bant Varsayımı ve Faz Gürültüsünün Etkisi

DFT-s-OFDM ve OTFS gibi modern dalga şekillerinin temelini oluşturan OFDM gibi çok taşıyıcılı modülasyonlar, her bir alt taşıyıcının sabit fazlı, bant genişliği  $\Delta f$  üzerinde sabit ve düz bir kanalda yayıldığı varsayımına dayanır. Bu varsayımla, her alt taşıyıcı  $k$  için aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$Y_k = H_k X_k + N_k, \quad H_k \approx H(f_k = f_c + k\Delta f), \quad (1)$$

klasik koşullar altında:

$$\Delta f \ll B_c, \quad \tau_{\max} \ll \frac{1}{\Delta f}, \quad (2)$$

burada  $B_c$  kanalın koherans bant genişliği,  $\tau_{\max}$  ise maksimum kanal gecikmesidir.

Doppler etkisinin olduğu bir ortamda, zaman cevabı faz terimi içerir:

$$[\Phi]_{n,m} = e^{j2\pi(n\Delta f + f_c)\frac{2v}{c}(mT_s)}, \quad (3)$$

ancak orta hızlarda,  $\Phi \approx F^{-1}$  olur ve alt taşıyıcı bazlı eşitleme geçerli kalır.

Ancak yüksek frekanslarda, özellikle mmWave/THz bantlarında osilatörlerin hızlı dalgalanmalar oluşturması sebebiyle bu varsayım faz gürültüsü etkisiyle geçersizleşir. Bu gürültü, Wiener süreciyle modellenir:

$$\phi[n] = \phi[n-1] + \Delta\phi[n], \quad \Delta\phi[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\Delta\phi}^2), \quad (4)$$

burada

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = 2\pi\Delta f \cdot 10^{-\mathcal{L}(\Delta f)/10}. \quad (5)$$

$N$  örnek için toplam varyans şu şekilde olur:

$$\sigma_{\phi}^2 = N \cdot \sigma_{\Delta\phi}^2 = N \cdot 2\pi\Delta f \cdot 10^{-\mathcal{L}(\Delta f)/10}. \quad (6)$$

Eğer  $\sigma_{\phi}^2 \ll 1$  ise faz,  $T_s = 1/\Delta f$  süresince sabit kalır ve dar bant varsayımı geçerli olur. Aksi halde, taşıyıcılar arası girişim (ICI) artarak ortogonallığı bozar. FFT sonrası şu ifade elde edilir:

$$Y_k = X_k H_k \underbrace{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi[n]}}_{\text{CPE}} + \sum_{l \neq k} X_l H_l \underbrace{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(l-k)n/N} e^{j\phi[n]}}_{\text{ICI}} + N_k. \quad (7)$$

Ortak Faz Hatası (CPE) ile Taşıyıcılararası Girişim (ICI) arasındaki enerji oranı, frekans stabilitesini gösterir.  $\sigma_{\phi}^2 \approx \ln 2$  olduğunda CPE ve ICI karşılaştırılabilir hale gelir, bu durum kritik bir geçişi belirtir. Böylece,  $N$  ve  $\Delta f$ 'nin birlikte seçimi, sistemin osilatör kusurlarına karşı dayanıklılığını belirleyerek modern çok taşıyıcılı dalga şekillerinin temel aldığı düz kanal modelinin geçerliliğini şartlandırır.

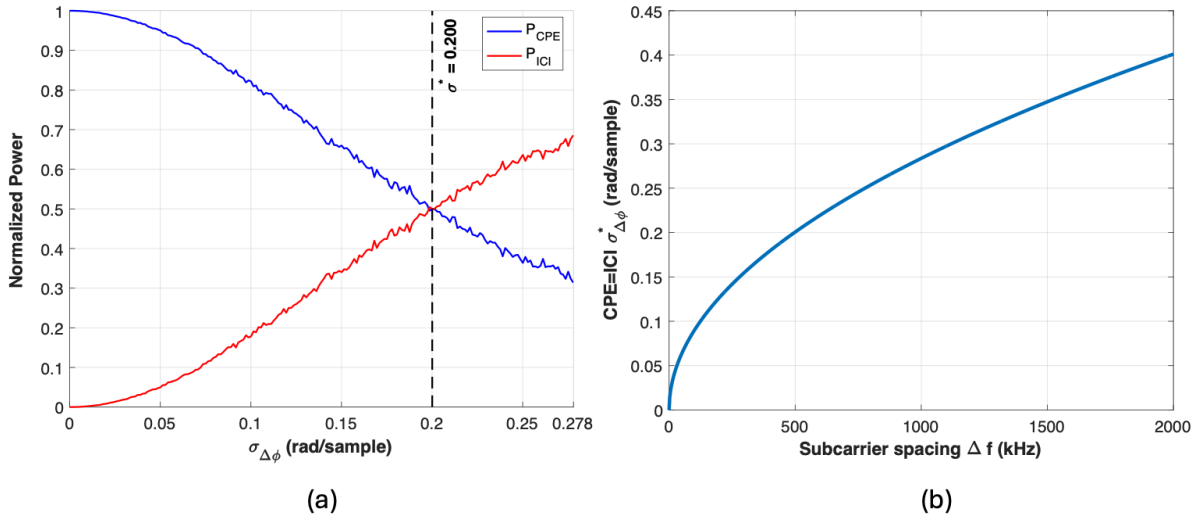
### 3. Simülasyon Sonuçları ve Varsayımın Geçerliliği

mmWave/THz frekanslarında dar bant varsayımının geçerliliğini faz gürültüsünün etkisi altında titizlikle değerlendirmek amacıyla, sabit spektral yoğunluğu -100 dBc/Hz olan Wiener tipi faz gürültüsü kullanılarak Monte Carlo simülasyonları gerçekleştirilmiştir (her nokta için 1000 deneme).  $N = 128$  alt taşıyıcı içeren OFDM sinyali üzerinde yapılan bu simülasyonlar, ICI'nin koherent bileşeni (CPE) aştığı kritik eşiği ( $\sigma_{\Delta\phi}^*$ ) belirlemeye imkân sağlar. Bu eşik, düz kanal yaklaşımının geçerliliğinin sona erdiği noktayı gösterir.

Şekil 1, birbirini tamamlayan iki eğilimi göstermektedir. Soldaki grafikte, alt taşıyıcı aralığı  $\Delta f = 240$  kHz olduğunda, koherent bileşenin (CPE) gücü,  $\sigma_{\Delta\phi}$  yaklaşık 0,20 rad/örnek değerini aştığında taşıyıcılararası girişimin (ICI) gücünden daha küçük hale gelir. Bu eşik, dar bant varsayımının geçerlilik sınırını işaret eder: bu değer altında kanal alt taşıyıcı bazında düz olarak varsayılabilirken, bu değer üzerinde sistemin çok taşıyıcılı yapısının ortogonallığı bozulur. Sağdaki grafikte ise kritik eşik  $\sigma_{\Delta\phi}^*$ 'nin alt taşıyıcı aralığı  $\Delta f$  ile yaklaşık olarak  $\sqrt{\Delta f}$  yasasına göre arttığı gözlemlenmektedir. Bu eğilim, sembol süresinin kısalmasıyla ( $T_s = 1/\Delta f$ ) açıklanabilir: semboller daha kısa olduğunda, faz gürültüsünün etkisi azalır ve sistem daha dayanıklı hale gelir.

Bu sonuçlar, parametre uzayını üç farklı bölgeye ayırmayı mümkün kılar:

- **CPE-baskın bölge:**  $\sigma_{\Delta\phi} < \sigma_{\Delta\phi}^*$  olduğunda, bozulmanın büyük çoğunluğu CPE'dir. Dar bant varsayımı geçerlidir ve klasik OFDM eşitleme teknikleri kullanılabilir.
- **Geçiş bölgesi:**  $\sigma_{\Delta\phi}$  civarında, CPE ve ICI benzer büyüklüklerde olur. Kanal, alt taşıyıcı içinde dahi seçici hale gelir.
- **ICI-baskın bölge:**  $\sigma_{\Delta\phi} > \sigma_{\Delta\phi}^*$  olduğunda, ICI baskındır. Dar bant varsayımı geçerliliğini yitirir ve ICI telafisi, daha küçük  $N$  değerleri veya daha sağlam dalga şekillerinin (DFT-s-OFDM, OTFS vb.) kullanımı gibi alternatif yaklaşımlar gerekir.



**Şekil 1.**  $N = 128$  alt taşıyıcı için  $\Delta f^*$  ye göre CPE/ICI kesişim noktasının evrimi. (a)  $\Delta f = 240$  kHz için simülasyon, kesişim  $\sigma_{\Delta\phi}^* = 0.20$  rad/örnek. (b)  $\sigma_{\Delta\phi}^*$ 'nin  $\Delta f^*$  ye göre evrimi, ampirik olarak  $\sigma^{\infty} \sqrt{\Delta f}$  yasasına yakın olduğunu gösteriyor.

#### 4. Sonuç

Bu çalışma, çok taşıyıcılı sistemlerde faz gürültüsüne maruz kalan dar bant varsayımının geçerliliğini incelemiştir. Faz gürültüsünün bir Wiener süreci olarak modellenmesiyle, sinyal sağlamlığının doğrudan numeroloji  $(N, \Delta f)$  ve faz spektrumunun bir fonksiyonu olan birikmiş varyansa  $\sigma_{\phi}^2$  bağlı olduğunu gösterdik. Bu varyans belirli bir eşiği aştığında, koherent bileşen çöker ve taşıyıcı bazında eşitleme imkânsız hale gelir. Bu durum evrensel olmakla birlikte, mmWave ve sub-THz sistemlerde özellikle kritiktir. Bu sonuçlar, ortaya çıkan frekans bantlarında dayanıklı dalga şekilleri tasarlamak için faydalı bir analiz aracı sunmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1] W. Roh *et al.*, “Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, Feb. 2014.
- [2] S. K. Mohammed and L. Hanzo, “OTFS Modulation for High-Mobility Scenarios: Principles and Design,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 4, pp. 2833–2871, 2019.
- [3] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [4] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [5] Hexa-X Consortium, “D2.3 – Updated 6G System Requirements and Overall System Architecture,” EU Horizon 2020, 2023. [Online]. Available: <https://hexa-x.eu/deliverables/>
- [6] 3GPP TR 38.803 v14.2.0, “Study on New Radio Access Technology: RF and co-existence aspects (Release 14),” 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Sep. 2017.
- [7] H. Ghazlan and G. Kramer, “Information Rates of Wiener Phase Noise Channels With Oversampling,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory (ISIT)*, Istanbul, Turkey, 2013, pp. 1561–1565.
- [8] H. Ghazlan and G. Kramer, “On Wiener Phase Noise Channels at High Signal-to-Noise Ratio,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 61, no. 12, pp. 6561–6582, Dec. 2015.
- [9] C. D’heer and P. Reynaert, “When High-Speed Communication Hits a Speed Bump: Exploring Shannon’s Equation in mm-Wave Links,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 25, no. 6, pp. 41–57, Jun. 2024, doi:10.1109/MMM.2024.3378611.



## 2.4 GHz Bandında Çalışan Yönlü Silindirik Dalga Kılavuzu Anten Tasarımı ve Performans Analizi

Kenan Berke Çalıoğlu, Sedat Kılınç, Fırat Kaçar  
İstanbul Üniversitesi - Cerrahpaşa  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul

[kenanberke.calioglu@ogr.iuc.edu.tr](mailto:kenanberke.calioglu@ogr.iuc.edu.tr), [sedat.kilinc@iuc.edu.tr](mailto:sedat.kilinc@iuc.edu.tr), [fkacar@iuc.edu.tr](mailto:fkacar@iuc.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 2.4 GHz ISM bandında çalışan yönlü iletim sağlayan silindirik bir dalga kılavuzu anteni tasarlanmış, simüle edilmiş ve üretilmiştir. Tasarım, dalga kılavuzu teorisine dayalı olarak modellenmiş ve HFSS programı kullanılarak analiz edilmiştir. Tasarlanan anten ile, 2.4GHz bandında 9.86 dBi kazanç ve 570 MHz bant genişliği elde edilmiştir. Elde edilen ölçümler, simülasyon sonuçlarıyla yüksek uyum göstermiş ve antenin yönlü yapısı deneysel olarak doğrulanmıştır. Sonuçlar, bu düşük maliyetli yapının Wi-Fi, düşük güçlü radar ve uzun menzilli haberleşme sistemleri gibi uygulamalar için etkili olduğunu göstermektedir.

**Abstract:** In this study, a directional cylindrical waveguide antenna operating in the 2.4 GHz ISM band has been designed, simulated, and fabricated. The design was analyzed using the HFSS software based on waveguide theory. The designed antenna exhibited a gain of 9.86 dBi and a bandwidth of 570 MHz based on measurements, which were consistent with simulation results. Furthermore, the directional characteristics of the antenna were experimentally verified. These results demonstrate that the low-cost structure is effective for applications such as Wi-Fi, low-power radar and long-range communication systems.

### 1. Giriş

Antenler, elektromanyetik (EM) dalgaları serbest uzaya ileten ya da uzaydan gelen enerjiyi elektriksel sinyallere dönüştüren temel bileşenlerdir [1]. Kablosuz iletişim sistemlerinde veri iletimi sağlarlar ve sistem performansında belirleyici rol oynarlar. Yönlü antenler, sinyali belirli bir doğrultuda yoğunlaştırarak daha yüksek kazanç ve uzun menzilli, güvenilir iletişim sunar. Bu özellikleriyle Wi-Fi haberleşmesi, radar, sensör ağları ve uzaktan algılama gibi birçok uygulamada kullanılır. Antenlerin teorik analizi Maxwell denklemleri çerçevesinde yapılır. Silindirik dalga kılavuzları ise mikrodalga frekansında EM dalgaları yönlendiren, içi boş metal yapılardır. Bu yapıya dayalı yönlü silindirik antenler, basit bir üretim süreci ve düşük maliyetle yüksek kazanç sunar [2]. Bunun yanı sıra bu tür yönlü silindirik antenler 2.4 GHz bandında uzun mesafeli iletim gereken durumlarda etkili bir seçenektir. Bu çalışmada, 2.4 GHz ISM bandında çalışan yönlü bir silindirik dalga kılavuz anteni tasarlanmış, HFSS yazılımında analiz edilmiş ve fiziksel olarak üretilip test edilmiştir. Bu çalışmanın amacı, düşük maliyetli malzemelerle üretilebilen yönlü bir silindirik dalga kılavuzu anteninin teorik ve deneysel analizinin sunulmasıdır.

Dalga kılavuzları, mikrodalga frekansları için birer iletim hattıdır ve genellikle silindirik ya da dikdörtgen formdadır. Tipik bir dalga kılavuzu, bir yüksek geçiren filtre gibi davranır ve  $f_c$  kesim frekansı (cut-off frequency)

$$f_c = \frac{1.8412 \cdot c}{2\pi r} \quad (1.1)$$

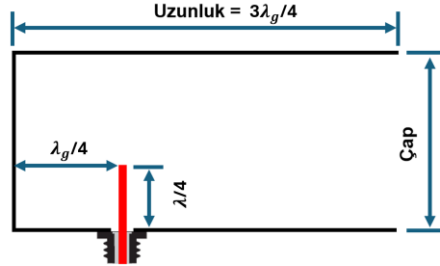
biçiminde ifade edilir [3]. Burada,  $c$ , ışık hızını,  $r$  ise silindirik kılavuzun yarıçapını ifade etmektedir.

### 2. Yönlü Silindirik Dalga Kılavuzu Anten Tasarımı

Bir silindirik dalga kılavuzu antenin yandan kesit görünümü Şekil 1’de verilmektedir. Yapı, bir metal silindir ve içerisine yerleştirilen,  $\lambda/4$  uzunluğunda bir monopole antenden oluşmaktadır. Öncelikle, 2.4 GHz’de çalışan bir dalga kılavuzunun çapı için (1.1) denkleminde göre yapılan hesaplamayla, minimum 73 mm yarıçap gerektiği belirlenmiştir. Yönlü silindirik dalga kılavuzunun Şekil 1’de yer alan diğer parametreleri, silindirik dalga kılavuzu hesaplamalarıyla belirlenmiştir [1-3, 4]. Bu hesaplamalar yardımıyla, dalga kılavuzu çapı ve çalışma frekansını girdi olarak alınarak; kesim frekansı, dalga kılavuzu boyu ve prob uzunluğu gibi değerleri hesaplanmaktadır. Bir dalga kılavuzuna giren elektromanyetik (EM) dalga, kılavuzun iletken duvarları nedeniyle düz bir doğrultuda değil, yansımalarla ve belirli modlar şeklinde ilerler. Bu durum, dalganın "etkili" dalga boyunun değişmesine yol açar ve bu yeni dalga boyu, kılavuz dalga boyu ( $\lambda_g$ ) olarak adlandırılır. Kılavuz dalga boyu, serbest uzaydaki dalga boyu ( $\lambda_0$ ) ile karşılaştırıldığında bu sınır koşulları nedeniyle farklılık gösterir. Baskın modda (örneğin TE<sub>11</sub> modu) için bu ilişki Denklem (2.1)’de verildiği şekilde tanımlanır [3].

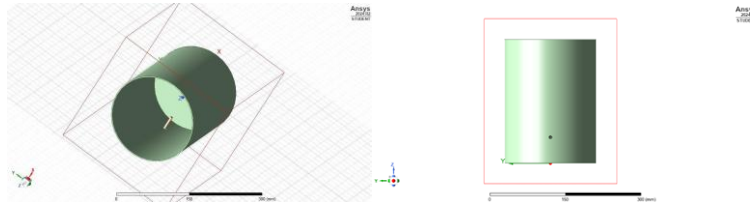
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.1)$$

Burada  $f_c$ , ilgili modun kesim frekansını;  $f$  ise çalışma frekansını temsil eder. Bu formül, dalga kılavuzu içerisinde elektromanyetik dalgaların, serbest uzaya göre daha yavaş yayıldığını gösterir. Yalnızca  $f > f_c$  durumunda geçerlidir, bu şart sağlandığında dalga yayılabilir, aksi halde sönümlenir [3].



Şekil 1. Tasarlanacak yönlü silindirik dalga kılavuzu antenin planı.

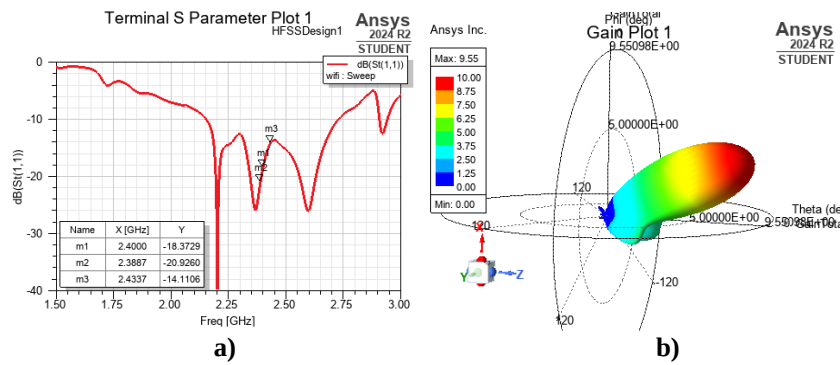
Şekil 1’de verilen parametrelerin hesaplanmasıyla elde edilen yönlü silindirik dalga kılavuzu antenin ölçüleri belirlenmiştir. Simülasyonlar ANSYS HFSS 2024 Student ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 2’de, Şekil 1’deki plana uygun olarak ANSYS ortamında oluşturulmuş olan silindirik dalga kılavuzu anten yapısı yer almaktadır.



Şekil 2. ANSYS üzerinden kurulan yönlü silindirik dalga kılavuzu anteni tasarımı

### 3. Simülasyon Sonuçları

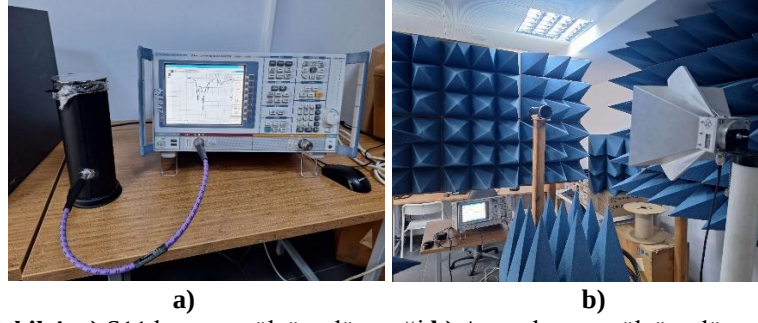
ANSYS üzerinde, 2.4 GHz referans alınarak 1.5–3 GHz aralığında yapılan analiz sonuçları Şekil 3’te sunulmuştur. Tasarlanan antenin merkez frekansı yaklaşık 2.35 GHz olup, -10 dB altında  $|S_{11}|$  değerinin sağlandığı bant genişliği 570 MHz (2.15–2.72 GHz) olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, antenin geri dönüş kaybı 2.34–2.45 GHz aralığında (110MHz bant genişliği ile) 20 dB’den fazladır (yani  $|S_{11}|$  değeri -20dB altındadır), bu durum bu aralıkta oldukça iyi bir empedans uyumunun sağlandığını göstermektedir.



Şekil 3. a) Tasarlanan antenin frekansa bağlı  $|S_{11}|$  katsayısı karakteristiği b) Antenin 3 boyutlu kazanç grafiği

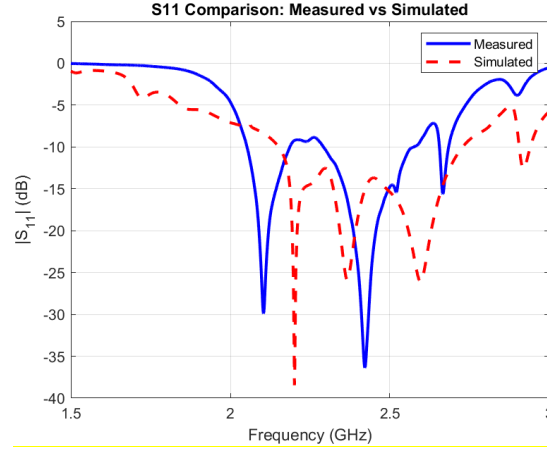
### 4. Tasarlanan Antenin Gerçeklenmesi ve Ölçümü

Tasarlanan yönlü silindirik dalga kılavuzu anteni, fiziksel olarak üretilmiştir. Bu anten üretiminde kolay erişilebilir ve düşük maliyetli malzemeler kullanılmıştır. Bu malzemeler 73 mm’den büyük çaplı metal yüzeyli silindir, SMA dişi konnektör, koaksiyel kablo,  $\lambda/4$  uzunluğunda bakır teldir. Anten tasarımında 1.4 mm çapında ve 30 mm uzunluğunda bakır tel, 90 mm çapında, 250 mm uzunluğunda ve 2 mm kalınlığında alüminyum silindir kullanılmıştır. Şekil 4’te, antenin yansıma katsayısını ve tepe kazanç değerini ölçmek için hazırlanan düzenekler görülmektedir.



Şekil 4. a) S11 katsayısı ölçüm düzeneği b) Anten kazancı ölçüm düzeneği

S11 ölçümleri, Şekil 4 (a)'da verildiği gibi antenin doğrudan vektör ağ analizörü ekipmanına bağlanmasıyla gerçekleştirilmiştir. S11 katsayısı ölçüm sonuçları, Şekil 5'te verilmektedir. S11 değerleri simülasyonla uyumlu çıkarken, bant genişliğinin bir miktar azaldığı görülmektedir. Bu durumun üretim toleranslarından kaynaklandığı değerlendirilmektedir. Yine de, ISM 2.45 GHz bandı için S11 katsayısı oldukça iyi ( $>17$ dB) seviyededir.



Şekil 5. Tasarlanan yönlü silindirik dalga kılavuzu anteni için ölçülen  $|S_{11}|$  karakteristiği.

Kazanç ölçümleri için, Şekil 4 (b)'de görüldüğü gibi referans bir horn anten (2.4 GHz'de 9.23 dBi kazançla sahip) kullanılmış ve 160 cm mesafeden ölçümler yapılmıştır. Ardından, Friis denklemi yardımıyla üretilen antenin yönlü kazancı hesaplanmıştır. Sonuçta, antenin 2.4 GHz için 9.86 dBi kazanç sunduğu belirlenmiştir.

## 5. Sonuç

Bu çalışmada, dalga kılavuzu prensiplerine dayalı olarak tasarlanan, 2.4 GHz frekansında çalışan, yönlü silindirik bir dalga kılavuzu anteni tasarımı süreçleri sunulmuştur. Silindirik dalga kılavuzu eşitlikleri temel alınarak tasarlanan antenin HFSS simülasyonları yapılmış, ardından üretim ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen ölçümler, tasarımın hem yönlü hem de geniş bantlı yapısını doğrulamış ve simülasyonlarla yüksek uyum göstermiştir. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, antenin 9.86 dBi kazanç ve 570 MHz bant genişliği sunduğunu göstermektedir. Yönlü yapısı, geniş bant performansı ve düşük maliyetli üretimi sayesinde, geliştirilen silindirik dalga kılavuzu anteni; Wi-Fi, uzun menzilli haberleşme sistemleri ve düşük güçlü radar uygulamaları için etkin bir çözümdür.

## 6. Kaynaklar

- [1]. Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 4. Baskı, Wiley, Hoboken, New Jersey, A.B.D., 2016.
- [2]. American Radio Relay League (ARRL), The ARRL Handbook for Radio Communications, ARRL, Newington, Connecticut, A.B.D., 2012.
- [3]. Pozar D. M., Microwave Engineering, 4. Baskı, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, A.B.D., 2011.
- [4]. Jadhav, Rohini & Dongre, Vinitkumar & Heddallikar, Arunkumar. (2017). Design of X-Band Conical Horn Antenna Using Coaxial Feed and Improved Design Technique for Bandwidth Enhancement. 1-6. 10.1109/ICCUBE.A.2017.8463932.

## IoT ve Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin 3–6 GHz Aralığında Çalışan Kompakt Çok Katmanlı Çip Anten Tasarımı

Adam ALIZADE, Dr. Öğr. Üyesi Kutlu KARAYAHŞI  
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Muğla  
[alizadeadam@yahoo.com](mailto:alizadeadam@yahoo.com) , [kutlukarayahsi@mu.edu.tr](mailto:kutlukarayahsi@mu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, IoT ve kablosuz haberleşme sistemleri için 3–6 GHz frekans aralığında çalışan kompakt, çok katmanlı bir çip anten tasarımı sunulmuştur. Anten yapısı, Wi-Fi ve WiMAX gibi modern haberleşme uygulamaları için yüksek performans sağlamaktadır. Simülasyon sonuçlarına göre antenin tüm çalışma bandı boyunca yönlülüğü yaklaşık 3 dBi olarak gözlemlenmiş ve gerçek kazanç değerleri bu seviyeyi korumuştur. Ayrıca, radyasyon verimliliği %90 seviyelerinde olup, enerji kayıpları oldukça düşüktür. Tasarım, küçük boyutları ve yüksek verimi sayesinde entegre sistemler için uygundur.

**Abstract:** This study presents a compact, multilayer chip antenna designed for IoT and wireless communication systems operating in the 3–6 GHz frequency range. The antenna demonstrates effective performance for applications such as Wi-Fi and WiMAX. Simulation results indicate a consistent realized gain and directionality of approximately 3 dBi across the entire frequency band. Additionally, the radiation efficiency remains around 90%, ensuring minimal power loss. Thanks to its compact size and high efficiency, the proposed design is well-suited for integration into modern wireless devices and embedded systems operating in the sub-6 GHz spectrum.

### 1. Giriş

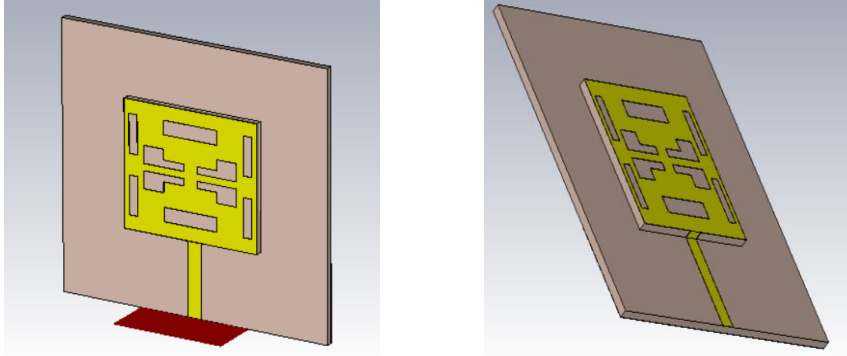
Son yıllarda kablosuz haberleşme sistemleri, kullanıcı sayısındaki artış, yüksek veri hızı ve kapsama alanı gereksinimleri nedeniyle hızlı bir gelişim göstermiştir. Mobil cihazlar, giyilebilir teknolojiler ve Nesnelerin İnterneti (IoT) uygulamalarının yaygınlaşması, kompakt ve yüksek performanslı anten çözümlerine olan ihtiyacı artırmıştır. Bu doğrultuda, çip antenler, sınırlı fiziksel alan gerektiren sistemler için vazgeçilmez hale gelmiştir [1]. Küçük boyutlarına rağmen, yüksek frekanslı elektromanyetik dalgaların iletim ve alımında etkili çözümler sunan çip antenler, devre kartlarına doğrudan entegre edilebilme avantajı sayesinde hem alan hem de maliyet açısından önemli kolaylıklar sağlamaktadır. Geleneksel antenlerle benzer prensiplerde çalışsalar da çip antenlerin temel farkı, boyutlarının küçüklüğü ve iç yapıya kolayca entegre edilebilmeleridir [4]. Wi-Fi teknolojisi, IEEE 802.11 standartları temelinde, kablosuz yerel alan ağları (WLAN) için dünya genelinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ev, ofis ve kamusal alanlarda cihazların internet erişimini sağlayan temel yapı taşlarından biri haline gelmiştir [3]. Wi-Fi'nin son versiyonu olan Wi-Fi 7 (802.11be), özellikle 5 GHz ve 6 GHz bantlarında çalışan, 30 Gbit/s'yi aşan veri hızları ve düşük gecikmeli bağlantı sunan yeni nesil teknolojileri mümkün kılmaktadır. Bu gibi sistemlerde, düşük kayıplı ve devre kartına entegre edilebilen çip antenler sistem performansını artırmakta, tasarımda esneklik sağlamaktadır [2]. WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) teknolojisi ise 3.5 GHz ve 5.8 GHz bantlarında çalışan, geniş alanlara yayılmış kablosuz geniş bant hizmetleri sunan güçlü bir alternatiftir. Özellikle kırsal bölgelerde sabit ve mobil bağlantılar için yüksek veri hızı ve güvenilirlik sunmakta, Wi-Fi'ye kıyasla daha geniş kapsama alanı sağlamaktadır.

Bu çalışmada, 3–6 GHz aralığında çalışan, çok katmanlı ve kompakt bir çip anten tasarımı sunulmuştur. Öne sürülen anten birden fazla dielektrik ve iletken katmandan oluşan bir yapı olduğu için geleneksel bir mikroşerit yapıdan çok çip anten olarak tanımlanmaya uygundur. Geliştirilen anten, Wi-Fi ve WiMAX uygulamalarında etkin performans sergilemekte; yaklaşık 3 dBi yönlülük ve bant genelinde %90'a yakın radyasyon verimliliği ile dikkat çekmektedir. Küçük boyutuna rağmen sağladığı bu değerler, anteni entegre sistemler için oldukça uygun kılmaktadır.

### 2. Anten Tasarımı

Bu bölümde, tasarlanan çip antenin yapısal konfigürasyonu, hesaplama yöntemleri ve simülasyon süreçleri detaylı şekilde ele alınmıştır. Anten, belirlenen performans kriterlerine göre analiz edilmiş; S11 parametreleri, kazanç, yönlülük ve radyasyon verimliliği gibi temel performans göstergeleri doğrultusunda optimize edilmiştir. Anten tasarımı, iki katmanlı bir yapı üzerine kuruludur ve CST Studio Suite yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Dielektrik alt tabaka olarak FR-4 malzemesi seçilmiş, iletken yollar ise bakır ile oluşturulmuştur. İlk katman olan ana FR-4 tabakasının alt yüzeyine 40 mm x 11 mm olan toprak düzlemi (ground plane) yerleştirilmiş, ön yüzeyine ise antenin besleme hattı entegre edilmiştir. Bu besleme hattı, dikey

bir bakır bağlantı elemanı aracılığıyla ikinci katmana bağlanmaktadır. Bu bakır yolun boyutları  $2 \text{ mm} \times 0.035 \text{ mm}$  olup, ilk ve ikinci dielektrik katmanları birbirine bağlamakla görevlidir. İkinci katman, antenin ana yama (patch) yapısını içermekte olup, üst düzey elektromanyetik performansın elde edilmesinde kritik rol oynamaktadır. İlk katmandan gelen sinyal, ikinci FR-4 katmanında yer alan bakır izlerle yönlendirilerek antenin radyasyon karakteristiğini oluşturur. Üretim sürecinde, bu iki FR-4 katmanının ayrı ayrı hazırlanması ve dikey bakır bağlantının laboratuvar ortamında lehimleme yoluyla birleştirilmesi planlanmaktadır. Bu yaklaşım, küçük boyutlu bağlantı elemanlarının doğrudan üretiminin zorluğuna pratik bir çözüm sunmaktadır. Tasarlanan çip anten, kompakt bir yapıya sahiptir. Birinci katmanın boyutları  $40 \text{ mm} \times 38 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ , ikinci katmanın her biri ise  $20 \text{ mm} \times 18 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$  olarak belirlenmiştir. Her katmanın kalınlığı  $1 \text{ mm}$ 'dir. Besleme hattı birinci katmanın orta noktasında başlayarak  $2 \text{ mm}$  genişliğinde ve  $10.965 \text{ mm}$  uzunluğundadır. İkinci katmanda, antenin ana yamaları simetrik olarak yerleştirilmiştir. Yapının tam ortasında yer alan  $3 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$  boyutlarında bir kare mevcuttur. Bu merkez yamanın dört kenarında, her biri  $4 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$  boyutlarında dört adet dikdörtgen yamayla bağlantısı sağlanmıştır. Bu dört dikdörtgen, merkez kareye  $16 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$  uzunluğunda iletken parçalarla bağlanmaktadır. Ayrıca, orta kare yamaya üst ve alt taraftan iki adet  $8 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm}$ , sağ ve sol taraftan ise iki adet  $6 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$  boyutlarında iletken bileşenler entegre edilmiştir. İkinci dielektrik katmanın sağ ve sol kenarlarında  $0.75 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$  ölçülerinde iletken yollar yer almakta olup, üst ve alt kenarlarında (besleme hattına bağlanan kısımlar)  $20 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$  boyutlarında kare yapılar bulunmaktadır. Tasarımın detayları ve üretime esas görseller, farklı açılardan Şekil 1'de sunulmaktadır.



Şekil 1. Tasarlanan ve simüle edilen antenin CST'de farklı açılardan görselleri

### 3. Simülasyon Sonuçları ve Performans Analizi

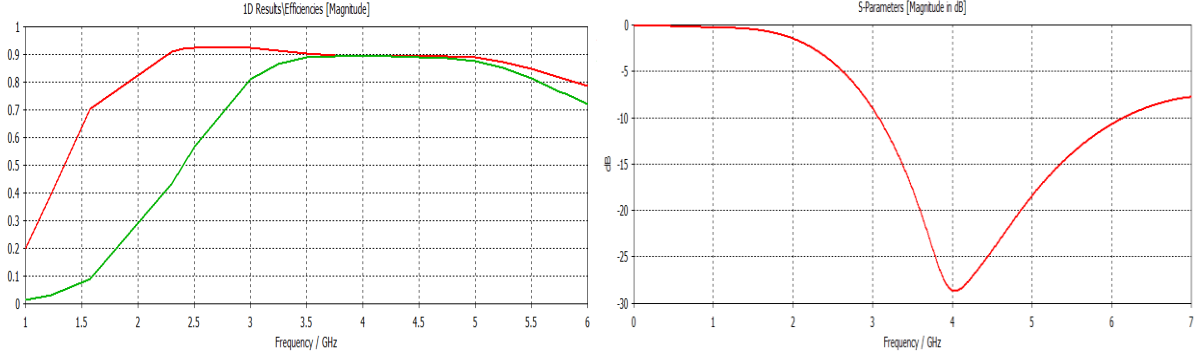
Bu çalışmada tasarlanan çok katmanlı çip antenin elektromanyetik performansı CST Studio Suite yazılımı kullanılarak detaylı şekilde analiz edilmiştir. Simülasyon sürecinde antenin özellikle 3–6 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde optimize edilmesi hedeflenmiştir. Bu bant, Wi-Fi (5 GHz) ve WiMAX (3.5 GHz ve 5.8 GHz) gibi modern kablosuz haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılan kritik frekansları kapsamaktadır. Antenin geri dönüş kaybını gösteren S-parametreleri (S11) incelendiğinde, antenin 3 GHz'den başlayarak 6 GHz'e kadar olan frekans bandında  $-10 \text{ dB}$  eşliğinin altında kaldığı görülmektedir. Bu durum antenin geniş bantlı çalıştığını ve bu bantta verimli enerji transferi sağladığını göstermektedir. Özellikle 4 GHz civarında elde edilen  $-28 \text{ dB}$ 'lik değer, antenin rezonans noktasında mükemmel empedans uyumu sağladığını kanıtlamaktadır (Şekil 2). Verimlilik analizleri sonucunda elde edilen toplam verimlilik ve radyasyon verimliliği değerleri de antenin başarılı performansını desteklemektedir. Anten, 3 GHz ve üzerindeki frekanslarda %85'in üzerinde toplam verimlilik sunmakta; radyasyon verimliliği ise 3–5.5 GHz bandında %90 seviyelerine ulaşmaktadır. Bu yüksek verimlilik değerleri, antenin hem dielektrik hem de iletken kayıplar açısından optimize edilmiş olduğunu ve uygulama açısından etkin enerji yayılımı gerçekleştirebildiğini göstermektedir. Antenin gerçek kazanç (realized gain) değerleri 3 GHz ile 6 GHz aralığında  $1.61 \text{ dBi}$  ile  $2.55 \text{ dBi}$  arasında değişmektedir. Özellikle 4–4.25 GHz frekanslarında en yüksek kazanç değeri gözlemlenmiş ve antenin hedef uygulamalarda istikrarlı performans sunduğu doğrulanmıştır. Yönlülük (directivity) analizine göre, anten 3–6 GHz bandı boyunca  $2.31 \text{ dBi}$  ile  $3.49 \text{ dBi}$  arasında değişen değerlere ulaşmıştır. Bu, antenin elektromanyetik enerjiyi belirli yönlerde yoğunlaştırma yeteneğini açıkça göstermektedir. Tablo 1'den görüldüğü üzere, yönlülük açısından en yüksek değer ise 5.75–6 GHz bandında elde edilmiş olup, bu frekans WiMAX uygulamaları açısından önem arz etmektedir.

| Frekans (GHz)  | 3    | 3.25 | 3.5  | 3.75 | 4    | 4.25 | 4.5  | 4.75 | 5    | 5.25 | 5.5  | 5.75 | 5.8  | 6    |
|----------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Kazanç (dBi)   | 1.61 | 2.04 | 2.28 | 2.45 | 2.55 | 2.55 | 2.41 | 2.16 | 1.87 | 1.61 | 1.88 | 2.01 | 2.02 | 2.06 |
| Yönlülük (dBi) | 2.53 | 2.66 | 2.8  | 2.94 | 3.04 | 3.05 | 2.93 | 2.69 | 2.44 | 2.31 | 2.77 | 3.16 | 3.22 | 3.49 |

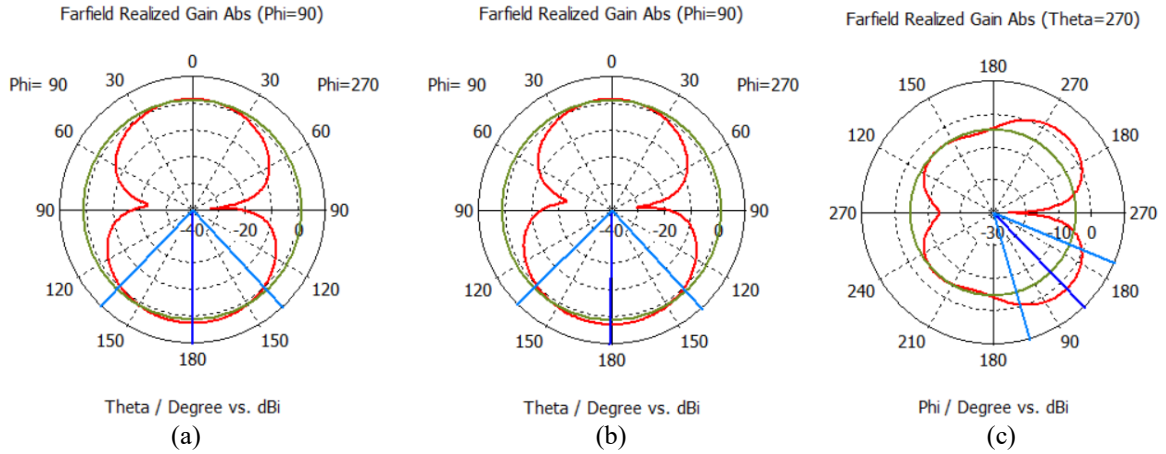
Tablo 1. Antenin 3-6 GHz aralığında yönlülük ve gerçek kazanç değerleri



Tablo 1'den anlaşıldığı üzere antenin Wi-Fi ve WiMAX gibi sistemlerde güvenilir şekilde kullanılabilirliğini göstermektedir. Tasarlanan antenin ışıma örüntüleri 3 farklı (3.5, 4 ve 5.8 GHz) frekans değeri için Şekil 3'te gösterilmiştir. Sonuçlarda görüldüğü gibi antenin gerçek kazançları sırasıyla 2.28, 2.55 ve 2.02 dBi olarak elde edilmiştir. Genel olarak değerlendirildiğinde, antenin hem geniş bantlı çalışma özelliği hem de yüksek verimlilik, yeterli kazanç ve yönlülük değerleri ile Wi-Fi ve WiMAX gibi modern kablosuz haberleşme sistemleri için oldukça uygun olduğu görülmektedir. Bu da tasarlanan antenin, küçük boyutlarına rağmen yüksek performans gösterdiğini ve entegre sistemlerde kullanılabilirliğini kanıtlamaktadır.



Şekil 2. Antenin Verimlilik ve S11 parametresinin simülasyon sonuçları



Şekil 3. Simüle edilmiş antenin gerçek kazanç ışıma örüntüleri a) 3.5 GHz, b) 4 GHz, c) 5.8 GHz

#### 4. Sonuç ve Tartışmalar

Bu çalışmada, kompakt yapısı ve entegre edilebilirliği ile öne çıkan bir çip anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. FR-4 malzemesi hem düşük maliyeti hem de PCB tabanlı sistemlerle uyumluluğu sayesinde tercih edilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda antenin hedeflenen frekans bandında başarılı bir şekilde çalıştığı, düşük yansımaya katsayısı, yüksek verimlilik ve yeterli kazanç değerleriyle doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, antenin kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılabilirliğini ve tasarımın amacına uygunluğunu ortaya koymaktadır.

#### 5. Kaynaklar

- [1]. Mehmet Yusuf Imeci, Bilal Tütüncü, Sehabeddin Taha Imeci, A 3-dB 90 degrees microstrip hybrid directional coupler at 2.27 GHz, International Journal of Electronics and Communications, March 2023, <https://doi.org/10.1016/j.aecue.2023.154606>, ISSN/eISSN 1434-8411 / 1618-0399
- [2]. Bilal Tutuncu, Hamid Torpi, S. Taha Imeci "Directivity improvement of microstrip antenna by inverse refraction metamaterial" Journal of Engineering Research, Vol. 7 No. (4) pp. 151-164, December 2019.
- [3]. IEEE Standards Association (IEEE SA). (2023, May 16). The Evolution of Wi-Fi Technology and Standards. IEEE. <https://standards.ieee.org/beyond-standards/the-evolution-of-wi-fi-technology-and-standards/>
- [4]. Alizade, A. (2024). Design of a chip antenna consisting of a patch located inside a dielectric material that operates in multiple bands (Yüksek lisans tezi, Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi Üniversitesi).



## Meme Kanseri Mikrodalga Görüntüleme İçin Yapay Manyetik İletken Entegreli Yama Anten Tasarımı

Ayşenur ÖZBEK, Melisa KULCU, Serdar OKUYUCU\*, Yusuf ÖZTÜRK

Antalya Bilim Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Antalya

[ayssbek@icloud.com](mailto:ayssbek@icloud.com), [melisakulcu@yahoo.com.tr](mailto:melisakulcu@yahoo.com.tr), [serdar.okuyucu@antalya.edu.tr](mailto:serdar.okuyucu@antalya.edu.tr), [yusuf.ozturk@antalya.edu.tr](mailto:yusuf.ozturk@antalya.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, 8–10,3 GHz frekans aralığında çalışan ve yapay manyetik iletken (YMI) entegre edilmiş bir yama anten tasarımı sunulmuştur. YMI yapısı, geri dönüş kaybının iyileştirilerek rezonans veriminin artırılmasına ve ışıma örüntüsünün arka loblarını bastırarak 8,5 dBi kazanç ile artırılmış yönlülük sağlamaktadır. Geliştirilen anten, görece yüksek rezonans frekansı ile, meme kanseri tespitinde deriye yakın, yüzeysel tümörlerin tespitinde avantaj sağlayıcı niteliktedir. İleride antenin fiziksel üretimi ve beş katmanlı meme fantomu üzerinde deneysel testler planlanmaktadır.

**Abstract:** In this study, a patch antenna design operating in the frequency range of 8–10.3 GHz with an integrated artificial magnetic conductor is presented. The YMI structure provides increased directivity with 8.5 dBi gain by improving the return loss and suppressing the back lobes of the radiation pattern. The developed antenna has an advantage in the detection of superficial tumors close to the skin in breast cancer detection with its relatively high resonance frequency. In the future, physical production of the antenna and experimental tests on a five-layer breast phantom are planned..

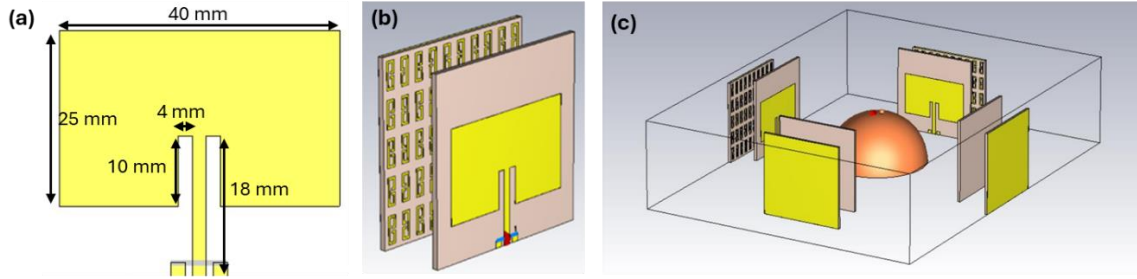
### 1. Giriş

Meme kanseri, dünya genelinde kadınlarda en sık teşhis edilen kanser türü olup, erken teşhis ile hayatta kalma oranı %99'a ulaşabilmektedir [1]. Geleneksel görüntüleme yöntemleri, örneğin mamografi, manyetik rezonans görüntüleme (MR) ve bilgisayarlı tomografi (BT), iyonlaştırıcı radyasyon kullanımı, yüksek maliyet, uzun tarama süreleri ve düşük kaynaklı bölgelerde erişim kısıtlamaları gibi önemli sınırlamalara sahiptir [2]. Bu yöntemlerin hasta konforunu olumsuz etkilemesi, düzenli tarama süreçlerini zorlaştırabilir. Mikrodalga görüntüleme, iyonlaştırıcı olmayan, düşük maliyetli, taşınabilir ve sağlıklı dokular ile kanserli dokular arasındaki dielektrik kontrastı değerlendiren bir alternatif olarak öne çıkmaktadır. Kanserli dokular, yüksek su içeriği nedeniyle sağlıklı dokulara kıyasla daha yüksek dielektrik sabitlere sahiptir, bu da mikrodalga görüntülemenin tümör tespitinde temelini oluşturur [3].

Son yıllarda, metamalzeme tabanlı anten yapıları da yönlülük, kazanç ve kompakt boyut avantajları sayesinde mikrodalga görüntüleme sistemlerinde dikkat çeken bir araştırma alanı haline gelmiştir [4]. Bu çalışmada, meme kanseri tespiti için MWI sensör sisteminin duyarlılığını artıracak bir anten yapısı sunulmaktadır. Çift-G şekilli yapay manyetik iletken katmanı ile desteklenen mikroşerit yama anten yapısı için terminal ve radyasyon karakteristikleri hesaplamalı olarak sunulmaktadır. Anten yapısında kullanılan yapay manyetik iletken tabakası, metamalzeme sınıfında değerlendirilen yapılardan biridir ve benzer metamalzeme tabanlı yapıların sensör ve elektromanyetik dalga soğurucu (absorber) uygulamalarında da yaygın olarak kullanıldığı bilinmektedir [5,6].

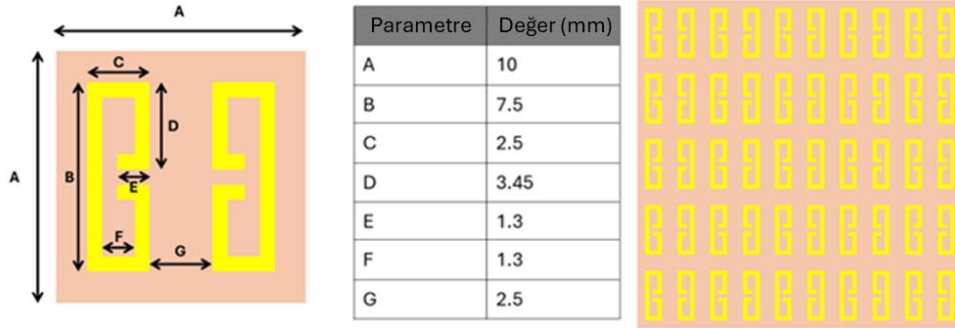
### 2. Sistem Yapısı ve Karakterizasyonu

Bu çalışmada tasarlanan anten yapısının klasik bir yama anten yapısından başlayarak, arka kısmına YMI eklenmiş şekilde evrimi Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekil 1(a)'da 1,52 mm kalınlığındaki FR-4 alt tabaka üzerinde tasarlanmış 40 mm x 25 mm kenar boyutlarına sahip (18 mm uzunluğunda besleme kanalının her iki tarafında 10mm - 4 mm boyutunda yarı ile) yama anten yapısının arka plaka düzlemi bakır malzeme ile kaplıdır. Şekil 1(b)'de ise detaylı yapısı Şekil 2'de tanımlanmış olan yapay manyetik iletken tabakası yama anten yapısına 4,5 mm uzaklıkta olacak şekilde konumlandırılmıştır. Burada yapıya eklenen YMI plakası ile anten performansında terminal geri dönüş kaybını azaltmaya ve antenin yönlülüğünü artırmaya yönelik kazanımların elde edilmesi hedeflenmiştir. Sonraki bölümlerde terminal ve radyasyon karakteristikleri verilecek olan bu anten yapısı, Şekil 1(c)'de verilen ve 5 katmanlı bir meme fantom modeli etrafına yerleştirilen dört replika anten yapısından oluşan görüntüleme sistemi için bir ön çalışma niteliğindedir. İlgili fantom modeli, görüntüleme prosedürü ve ilgili gereksinimler gelecek çalışmaların konusudur.



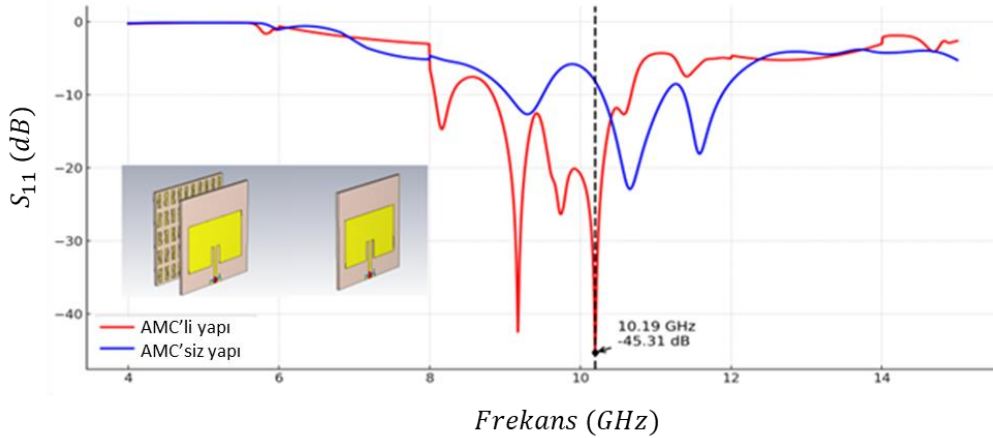
Şekil 1. (a) Yama anten yapısı, (b) Yama anten plakası arkasına konumlandırılmış yapay manyetik iletken tabakası, (c) Meme fantom modeli ve anten yapısının dört replikasını içeren örnek görüntüleme sistemi

Şekil 2’de yapay manyetik iletken plakasının tasarım detaylarına yer verilmiştir. İlgili birim yapı 5 sıra ve 10 sütun halinde tekrarlı şekilde plaka üzerine dizilmiş olup, arka plaka yine bakır kaplı düzlem olacak şekilde modellenmiştir.



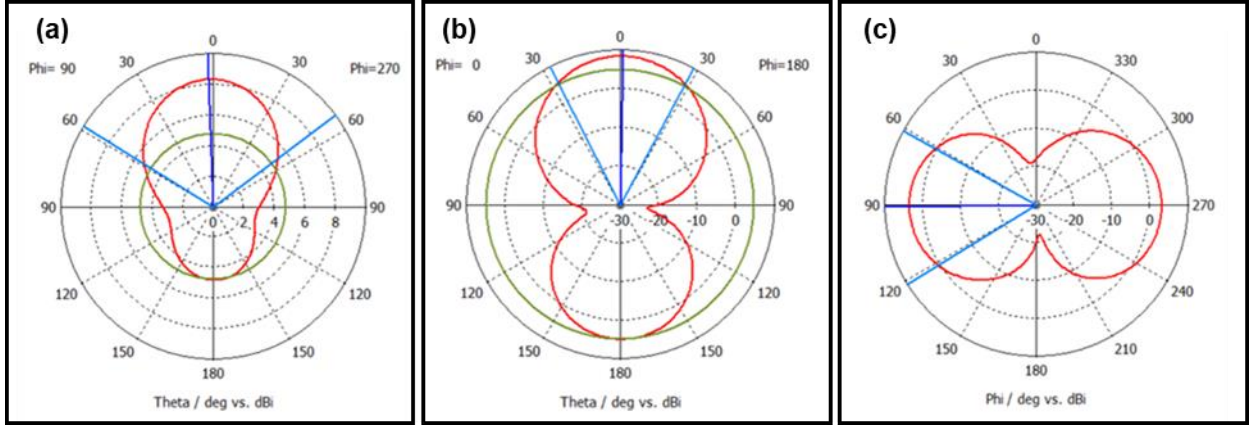
Şekil 2. Yapay manyetik iletken yapısının ölçüleri ve plaka üzerindeki tekrarlı dizilimi

Şekil 1(a,b)’de verilen anten yapılarının terminal geri dönüş kayıpları ( $S_{11}$ ) benzetim programlarından hesaplanmış hali ile Şekil 3’de verilmiştir. İlgili karakteristik incelendiğinde YMI plaka yapısının yama anten yapısına eklenmesi ile,  $\sim -10$  dB geri dönüş kaybı kriteri altında, 8-10,3 GHz aralığında verimli rezonans (maksimum rezonans 10,19 GHz’de -45,31 dB değerinde) elde edilmiştir.



Şekil 3. Yapay manyetik iletken yapısı içeren (kırmızı) ve içermeyen (mavi) yama anten yapılarının hesaplanmış geri dönüş kaybı

Bu bant aralığı özellikle deriye yakın, yüzeysel tümörlerin tespitinde yeterli penetrasyon sağlanabildiği için kullanışlıdır [7]. Ayrıca daha geniş bantlı sistemlerin yüksek frekanslı bileşeni olarak kullanılarak yüzey katmanlarında yüksek çözünürlüklü detaylı görüntüleme yapılmasına katkı sunabilir. Bunun yanı sıra, meme dokusunun ve tümörlerin yüksek frekanslardaki dielektrik özelliklerinin araştırılması gibi çalışmalarda destekleyici bir araç olarak değerlendirilebilir.



Şekil 4. Yapısında yapay manyetik iletken tabakası bulunan anten sistemine ait (a)  $\theta = 90^\circ$  eksenini, (b)  $\phi = 0^\circ$  eksenini, (c)  $\theta = 90^\circ$  eksenini için hesaplanmış radyasyon örgüleri

Son olarak Şekil 4’de gösterildiği şekli ile geliştirilen yama anten tasarımında, arka yüzeye yerleştirilen yapay manyetik tabaka ile antenin ışınlam deseni daha yönlü hale gelmiş, arka lob seviyeleri azalmış ve toplam ileri yön kazancı (8,5 dBi) iyileştirilmiştir. Ayrıca, YMI’nin düşük profil avantajı sayesinde antenin genel kalınlığı artırılmadan daha yönlü bir ışınlam elde edilmiştir. Bu yapısal entegrasyon, önerilen sistemin mikrodalga görüntüleme uygulamalarındaki performansını önemli ölçüde artırmaktadır.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada, klasik yama anten yapısından başlayarak arka yüzeyine yapay manyetik iletken tabakası entegre edilen gelişmiş bir anten tasarımı sunulmuştur. Gerçekleştirilen benzetim çalışmaları sonucunda, YMI yapısının anten performansına iyileştirici katkılar sağladığı gözlemlenmiştir. Özellikle, 8–10,3 GHz frekans bandında -10 dB sınırı altında geniş bir çalışma aralığı elde edilmiş; 10,19 GHz’de -45,31 dB seviyesine ulaşan terminal geri dönüş kaybı değeri ile güçlü bir rezonans davranışı sergilenmiştir. Ayrıca, YMI’nin yönlülüğü artırıcı etkisi sayesinde arka lob bastırılmış, ışınlam deseni daha odaklı hale gelmiş ve antenin ileri yön kazancı 8,5 dBi seviyesine yükseltilmiştir. Bu iyileştirmeler sayesinde, antenin yüzeyel tümörlerin tespiti gibi medikal mikrodalga görüntüleme uygulamalarında etkin biçimde kullanılabileceği değerlendirilmiştir. Çalışma kapsamında anten yapısının, beş katmanlı bir meme fantomu etrafına yerleştirilen dört replika anten ile oluşturulan bir sistemde kullanılması hedeflenmiş ve bu yapı, gelecekte gerçekleştirilecek fiziksel üretim ve deneysel çalışmalar için temel oluşturmuştur. İleriki çalışmalarda antenin üretimi yapılarak, ilgili meme fantomu üzerinde hem hesaplamalı hem de fiziksel ölçümlerin gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

### Kaynaklar

- [1]. S. M. Malakouti, M. B. Menhaj, and A. A. Suratgar, “ML: Early Breast Cancer Diagnosis,” Current Problems in Cancer: Case Reports, vol. 13, p. 100278, 2024, doi: 10.1016/j.cpcr.2024.100278.
- [2]. Caraianni, Cosmin, Yi Dong, Anthony G. Rudd and Christoph Frank Dietrich. “Reasons for inadequate or incomplete imaging techniques.” Medical ultrasonography 20 4 (2018): 498-507.
- [3]. Mirbeik-Sabzevari, Amir and Negar Tavassolian. “Tumor Detection Using Millimeter-Wave Technology: Differentiating Between Benign Lesions and Cancer Tissues.” IEEE Microwave Magazine 20 (2019): 30-43.
- [4]. Y. Dong and T. Itoh, “Metamaterial-based antennas,” Proc. IEEE, vol. 100, no. 7, pp. 2271–2285, Jul. 2012.
- [5]. Yusuf Ozturk and A. Egemen Yilmaz, “Multiband and Perfect Absorber with Circular Fishnet Metamaterial and its Variations”, ACES Journal, vol. 31, no. 12, pp. 1445–1451, Aug. 2021.
- [6]. D. Prakash and N. Gupta, “Applications of metamaterial sensors: a review,” Int. J. Microwave Wireless Technol., vol. 14, no. 1, pp. 19–33, 2022.
- [7]. Kumari, Vineeta, Aijaz Ahmed, Tirupathiraju Kanumuri, Chandra Shakher and Gyanendra Sheoran. “Early detection of cancerous tissues in human breast utilizing near field microwave holography.” International Journal of Imaging Systems and Technology 30 (2019): 391 - 400.

## Yagi-Uda Anten Tabanlı Epidermal Gerinim Sensörü

Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı  
Boğaziçi Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği  
İstanbul

burak.ozcan@std.bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

**Özet:** Malzeme ve üretim tekniklerindeki gelişmeler, mikrodalga sensörler için yeni tasarım olanakları ve uygulamalar sunmaktadır. Bu çalışmada, kas kasılmasının girişimsel olmayan bir yöntemle tespiti için Yagi-Uda anten tabanlı bir gerinim sensörü sunulmaktadır. Beden üzerindeki gerinimi izlemek amacıyla,  $35\text{ mm} \times 20\text{ mm} \times 200\text{ }\mu\text{m}$  boyutlarında esnek bir alttaş kullanılmaktadır. Deri üzerindeki her % 10'luk gerinim artışı, primer ve parasitik dipoller arasındaki mesafenin 0.1 mm artmasına neden olmaktadır. 2.4 GHz ISM bandında çalışan Yagi-Uda tabanlı anten, % 0 ile % 30 arasındaki gerinim seviyelerini, antenin rezonans frekansında her % 10'luk artış için en az 20 MHz kayma ile takip edebilmektedir.

**Abstract:** Advances in materials and production techniques create new design possibilities and applications for microwave sensors. In this work, the design of a Yagi-Uda based antenna as a strain sensor for non-invasive muscle contraction detection is presented. To monitor epidermal strain, a highly flexible polyurethane substrate measuring  $35\text{ mm} \times 20\text{ mm} \times 200\text{ }\mu\text{m}$  is utilized. For every 10 % increase in skin strain, the separation between the primary and parasitic dipole elements increases by 0.1 mm. The proposed Yagi-Uda-based antenna operates within the 2.4 GHz ISM band and is capable of tracking strain levels ranging from 0 % to 30 % through a minimum 20 MHz shift in its resonant frequency for each 10 % increment.

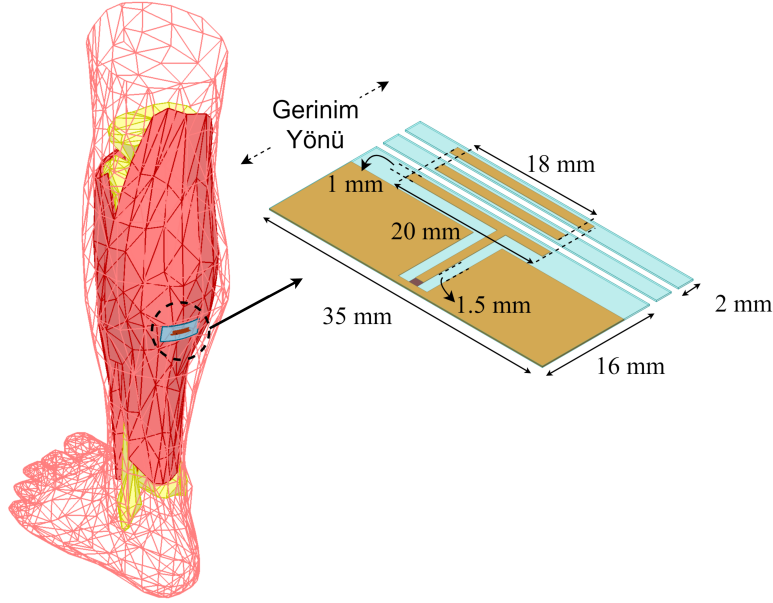
### 1. Giriş

Sağlık teknolojileri alanındaki gelişmeler, özellikle insan hareketi ve kas dinamikleriyle ilişkili fizyolojik parametrelerin izlenmesine yönelik yenilikçi çözümlerin geliştirilmesine olan ilgiyi artırmıştır [1]. Farklı aktiviteler sırasında kasların maruz kaldığı gerinimin izlenmesi, biyomekanik performansın değerlendirilmesi; yaralanmaların tespiti ve rehabilitasyon stratejilerinin eniyileştirilmesi açısından önemlidir. Literatürde kas kasılması ve insan hareketlerinin takibi çeşitli sensörler kullanılmaktadır.

Bu bağlamda en yaygın kullanılan sensör, kas kasılması sırasında üretilen elektriksel sinyallerini kullanarak kas aktivasyonunu takip eden elektromiyografi (EMG)'dir [2]. Bunun yanı sıra, piezorezistif sensörler [3], iletken nanokompozitler [4] ve mikrodalga sensörleri [5] gibi farklı sensör türleri de insan hareketlerinin takibi için kullanılmaktadır. Bu çalışmada ise, deri üzerindeki gerinimi kas kasılma düzeyiyle ilişkilendiren bir anten sensör yaklaşımı benimsenmiştir. Sensör tasarımı, deri üzerindeki gerinim, beden üzerinde yer alan antenin yapısında fiziksel bir değişime dönüştürülmekte ve bu da antenin giriş empedansını değiştirmektedir. Literatürde esnek alttaş ve iletken malzemeler kullanılarak geliştirilen farklı anten ve mikrodalga sensör modelleri bulunmaktadır [5, 6]. Örneğin, kas kasılmasının tespiti amacıyla RTV silikon alttaş üzerine tasarlanmış eş düzlemli dalga kılavuzu beslemeli bir frekans filtresi mevcuttur [5]. Benzer şekilde, esnek poliüretan alttaş üzerine basılmış bir papyon (bowtie) anten yapısı, deri üzerindeki gerinimi takip etmek için önerilmiştir [6]. Bu çalışmada ise, daha önce gerinim takibi için önerilen Yagi-Uda anteninin [7] deri üzerindeki gerinim takibi için uyarlanması sunulmaktadır. Esnek poliüretan alttaş üzerine tasarlanan Yagi-Uda tabanlı sensör insan baldırına yerleştirilmiştir. Algılama mekanizması Bölüm 2'de açıklanmıştır. Elektromanyetik benzetim sonuçları ise Bölüm 3'te sunulmuştur. Çalışma, Bölüm 4 ile tamamlanmaktadır.

### 2. Algılama Mekanizması

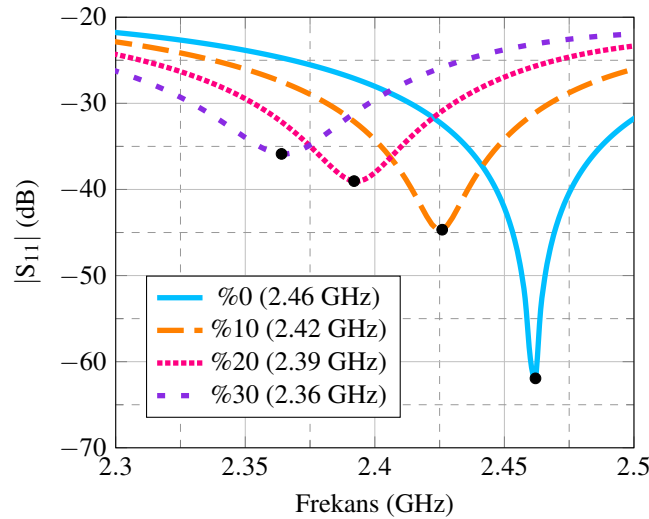
Gerinim sensörü, kas kasılmalarının girişimsel olmayan bir yöntemle tespit edilmesini hedefleyerek tasarlanmıştır. Bunun için sensörde, alttaş malzemesi olarak yüksek esnekliğe sahip termoplastik poliüretan (TPU) tercih edilmiştir. TPU, olağanüstü esnekliğiyle bilinmektedir. Bu özellikler sensörün beden hareketlerine uyum sağlaması ve epidermal bir sensör olarak işlev görebilmesi açısından vazgeçilmezdir [8]. Şekil 1'de tasarlanan Yagi-Uda anten tabanlı gerinim sensörü gösterilmektedir. Anten, primer dipol olarak görev yapan eş düzlemli dalga kılavuzu beslemeli bir dipol ve iki adet parasitik dipolden oluşmaktadır. Eş düzlemli dalga kılavuzunun boyutları karakteristik empedansı  $50\text{ }\Omega$  olacak şekilde eniyileştirilmiş olup tüm iletken bileşenler,  $50\text{ }\mu\text{m}$  kalınlığında bakır levhalar



Şekil 1. Gerinim sensörünün elektromanyetik benzetim modeli ve mm cinsinden boyutlandırılması.

olarak tasarlanmıştır. Bu iletken bileşenler, her biri 100  $\mu\text{m}$  kalınlığında iki TPU alttaş arasına sandviç edilmiştir. Alttaş malzemesinin bağıl dielektrik sabiti  $\epsilon_r = 2.7$  kabul edilmiştir [9]. Alttaş malzemesinin esnek bir polimer malzeme seçilmesine ek olarak, kas kasılmalarının deri üzerindeki etkisinin doğrudan izlenebilmesini sağlamak amacıyla, Yagi-Uda anteninin primer ve parasitik dipolleri arasındaki alttaş bağlantısı kaldırılmıştır. Dipol yapıları arasında herhangi bir yapısal bağlantının bulunmaması sayesinde, kas kasılmalarının neden olduğu gerinim doğrudan dipol elemanları arasındaki mesafeyi etkilemekte, bu mesafedeki artış ise antenin çalışma frekansında kaymalara yol açmaktadır. Böylece, alttaş malzemesinin esnekliğinin ölçüm üzerindeki etkisi ortadan kaldırılarak, gerinim yalnızca cilt yüzeyindeki fiziksel deformasyonlara bağlı olarak algılanmaktadır.

### 3. Elektromanyetik Benzetim Sonuçları



Şekil 2. Yagi-Uda anteninin farklı gerinim seviyeleri altındaki yansıma katsayıları.

Yagi-Uda antenin farklı gerinim durumları altındaki elektromanyetik benzetimlerinin gerçekleştirilebilmesi için, primer dipol ile parasitik dipol elemanları arasındaki mesafe 1.0 mm'den 1.3 mm'ye kadar, 0.1 mm adımlarla artırılmıştır. Gerinim koşulları, yürüyüş sırasında baldır kasının yaklaşık % 30 oranında uzadığına dair literatürde yer alan bilgiler esas alınarak belirlenmiştir [10]. Farklı gerinim seviyelerine karşılık gelen yansıma kat-

sayısı değerleri Şekil 2’de sunulmaktadır. Gerinim seviyesi arttıkça, primer ve parasitik dipol elemanları arasındaki mesafenin artması rezonans frekansında belirgin bir kaymaya neden olmaktadır. Dipol elemanları arasındaki mesafede gerçekleşen her 0.1 mm’lik artış, sensörün rezonans frekansında yaklaşık 20 MHz’lik bir kaymaya karşılık gelmektedir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, kas kasılmasının girişimsel olmayan bir yöntemle takibi için esnek bir alttaş üzerine tasarlanmış Yagi-Uda anten tabanlı bir gerinim sensörü önerilmektedir. Antenin epidermal uyumluluğunu sağlamak amacıyla alttaş malzemesi olarak termoplastik poliüretan (TPU) kullanılmıştır. Alttaş yapısının tıbbi bant benzeri epidermal formu sayesinde anten doğrudan beden üzerine yapıştırılabilir. Primer ve parasitik dipoller arasında alttaş bağlantısının bulunmaması, deri üzerindeki gerinimin doğrudan sensöre aktarılmasını mümkün kılmıştır. Deri üzerindeki gerinim ile antenin çalışma frekansı arasındaki ilişki, antenin dipol elemanları arasındaki doğrudan kulpajın değişimine dayanmaktadır. Antenin farklı gerinim seviyelerine karşı duyarlılığı, elektromanyetik benzetim sonuçlarına göre her bir gerinim adımında rezonans frekansında en az 20 MHz’lik bir kayma gözlemlenerek ortaya konulmuştur. Gelecek çalışmalar kapsamında, Yagi-Uda anteninden kaynaklanan frekans kaymalarını izleyebilmek amacıyla giyilebilir ve esnek bir RF yansıma ölçüm devresinin geliştirilmesi planlanmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1] J. V. Basmajian and D. L. C. J., *Muscles Alive: Their Functions Revealed by Electromyography*. Baltimore: Williams & Wilkins, 1985.
- [2] F. Bai and C. -M. Chew, "Muscle force estimation with surface EMG during dynamic muscle contractions: A wavelet and ANN based approach," 2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), Osaka, Japan, 2013, pp. 4589-4592, doi: 10.1109/EMBC.2013.6610569.
- [3] D. Esposito et al., "A Piezoresistive Sensor to Measure Muscle Contraction and Mechanomyography," *Sensors*, vol. 18, no. 8, p. 2553, Aug. 2018, doi: <https://doi.org/10.3390/s18082553>.
- [4] Y. Zhao et al., "Highly sensitive flexible strain sensor based on threadlike spandex substrate coating with conductive nanocomposites for wearable electronic skin," *Smart Materials and Structures*, vol. 28, no. 3, p. 035004, Feb. 2019, doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665x/aaf3ce>.
- [5] Z. Attoun, N. Shafi, Y. Tawk, J. Costantine and E. Shammas, "Wearable Flexible Body-Adaptable Frequency Reconfigurable Filter for Muscle Contraction Monitoring," 2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI), Portland, OR, USA, 2023, pp. 781-782, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.10237527.
- [6] H. Xu et al., "Flexible Gas-Permeable and Resilient Bowtie Antenna for Tensile Strain and Temperature Sensing," in *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 9, no. 22, pp. 23215-23223, 15 Nov.15, 2022, doi: 10.1109/JIOT.2022.3188265.
- [7] A. Salim, O. Niksan and M. H. Zarifi, "Kirigami Integrated Yagi-Uda Antenna for Strain Sensing in Biomedical Applications," 2023 IEEE MTT-S International Microwave Biomedical Conference (IMBioC), Leuven, Belgium, 2023, pp. 172-174, doi: 10.1109/IMBioC56839.2023.10305131.
- [8] Zhang, W., Liu, Q. and Chen, P. (2018) 'Flexible strain sensor based on carbon black/silver nanoparticles composite for human motion detection', *Materials*, 11(10), p. 1836. doi:10.3390/ma11101836.
- [9] K. Gurgar, G. Saini and B. S. Dhaliwal, "3D Printed Varying Infill Density Thermoplastic Polyurethane Substrate Based Flexible Antennas For IoT Applications," 2024 International Conference on Electrical Electronics and Computing Technologies (ICEECT), Greater Noida, India, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICEECT61758.2024.10739151.
- [10] J. Rubenson, N. J. Pires, H. O. Loi, G. J. Pinniger, and D. G. Shannon, "On the ascent: the soleus operating length is conserved to the ascending limb of the force-length curve across gait mechanics in humans," *Journal of Experimental Biology*, vol. 215, no. 20, pp. 3539–3551, Jul. 2012, doi: <https://doi.org/10.1242/jeb.070466>.



## Yere Nüfuz Eden Radar Uygulamaları için Vivaldi Anten Tasarımı

Ferdi Gümüş\*, Salih Mehmed Bostan  
\*Milli Savunma Üniversitesi  
Elektronik Haberleşme Teknolojisi Bölümü  
Balıkesir  
[ferdi.gumus@msu.edu.tr](mailto:ferdi.gumus@msu.edu.tr)

Bursa Teknik Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Bursa  
[salih.bostan@btu.edu.tr](mailto:salih.bostan@btu.edu.tr)

**Özet:** Yere Nüfuz Eden Radar (YNER) sistemleri, elektromanyetik dalgalarla kazıya veya müdahaleye gerek kalmadan tahribatsız bir şekilde yer altındaki nesnelerin yüksek çözünürlüklü görüntüleme imkânı sağlayan radar sistemleridir. Bu çalışmada, YNER'ne entegrasyonu planlanan 500MHz-3.5GHz arasında çalışan Ultra Geniş Bantlı mikroşerit bir Vivaldi antenin tasarımı yapılmıştır. Giriş parametreleri belirlenen Vivaldi antenin benzetim ve optimizasyon çalışmaları CST Studio Suite® programı gerçekleştirilmiştir. Anten tasarımı, FR-4 alttaşı ( $\epsilon_r = 4.3$ ,  $h=1.6\text{mm}$ ) üzerinde  $160 \times 200\text{mm}$  boyutlarında gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçlarına dayanarak, anten tasarımının 500MHz-3.5GHz frekans aralığında çalışmakta ve -10 dB'den az geri dönüş kaybına (S11) sahiptir.

**Abstract:** Ground Penetrating Radar (GPR) systems are radar systems that provide high-resolution imaging of underground objects without the need for excavation or intervention, using electromagnetic waves. In this study, the design of an ultra-wideband microstrip Vivaldi antenna operating between 500 MHz and 3.5 GHz, planned for integration into the GPR system, was carried out. Simulation and optimisation studies of the Vivaldi antenna, whose input parameters were determined, were conducted using the CST Studio Suite® programme. The antenna was simulated on an FR-4 substrate ( $\epsilon_r = 4.3$ ,  $h = 1.6\text{ mm}$ ) with dimensions of  $160 \times 200\text{ mm}$ . Based on the simulation results, the antenna design operates in the 500MHz and 3.5GHz frequency range and exhibits a return loss (S11) of less than -10 dB.

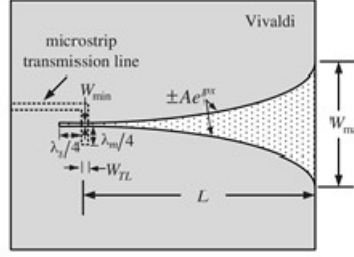
### 1. Giriş

Son yıllarda anten tasarımı teknolojisindeki gelişmeler ile Yere Nüfuz Eden Radar (YNER) sistemleri tahribatsız, hızlı ve yüksek çözünürlüklü olması nedeniyle askeri, sivil, arkeoloji ve tıbbi olmak üzere birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. YNER, yaygın olarak arkeoloji ve mimaride 0,01–2 GHz, askeriyede 0,5–3 GHz ve tıpta 1–10 GHz frekanslarında çalışılmaktadır. YNER, elektromanyetik dalgalar kullanarak anten tarafından iletimi ve yüzey altındaki nesnelerden yansıyan sinyallerin tespit edildiği bir yöntem kullanmaktadır. Anten tasarımı, radar sisteminde yer altındaki nesnelerin tespitindeki kullanılan sinyalleri doğrudan belirlediğinden kritik bir yere sahiptir. YNER uygulaması için önerilen çözümlerden, yönlü olarak yayılan çift sırtlı boynuz ve düzlemsel Vivaldi anten öne çıkmaktadır. Çift sırtlı boynuz anten daha yüksek kazanç ve daha iyi yan lob bastırmaya sahipken, Vivaldi anteni daha düşük üretim karmaşıklığı sunar [2]. Vivaldi antenler Konik Yarıklı Anten sınıfında yer alan ve eksponansiyel olarak genişleyen açıklığa sahip, yönlü ve geniş bantlı ışıma gerçekleştiren düzlemsel antenlerdir. İlk kez 1979 yılında P. J. Gibson tarafından “The Vivaldi Aerial” başlıklı çalışmada önerilen bu anten yapısı, düşük profilli, üretimi kolay ve ultra geniş bantla uyumlu olmasıyla uzun yıllardır çalışılan bir anten tipidir [3]. Bu bildiride, yer altı görüntüleme sistemlerinde ağırlıklı olarak mayın ve benzeri yerin çok altında bulunmayan hedeflerin tespitine yönelik optimize edilen bir Vivaldi anten tasarımı gerçekleştirilmiştir.

### 2. Materyal ve Yöntem

Bu çalışmada, yere nüfuz eden radar (YNER) sistemleri için 500 MHz – 3.5 GHz arasında çalışabilen bir ultra geniş bantlı (UWB) Vivaldi anten tasarlanmıştır. Geniş bant karakteristiklerini sağlayabilmek, düşük frekanslarda da etkin çalışabilmek ve yönlü ışıma elde edebilmek amacıyla hem geometrik yapı üzerinde düzenlemeler yapılmış hem de antene elektromanyetik yapı modifikasyonları eklenmiştir. Tasarımda, endüstride sıkça tercih edilen FR-4 dielektrik malzeme kullanılmıştır. FR-4'ün dielektrik sabiti 4.3 ve kalınlığı 1.6 mm belirlenmiştir. FR-4 malzemesi, düşük maliyeti, iyi mekanik stabilitesi ve PCB üretim süreciyle uyumlu olması nedeniyle tercih edilmiştir. İletken katman olarak 0.035mm kalınlığında bakır (Cu) kullanılmıştır. Bu malzeme seçimi, düşük frekanslarda çalışacak geniş alanlı anten geometrisi için uygun bir platform sağlamaktadır. Ayrıca,

alttaş yüzeyine eklenecek yapılar (Kusurlu Zemin Yapısı-DGS, Elektromanyetik Bant Aralığı-EBG) için de uygun imalat kolaylığı sunar. Vivaldi antenin temel geometrisi ve bazı parametreleri Şekil 1’de gösterilmiştir[7].



Şekil 1. Vivaldi Anten Geometrisi ve Parametreleri [7].

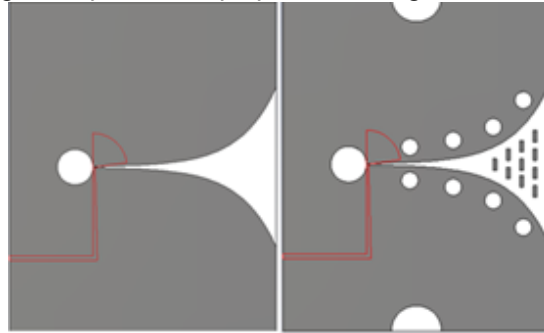
Geleneksel bir Vivaldi antenin Şekil 1’de görülen eksponansiyel açıklığının matematiksel denklemi aşağıdaki gibi gösterilebilir [3]:

$$y(x) = \pm Ae^{px} \quad (1)$$

Denklem (1)’de Vivaldi antenin üstel eğrisinin formülünü göstermektedir. Burada y ağız açıklığının ( $W_{max}$ ) yarısını, A boğaz genişliğinin ( $W_{min}$ ) yarısını ve p koniğin açıklık oranını göstermektedir. Geniş bantlı uygulamalarda koniklik oranı ve dairesel koçan arasında bir uyum gerekmektedir [4]. Besleme hattı dar yuvanın karşısına yerleştirilir. Ayrıca, besleme noktasının konumu empedans eşleşmesi için önemlidir [5]. Kusurlu Zemin Yapısı, antenin toprak düzlemine periyodik veya ayırık oyuklar/yarıklar eklenmesi ile oluşturulan bir yapısal modifikasyondur. DGS’nin amacı, toprak düzleminde akım dağılımını değiştirerek antenin empedans ve ışıma özelliklerini iyileştirmektir. Özellikle Vivaldi antenlerde DGS kullanımı, antenin düşük frekanslardaki performansını geliştirmek ve fiziksel boyutu azaltmak için yaygın olarak araştırılmıştır. DGS eklenmesi ayrıca antenin düşük frekanstaki ışıma paterni üzerinde de etkili olmuş; yan lob seviyelerini azaltarak daha odaklı bir ışıma katkı sağlamıştır [6]. DGS yapıları, iletken zemin düzlemi üzerinde yapılan periyodik ya da lokal kesintilerle oluşturulan yapay dizi elemanlardır. Bu yapılar, elektromanyetik alanın akışını bozarak belirli frekans aralıklarında band durdurucu özellikler kazandırır. Bu çalışmada, flare bölgesine yakın yerleştirilen simetrik slotlar ile DGS yapısı uygulanmıştır [1].

### 3. Anten ve Simülasyon Ölçümleri

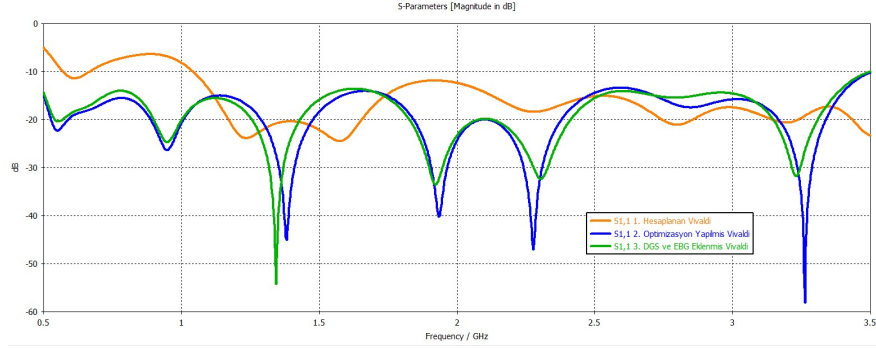
Tasarlanan antenin bant genişliği ve empedans uyumunu iyileştirmek amacıyla yapısal modifikasyonlar gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, antenin konik açıklık kenarlarına yerleştirilen DGS (Defected Ground Structure) yapısı; biri büyük olmak üzere (çapı 15 mm), simetrik olarak konumlandırılmış dört adet 5 mm çaplı dairesel oyuktan oluşmaktadır. Ayrıca, radyasyon alanında yer alan EBG (Electromagnetic Band Gap) yapıları ise 1x7 mm boyutlarında dikdörtgen hücreler şeklinde tasarlanmış ve 4 mm aralıklarla yerleştirilmiştir. Söz konusu modifikasyonların uygulanmış hali ve karşılaştırmalı anten geometrileri Şekil 2’de gösterilmektedir.



Şekil 2. Hesaplanan Vivaldi ile EBG-DGS Eklenmiş Vivaldi.

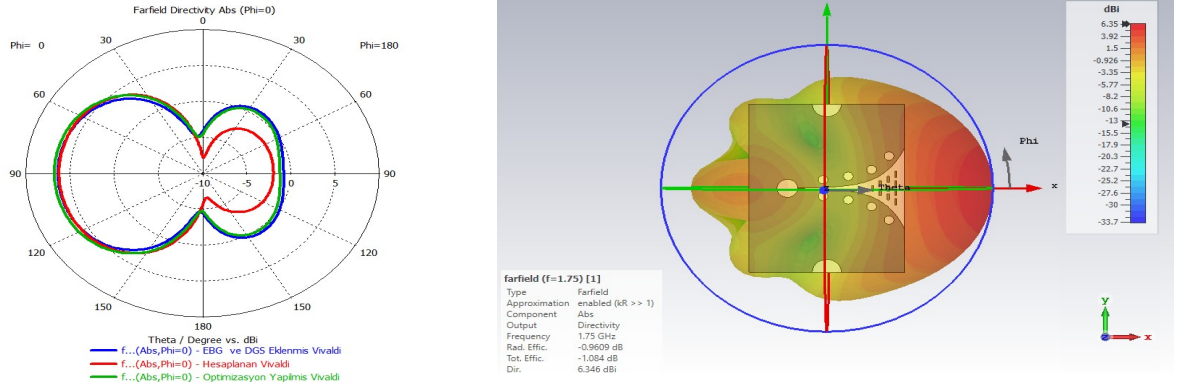
Gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda, üç farklı Vivaldi anten tasarımına ait yansıma katsayısı ( $S_{11}$ ) değerleri karşılaştırılmış ve elde edilen bulgular Şekil 3’te sunulmuştur. İlk olarak hesaplanan temel Vivaldi anten tasarımı gösterilmiştir. Optimizasyon uygulanmış ikinci tasarımda ise  $S_{11}$  performansının önemli ölçüde iyileştiği, özellikle 0.7 GHz ile 3 GHz aralığında -10 dB eşliğinin altında daha kararlı bir yapı kazandığı gözlemlenmiştir. Üçüncü tasarımda antene EBG (Electromagnetic Band Gap) yapıları ve DGS (Defected Ground Structure) teknikleri entegre edilmiştir. Bu sayede antenin yansıma katsayısında belirgin bir düşüş elde edilmiş, 0.8 GHz – 3.2 GHz frekans aralığında -20 dB’nin altında değerlerle daha geniş bantlı ve daha düşük kayıplı bir

yapı elde edilmiştir. Ayrıca bazı frekans noktalarında  $-50$  dB seviyelerine kadar inen derin dipler, antenin bu bölgelerde oldukça iyi bir empedans eşleşmesi sağladığını ortaya koymaktadır.



Şekil 3. Farklı Vivaldi anten tasarımlarına ait S11 parametresi karşılaştırması

Antenlerin yönlü ışıma performansını değerlendirmek için far-field analiz sonuçları, Şekil 4'te sunulmuştur.  $\Phi=0$  düzlemindeki ışıma desenlerinde DGS ve EBG yapılarına sahip tasarımın daha odaklı bir ana lob oluşturduğu ve yan lob seviyelerinin bastırıldığı gözlemlenmiştir. 3D radyasyon deseni ise antenin uzaysal olarak yönlü bir ışıma profiline ve yaklaşık 6.35 dBi maksimum kazançla sahip olduğunu göstermektedir. Bu durum, antenin hedeflere daha kararlı ve yönlü bir ışıma sağladığını ortaya koymaktadır.



Şekil 4. Farklı Vivaldi anten tasarımlarına ait 2D ( $\Phi=0$ ) ve 3D far-field ışıma desenleri

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, 500 MHz–3.5 GHz arasında çalışan YNR sistemleri için ultra geniş bantlı bir Vivaldi anten tasarımı incelenmiş ve DGS ile EBG yapılarına sahip yapısal iyileştirmelerin anten performansına etkileri değerlendirilmiştir. Anten tasarımında DGS ve EBG tekniklerinin bir arada kullanımı, özellikle düşük frekanslarda karşılaşılan boyut ve kazanç sorunlarına yenilikçi bir çözüm yolu sunmaktadır. Simülasyon sonuçları, antenin GPR sistemleri için uygun bant genişliği, empedans uyumu ve yönlülük sunduğunu göstermektedir. Ayrıca kazanç-frekans performansına dair detaylar sunumda paylaşılacaktır. Sonuçlar önerilen antenin YNR sistemlerinde yüzey altı nesnelerin tespitinde etkili bir aday olduğunu göstermektedir.

#### Kaynaklar

- [1] Elsheakh D.N., Abdallah E.A., "Compact ultra-wideband Vivaldi antenna for ground-penetrating radar detection applications", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, s. 1268–1277, 2019.
- [2] I. Hertl and M.Strycek, "UWB antennas for GPR application," *IEEE ICECom*, 2007, s. 1–4.
- [3] P.J. Gibson, "The Vivaldi Aerial", *IEEE 9th European Microwave Conference*, 1979-Brighton, s.101-105.
- [4] W. F. Croswell, T. Durham, M. Jones, D. Schaubert, P. Friedrich And J. G. Maloney, "Wideband Arrays," Chapter 12 in *Modern Antenna Handbook* (C. A. Balanis, Editor), John Wiley & Sons, Publishers, 2008.
- [5] Elsheakh, D.M. ve Abdallah, E.A., "Ultra wideband Vivaldi antenna for DVB-T, WLAN, and WiMAX applications", *International Journal of Antennas and Propagation*, cilt 2014,
- [6] D.Peñaloza-Aponte *et al.*, "GPR Vivaldi antenna with DGS for archeological prospection," *IEEE INTERCON*, 2017, s. 1–4.
- [7] Balanis, C., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th Edition, John Wiley ve Sons, New York, 2016.

## Biyobozunur Kraniyal İmplantlarda Kemik Yenilenme Sürecinin Beden Üstü Yarık Anten ile Takibi

Mahdi Salimitorkamani, Burak Ferhat Özcan, Sema Dumanlı

Bogazici Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Istanbul-Turkey

mahdi.salimitorkamani@pt.bogazici.edu.tr, burak.ozcan@std.bogazici.edu.tr, sema.dumanli@bogazici.edu.tr

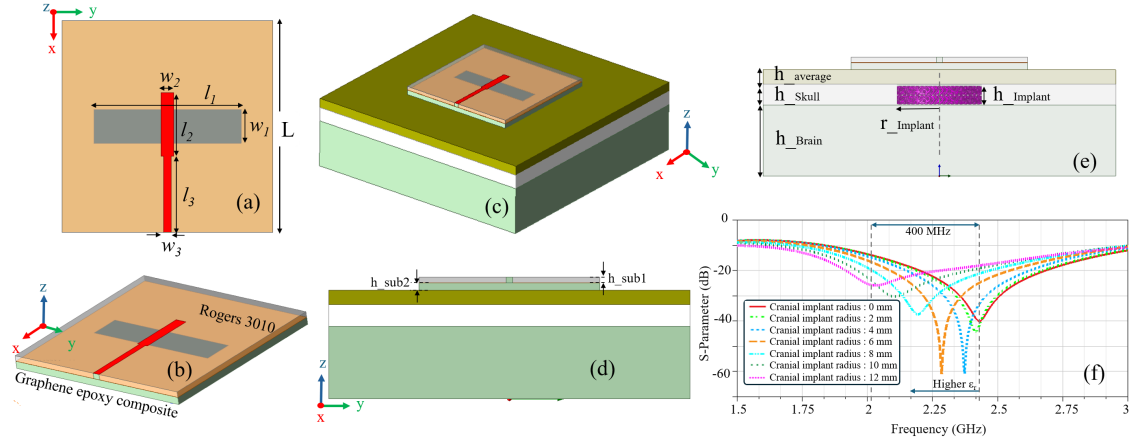
**Özet:** Bu çalışmada, kraniyal implantların biyobozunması ve kemik yenilenme sürecinin sürekli takibini sağlamak amacıyla bir yarık anten önerilmektedir. Anten tasarımı, alttaş olarak Rogers 3010 ve üsttaş olarak yüksek dielektrik sabitine sahip esnek bir polimer malzeme kullanılmıştır. Önerilen yarık anten, 2.4 GHz ISM bandında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Elektromanyetik benzetim ortamında, deri, kafatası ve beyin katmanlarından oluşan üç katmanlı bir kafa modeli kullanılmış ve anten, deri dokusu üzerine yerleştirilmiştir. Kafatası kemiğine 12 mm yarıçapında biyobozunur kafes yapılı bir kraniyal implant yerleştirilmiş ve implant, gerçekçi ameliyat sonrası koşulları modellemek amacıyla beyin omurilik sıvısı ile çevrelenmiştir. İmplant yarıçapının 12 mm'den 0 mm'ye azaltılmasıyla kemik yenilenmesi ve implantın erimesi süreci modellenmiştir. Bu süreçte, implant bölgesinin efektif bağıl dielektrik sabitinde iyileşmeye bağlı olarak değişim gözlenmiştir; bu değişim sonucunda beden üstü antenin rezonans frekansında 2.03 GHz'den 2.43 GHz'e kadar toplamda 400 MHz'lik bir kayma meydana gelmiştir. Böylece, önerilen sistemin kraniyal iyileşme sürecini izleyebilme potansiyeli ortaya konulmuştur.

**Abstract:** In this study, a slot antenna is proposed to enable continuous monitoring of the biodegradation of cranial implants and the associated skull bone regeneration process. The antenna design incorporates Rogers 3010 as the substrate and a high-permittivity flexible polymer as the superstrate. The proposed antenna operates within the 2.4 GHz ISM band. In the simulation environment, a three-layer head model consisting of skin, skull, and brain tissues is used, with the antenna positioned above the skin. A biodegradable lattice-structured cranial implant with a radius of 12 mm is embedded into the skull and surrounded by cerebrospinal fluid to emulate realistic post-operative conditions. The implant radius is gradually reduced from 12 mm to 0 mm to simulate the process of bone regeneration and implant degradation. As the defect heals, the effective relative permittivity of the implanted region changes accordingly. This change causes the resonance frequency of the on-body antenna to shift upward from 2.03 GHz to 2.43 GHz, yielding a total frequency shift of 400 MHz and enabling real-time tracking of the healing process.

### 1. Giriş

Kafatası implantları, travma, cerrahi müdahaleler veya konjenital anomaliler sonucu oluşan kraniyal deformasyonların onarılması amacıyla sıklıkla kullanılmaktadır [1]. Titanyum, tıbbi sınıf polimerler ve biyobozunur kompozitler gibi biyouyumlu malzemelerden üretilen bu implantlar, hem kafatasının yapısal bütünlüğünü sağlamakta hem de beyin dokusunu dış etkenlere karşı korumaktadır. Son yıllarda, polilaktik asit (PLA), poliglikolik asit (PGA) ve poli(D,L-laktik asit) (PDLA) gibi kemik rejenerasyonunu destekleyen biyobozunur malzemeler ön plana çıkmıştır. Bu biyobozunur implantlar sayesinde kalıcı implantlara duyulan gereksinim önemli ölçüde azalmıştır [2]. Ayrıca, bu implantların hastaya özgü anatomik yapıya uygun olarak üretilebilmesi, üç boyutlu (3B) baskı teknolojileri sayesinde mümkün hâle gelmiştir.

Kemik yenilenme sürecinin takibi, kraniyal implantların yerleştirilmesinden sonra ameliyat bölgesinde oluşabilecek komplikasyonların önlenmesi ve tedavi sürecinin izlenmesi açısından kritik öneme sahiptir [3]. Bilgisayarlı tomografi (BT), manyetik rezonans görüntüleme (MRG) ve kemik sintigrafisi gibi geleneksel yöntemler yüksek çözünürlük sunmakla birlikte; yüksek maliyet, iyonize radyasyon riski, işlem süresinin uzunluğu ve hamile bireyler için kullanım sınırlamaları gibi çeşitli dezavantajlara sahiptir [4, 12]. Bu nedenle, iyonize olmayan ve düşük maliyetli mikrodalga tabanlı izleme yöntemlerine olan ilgi artmaktadır [5, 6, 7, 8]. Deri, kemik, beyin, kafatası gibi biyolojik dokular ile biyobozunur implant arasında belirgin bağıl dielektrik sabiti farklılıkları bulunmaktadır. Beden üzerine yerleştirilen okuyucu anten, kraniyal implantın biyobozunma süreci boyunca bu bağıl dielektrik sabitindeki değişimleri izleyerek tedavi sürecinin takibini mümkün kılmaktadır. Güncel çalışmalar, bu amaç doğrultusunda esnek ve biyouyumlu anten yapılarını implantlarla entegre etmenin mümkün olduğunu ortaya koymuştur. Literatürde; enfeksiyon, pH ve sıcaklık gibi biyolojik parametrelerin takibine yönelik biyosensör-



**Şekil 1.** (a–b) Yarık anten geometrisi, (c–d) elektromanyetik benzetim modeli, (e) biyobozunur kraniyal implant modeli ve boyutları, (f) kraniyal implant bozunmasına bağlı yansıma katsayıları. Tüm tasarım parametreleri mm cinsindendir.  $L = 50$ ,  $w_1 = 1.8$ ,  $w_2 = 3$ ,  $l_1 = 35$ ,  $l_2 = 15$ ,  $l_3 = 18$ ,  $h_{sub1} = 1.58$ ,  $h_{sub2} = 2$ ,  $h_{Skin} = 4$ ,  $h_{Skull} = 6$ ,  $h_{Brain} = 20$ ,  $r_{Implant} = 22$ ,  $h_{Implant} = 5$ .

ler [13], PLA yapıyı yapay kemik malzemelerinin erime davranışını izleyen manyetoelastisite tabanlı sensörler [14] ve yapay zekâ destekli izleme sistemleri [15] gibi çeşitli yaklaşımlar önerilmiştir. Ayrıca, literatürdeki mikrodalga sistemleri yansıma ve iletim katsayılarının analizi yoluyla osteoporoz ve kırık teşhisi gibi kemik dokularının takibi gerçekleştirilmektedir [16]. Kafatası görüntüleme ve iyileşme takibine odaklanan çalışmalarda kullanılan tek boyutlu darbe radar teknikleri [9], kısa darbe radar sistemleri [10] ve direnç yüklü dipol antenlerle geliştirilen ultra geniş bant (UWB) sensörler [11] öne çıkmaktadır.

Bu çalışmada, biyobozunur kafatası implantlarının kemikle bütünleşme sürecinin gerçek zamanlı olarak izlenebilmesi amacıyla, 2.43 GHz frekansında çalışan bir yarık anten tasarlanmıştır. Biyobozunur implantın çapı 12 mm'den 0 mm'ye, 2 mm'lik adımlarla azaltılarak kemik yenilenme süreci benzetimlenmiştir. Bu değişime bağlı olarak, antenin rezonans frekansında toplamda 400 MHz'den fazla bir kayma gözlemlenmiştir.

## 2. Takip Mekanizması ve Elektromanyetik Benzetim Sonuçları

Kafatası kemiğinin yenilenme sürecini izlemek amacıyla tasarlanan beden üstü yarık anten, Şekil 1(a) ve (b)'de gösterilmektedir. Antenin üsttaş tabakası, bağıl dielektrik sabiti yaklaşık  $\epsilon_r = 12$  olan, grafit ile katkılanmış yüksek dielektrik sabitli esnek RTV silikondan üretilmiştir. Bu yapı, antenin bedenle teması sırasında kafatasının eğrisel yüzeyine uyum sağlamasını mümkün kılarak biyomekanik uyumluluğunu artırmaktadır. Deri, kafatası ve beyin dokularını içeren elektromanyetik benzetim modeli Şekil 1(c) ve (d)'de sunulmuştur. Kafatası dokusu içerisine, 12 mm yarıçapında biyobozunur bir kraniyal implant yerleştirilmiş; implantın kafes yapısında bulunan boşlukların beyin omurilik sıvısı ile dolu olduğu varsayılmıştır. Bu yapı Şekil 1(e)'de gösterilmektedir. İmplantı oluşturan polimer malzemenin bağıl dielektrik sabiti, 2.4 GHz frekansında DAK 3.5 dielektrik ölçüm kiti kullanılarak ölçülmüş ve  $\epsilon_r \approx 2.5$  olarak alınmıştır. Deri, kemik ve beyin dokularına ait bağıl dielektrik sabiti değerleri ise IT'IS Foundation veri tabanından temin edilmiştir. Bu sistemde, kemik dokusu, biyobozunur implant ve implantı çevreleyen beyin omurilik sıvısı arasındaki bağıl dielektrik sabiti farkı sayesinde osseointegrasyon süreci izlenebilmektedir.

Şekil 1(f)'de sunulan elektromanyetik benzetim sonuçları, biyobozunur kraniyal implantın yarıçapındaki değişimin antenin rezonans frekansı üzerindeki etkisini ortaya koymaktadır. Kademeli kemik yenilenme sürecini modelleyebilmek amacıyla, implant yarıçapı 12 mm'den 0 mm'ye kadar 2 mm'lik adımlarla azaltılmıştır. İmplantın tamamen erimesi ve yerinin kemik dokusuyla dolması sürecinde, antenin rezonans frekansı 2.03 GHz'den 2.43 GHz'e kadar kademeli olarak artmakta ve toplamda 400 MHz'lik bir frekans kayması gözlemlenmektedir. Bu artış, implant bölgesinin efektif bağıl dielektrik sabitinde meydana gelen azalmadan kaynaklanmaktadır. Başlangıçta yüksek bağıl dielektrik sabitine sahip sıvı ile çevrili biyobozunur implant, zamanla yerini daha düşük bağıl dielektrik sabitine sahip yenilenmiş kemik dokusuna bırakmakta; bu değişim antenin elektromanyetik alan dağılımını etkileyerek rezonans frekansının yukarı yönde kaymasına neden olmaktadır.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada, biyobozunur kraniyal implantlar ile kafatası kemiği yenilenme sürecinin gerçek zamanlı izlenmesini amaçlayan, 2.43 GHz'de çalışan bir beden üstü yarık anten tasarımı sunulmuştur. Elektromanyetik benzetimlerde, deri, kafatası ve beyin dokularını içeren üç katmanlı bir kafa fantomu üzerine yerleştirilen ve cerrahi sonrası koşulları taklit etmek üzere sıvı ile çevrili 12 mm yarıçapında biyobozunur bir implant modellenmiştir. Kemik yenilenmesini simüle edebilmek amacıyla, implant yarıçapı 12 mm'den 0 mm'ye kadar 2 mm'lik adımlarla kademeli olarak azaltılmış ve bu değişim sonucunda antenin rezonans frekansında 2.03 GHz'den 2.43 GHz'ye kadar toplamda 400 MHz kayma gözlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan antenin kraniyal implantın biyobozunumunu ve kemik dokusuyla bütünleşme sürecinin kablosuz ve gerçek zamanlı takibinin yapılabildiğini ortaya koymaktadır.

### Kaynaklar

- [1] J. Li, C. Gsaxner, A. Pepe, A. Morais, V. Alves, G. von Campe, J. Wallner, and J. Egger, "Synthetic skull bone defects for automatic patient-specific craniofacial implant design," *Scientific Data*, vol. 8, no. 1, p. 36, 2021.
- [2] S. Shaikh, R. Ghosh, A. H. Pandit, S. Mehrotra, and A. Kumar, "Recent Advances in Biodegradable Implants in Bone Tissue Engineering," in *Emerging Materials and Technologies for Bone Repair and Regeneration*. CRC Press, 2025, pp. 109–128.
- [3] M. D. Perez et al., "Preliminary study on microwave sensor for bone healing follow-up after cranial surgery in newborns," in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*. IET, 2018, p. 891.
- [4] A. Mangrulkar, S. B. Rane, and V. Sunnapwar, "Automated skull damage detection from assembled skull model using computer vision and machine learning," *International Journal of Information Technology*, vol. 13, no. 5, pp. 1785–1790, 2021.
- [5] M. Särestöniemi, D. Singh, M. von und zu Fraunberg, and T. Myllylä, "Microwave Technique for Linear Skull Fracture Detection—Simulation and Experimental Study Using Realistic Human Head Models," *Biosensors*, vol. 14, no. 9, p. 434, 2024.
- [6] J. EbrahimiZadeh, M. D. Perez, and R. Augustine, "Electromagnetic Time-Reversal Technique for Monitoring Skull Healing Stages," in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [7] G. G. Thomas, *Extraction of Follow-up Parameters of Bone Density Microwave Sensor from Post Craniotomy and Lower Extremity Trauma Rehabilitation Measurements*, Master's thesis, 2017.
- [8] V. Mattsson, *Clinical Data Analysis for Conceptual Proof of Microwave Bone Healing Monitoring System for Craniosynostosis Patients*, Master's thesis, 2018.
- [9] D. Lee, G. Shaker, D. Nowinski, and R. Augustine, "Monitoring of Healing Progression of Cranial Vault using One-dimensional Pulsed Radar Technique," in *2018 IEEE International Microwave Biomedical Conference (IMBioC)*. IEEE, 2018, pp. 64–66.
- [10] D. Lee, J. Velander, D. Nowinski, and R. Augustine, "A preliminary research on skull healing utilizing short pulsed radar technique on layered cranial surgery phantom models," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 84, pp. 1–9, 2018.
- [11] D. Lee, D. Nowinski, and R. Augustine, "A UWB sensor based on resistively-loaded dipole antenna for skull healing on cranial surgery phantom models," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 4, pp. 897–905, 2018.
- [12] P. Mathur, D. G. Kurup, and R. Augustine, "Design of open ended circular waveguide for non-invasive monitoring of cranial healing in pediatric craniosynostosis," in *2017 First IEEE MTT-S International Microwave Bio Conference (IMBIOC)*. IEEE, 2017, pp. 1–4.
- [13] E. G. SanVicente et al., "Implantable Sensors and Biosensors to Monitor Bone Regeneration: Wireless Smart System for on-Line Monitoring of pH, Temperature, Strain Sensors and TGFβ1 During Bone Healing," in *2023 IEEE SENSORS*. IEEE, 2023, pp. 1–4.
- [14] K. Yu, L. Ren, Y. Tan, and J. Wang, "Wireless magnetoelasticity-based sensor for monitoring the degradation behavior of polylactic acid artificial bone in vitro," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 4, p. 739, 2019.
- [15] A. Aldelemi et al., "Monitoring bone healing: Integrating RF sensing with AI," *IEEE Access*, 2024.
- [16] M. S. Hossen et al., "Revolutionizing Osteoporosis and Bone Fracture Diagnostics: The Emergence of Microwave Antenna Technology," *IEEE Access*, 2024.



## CMOS Tabanlı Geniş Bantlı Aktif İndüktör Tasarımı ve Empedans Uyumlaşım Devre Uygulaması

Merve Kılınç\*, Fırat Kaçar, Sedat Kılınç  
ULAK Haberleşme A.Ş.  
İstanbul  
[merve.kilinc@ulakhaberlesme.com.tr](mailto:merve.kilinc@ulakhaberlesme.com.tr)

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
[merve.alemdag@ogr.iuc.edu.tr](mailto:merve.alemdag@ogr.iuc.edu.tr), [fkacar@iuc.edu.tr](mailto:fkacar@iuc.edu.tr), [sedat.kilinc@iuc.edu.tr](mailto:sedat.kilinc@iuc.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, geniş bir RF bandı boyunca sabit endüktans karakteristiği sağlayan CMOS tabanlı kaskod ters çevrilmiş aktif indüktör devresi ve bu devrenin bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımındaki uygulaması sunulmaktadır. Geleneksel spiral indüktörlerin entegre devrelerde geniş alan kaplamaları ve düşük kalite faktörüne sahip olmaları, RF tasarımlarında önemli kısıtlar oluşturmaktadır. Bu bağlamda, 180 nm CMOS teknolojisiyle tasarlanıp simüle edilen aktif indüktör, 3.5 GHz'e kadar sabit endüktans değeri sağlamakta ve 1.5 V besleme gerilimi ile yalnızca 4.3 mW güç tüketmektedir. Elde edilen sonuçlar, pasif indüktörlerin alan ve performans sınırlamalarını aşarak, geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendirici devreleri için tümleştirmeye uygun güçlü bir alternatif olabileceğini ortaya koymaktadır.

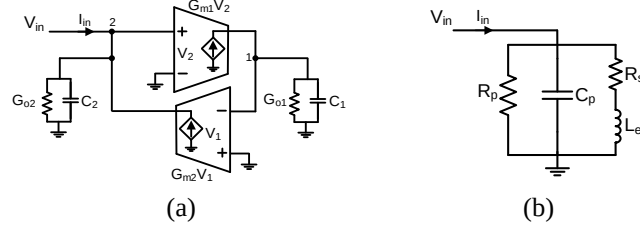
**Abstract:** This study presents a CMOS based cascode flipped active inductor circuit that offers constant inductance over a wide RF band, and its application in a microwave amplifier design. Conventional spiral inductors pose limitations in RF IC design due to large chip area and low-quality factors. The proposed active inductor, designed in 180 nm CMOS technology, provides constant inductance up to 3.5 GHz while consuming only 4.3 mW at 1.5 V. The obtained results demonstrate that the proposed structure can offer a strong and integrable alternative to passive inductors by overcoming their limitations in area and performance, making it suitable for wideband microwave amplifier circuits.

### 1. Giriş

Hücrel iletişim teknolojilerindeki hızlı gelişme ve mobil uygulamaların artışı, RF sistemlerinin daha kompakt, düşük maliyetli ve tümleşik biçimde tasarlanmasını zorunlu kılmıştır. Bu çerçevede, radyo alıcı-verici birimleri, çip dışı pasif elemanların kullanımını en aza indirmek amacıyla tümleşik devre mimarilerine yönelmiştir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde yer alan düşük gürültülü kuvvetlendiriciler ve güç kuvvetlendiriciler gibi temel blokların, sistemdeki diğer modüllerin giriş ve çıkışıyla empedans uyumu sağlaması, sinyal kalitesi ve verimlilik açısından kritik öneme sahiptir. Bu nedenle, farklı performans isteklerine yanıt verebilen empedans uyumlaşım teknikleri, güncel RF tasarımlarında vazgeçilmez hale gelmiştir [1]. İdeal durumda, empedans uyumlaşım devreleri belirli bir konfigürasyonda bağlanmış indüktör ve kapasitör gruplarından oluşur. Pratikte ise bu devreler: spiral indüktörler, kapasitörler veya iletim hatları gibi yapılar kullanılarak gerçekleştirilir. Ancak spiral veya iletim hattı şeklinde gerçekleşen indüktörler ile oluşturulan geleneksel empedans uyumlama devreleri, geniş alan kaplama gereksinimi, devre düzeyinde artan tasarım karmaşıklığı gibi çeşitli dezavantajlara sahiptir. Dahası, spiral indüktörler, düşük ve sabit endüktans, zayıf kalite faktörü (Q), düşük öz-rezonans frekansı (SRF) gibi sınırlamaların yanı sıra yüksek frekanslarda sıcaklık değişimlerine karşı duyarlılık gösterirler. Ayrıca bu yapılar, düşük maliyetli standart CMOS prosesleriyle entegrasyona uygun değildir. Bu nedenle söz konusu kısıtlamaları aşmak amacıyla bu çalışmada, daha yüksek kalite faktörü, geniş bant performansı, CMOS uyumluluğu ve düşük alan/maliyet avantajları sunan, jirator tabanlı bir aktif indüktör (AI) yapısı ele alınmış ve bu yapı kullanılarak oluşturulan bir RF güç kuvvetlendiricisi (RF-PA) örneği sunulmuştur. Bu çalışma, şu şekilde yapılandırılmıştır: Bölüm II'de, geniş bantlı CMOS tabanlı kaskod ters çevrilmiş aktif indüktör (Cascode Flipped-Active Inductor, CAS-FAI) yapısı tanıtılmaktadır. Bölüm III'te, tanıtılan aktif indüktör kullanılarak oluşturulan mikrodalga kuvvetlendirici devresinin tasarım detayları açıklanmakta ve elde edilen simülasyon sonuçları sunulmaktadır. Son olarak, Bölüm IV'te çalışmanın genel bulguları ve sonuçları özetlenmektedir.

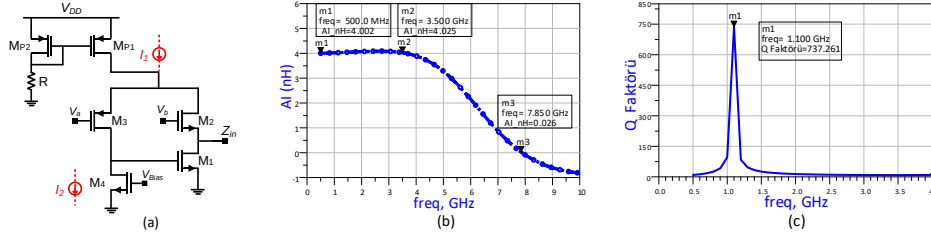
## 2. CMOS Aktif İndüktör Tasarımı

Aktif indüktör kavramı, art arda bağlanmış bir pozitif ve bir negatif geçiş iletkeni temelli jirator teorisine dayanmaktadır [2]. Şekil 1(a)'da gösterildiği üzere, jiratorün çıkış portu bir kondansatör ile yüklendiğinde 'Gyrator-C, GC' yapısı olarak adlandırılmakta ve sistemin giriş empedansı endüktif karakter sergilemektedir. GC yapısında kullanılan geçiş iletkeni elemanlarının giriş veya çıkış empedanslarının sınırlı olması nedeniyle, sentezlenen indüktör ideal değildir ve kayıplıdır; yani devre parazitik direnç ve kapasitans içermektedir. Bu tür kayıplı bir GC yapısının eşdeğer devresi, Şekil 1(b)'de gösterildiği gibi bir RLC yapısı ile modellenilebilir.



Şekil 1. Kayıpsız GC aktif indüktör: (a) Blok diyagramı, (b) Eşdeğer RLC modeli.

Temel FAI yapıları, basit mimarileri sayesinde RF devrelerinde tercih edilmekle birlikte düşük giriş gerilim salınımı, sınırlı lineer çalışma aralığı ve yeterli endüktans değeri ile yüksek kalite faktörü elde edebilmek için daha fazla güç tüketimi gerektirmesi gibi dezavantajlar taşımaktadır. Bu tür dezavantajların üstesinden gelmek amacıyla, [3]'te CMOS tabanlı CAS-FAI yapısı sunulmuştur. Şekil 2a'da gösterilen bu yapıda, geri besleme yoluna eklenen ortak geçitli PMOS tipi  $M_3$  transistörü, geri besleme kazancını artırmakta ve endüktansın  $R_S$  eşdeğer seri direncini,  $g_{m3}r_{o3}$  oranında azaltmaktadır. Burada  $r_{o3}$ ,  $M_3$  transistörünün çıkış direncini ifade eder. Böylelikle, CAS-FAI yapısının kalite faktörünün geleneksel FAI yapısına kıyasla artmasına olanak sağlanır.

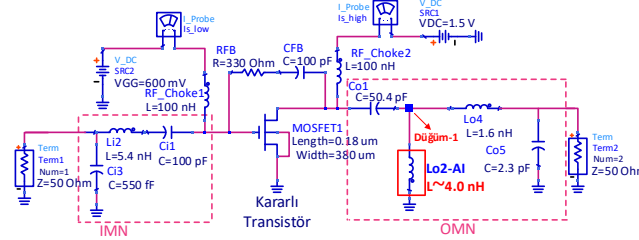


Şekil 2. Aktif indüktör tasarımı: (a) Devre şeması, (b) Endüktans değeri, (c) Kalite faktörü (Q).

Tasarlanan CAS-FAI yapısının 180 nm CMOS teknolojisi ve 1.5 V besleme gerilimi altında elde edilen performans özellikleri Şekil 2'de gösterilmektedir.  $M_1$ – $M_3$  transistörlerinin kanal genişlikleri sırasıyla 13  $\mu\text{m}$ , 80  $\mu\text{m}$  ve 7  $\mu\text{m}$  olup, tüm transistörlerin kanal uzunlukları 0.18  $\mu\text{m}$ 'dir. Bağımsız akım kaynağı  $I_1$ :  $M_{P1}$ ,  $M_{P2}$  transistörleri ve  $R$  direncinden oluşan yapı ile tasarlanırken, bağımsız akım kaynağı  $I_2$  ise  $M_4$  transistörü ile tasarlanarak tümleştirmeye uygun hale getirilmiştir. Şekil 2(b) ve Şekil 2(c)'de görüldüğü üzere, önerilen yapı 0–7.85 GHz geniş frekans bandında endüktif bir davranış sergilemekte ve sadece 4.3 mW güç tüketmektedir. 3.5 GHz'lik bant aralığında sabit 4 nH'lik endüktans değeri ve 740'a varan yüksek bir kalite faktörüne ulaşmaktadır.

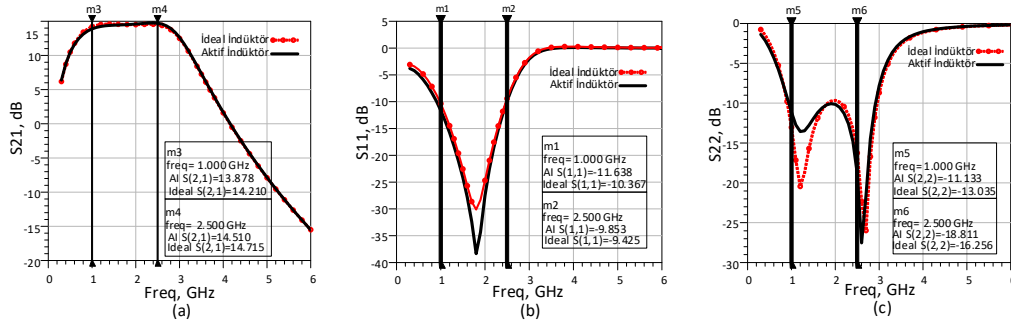
## 3. Tasarlanan Aktif İndüktörün Geniş Bant Mikrodalga Kuvvetlendirici Uygulamasında Kullanımı

Bu bölümde, tasarlanan AI yapısının geniş bantlı bir mikrodalga kuvvetlendirici devresindeki uygulama örneği gösterilmiştir. 5G ve sonrasındaki kablosuz haberleşme sistemleri göz önüne alınarak, 1-2.5 GHz frekans bandında çalışan, CMOS teknolojisi ile gerçekleştirilmiş tek katlı bir geniş bantlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı hedeflenmektedir. Tasarımda, ortak kaynak konfigürasyonu tercih edilmiştir ve kullanılan transistör parametreleri; genişlik  $W=380 \mu\text{m}$ , uzunluk  $L=0.18 \mu\text{m}$  olacak şekilde seçilmiştir. Transistör, RF-boğma (RF-choke) bobinleri üzerinden  $V_{DC}=1.5 \text{ V}$  savak gerilimi ve  $V_{GG}=0.6 \text{ V}$  geçit gerilimi ile kutuplanmıştır. Ayrıca, kararlılığı artırmak amacıyla transistörün savak ve geçit uçları arasında  $R_{FB}$  geri besleme direnci, doğru akım sızıntısını önlemek için de  $C_{FB}$  kapasitörü eklenmiştir. Giriş uyumlaşım devresi (IMN) ve çıkış uyumlaşım devresi (OMN) ile birlikte tasarlanan kuvvetlendiricinin nihai devre şeması Şekil 3'te gösterilmektedir. Bu aşamada, Şekil 3 dikkate alındığında, OMN içerisinde yer alan ve sinyal yoluna şönt bağlanan 4nH değerindeki  $L_{o2}$  indüktörünün, tasarlanan aktif indüktör devresi ile gerçekleştirilmesi planlanmıştır. Böylelikle, tasarlanan AI yapısının RF-PA uygulamalarında kullanılabileceği gösterilecektir. Bu amaçla, Şekil 3'te yer alan OMN içerisindeki 4 nH'lik  $L_{o2}$  ideal indüktörü devreden çıkartılarak yerine Şekil 2a'da sunulan AI devresi giriş portundan Düğüm-1'e bağlanmıştır. Tasarımda elde edilen, RF-PA devresine ilişkin, ideal  $L_{o2}$  indüktörünün kullanılması (kırmızı-kesikli eğrilerle) ile AI elemanının kullanılması (düz-siyah eğrilerle) durumlarındaki sonuçlar Şekil 4'te yer almaktadır.



Şekil 3. Tasarımı yapılan geniş bantlı mikrodalga ve aktif indüktörün şönt indüktör ( $L_{o2}$ ) olarak kullanımı.

Şekil 4a'da, kuvvetlendirici için ideal indüktör ve AI kullanımı durumlarına ait çevrim güç kazancı (TPG) sonuçları gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere, AI ile elde edilen TPG performansı ideal duruma oldukça yakın olup, kazanç 13.8dB ile 14.5dB aralığında değişmekte ve yalnızca alt kesim frekansına yakın bölgede ihmal edilebilir düzeyde küçük bir azalma görülmektedir. Şekil 4b ve Şekil 4c'de ise sırasıyla kuvvetlendiricinin giriş ve çıkış yansımalarına ilişkin sonuçlar gösterilmektedir. Her iki durumda da (ideal indüktör ve AI kullanımı) giriş ve çıkış yansımaları, çalışma frekans bandı içerisinde kabul edilebilir sınırların içerisinde kalmaktadır. Bununla birlikte, şekiller detaylı incelendiğinde, AI kullanımı ile giriş yansıma performansının iyileştiği ve ideal endüktans durumuna kıyasla daha düşük yansıma seviyeleri elde edildiği görülmektedir. Öte yandan, AI kullanımıyla çıkış yansımasında hafif bir artış gözlemlenmiş olsa da bu artış ihmal edilebilir düzeyde olup kabul edilebilir sınırlar içerisinde yer almaktadır.



Şekil 4. İdeal ve aktif indüktör ile tasarlanmış kuvvetlendirici devrelerinin performans sonuçları: (a) Kazanç performansı (b) Giriş yansıması performansı (c) Çıkış yansıması performansı.

Önerilen AI'nin, RF uyumlaşım devrelerinde pasif indüktörlerin yerine kullanılabileceği ve RFIC sistemlerine entegre edilebilecek bir alternatif olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, pasif indüktörlerin büyük çip alanı, düşük kalite faktörü ve yüksek parazitik etkiler gibi çeşitli sınırlamalarının da tasarlanan AI yapısı ile büyük ölçüde aşılabileceği anlaşılmaktadır.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, CAS-FAI konfigürasyonuna dayalı, sabit endüktans değerine sahip, düşük güçlü ve yüksek kalite faktörlü bir CMOS aktif endüktans yapısı sunulmuştur. Tasarlanan devre, 0-7.85 GHz frekans aralığında endüktif davranış sergilemekte olup, 3.5 GHz'lik bir bant aralığında da neredeyse sabit ve 4 nH değerine sahiptir. Maksimum değeri 740'a ulaşan kalite faktörü sağlamak ve yalnızca 4.3 mW güç tüketmektedir. Aktif endüktansın RF bileşenlerinde kullanılabilirliği, 1-2.5 GHz bandında çalışan geniş bantlı bir mikrodalga kuvvetlendiriciye entegre edilerek gösterilmiştir. Bu çalışmada, kazanç ve yansıma katsayıları bakımından ideal değerlere yakın sonuçlar elde edilmiştir. Bu yönüyle, önerilen yapının 5G ve gelecek nesil haberleşme sistemleri için umut vadeden ve verimli bir teknoloji olarak öne çıktığı söylenebilir. Çalışmanın gerçekleştirilme koşulları göz önünde bulundurularak daha ileri düzeyde optimize edilmesi ve uygulamaya yönelik çalışmalarla desteklenmesi, gelecekteki araştırmaların odak noktalarından biri olacaktır.

#### Kaynaklar

- [1]. S. Kilinc, M. A. Ormanci, ve B. S. Yarman, "An SRFT Tool to Design Broadband Microwave Amplifiers with Customized Objective Functions," 2023 30. IEEE Uluslararası Elektronik, Devreler ve Sistemler Konferansı (ICECS), 4-7 Aralık 2023, ss. 1-4.
- [2]. F. Yuan, "CMOS active inductors and transformers," Prensiy, Uygulama ve Kullanım Alanları, Springer, Boston, MA, 2008.
- [3]. A. Saberkari, S. Ziabakhsh, H. Martínez & E. Alarcón, Design and comparison of flipped active inductors with high quality factors, Electron. Lett. cilt 50, sayı 19, ss. 925-927, 2014.

## Geniş-Bantlı ve İki-Katlı Mikrodalga Kuvvetlendirici Tasarımı için SRFT Tabanlı Bir Optimizasyon Aracı

Sedat Kılınç\*, Mehmet Aytuğ Ormancı, B. Sıddık Yarman  
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul  
[sedat.kilinc@iuc.edu.tr](mailto:sedat.kilinc@iuc.edu.tr), [aormanci@iuc.edu.tr](mailto:aormanci@iuc.edu.tr),

RFT Araştırma A.Ş.  
Teknopark-İstanbul  
İstanbul  
[sbyarman@gmail.com](mailto:sbyarman@gmail.com)

**Özet:** Bu bildiride, iki-katlı geniş-bantlı mikrodalga kuvvetlendirici tasarımına yönelik, Basitleştirilmiş Gerçek Frekans Tekniği (SRFT) tabanlı yeni bir optimizasyon aracı sunulmaktadır. Geleneksel SRFT yönteminin güç kazancı odaklı tasarım yaklaşımına ek olarak, bu çalışmada giriş/çıkış yansıma katsayılarına yönelik özelleştirilmiş amaç fonksiyonları entegre edilmiştir. Ayrıca yeni tasarım aracıyla hem giriş, hem katlar-arası hem de çıkış uyumlaşım devrelerinin optimizasyonu senkronize bir biçimde gerçekleştirilebilmektedir. Dahası, karmaşık kaynak ve yük empedanslarına sahip sistemler için de tasarım imkanı sunmaktadır. Sunulan aracın etkinliği, 6 GHz altı 5G frekanslarını kapsayan iki-katlı bir kuvvetlendirici tasarım örneği ile gösterilmiştir.

**Abstract:** This paper presents a novel optimization tool based on the Simplified Real Frequency Technique (SRFT) for the design of two-stage broadband microwave amplifiers. In addition to the conventional SRFT's gain-focused design approach, this study integrates customized objective functions targeting input/output reflection coefficients. The proposed design tool also enables the synchronized optimization of input, inter-stage, and output matching networks. Moreover, it provides design flexibility for systems with complex source and load impedances. The effectiveness of the tool is demonstrated through a two-stage amplifier design example covering sub-6 GHz 5G frequency bands.

### 1. Giriş

Geniş-bantlı mikrodalga kuvvetlendiricileri (GMK'lar), modern haberleşme sistemlerinde kritik rol oynar. Zorlu frekans gereksinimleri olan 5G ve ötesi iletişim sistemlerinin ortaya çıkışı, kuvvetlendiriciler için etkin tasarım metodolojilerinin geliştirilmesini gerekli kılmaktadır [1, 2]. Geniş bantlı sistemlerde, çalışma bandı boyunca kazancı yüksek ve yansımaları düşük olan kuvvetlendiriciler tercih edilir. Bu bağlamda, Basitleştirilmiş Gerçek Frekans Tekniği (SRFT), GMK'ları tasarlamak için değerli bir araç olarak ortaya çıkmıştır [3, 4]. Ancak bu teknik geleneksel haliyle giriş/çıkış yansımalarını ve karmaşık empedans durumlarını doğrudan dikkate almamaktadır. Bu bildiride, bu eksiklikleri gidermek üzere SRFT tabanlı yeni bir optimizasyon aracı tanıtılmaktadır. SRFT'de, kayıpsız bir dengeleyici (equalizer [E]), birim-normalize edilmiş saçılma parametreleri ile tanımlanır. Bu özelliğiyle, GMK tasarımı için doğal olarak uygundur [3, 4]. Geleneksel SRFT yaklaşımında, genellikle eşleştirilecek sistemin çevrim güç kazancı (Transducer Power Gain, TPG) üzerinden tanımlanan optimizasyon hata fonksiyonu kullanılmaktadır. Ancak, sadece kazanç optimizasyonu her zaman başarılı bir kuvvetlendirici tasarımıyla sonuçlanmayabilir. Bu bağlamda [5]'te TPG ile birlikte giriş/çıkış yansımalarının da optimizasyon hedeflerine dahil edildiği bir SRFT yaklaşımı önerilmiştir. [6]'da ise bu yöntem daha da geliştirilerek kuvvetlendiricinin ( $50 \Omega$ 'dan farklı olarak) karmaşık bir yük, örneğin bir antenle sonlandırılması durumunda uyumlaşım devrelerinin doğrudan tasarlanması amacına uygun hale geliştirilmiştir. Böylelikle, kuvvetlendiricinin doğrudan mevcut bir vericiye entegre edilmesi gereken gerçek dünya senaryolarında geliştirilen tasarım aracı değer kazanmıştır. Diğer taraftan, yüksek kazanç elde etmek için çok katlı kuvvetlendirici sistemlerini tasarlamak da pratik uygulamalar için önem arz etmektedir. Bu nedenle bu çalışmada, SRFT yöntemi daha da geliştirilerek iki-katlı kuvvetlendiricilerin tasarımına uyarlanmış, örnek bir tasarım gerçekleştirilmiş ve sonuçları sunulmuştur. Önerilen tasarım metodolojisi Bölüm 2'de açıklanmaktadır. Bölüm 3'te, geliştirilen araçla tasarlanan iki-katlı GMK örneği verilmiştir. Geliştirilen araç çalıştırılarak, kuvvetlendiricinin giriş uyumlaşım devresi (GUD), katlar arası uyumlaşım devresi (KAUD) ve çıkış uyumlaşım devresi (ÇUD) aynı anda tasarlanmıştır. Son olarak, Bölüm 4'te sonuç ve değerlendirmeler yer almaktadır.

## 2. Yöntem

Gerçek Frekans Teknikleri, mikrodalga ve RF uygulamalarında geniş-bantlı uyumlaşım problemleri için pratik sayısal çözümler sunar. Bu teknikler arasında SRFT, saçılma parametrelerini kullanarak özellikle GMK tasarım problemlerini çözme yeteneğiyle öne çıkar. Şekil 1 (a)'da saçılma parametreleri ile tanımlanmış kayıpsız iki kapılı [E] blok şeması verilmektedir. SRFT'nin temeli, [E]'yi, birim normalize edilmiş yansıma katsayıları ile

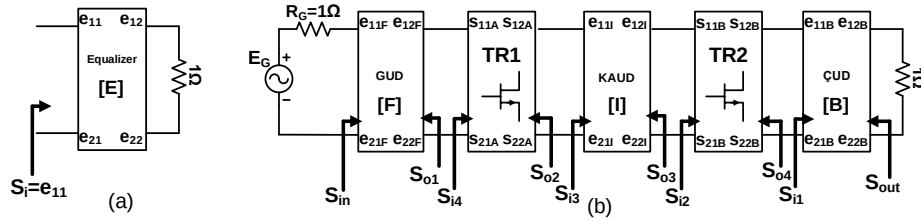
$$e_{11}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} = \frac{h_n p^n + h_{n-1} p^{n-1} + \dots + h_1 p + h_0}{g_n p^n + g_{n-1} p^{n-1} + \dots + g_1 p + g_0} \quad (1)$$

$$e_{12}(p) = e_{21}(p) = \pm \frac{p^k}{g(p)} ; e_{22}(p) = (-1)^k \frac{h(-p)}{g(p)}$$

biçiminde Belevitch formunda tanımlamaya dayanır. Burada birim normalize giriş yansıma katsayısı  $e_{11}(p)$ , gerçek polinomlar  $h(p)$  ve  $g(p)$  ile karakterize edilen sınırlı ve gerçel (bounded-real) bir fonksiyondur [3-5]. Derece  $n$ , dengeleyicideki toplam reaktif elemanların sayısını belirtir ve tam sayı  $k$ , DC'deki iletim sıfırlarının sayısıdır. Uyumlaşım devresi kayıpsız olduğundan,

$$G(p^2) = g(p)g(-p) = h(p)h(-p) + (-1)^k p^{2k} > 0, \forall p \quad (2)$$

biçimindeki kayıpsızlık koşulu sağlanır. Geleneksel SRFT algoritmasında amaç, TPG'yi çalışma bandında mümkün olduğunca yüksek ve oldukça düz bir şekilde optimize etmektir. Pay polinomu  $h(p)$ 'nin katsayıları, uyumlaşım probleminin bilinmeyenleri olarak seçilir. [E]'nin saçılma parametrelerini oluşturmak için  $n$  ve  $k$  seçildikten ve  $h(p)$  katsayılarının başlangıç değerleri tanımlandıktan sonra,  $g(p)$ 'nin (2)'nin açık çarpanlara ayrılması şeklinde Hurwitz polinomu olarak üretildiği gösterilebilir. Böylelikle, [E]'nin saçılma parametreleri (1)'deki gibi elde edilir. Optimizasyon sonucunda, bilinmeyen  $h_i$  katsayıları belirlenir. Geleneksel SRFT yaklaşımına ait tasarım ayrıntılarına [3, 4]'ten ulaşmak mümkündür.



Şekil 1. (a) Kayıpsız İki Kapılı Devrenin Saçılma Parametreleri ile Tanımlanması. (b) İki-Katlı Kuvvetlendirici Sistem Blok Diyagramı.

Şekil 1(b)'de iki-katlı kuvvetlendirici blok diyagramı verilmektedir. Kuvvetlendirici  $R_G = R_L = 1 \Omega$  birim normalize empedanslar ile sonlanmış ve tüm bloklar saçılma parametreleri ile tanımlanmıştır. Tüm sistemin TPG'si

$$TPG = \frac{|e_{21F}|^2 \times |S_{21A}|^2 \times |e_{21I}|^2 \times |S_{21B}|^2 \times |e_{21B}|^2}{|1 - e_{22F} \times S_{i4}|^2 \times |1 - s_{22A} \times S_{i3}|^2 \times |1 - e_{22I} \times S_{i2}|^2 \times |1 - s_{22B} \times S_{i1}|^2}; \quad (3)$$

biçiminde hesaplanabilir. (3)'te yer alan yansıma katsayıları ve sistemin giriş yansıması  $S_{in}$  ifadeleri ise,

$$S_{i1} = e_{11B}$$

$$S_{i3} = e_{11I} + \frac{e_{21I}^2 \times S_{i2}}{1 - e_{22I} \times S_{i2}}$$

$$S_{i2} = s_{11B} + \frac{s_{12B} \times S_{21B} \times S_{i1}}{1 - s_{22B} \times S_{i1}} ;$$

$$S_{i4} = s_{11A} + \frac{s_{12A} \times S_{21A} \times S_{i3}}{1 - s_{22A} \times S_{i3}}$$

$$S_{in} = e_{11F} + \frac{e_{21F}^2 \times S_{i4}}{1 - e_{22F} \times S_{i4}}$$

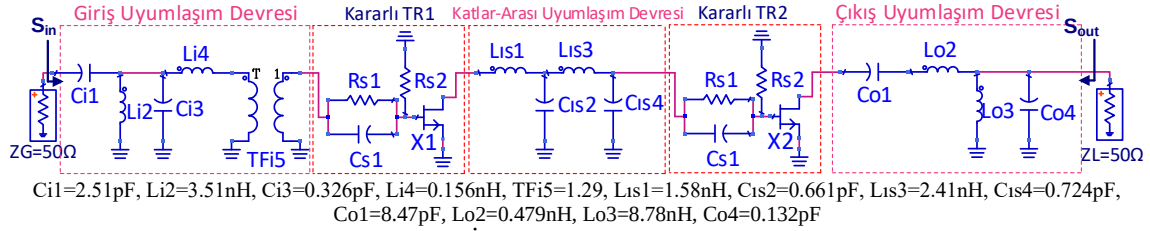
biçiminde elde edilir. Benzer şekilde  $S_{out}$  ifadesini de elde etmek mümkündür. Bu hesaplamalar, Matlab ortamında paket programlardan oluşan SRFT tabanlı tasarım aracına entegre edilmiştir. Giriş yansıması  $S_{in}$  ve çıkış yansıması  $S_{out}$ , [5]'te açıklandığı gibi, optimizasyon hata fonksiyonuna toplam sistemin TPG'si ile birlikte dahil edilmiştir. Bu araç kullanılarak tasarlanan iki-katlı GMK tasarım örneği Bölüm 3'te sonuçlarıyla birlikte verilmektedir.

## 3. İki-Katlı GMK Tasarım Örneği

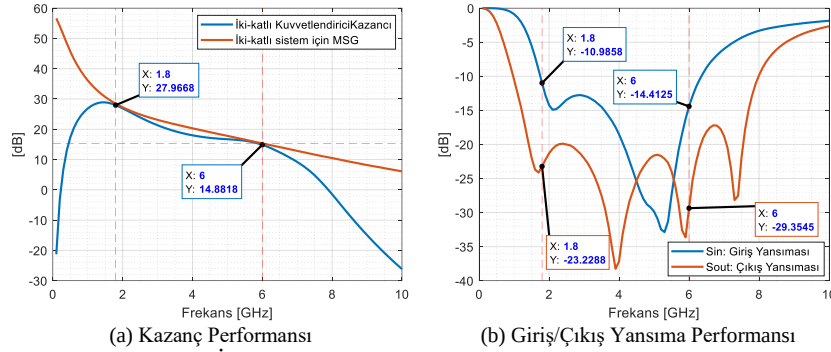
Yeni SRFT tasarım aracıyla, 6 GHz altı 5G uygulamalarının tüm bantlarını kapsayabilen iki-katlı bir GMK tasarlanmıştır. Aktif eleman olarak, Mini-Circuits SAV-581+ modeli tercih edilmiş ve her iki kuvvetlendirme katı için bu kullanılmıştır. Tasarım sürecindeki hesaplamalar, transistörün  $V_{DS} = 3 V$  ve  $I_{DS} = 30 mA$  kutuplama koşulları altında ölçülen saçılma parametreleri ile yapılmıştır. Tasarım öncesinde transistör, girişte  $Rs1 = 47 \Omega$ ,  $Cs1 = 1.4 pF$  ve  $Rs2 = 220 \Omega$  eleman değerlerine sahip seri  $Rs1//Cs1$  ve şönt  $Rs2$  bileşenleri ile kararlı hale getirilmiştir. Frekans bandı  $f_1 = 1.8 GHz$  ile  $f_2 = 6.0 GHz$  arasında seçilmiştir. Her iki kat için aynı kararlı transistör bloğu kullanıldığından, hedeflenen kazanç değeri, bu bloğun  $f_2$ 'de elde edilen maksimum kararlı güç



kazancı ( $MSG = 7.5dB$ ) değerinin kendisiyle çarpımı (desibel olarak toplamı  $7.5 dB + 7.5 dB = 15 dB$ ) olarak belirlenmiştir. Frekans bandı boyunca  $S_{in}$  ve  $S_{out}$  için izin verilen maksimum değerler  $-12dB$  olarak seçilmiştir. Optimizasyon hedefi, TPG'yi en üst düzeye çıkarmak ve giriş/çıkış yansımalarını en aza indirmeye yönelik ayarlanmıştır. GUD, KAUD ve ÇUD için toplam eleman sayısı sırasıyla  $n_F = 5$ ,  $n_{IS} = 4$  ve  $n_B = 5$  olarak seçilmiştir. DC iletim sıfırı değerleri  $n_{DC-F} = n_{DC-B} = 2$  ve  $n_{DC-IS} = 0$  olarak tanımlanmıştır. Yardımcı  $h(p)$  polinomunun ilk değerleri  $h_i = \pm 1$  biçiminde rastgele girilmektedir. Tasarım aracını çalıştırılmasıyla, uyumlaşım devreleri Şekil 2'deki gibi sentezlenmiştir. Tasarlanan iki-katlı kuvvetlendiriciye ait TPG ve yansıma başarımları Şekil 3'te verilmektedir. Şekil 3(a) kuvvetlendiricinin tüm bant boyunca MSG değerine oldukça yakın ve  $14.88 dB$  üzerinde kazanç sağladığı görülmektedir. Şekil 3(b)'de ise giriş ve çıkış yansımalarının bant içerisinde yeterince düşük olduğu görülebilir. Böylelikle tasarım aracının etkin ve başarılı biçimde çalıştığı anlaşılmaktadır.



Şekil 2. Tasarlanan İki-Katlı Kuvvetlendirici Devre Şeması.



Şekil 3. Tasarlanan İki-Katlı Kuvvetlendiricinin Kazanç ve Yansıma Başarımı.

#### 4. Sonuçlar

SRFT kullanarak iki-katlı MGK tasarımı için çok yönlü bir tasarım aracı sunulmuştur. Araç, özelleştirilmiş optimizasyon fonksiyonlarını içermekte ve çok katlı kuvvetlendiriciler için uyumlaşım devrelerini eş-zamanlı optimize edebilmektedir. Sonuç olarak, geliştirilen araç, RF alıcı-verici sistemlerinde GMK tasarlamak için güvenilir ve etkin bir yaklaşım sunmaktadır. İleri düzey optimizasyon araçlarının entegrasyonu ve uygulamaya yönelik çalışmalarla desteklenmesi, gelecekteki araştırmaların odak noktalarından biri olacaktır.

#### Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 124E300 numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

#### Kaynaklar

- [1] W. C. Chen, "5G mmWAVE Technology Design Challenges and Development Trends," in 2020 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), 10-13 Aug. 2020, pp. 1-4.
- [2] A. Tikhomirov, E. Omelyanchuk, and A. Semenova, "Recommended 5G frequency bands evaluation," in 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 14-15 March 2018.
- [3] B. S. Yarman, Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks. John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [4] B. S. Yarman and H. J. Carlin, "A Simplified "Real Frequency" Technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifiers," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn., vol. 30, no. 12, pp. 2216-2222, 1982.
- [5] S. Kilinc, M. A. Ormanci and B. S. Yarman, "An SRFT Tool to Design Broadband Microwave Amplifiers with Customized Objective Functions," 2023 30th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Istanbul, Türkiye, 2023, pp. 1-4.
- [6] S. Kilinc, M. A. Ormanci, A. Yildirim, O. Kizilbey and B. S. Yarman, "An SRFT Tool to Design Broadband Microwave Amplifiers for Complex Impedance Conditions," 2024 IEEE INC-USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), Florence, Italy, 2024, pp. 99-100.



## Kuantum Bilgisayma Uygulamaları için Josephson Parametrik Yükselticilerinin Karakteristikleri

Hüsnü Erman Nadas<sup>1</sup>, Emre Küçükylmaz<sup>1</sup>, Hasan Alper Güneş<sup>1\*</sup>, Kahraman Güçlü Köprülü<sup>2</sup>, Mehmet Ünlü<sup>1</sup>,  
Ali Bozbey<sup>1</sup>

<sup>1</sup>TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara  
hnadas@etu.edu.tr, emrekucukylmaz@etu.edu.tr, haalpergunes@aselsan.com, munlu@etu.edu.tr,  
bozbey@etu.edu.tr

<sup>2</sup>Aselsan, REHİS, Ankara  
kgkopru@aselsan.com

**Özet:** Kuantum teknolojileri günümüz dünyasında hızlıca artan bir ilginin odağıdır. Kuantum devrelerin çıkış sinyallerinin çok düşük güçlerde olması sebebiyle, sinyallerin klasik yükselticiler ve test cihazlarına iletilmeden önce kuantum sınırlı yükselticilerle sinyal genlikleri yükseltilmelidir. Josephson Parametrik Yükselticiler (Josephson Parametric Amplifier - JPA) gibi süperiletken mikrodalga tabanlı yükselticiler, hem mK sıcaklıklarda kubitlere yakın çalışabilmeleri, hem çok düşük gürültülerde yüksek kazanç sağlamaları gibi sebeplerde ön plana çıkan alternatiflerdendir. Bu çalışmada, JPA karakteristiklerini incelemek için 10-20 mK aralığında çalışan bir deney düzeneğinin kurulumu ve Nb Josephson eklemi tabanlı bir JPA'nın performans metrikleri ölçülmüştür.

**Abstract:** Quantum technologies have a rapidly growing interest in today's world. However, the experimental instrumentation of quantum electronics poses a significant challenge as quantum signals typically come in single-photon amplitudes. For the low-noise amplification of these signals, superconducting microwave amplifiers perform outstandingly with their dissipationless and quantum-limited noise nature. Josephson Parametric Amplifiers (JPA) represent a promising solution for quantum-limited amplification of weak microwave signals. In this work, we report the implementation of a setup for characterizing Josephson Parametric Amplifiers operating at a temperature between 10-20 mK based on Nb Josephson junctions.

### 1. Giriş

Hızla gelişen ve büyüyen kuantum bilgisayarların gerçekleştirilmesi için günümüz teknolojisindeki en önemli darboğaz, bu sistemlerin hızlı ve yüksek doğrulukta kontrolüdür. Halihazırda düşük genlikte gelen ölçüm sinyallerine eklenecek herhangi bir gürültü, kuantum durum ayırt etme kalitesini oldukça azaltır [1][2]. Bunun için devre kuantum elektrodinamiği ve kuantum bilgisayar uygulamalarında, Yürüyen Dalga Josephson Parametrik Yükseltici (TWJPA) ve Josephson Parametrik Yükseltici (JPA) gibi kuantum sınırlı yükselticiler [3] büyük önem kazanmaktadır.

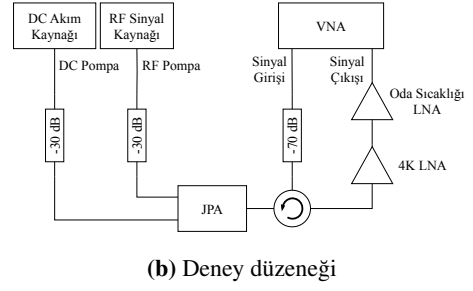
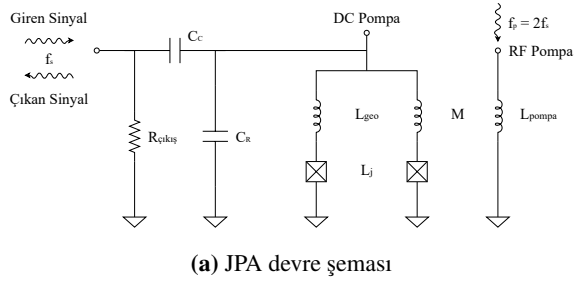
Doğrusal olmayan rezonatörlerde parametrik kuvvetlendirme, rezonatörün bir parametresinin dışardan pompa tonuyla modüle edilmesine dayanır [4]. Josephson Parametrik Yükseltici (JPA) bu koşutu, Josephson Eklemlerinin doğrusal olmayan indüktanslarının, bir süperiletken kuantum girişim cihazı (SQUID) düğümüne dışarıdan akı uygulanarak parametrik bir şekilde modüle edilmesiyle sağlar [5][6]. Bu parametrik modülasyon, sinyal modunun  $\omega_s = \omega_p/2 + \delta\omega$  kuvvetlendirildiği ve bir idler modunun  $\omega_i = \omega_p/2 - \delta\omega$  olduğu üç-dalga karışımı meydana getirir [7]. JPA,  $\omega_s = \omega_p/2$  için dejenere modda faza duyarlı kuvvetlendirme yapar. Bu çalışmada, dejenere modda çalıştırılan bir JPA'nın kazanç karakteristikleri incelenmiştir.

### 2. Deney Düzeneği

İncelenen JPA'nın devre şeması Şekil 1a'de verilmiştir. Rezonatörün kapasitif elementi  $C_R$  ve indüktif elementi geometrik ve Josephson indüktansdır. Bu indüktans, bağlaşık bir pompa hattından gelen dış akıyla modüle edilmektedir. Dejenere modda bu hat, sinyal frekansının iki katında sürülür. Kuvvetlendirilmiş sinyal, giriş sinyaliyle aynı hattan yansıtılarak çıkar.

Kurulan deney düzeneği Şekil 1b'de verilmiştir. JPA'nın çalışması için pompa tonunu verecek bir RF sinyal kaynağı ve DC SQUID'in çalışma bölgesini ayarlayacak DC güç kaynağı gerekmektedir [8]. JPA'nın kazancı, VNA yardımıyla incelenmiştir. Test örneği, seyreltik soğutucu içinde 17 mK sıcaklığında ölçülmüştür. Soğutucunun 50 K, 4 K ve 100 mK aşamalarında 10'ar dB zayıflatıcı bulunmaktadır. Çıkış hattında 4 K aşamasında ve oda sıcaklığında 40ar dB kazançta sahip iki adet düşük gürültü yükselteç (LNA) bulunmaktadır. Çıkış sinyalini giriş sinyalinden izole etmek ve ikisini ayırmak için sinyal hattına bir adet sirkülatör eklenmiştir.

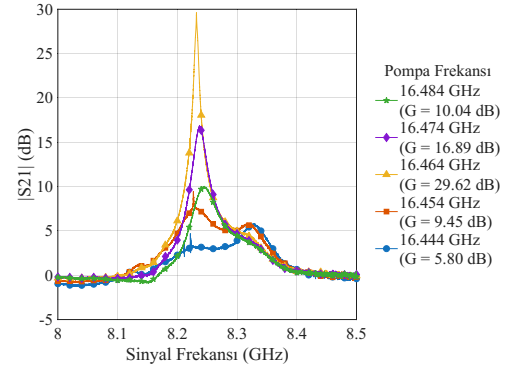
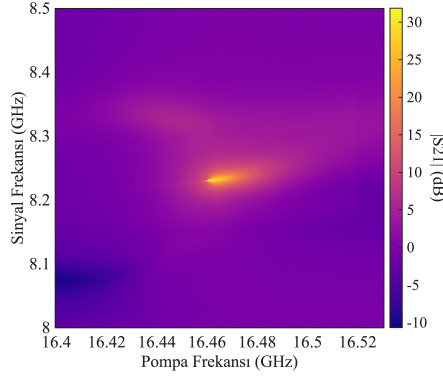
\*Güncel adresi, ASELSAN, REHİS, Ankara'dır.



Şekil 1. Test örneği ve deney düzeneği

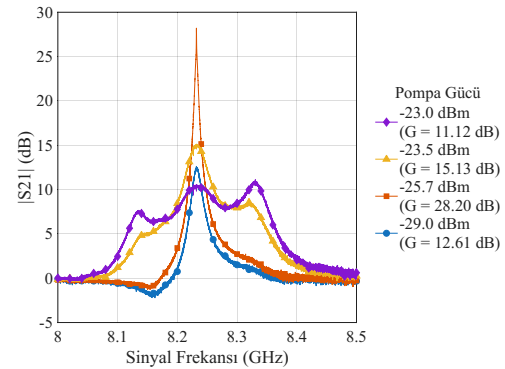
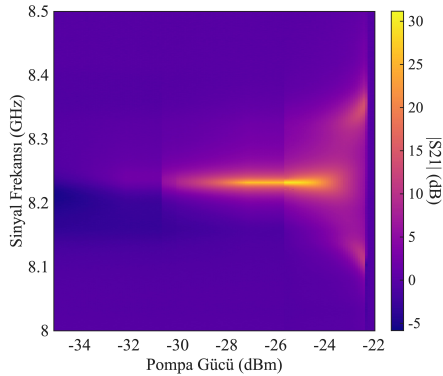
### 3. JPA Karakteristikleri

RF pompa parametrik kuvvetlendirmeyi sağlarken DC kutuplama akımı JPA'in çalışma rejimini ayarlamak için kullanılır [9]. JPA'in rezonans frekansı Şekil 4a'da görüldüğü gibi, DC besleme yokken 8.25 GHz'dir. Bu çalışmada, üç-dalga karışımı tabanlı kuvvetlendirme yapmak için 200 mV'ta 4 mA kutuplama akımı seçilmiştir. Belirlenen çalışma noktasında optimum kazancı sağlayacak pompa frekansı Şekil 2'deki sonuçlarla incelenmiştir.



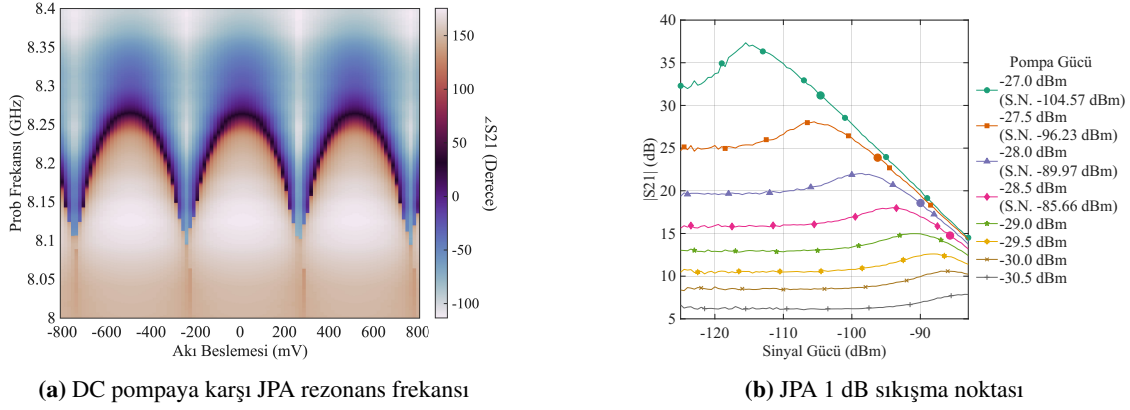
Şekil 2. Farklı pompa frekansları için JPA kazanç karakteristiği

JPA'in kazanç karakteristiği [10][11], üç-dalga karışımı dejenere modda incelendiğinde, 8.23 GHz'de, -25.62 dBm pompa gücü ve 16.46 GHz pompa frekansı için optimum 29.62 dB dar bant kazanç elde edilmiştir. Şekil 3'te optimum kazanç için farklı pompa güçleri incelenmiştir. -25.6 dBm pompa gücünün üstünde kazanç yerine yarım pompa görülmüştür. Yarım pompa olması durumunda sinyal ve idler modları yarım pompa ile karışır ve istenmeyen sinyal unsurları ortaya çıkar. -24 dBm pompa gücünün üstünde ise kazanç bantgenişliği çarpımı [11] sebebiyle verimli bir kuvvetlendirme oluşmadığı görülmüştür.



Şekil 3. Farklı pompa güçleri için JPA kazanç karakteristiği

Bu parametrelerde JPA'nın 1 dB sıkışma noktası [12] Şekil 4b'deki sonuçlarla incelenmiş ve optimum kazanç için -104.6 dBm sinyal gücünden sonra kuvvetlendirme performansının azaldığı görülmüştür. Farklı sıcaklıklarda ve çalışma parametrelerinde JPA'nın kazanç ve gürültü karakterizasyonlarına devam edilmektedir



Şekil 4. JPA Çalışma Noktası ve 1 dB Sıkışma Noktası

## Kaynaklar

- [1] A. Blais, A. L. Grimsmo, S. M. Girvin, A. Wallraff, "Circuit Quantum Electrodynamics", Rev. Mod. Phys., cilt. 93, no. 2, s. 025005, 2021, doi: 10.1103/RevModPhys.93.025005
- [2] A. Wallraff, D. Schuster, A. Blais et al. "Strong Coupling of a Single Photon to a Superconducting Qubit Using Circuit Quantum Electrodynamics". Nature 431, 162–167 (2004). <https://doi.org/10.1038/nature02851>
- [3] J. Aumentado, "Superconducting Parametric Amplifiers: The State of the Art in Josephson Parametric Amplifiers", IEEE Microwave Magazine, cilt. 21, no. 8, s. 45–59, 2020, doi: 10.1109/MMM.2020.2993476
- [4] A. Roy, M. Devoret, "Introduction to Parametric Amplification of Quantum Signals with Josephson Circuits", Comptes Rendus. Physique, cilt. 17, no. 7, s. 740–755, 2016, doi: 10.1016/j.crhy.2016.07.012
- [5] T. Yamamoto, K. Inomata, M. Watanabe, K. Matsuba, T. Miyazaki, W. D. Oliver, Y. Nakamura, J. S. Tsai, "Flux-driven Josephson Parametric Amplifier", Appl. Phys. Lett., cilt. 93, no. 4, s. 042510, 2008, doi: 10.1063/1.2964182
- [6] A. B. Zorin, "Flux-Driven Josephson Traveling-Wave Parametric Amplifier", Phys. Rev. Appl., cilt. 12, no. 4, s. 044051, 2019, doi: 10.1103/PhysRevApplied.12.044051
- [7] P. Krüger, K. G. Ferodov, "The Josephson Parametric Amplifier", Walter Meissner Institut, 2021
- [8] V. Granata et al., "Characterization of Traveling-Wave Josephson Parametric Amplifiers at T = 0.3 K," in IEEE Transactions on Applied Superconductivity, cilt. 33, no. 1, s. 1-7, 2023, doi: 10.1109/TASC.2022.3214656
- [9] A. T. Baust, "Characterization of Flux-driven Josephson Parametric Amplifiers", Diploma Thesis, Technische Universität München, 2010
- [10] Ç. Kutlu, A. F. van Loo, S. V. Uchaikin, A. N. Matlashov, D. Lee, S. Oh, J. Kim, W. Chung, Y. Nakamura ve Y. K. Semertzidis, "Characterization of a flux-driven Josephson parametric amplifier with near quantum-limited added noise for axion search experiments", Supercond. Sci. Technol., cilt. 34, no. 8, s. 085013, 2021, doi: 10.1088/1361-6668/abf23b.
- [11] M. A. Castellanos-Beltran, K. D. Irwin, L. R. Vale, G. C. Hilton ve K. W. Lehnert, "Bandwidth and Dynamic Range of a Widely Tunable Josephson Parametric Amplifier", IEEE Trans. Appl. Supercond., cilt. 19, s. 944–947, 2009, doi: 10.1109/TASC.2009.2018119
- [12] I. Mahboob, H. Toida, K. Kakuyanagi, Y. Nakamura ve S. Saito, "A Three-dimensional Josephson Parametric Amplifier", Appl. Phys. Express, cilt. 15, no. 6, s. 062005, 2022, doi: 10.35848/1882-0786/ac702d.

## SUEX Malzemesinin Mikrodalga Frekans Bandı için Elektriksel Özelliklerinin Elde Edilmesi

Şekip DALGAÇ<sup>1</sup>, Kholoud ELMABRUK<sup>1</sup>, Saim EKİCİ<sup>2</sup>, Nihan ÖZNAZLI<sup>2</sup>, Mehmet ÜNLÜ<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Sivas Bilim ve Teknoloji Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Sivas

[sdalgac@sivas.edu.tr](mailto:sdalgac@sivas.edu.tr), [elmabruk@sivas.edu.tr](mailto:elmabruk@sivas.edu.tr)

<sup>2</sup>ASELSAN  
REHİS-Donanım Tasarım Direktörlüğü  
Ankara  
[saimekici@aselsan.com.tr](mailto:saimekici@aselsan.com.tr), [ngokalp@aselsan.com.tr](mailto:ngokalp@aselsan.com.tr)

<sup>3</sup>TOBB ETÜ Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
[munlu@etu.edu.tr](mailto:munlu@etu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada SUEX kuru film foto direnç dielektrik malzemesinin elektriksel özellikleri (dielektrik sabiti ve kayıp tanjant) 8.68-27.47 GHz frekans bandı aralığında literatürde ilk kez gerçekleştirilmiştir. Malzemenin dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değeri halka çınlayıcı ve iletim hattı yöntemleri kullanılarak elde edilmiştir. 8.68–27.47 GHz frekans bandı aralığında ortalama dielektrik sabiti 3.07-3.12, kayıp tanjantı değeri ise  $5.83 \times 10^{-3}$  -  $6.2 \times 10^{-3}$  olarak hesaplanmıştır.

**Abstract:** This article presents, for the first time, the electrical properties of SUEX dry film photoresist dielectric material within the frequency range of 8.68-27.47 GHz. The dielectric constant and loss tangent were determined using the microstrip ring resonator and transmission line method. Average dielectric constant was obtained as 3.12-3.07, while its loss tangent  $6.2 \times 10^{-3}$  -  $5.7 \times 10^{-3}$  in the frequency range of 8.68–27.47GHz.

### 1.Giriş

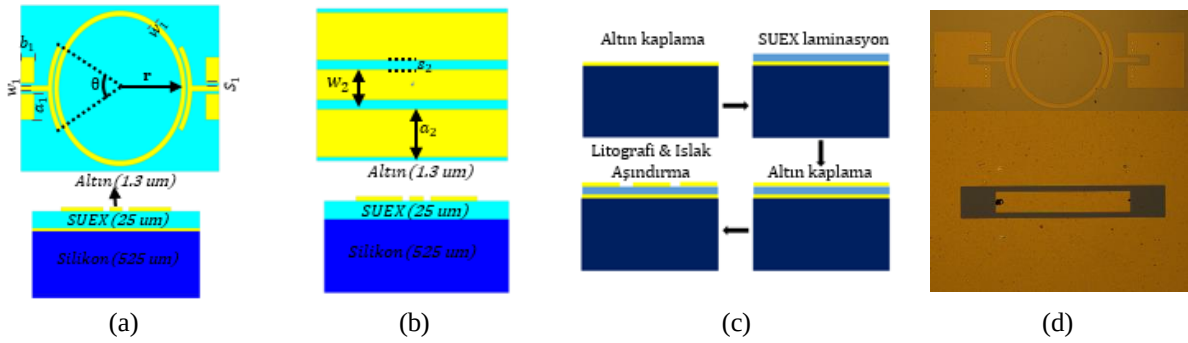
Dünya hızla dijitalleşirken, beşinci nesil (İng:5G) haberleşme teknolojisi taşıyıcı frekans bandını düşük banttan yüksek banda kaydırarak veri iletim hızını artırmış ve düşük gecikmeli sistemlere iyileştirmeler sunmuştur [1]. Bununla birlikte, taşıyıcı frekansın yüksek banda çıkarılması sinyal kayıplarını artırarak daha verimli paketleme teknolojilerin geliştirilmesi gereksinimini de ortaya çıkarmıştır. Buna çözüm olarak bilim adamları tarafından yonga üzerinde sistem ve paket üzerinde sistem gibi yüksek verimlilikte çalışabilen paketleme yöntemleri önerilmektedir. [2]. Bu yöntemler entegre devrelerin yüksek yoğunlukla bir araya getirilerek paketlenmesine olanak sağlayarak performans ve enerji verimliliğinin artırılmasında önemli rol oynamaktadır. Ayrıca, paket üzerinde sistem, yonga üzerinde sisteme göre daha az maliyetli ve yüksek dayanıklılığa sahip olmasından dolayı ön plana çıkmaktadır.

Paket üzerinde sistem birden fazla entegre devreyi (İng:IC), pasif, vb. bileşenleri bir dielektrik malzeme üzerinde birleştiren bir paketleme teknolojisidir. Bu teknolojiye kayıpları minimuma indirmek için dielektrik malzemenin seçimi önem arz etmektedir. Literatür çalışmaları incelendiğinde LTCC, cam, sıvı foto direnç malzemelerinin kullanıldığı görülmektedir. Ancak bu malzemelerin kırılma katsayısının düşük, üretiminin zor olması vb. nedenler farklı türde malzemelerin gereksinimini ortaya çıkarmıştır. Bu kapsamda, kuru film foto direnç malzemeleri ön plana çıkmaktadır. Literatür çalışmaları incelendiğinde ABF, ZS100, Zaristo-700 [3-5] vb. gibi malzemelerin kullanıldığı görülmektedir. Ancak bu malzemelerin kalınlıklarının sınırlı olması ve litografi ile şekillendirilmelerinin mümkün olmaması gibi dezavantajlı yönleri sahiptir. Bu problemlere çözüm olarak SUEX kuru film foto direnç malzemesi DJ-MICROLAMINATES firması tarafından önerilmektedir [6]. SUEX malzemesi yeni geliştirilen malzeme olduğundan elektriksel özellikleri elde edilmesi sistem tasarımı ve verimliliği açısından önem arz etmektedir.

Bu çalışmada SUEX malzemesinin elektriksel özelliklerinin elde edilmesi için halka çınlayıcı ve eş düzlemsel dalga kılavuzu yapıları tasarlanarak üretilmiştir. Tasarlanan yapılar litografi ve ıslak aşındırma tekniği kullanılarak üretilmiş ve vektör ağ analizörü ile ölçümler yapılmıştır. Ölçüm sonuçları ile birlikte SUEX malzemesinin dielektrik sabiti, kayıp tanjant değeri elde edilmiştir.

## 2. Tasarım ve Üretim

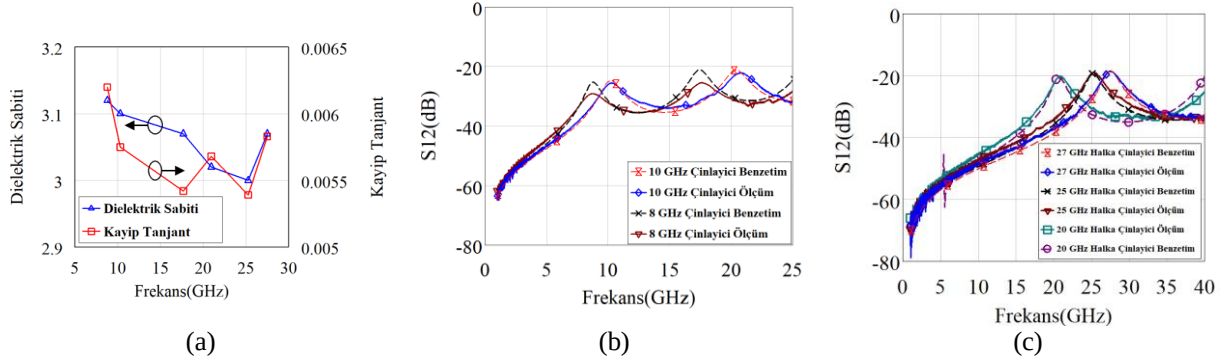
Tasarlanan halka çınlayıcı ve eş düzlemsel dalga kılavuzu yapıları Şekil 1’de gösterilmektedir. Belirtilen yapılar literatürde sıklıkla malzemenin elektriksel özelliklerinin belirlenmesi için kullanılırlar. Yüksek hassasiyetli sonuç ve pul seviyesinde üretime olanak vermesi açısından avantajları vardır. Şekil 1(a) ile gösterilen halka çınlayıcı yapısı, malzemenin dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değerini elde etmek için kullanılmıştır ve tasarımı [3] ile verilen çalışmada eşitlikler kullanılarak yapılmıştır. Tasarım aşamasında dielektrik sabiti değeri 2.86 olarak alınmıştır. Halka çınlayıcı yapısının boyutları  $w_1=58$   $\mu\text{m}$   $s_1=21$   $\mu\text{m}$   $a_1=200$   $\mu\text{m}$   $b_1=150$   $\mu\text{m}$  eşittir. Yarı çap değeri ( $r$ ) 3500, 3000, 1500 1250 ve 1150  $\mu\text{m}$  olarak sırasıyla yaklaşık olarak 8, 10, 20, 25, 27 GHz çınlama frekanslarına sahip olacak şekilde ayarlanmıştır. 1.katman ve 2.katman olarak kullanılan metalin kalınlığı sırasıyla 0.25  $\mu\text{m}$  ve 1.3  $\mu\text{m}$ ’ a eşittir. Şekil 1(b) ile gösterilen yapıda ise SUEX malzemesinin kayıp tanjant değerinin hesaplanması için tasarlanan eş düzlemsel dalga kılavuzu yapısı gösterilmektedir. Eş düzlemsel dalga kılavuzunun boyutları  $w_2=160$   $\mu\text{m}$   $s_2=32$   $a_2=1000$   $\mu\text{m}$  ‘a eşittir ve uzunlukları 3000 ve 4000  $\mu\text{m}$  olacak şekilde 2 farklı tasarım yapılmıştır. Kullanılan metalin kalınlığı 1.3  $\mu\text{m}$ ’ dur. Her iki yapıda alt taş olarak 525  $\mu\text{m}$  kalınlığında yüksek dirençli silikon pul (>20k ohm/cm), 25  $\mu\text{m}$  kalınlığında SUEX kuru film foto direnç ve metal olarak altın malzemesi kullanılmıştır. Tasarlanan yapılar mikro fabrikasyon üretim tekniklerinden litografi ve ıslak aşındırma kullanılarak üretilmiştir. Üretim süreci ve üretilen yapıları Şekil 1(c) ile gösterilmektedir. İlk aşamada silikon pul 1. katman metal tabakası ile kaplanmıştır. Takip eden aşamada ise SUEX kuru film foto direnç 1. katman metal üzerine laminasyon yöntemi kullanılarak serilmiştir ve üzeri 2.katman metal ile kaplanmıştır. Son olarak 2.katman metal tabakası litografi ve ıslak aşındırma teknikleri kullanılarak şekillendirilerek nihai yapılar oluşturulmuştur. Üretilen halka çınlayıcı ve eş düzlemsel dalga kılavuzu yapıları Şekil 1(d) ile gösterilmektedir.



**Şekil 1:** Tasarlanan ve üretilen yapılar. Tasarlanan (a) halka çınlayıcı ve (b) eş düzlemsel dalga kılavuzu yapılarının üstten ve yandan gösterimi, (c) üretim süreci, (d) üretilen yapıları halka çınlayıcı ve eş düzlemsel dalga kılavuzu yapıları.

## 3. Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Tasarımı gerçekleştirilen yapıların benzetim sonuçları bilgisayar destekli program kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yapıların yansıma ve iletim yayılım parametresi ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ) ölçüm sonuçları ise vektör ağ analizör ve uç istasyonu kullanılarak elde edilmiştir. Halka çınlayıcı yapılarının ölçümleri sonucunda SUEX malzemesinin dielektrik sabiti değeri [7] ile verilen çalışmadaki eşitlikler kullanılarak ve elde edilen ölçüm sonuçlarını benzetim programında gerçekleyerek iki farklı yöntemle hesaplanmıştır. Şekil 2(a) ile elde edilen ortalama dielektrik sabiti değerleri gösterilmektedir. Dielektrik sabiti değeri 8.68–27.47 GHz frekans bandı aralığında  $3.07-3.12$ , kayıp tanjant değeri ise 20.93- 27.47 GHz aralığında  $6 \times 10^{-3} - 6.1 \times 10^{-3}$  olarak değişmektedir. Farklı metotlar kullanılarak elde edilen dielektrik sabiti değerleri ile ortalama değerler arasında % 2.2- 3.7 fark bulunmaktadır. Halka çınlayıcı yapısına ek olarak, 3000 ve 4000  $\mu\text{m}$  uzunluğundaki eş düzlemsel dalga kılavuzu yapısının yayılım parametresi ölçüm sonuçları ve [8] ile verilen çalışmadaki eşitlikler kullanılarak kayıp tanjant değeri farklı uzunluktaki (3000  $\mu\text{m}$  – 4000  $\mu\text{m}$ ) iletim hatları kullanılarak hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre SUEX malzemesinin ortalama kayıp tanjant değeri 8.68–27.47 GHz frekans bandı aralığında  $5.83 \times 10^{-3} - 6.2 \times 10^{-3}$  olarak elde edilmiştir. Ortalama olarak elde edilen değerler ile halka çınlayıcı ile elde edilen değerlerden % 1.7-10 sapma göstermektedir. Son olarak hesaplanan ortalama dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değerleri bilgisayar destekli programa tanımlanmış ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. Şekil 2(b) ve Şekil 2(c)’ de halka çınlayıcı yapısının ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde benzetim ve ölçüm sonuçlarının birbirine çok yakın çıktığı görülmektedir.



**Şekil 2:** Benzetim ve ölçüm sonuçları. (a) SUEX malzemesinin elde edilen dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değeri, (b-c) halka çınlayıcı yapısının benzetim ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.

#### 4.Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada SUEX kuru film malzemesinin elektriksel özellikleri 8.68–27.47 GHz frekans bölgesinde elde edilmiştir. Belirtilen aralıkta ortalama kayıp tanjant değeri  $5.83 \times 10^{-3}$  -  $6.2 \times 10^{-3}$ , dielektrik sabiti değeri ise 3.07-3.12 aralığındadır. Elde edilen değerler SUEX malzemesinin düşük kayıp tanjant değerine sahip olduğundan dolayı paket üzerinde sistem, paket içinde sistem ve heterojen paketleme uygulamalarında kullanılabileceğini göstermektedir. Ayrıca SUEX malzemesinin foto-direnç özelliğinden dolayı başka cihazlara gereksinim duymadan şekillendirilebilir olması üretim maliyetlerini düşürülmesinde önemli rol oynayacaktır. İleri dönemde ise SUEX malzemesinin mm-dalga (>30 GHz) frekans bölgesinde elektriksel özellikleri elde etmek için çalışmalar yapılması hedeflenmektedir.

#### Teşekkür

Bu çalışma “60 GHz İnce Film Paketleme Teknolojilerinin Geliştirilmesi” projesi kapsamında ASELSAN tarafından desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] C. Seker, M. T. Güneser, ve T. Ozturk, "A Review of Millimeter Wave Communication for 5G," 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT), 19-21 Ekim. 2018, sayfa. 1-5, 2018
- [2] M. Božanić and S. Sinha, "Device Technologies and Circuits for 5G and 6G," in *Mobile Communication Networks: 5G and a Vision of 6G*, M. Božanić and S. Sinha Eds. Cham: Springer International Publishing, sayfa. 99-15, 2021.
- [3] M. u. Rehman, S. Ravichandran, A. O. Watanabe, S. Erdogan, and M. Swaminathan, "Characterization of ABF/Glass/ABF Substrates for mmWave Applications," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, cilt 11, no. 3, sayfa. 384-394, 2021,
- [4] Suzuki, Y., Furuya, R., Sundaram, V ve Tummala, R. R. Demonstration of 10- $\mu$  m Microvias in Thin Dry-Film Polymer Dielectrics for High-Density Interposers. *IEEE Transactions on Components, Packaging and manufacturing technology*, cilt:5 no:2, sayfa:194-200, 2015.
- [5] Ali, M., Watanabe, A., Kakutani, T., Raj, P. M., Tummala, R. R., VE Swaminathan, M. Package Integration and System Performance Analysis of Glass-Based Passive Components for 5G New Radio Millimeter-Wave Modules. *Electronics*, cilt:14 no:8, sayfa:1670. 2025.
- [6] D. Johnson, A. Voigt, G. Ahrens, ve W. Dai, "Thick epoxy resist sheets for MEMS manufacturing and packaging," in *2010 IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 24-28 Ocak., sayfa. 412-415., 2010.
- [7] Bahl, I. J., ve Garg, R. Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness. *Proceedings of the IEEE*, cilt:65 no:11 sayfa 1611-1612.
- [8] Chen, T. C., Wang, L., Goodyear, G., Yializis, A., & Xin, H. (2015). Broadband microwave characterization of nanostructured thin film with giant dielectric response. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt:63 no:111, sayfa:3768-3774 2005.



## Kuantum Fotonik Sistemler için Tam Aşındırılmış Silikon Izgara Bağdaştırıcıların Tasarımı

Beyza Akçay, Ahmet Oğuz Sakin, Ahmet Canberk Songur\*, Mehmet Ünlü  
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
[beyzaakcay@etu.edu.tr](mailto:beyzaakcay@etu.edu.tr), [a.sakin@etu.edu.tr](mailto:a.sakin@etu.edu.tr), [munlu@etu.edu.tr](mailto:munlu@etu.edu.tr)

\*ASELSAN A.Ş.  
Radar ve Elektronik Harp Sistemleri Sektör Başkanlığı  
Ankara  
[ahmetcsongur@aselsan.com](mailto:ahmetcsongur@aselsan.com), [a.songur@etu.edu.tr](mailto:a.songur@etu.edu.tr)

### Özet:

*Bu çalışma, 1550 nm dalga boyunda çalışan kuantum fotonik entegre devreler için, altın geri yansıtıcılı tam aşındırılmış bir silikon ızgara bağdaştırıcı tasarımını sunmaktadır. Yapı, genetik algoritma kullanılarak optimize edilmiş ve FDTD tabanlı simülasyonlarla analiz edilmiştir. Optimize edilen tasarım, 2B simülasyonlarda %76,49 (-1,16 dB), 3B simülasyonlarda ise %74,58 (-1,27 dB) bağdaştırma verimliliği ile yaklaşık 51,2 nm'lik 3 dB bant genişliği göstermiştir. Sonuçlar, bu yapının yüksek performanslı ve CMOS uyumlu kuantum fotonik sistemlerde fiber-yonga bağdaştırması için güçlü bir aday olduğunu göstermektedir.*

### Abstract:

*This study presents a fully etched silicon grating coupler with a gold back reflector, designed for quantum photonic integrated circuits operating at a wavelength of 1550 nm. The structure was optimized using a genetic algorithm and analyzed through FDTD-based simulations. The optimized design demonstrated a coupling efficiency of 76.49% (-1.16 dB) in 2D and 74.58% (-1.27 dB) in 3D simulations, with a 3 dB bandwidth of approximately 51.2 nm. The results indicate that this structure is a strong candidate for high-performance, CMOS-compatible quantum photonic systems, enabling efficient fiber-to-chip coupling.*

### 1. Giriş

Tümleşik fotonik, ışığın optik devreler içerisinde üretilmesi, yönlendirilmesi, işlenmesi ve algılanmasını sağlayan bileşenlerin tek bir yonga üzerinde birleştirilmesine olanak tanıyan yenilikçi bir teknoloji alanıdır. Bu sistemlerde bilgiyi fotonlarla taşımak, elektronik sistemlere kıyasla daha geniş bant genişliği, düşük güç tüketimi ve yüksek iletim hızı gibi avantajlar sağlar. Bu sayede tümleşik fotonik; telekomünikasyon, algılama, biyomedikal ve kuantum bilgi işlem gibi alanlarda yaygınlaşmaktadır [1]–[4]. Özellikle, kuantum bilgi işlem ve kuantum iletişim uygulamaları için silikon tabanlı fotonik sistemler, ölçeklenebilirlik ve CMOS uyumluluğu açısından önemli bir araştırma alanı haline gelmiştir [5], [6].

Fotonik entegre devrelerin (PIC) üretiminde silikon (Si), yüksek kırılma indisi (~3.48), CMOS üretim süreçleriyle tam uyumluluğu, düşük maliyeti ve gelişmiş yarıiletken üretim altyapısı nedeniyle en yaygın kullanılan malzeme olarak öne çıkmaktadır [7]. Bu avantajlar sayesinde Yalıtkan Üstü Silikon (Silicon-on-Insulator, SOI) platformları üzerinde güçlü alan hapsi sağlayan, alt mikrometre boyutlarında tek modlu dalga kılavuzları üretilebilmekte ve bu yapıların kuantum dolanıklık, tek foton kaynakları ve interferometrik düzenekler gibi kuantum fotonik bileşenlerle entegre edilmesi mümkün olmaktadır.

Tümleşik kuantum fotonik sistemlerin başarısı, yalnızca aktif ve pasif bileşenlerin verimliliğine değil, aynı zamanda bu bileşenler ile optik fiber arasındaki ışık bağdaştırmasının etkinliğine de bağlıdır. Ancak, fiber çekirdeği ile dalga kılavuzu arasındaki boyut ve mod farkı yüksek bağdaştırma kayıplarına yol açmaktadır. Bu sorunu çözmek için ızgara bağdaştırıcılar (grating coupler) yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bu yapılar, dikey bağdaştırma mekanizması, kompakt tasarımları, yonga seviyesinde test edilebilirlik ve üretim kolaylığı gibi avantajları sayesinde öne çıkmaktadır [8].

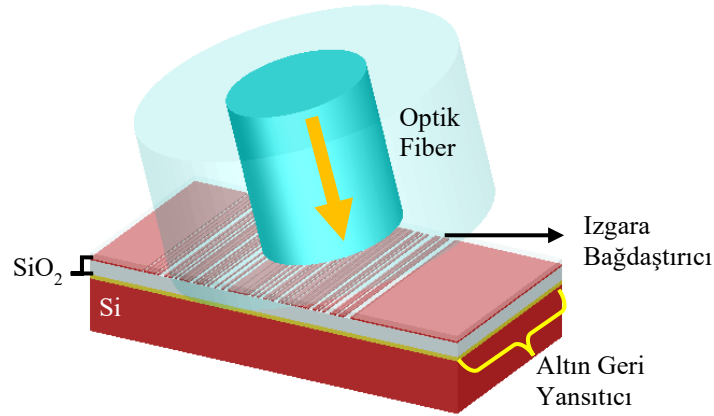
Bu çalışma kapsamında, kuantum fotonik sistemlerle uyumlu, altın geri yansıtıcılı tam aşındırılmış bir silikon ızgara bağdaştırıcı önerilmektedir. Yapı, 1550 nm dalga boyunda çalışacak şekilde optimize edilmiştir. Genetik

algoritma (GA) kullanılarak yapısal parametreler optimize edilmiş, FDTD tabanlı 2B ve 3B simülasyonlarla bağdaştırma verimliliği analiz edilmiştir. Önerilen tasarım, tek aşamalı üretime uygunluğu ve geniş bantlı, yüksek verimli karakteri ile kuantum fotonik uygulamalara entegre edilebilecek niteliktedir.

## 2. Tasarım ve Optimizasyon

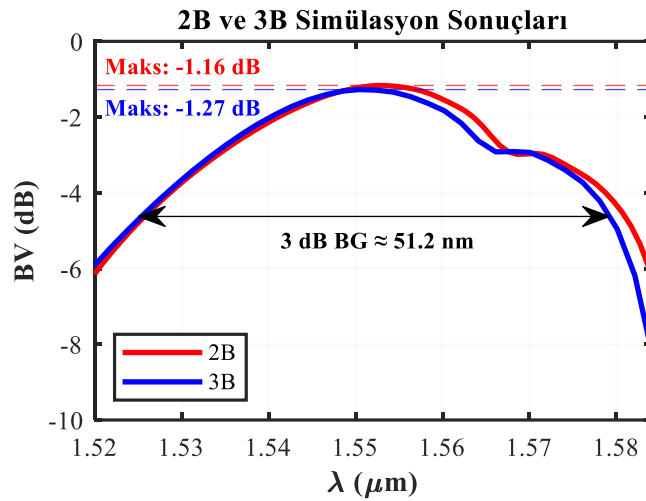
Bu çalışmada önerilen silikon ızgara bağdaştırıcının tasarımında, CMOS uyumlu 220 nm kalınlığında silikon tabakası kullanılmıştır. Bu kalınlık, alt mikrometre boyutlarında tek modlu dalga kılavuzu üretimine olanak tanır. Tasarımın tam aşındırılmış olması, yapının tek aşamalı litografi süreçleriyle üretilmesini sağlayarak üretim kolaylığı sunar. Üst ve alt kaplamalar olarak kullanılan  $\text{SiO}_2$  katmanları 1  $\mu\text{m}$  kalınlıktadır.

Bağdaştırma verimliliğini artırmak amacıyla, alt  $\text{SiO}_2$  katmanının altına 100 nm kalınlığında bir altın geri yansıtıcı (AGY) yerleştirilmiştir. AGY, aşağı yönlü ışınım kayıplarını azaltarak optik güç yoğunluğunu yukarı yönlendirmeye yardımcı olur. Bu katman herhangi bir şekillendirme gerektirmediği için üretim sürecine ek karmaşıklık getirmez. Izgara bağdaştırıcı yapısının yatay boyutları 20  $\mu\text{m} \times 12 \mu\text{m}$  olarak belirlenmiş, optik fiber ise 10° açıyla yerleştirilmiştir. Yapının şematik temsili Şekil 1’de sunulmuştur.



Şekil 1. Altın Geri Yansıtıcılı Silikon Izgara Bağdaştırıcının ve Optik Fiberin Şematik Gösterimi.

Yapısal parametreler (ızgara periyodu, doldurma oranı, aşındırma derinliği, fiber açısı), genetik algoritma (GA) ile optimize edilmiştir. GA, karmaşık ve çok boyutlu tasarım alanlarında global çözümler elde etmek için etkili bir popülasyon tabanlı sezgisel optimizasyon yöntemidir [9]. Her birey, belirli bir parametre kombinasyonunu temsil etmekte olup uygunluk fonksiyonu olarak fiberden dalga kılavuzuna aktarılan optik güç, bağdaştırma verimliliği esas alınmıştır. Tasarımda minimum özellik boyutu 100 nm olarak belirlenmiştir. Optimizasyon süreci seçim, çaprazlama ve mutasyon adımlarıyla yürütülmüş; her aday yapı Lumerical FDTD simülasyonlarıyla analiz edilmiştir.



Şekil 2. Izgara bağdaştırıcı yapısının 2B ve 3B simülasyonlarına ait bağdaştırma verimliliği ve 3 dB bant genişliği gösterimi.

Şekil 2’de sunulan en yüksek performansa sahip yapı, 2B analizlerde 1553 nm’de %76,49 (–1,16 dB), 3B analizlerde ise 1550 nm’de %74,58 (–1,27 dB) bağdaştırma verimliliği göstermiştir. Ayrıca, 3B simülasyonlarda yaklaşık 51,2 nm’lik 3 dB bant genişliği gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, önerilen yapının düşük kayıplı ve geniş bantlı karakteristiğiyle kuantum ışık kaynaklarının yonga içine verimli şekilde bağlanmasına olanak tanıyabileceğini göstermektedir.

### 3. Sonuç

Bu çalışmada, 1550 nm dalga boyunda çalışacak şekilde tasarlanan tam aşındırılmış ve altın geri yansıtıcı bir silikon ızgara bağdaştırıcı yapısı sunulmuştur. Yapı, genetik algoritma ile optimize edilmiş ve FDTD temelli 2B ve 3B simülasyonlarla detaylı olarak analiz edilmiştir. Optimize edilen tasarım, 2B analizde %76,49 (–1.16 dB), 3B analizde ise %74,58 (–1.27 dB) bağdaştırma verimliliği sunmuş; yaklaşık 51,2 nm’lik 3 dB bant genişliğiyle geniş spektrumda etkili bir performans sergilemiştir.

Yapının tam aşındırılmış olması, üretim sürecinin tek aşamada gerçekleştirilebilmesini mümkün kılarak hem maliyet hem de üretim kolaylığı açısından avantaj sağlamaktadır. Ayrıca, altına yerleştirilen altın geri yansıtıcı, aşağı yönlü ışınım kayıplarını önemli ölçüde azaltarak bağdaştırma verimini artırmaktadır.

Bu sonuçlar, önerilen bağdaştırıcının yalnızca klasik tümleşik fotonik sistemler değil, aynı zamanda kuantum fotonik yonga tasarımları için de güçlü bir aday olduğunu göstermektedir. Özellikle tek foton kaynaklarının yongaya düşük kayıpla entegre edilmesi gibi uygulamalarda yüksek bağdaştırma verimi kritik öneme sahiptir. İlerleyen çalışmalarda, bu yapının mikro-fabrikasyon teknikleriyle üretilmesi ve deneysel karakterizasyonu hedeflenmektedir. Böylece, kuantum teknolojilerine yönelik pratik uygulanabilirliği somut biçimde ortaya konabilecektir.

### Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından desteklenen 122E566 numaralı proje kapsamında gerçekleştirilmiştir.

### Kaynaklar

- [1]. Harris N. C., Bunandar D., Pant M., Steinbrecher G. R., Mower J., Prabhu M., ... ve Englund D., “Large-scale quantum photonic circuits in silicon”, *Nanophotonics*, cilt.5, no.3, s.456–468, 2016.
- [2]. Dong P., Chen Y. K., Duan G. H. ve Neilson D. T., “Silicon photonic devices and integrated circuits”, *Nanophotonics*, cilt.3, no.4–5, s.215–228, 2014.
- [3]. Dhote C., Singh A. ve Kumar S., “Silicon photonics sensors for biophotonic applications — a review”, *IEEE Sensors Journal*, cilt.22, no.19, s.18228–18239, 2022.
- [4]. Xiao Z., Liu W., Xu S., Zhou J., Ren Z. ve Lee C., “Recent progress in silicon-based photonic integrated circuits and emerging applications”, *Advanced Optical Materials*, cilt.11, no.20, 2301028, 2023.
- [5]. Feng L., Zhang M., Wang J., Zhou X., Qiang X., Guo G., ve Ren X., “Silicon photonic devices for scalable quantum information applications”, *Photonics Research*, cilt.10, no.10, s.A135-A153, 2022.
- [6]. Moody G., Sorger V. J., Blumenthal D. J., Juodawlkis P. W., Loh W., Sorace-Agaskar C., ... ve Camacho R. M., “2022 Roadmap on integrated quantum photonics”, *Journal of Physics: Photonics*, cilt.4 no.1, 012501, 2022.
- [7]. Thomson D., Zilkie A., Bowers J. E., Komljenovic T., Reed G. T., Vivien L., ...ve Nedeljkovic M., “Roadmap on silicon photonics”, *Journal of Optics*, cilt.18 no.7, 073003, 2016.
- [8]. Cheng L., Mao S., Li Z., Han Y., ve Fu H. Y., “Grating couplers on silicon photonics: Design principles, emerging trends and practical issues”, *Micromachines*, cilt.11 no.7, 666, 2020.
- [9]. Mirjalili, S., “Evolutionary algorithms and neural networks”, *Studies in computational intelligence*, cilt.780 no.1, s.43-53, 2019.

## Kuantum Uygulamaları İçin Tersine Tasarımlı Minyatür ve Büyük Ölçekli 1B Izgaralı Dalga Kılavuz Geçişlerinin Deneysel Gösterimi

Ahmet Oğuz Sakın, Beyza Akçay, Mehmet Ünlü\*

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ankara, Türkiye

a.sakin@etu.edu.tr, beyzaakcay@etu.edu.tr, munlu@etu.edu.tr

**Özet:** Bir boyutlu ızgaralı dalga kılavuzlarının (1BIDK) klasik fotonik entegre devrelerle entegrasyonu, grup indeksi ve mod uyumsuzluğu gibi fiziksel zorluklar nedeniyle sezgisel olarak tasarlanan geçiş bölgeleriyle genellikle yeterince verimli şekilde sağlanamamaktadır. Bu çalışmada, dijital metamalzeme yaklaşımıyla optimize edilen ultra-minyatür ( $2.2 \times 2.1 \mu\text{m}^2$ ) ve büyük ölçekli ( $10 \times 5 \mu\text{m}^2$ ) geçiş bölgeleri sunulmuştur. Üretim sonrası karakterizasyonda, minyatür geçişte  $-0.80\text{ dB}$ , büyük ölçekte ise  $-3.41\text{ dB}$  iletim, geniş bir bant aralığında elde edilmiştir. Bu yaklaşımın, kompakt ve verimli 1BIDK tabanlı fotonik sistemlerin entegrasyonunu kolaylaştırmasının yanı sıra, söz konusu topolojilerle tasarlanan kuantum fotonik kapılarda doğruluk (fidelity) değerlerini artıracakları öngörülmektedir.

**Abstract:** The integration of one-dimensional grating waveguides (1DGWs) with conventional photonic integrated circuits is often limited by group index and mode mismatches, making intuitively designed transition regions insufficiently efficient. In this study, we present ultra-miniaturized ( $2.2 \times 2.1 \mu\text{m}^2$ ) and large-scale ( $10 \times 5 \mu\text{m}^2$ ) transition regions optimized via a digital metamaterial approach. Post-fabrication characterization demonstrated  $-0.80\text{ dB}$  transmission for the miniaturized and  $-3.41\text{ dB}$  for the large-scale transition, both over a broad bandwidth. This approach is expected to facilitate the integration of compact and efficient 1DGW-based photonic systems and to improve the fidelity of quantum photonic gates designed with these topologies.

### 1. Giriş

Bir boyutlu ızgaralı dalga kılavuzları (1BIDK), kristal örgü mimarisinin oluşturduğu Bloch modlarını kullanarak ışığın yayılımını kontrol altına almak, geciktirmek, biçimlendirmek ve belirli yönlelere yönlendirmek amacıyla geliştirilmiş fotonik yapılardır. Son yıllarda, kuantum fotonik [1] ve mikrodalga fotonik [2] gibi pek çok ileri düzey teknolojik uygulamada önemli rol oynamaktadırlar. 1BIDK'lerin bu uygulamalardaki başarısı, temel olarak kristal örgü yapısının ortaya çıkardığı Bloch modlarının etkin ve amaca yönelik kullanışlı şekilde yönetilebilmesinden kaynaklanmaktadır.

Ancak, bu özgün mod yapısı klasik fotonik devre elemanları olan düz silikon dalga kılavuzları, çok modlu enterferometreler (MMI), yönlendirmeli kuplörler, Y-dallanma yapıları ve fotonik bükümler gibi interconnect bileşenleriyle doğrudan entegrasyonu zorlaştırmaktadır. Özellikle, kristal örgüye dayalı 1BIDK'lerin grup hızı ve dispersiyon özelliklerinin klasik dalga kılavuzu tabanlı güç bölücüler veya bağlantı elemanlarıyla uyuşmaması, doğrudan bağlantı ("butt coupling") gerçekleştirildiğinde iletim kayıplarının artmasına ve bant genişliğinin ciddi şekilde daralmasına neden olmaktadır. Bu durum, sistem performansında düşüşe ve tasarımsal esneklikte kısıtlamalara yol açmaktadır [3].

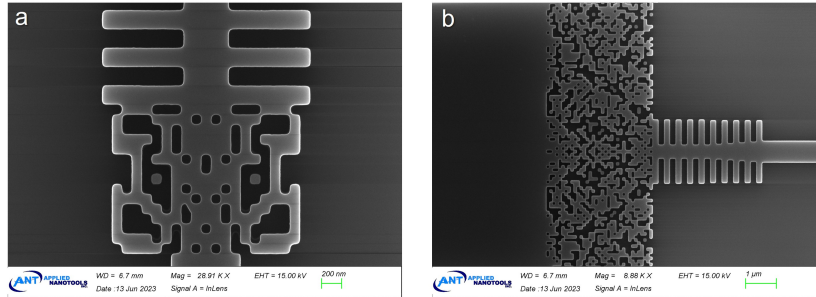
Bir boyutlu ızgaralı dalga kılavuzları (1BIDK) ile geleneksel fotonik bağlantı elemanları arasındaki geçiş bölgelerini (*transition*) verimli şekilde tasarlamak, günümüzde hâlen çözümü zorlayıcı bir problem olarak önemini korumaktadır. Mevcut klasik tasarım yöntemleri genellikle sezgisel yaklaşımlara ve elle yapılan optimizasyon süreçlerine dayanmakta olup, bu durum 1BIDK'lerin doğasında bulunan karmaşık fiziksel özelliklerle başa çıkmayı güçleştirmektedir [4]. Özellikle 1BIDK yapılarının sergilediği yüksek grup indeksi duyarlılığı, belirgin dalgaboyu bağımlılığı ve Bloch modlarının kristal örgüsüne bağlı karmaşık dağılımı, sezgisel yaklaşımlarla tasarım yapılmasını büyük ölçüde zorlaştırmaktadır. Buna ek olarak, dalga kılavuzlarındaki dispersiyon davranışının doğrusal olmaması ve mod profilindeki düzensizlikler, geleneksel yöntemlerle etkili çözümler üretmenin önünde ciddi engeller oluşturmaktadır. Dolayısıyla, bu sorunları aşmak ve ultra kompakt, düşük kayıplı, geniş bant genişliğine sahip yüksek performanslı geçiş bölgeleri tasarlayabilmek için tersine tasarım (*inverse design*) gibi yenilikçi ve sistematik optimizasyon yöntemlerinin kullanılması kaçınılmaz hâle gelmiştir.

Bu bildiri kapsamında iki farklı geçiş bölgesi tasarımı hedeflenmiştir. İlk olarak, düz silikon dalga kılavuzundan bir boyutlu ızgaralı dalga kılavuzuna (1BIDK) mümkün olan en minyatür boyutta geçişi sağlayan ultra-kompakt bir geçiş yapısının tasarımı ele alınmıştır. İkinci olarak ise, ızgaralı bir giriş kuplörü üzerinden ışığın doğrudan yonga üzerine aktarıldığı durumda, herhangi bir kademeli konik yapı (adiyabatik taper) kullanmaksızın, 10  $\mu\text{m}$  genişliğindeki giriş açıklığından doğrudan 1BIDK yapısına bağlanan büyük ölçekli (large scale) bir meta geçiş bölgesi tasarımı hedeflenmiştir. 1BIDK yapısının topolojik detaylarına ilişkin daha kapsamlı bilgiler için [3] numaralı referansa başvurulabilir.

## 2. Tasarım Yöntemi ve Sonuçlar

Geçiş bölgelerinin topolojik tasarımı, 100 nm  $\times$  100 nm boyutlarında tanımlı kare hücrelerden oluşan bir tasarım alanı üzerinde gerçekleştirilmiştir. Her bir hücre, “1” değeriyle silisyum, “0” değeriyle silisyum dioksit olarak tanımlanmış ve bu ikili temsil üzerinden yapı, genetik algoritma (GA) kullanılarak optimize edilmiştir. Genetik algoritma, başlangıçta rastgele oluşturulan yapılar üzerinden doğal seçim, çaprazlama ve mutasyon işlemleriyle evrimsel bir optimizasyon süreci yürütmekte olup her nesilde, ışık iletimini en üst düzeye çıkaran bireyler seçilerek yeni nesillerin oluşturulması, uygun silisyum ve silisyum dioksit kombinasyonunun bulunmasını hedeflemektedir. Bu süreç, iletim verimliliğini (örneğin bu çalışma kapsamında zaman alanı Poynting vektörü üzerinden ölçülen toplam güç) maksimize edecek şekilde belirlenmiş ve sonuçta zaman alanı bir yaklaşımın sadece genlik değeri baz alınarak ultra kompakt, düşük kayıplı ve yüksek bant genişliğine sahip olacak geçiş yapıları tasarımı yapılabilir şekilde bir optimizasyon süreci oluşturulmuştur. Minyatür geçiş yapısı için tasarım alanı, 2.2  $\mu\text{m}$   $\times$  2.1  $\mu\text{m}$  gibi oldukça kompakt bir boyutta sınırlandırılarak en düşük alan tüketimi hedeflenmiştir. Büyük ölçekli geçiş bölgesinde ise, yine mümkün olan en küçük boyut amaçlanarak tasarım bölgesi 10  $\mu\text{m}$   $\times$  5  $\mu\text{m}$  olarak belirlenmiştir.

Şekil 1’de, genetik algoritma ile optimize edilen geçiş bölgelerine ait taramalı elektron mikroskobu (SEM) görüntüleri sunulmaktadır. Şekil 1(a)’da görülen topoloji, ultra-minyatür geçiş yapısının nihai optimizasyon sonucunda elde edilen biçimini göstermektedir. Şekil 1(b) ise, büyük ölçekli geçiş bölgesinin optimize edilmiş nihai topolojisine karşılık gelmektedir. Tasarımı yapılan yapılar, Applied Nanotools Inc. tarafından sağlanan NanoSOI Çoklu Proje Yonga (MPW) sürecinde, doğrudan yazma 100 keV elektron demeti litografisi (EBL) yöntemi kullanılarak üretilmiştir [5].



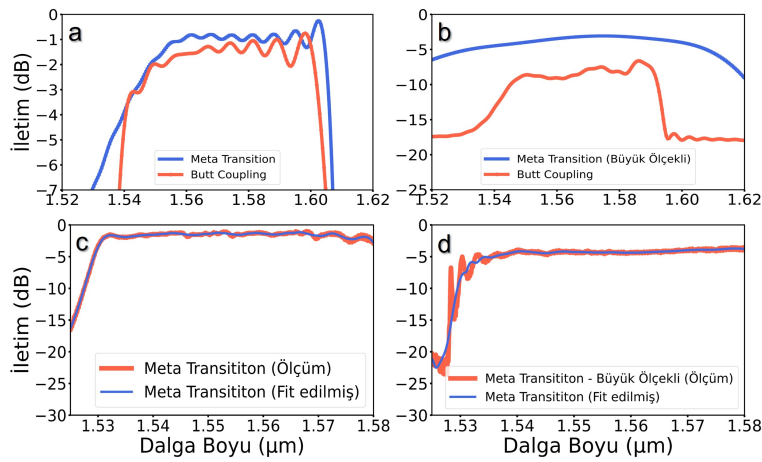
**Şekil 1.** Genetik algoritma ile optimize edilen geçiş bölgelerine ait taramalı elektron mikroskobu (SEM) görüntüleri. (a) Minyatür geçiş bölgesinin nihai topolojisi. (b) Büyük ölçekli meta geçiş bölgesinin nihai topolojisi.

Şekil 2’de, optimize edilen geçiş bölgelerine ait hem simülasyon hem de üretim sonrası elde edilen karakterizasyon sonuçları sunulmaktadır. Şekil 2(a), meta-minyatürize geçiş bölgesinin simülasyon sonuçlarını gösterirken, Şekil 2(b) büyük ölçekli geçiş bölgesinin simülasyonunu göstermektedir. Ayrıca bu grafikler kapsamında doğrudan iletim (butt coupling) yolu ile herhangi bir geçiş bölgesi topolojisi kullanılmadan yapıların iletim sonucunun nasıl olacağı da gösterilmiştir. Tüm simülasyonlar üç boyutlu sonlu farklar-zaman alanı (3D-FDTD) yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Şekil 2(c) ve 2(d) ise, sırasıyla minyatürize ve büyük ölçekli topolojilere ait üretim sonrası yapılan deneysel karakterizasyon sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 2(a) incelendiğinde, meta-minyatürize geçiş bölgesinin 1580 nm dalga boyunda maksimum iletim değeri 0.83 olup, bu değer yaklaşık olarak  $-0.80$  dB’ye karşılık gelmektedir. Butt coupling durumunda ise iletim 0.78’e, yani yaklaşık  $-1.07$  dB’ye düşmekte ve aynı zamanda bant genişliğinde belirgin bir daralma gözlenmektedir. Burada ayrıca not edilmelidir ki, giriş dalga kılavuzunun 700 nm ve 1BIDK yapısının iç ızgara genişliğinin 450 nm olarak seçilmesi, geçişte grup indeksi uyumsuzluğunu minimumda tutan bir tasarımdır. Grup indeksinde daha

ani değişimlerin bulunduğu tasarımlarda ise butt coupling verimliliğinin çok daha belirgin biçimde azalacağı öngörülebilir. Şekil 2(c)'de bu senaryo için üretim sonucu incelendiğinde ise simülasyon sonucuna göre bant kayması yaşanmış olup, maksimum iletim değeri incelendiğinde 1540 nm'de  $-1.23$  dB seviyesinde sonuç elde edilmiştir. Hem 1BIDK yapılarının fabrikasyon hatalarına açık topolojisi hem de 100 nm boyutundaki karelerin kullanılması, bantta kayma ve iletimde gözlenen hafif düşüşlerin başlıca nedenleri arasında sayılabilir [3].

Şekil 2(b) incelendiğinde ise büyük ölçekli geçiş bölgesi yapısı için 1570 nm dalga boyunda yaklaşık 0.5 iletim değeri elde edilmiştir; bu değer yaklaşık  $-3$  dB'ye karşılık gelmektedir. Butt coupling durumunda ise, iletim aynı dalga boyunda 0.16'ya kadar düşmekte olup bu da yaklaşık  $-7.96$  dB'ye tekabül etmektedir. Normalde yüzlerce mikron uzunluğunda gerçekleştirilen bu geçişin, oldukça sınırlı bir bölgede ( $10 \mu\text{m} \times 5 \mu\text{m}$ ) başarıyla yapılması başlı başına önemli bir teknik zorluk teşkil etmektedir; ayrıca, geçiş bölgesi uzunluğunun  $5 \mu\text{m}$ 'den daha büyük seçilmesiyle iletim veriminin daha da artırılabilmesi öngörülmektedir. Şekil 2(d)'de üretim sonrası elde edilen karakterizasyon sonuçları incelendiğinde ise, bant kaymaları nedeniyle maksimum iletim değerine bakılmış ve  $-3.41$  dB olarak ölçülerek simülasyon sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür.



**Şekil 2.** Optimize edilen geçiş bölgelerine ait simülasyon ve üretim sonrası karakterizasyon sonuçları. (a) Meta-miniyatür geçiş bölgesi için simülasyon iletim spektrumu ve karşılaştırmalı olarak butt coupling sonucu. (b) Büyük ölçekli geçiş bölgesi için simülasyon iletim spektrumu ve butt coupling sonucu. (c) Miniyatür geçiş bölgesinin üretim sonrası karakterizasyon sonucu. (d) Büyük ölçekli geçiş bölgesinin üretim sonrası karakterizasyon sonucu.

### 3. Sonuç

Sonuç olarak, tasarlanan geçiş yapıları geniş bantlı performansı artırmış ve iletim kayıplarını azaltmıştır. Bu iyileştirme, özellikle kuantum fotonik kapı tasarımlarında fidelity değerindeki düşüşlere karşı daha dayanıklı ve güvenilir bir yaklaşım geliştirilmesine olanak sağlamıştır.

### 4. Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından desteklenen 122E566 numaralı proje kapsamında gerçekleştirilmiştir.

### Kaynaklar

- [1] Xie, Shengjie, ve diğerleri. "Çip Üstü Fabry-Pérot Bragg Izgara Kavitesiyle Güçlendirilmiş Dört Dalga Karışımı." *ACS Photonics* 7.4 (2020): 1009-1015.
- [2] Burla, Maurizio, ve diğerleri. "Integrated waveguide Bragg gratings for microwave photonics signal processing." *Optics Express* 21.21 (2013): 25120-25147.
- [3] Sakin, Ahmet O., Hamza Kurt ve Mehmet Unlu. "Ultra-miniaturized Bloch mode metasplitters for one-dimensional grating waveguides." *Optics Letters* 50.2 (2025): 610.
- [4] Wang, Gencheng, ve diğerleri. "Continuously tunable true-time delay lines based on a one-dimensional grating waveguide for beam steering in phased array antennas." *Applied Optics* 57.18 (2018): 4998-5003.
- [5] L. Chrostowski, ve diğerleri, "Silicon photonic circuit design using rapid prototyping foundry process design kits," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, cilt 25, sayı 5, ss. 126, 2019.



## Josephson Parametrik Amplifikatörünün Zaman Uzayı Tasarımı ve Girdi-Çıktı Teorisi ile Karşılaştırılması

Emre Küçükylmaz, Mehmet Ünlü, Ali Bozbey\*  
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara

[emrekucukylmaz@etu.edu.tr](mailto:emrekucukylmaz@etu.edu.tr), [munlu@etu.edu.tr](mailto:munlu@etu.edu.tr)

[bozbey@etu.edu.tr](mailto:bozbey@etu.edu.tr)

**Özet:** Süperiletken kuantum teknolojisi hızla gelişmektedir ve bu ilerleme, düşük gürültü sınırına sahip yükselticilere olan ihtiyacı artırmaktadır. Bu bağlamda, Josephson Parametrik Yükseltici (JPA), Josephson İlerleyen Dalga Parametrik Yükseltici (JTWP) ve Josephson Halka Modülatörü (JRM) gibi cihazlar öne çıkmaktadır. Josephson eklemleri kullanılarak parametrik yükseltme ve sıkıştırılmış ışık üretimi gibi kuantum optik uygulamalara olanak sağlanmaktadır. Ancak bu tür cihazlar genellikle kuantum hareket denklemleriyle tanımlandığından, yapıları karmaşıktıkça Tasarımları da giderek zorlaşmaktadır. Bu çalışmada, bir JPA yapısı mikrodalga toplu eleman modeliyle devre simülatöründe analiz edilerek, elde edilen sonuçlar kuantum mekaniğinden alınan sonuçlar ile karşılaştırılacaktır.

**Abstract:** Superconducting quantum technology is rapidly advancing, which has increased the demand for low-noise amplifiers. Key devices in this field include the Josephson Parametric Amplifier (JPA), the Josephson Traveling-Wave Parametric Amplifier (JTWP), and the Josephson Ring Modulator (JRM). These devices utilize Josephson junctions to enable parametric amplification and the generation of squeezed light. However, their design is challenging due to the complexity of the underlying quantum-mechanical models. In this study, a JPA is analyzed using a microwave lumped-element circuit model in a simulator, and the results are compared with those obtained from quantum-mechanical equations.

### 1. Giriş

Literatürde Josephson parametrik yükselticiler (JPA) kapsamlı biçimde incelenmiştir [1–3]. Kuantum limitli yükseltici veya klasik olmayan ışık kaynağı olarak kullanılırlar ve çeşitli modlarda (dejenerelik, dejenerelik dışı, 3 veya 4 dalga karışımı) çalışabilirler [4–5]. Güçlü doğrusal olmayan kubitlerden ziyade zayıf doğrusal olmayan harmonik osilatörler olarak modellenirler [6]. Girdi-çıkı kuramı, boşluk ile çevresi arasındaki etkileşimi modelleyerek Heisenberg resmi altında hareket denklemlerini elde etmeyi sağlar [7]. Bu yarı-klasik yaklaşım, devre simülatörlerine doğal olarak uyarlanabilir [8]. Bu çalışmada, açık kaynaklı devre simülatörleri (Jsim, JoSIM) ile JPA karakterize edilmiş, sonuçlar kuantum yaklaşımlarla karşılaştırılmıştır [9]. Ayrıca Matlab ile JPA'ya ait akı denklemi çözülerek iki farklı sayısal yöntemin tutarlılığı gösterilmiştir. Josephson devre simülatörleri dijital devrelerde yaygın olarak kullanılsa da [10–11], RF davranışları da doğru toplu modelleme ile analiz edilebilir. Bu yaklaşımla, zaman domenli simülatörlerin kuantum mühendisliği tasarımlarında yaygınlaşacağı öngörülmektedir.

### 2. Kuantum Girdi-Çıkı Kuramı

Kuantum mekaniğinde varsayılan yaklaşım istenen devrenin hamiltonyeninin çıkarılması ve bu hamiltonyenin zaman ile değişiminden devrenin dinamiğinin anlaşılmasıdır. Bunun için doğrusal olmayan kavitenin hamiltonyeni denklem 1'deki şekilde yazılır.

$$H^{RWA} = \hbar \tilde{\omega}_0 \hat{a}^\dagger \hat{a} + \frac{K}{2} \hat{a}^\dagger \hat{a}^\dagger \hat{a} \hat{a} \quad (1)$$

Denklem 1'de verilen hamiltonyen girdi çıkı kuramı çerçevesinde şu şekilde yazılır:

$$c(w) = \frac{-\sqrt{2\gamma_1}[(W^* - iw)c_1^{in}(w) - Vc_1^{in}(-w)]}{(iw - \lambda_-)(iw - \lambda_+)} \quad (2)$$

Denklem 2, intrakavite alanının zaman ile değişimini açıklamaktadır. Çıkış alanını hesaplamak için, aşağıda verilen sınır koşulu hesaplanır.

$$c_{out}(t) - c_{in}(t) = \sqrt{2\gamma}c(t) \quad (3)$$

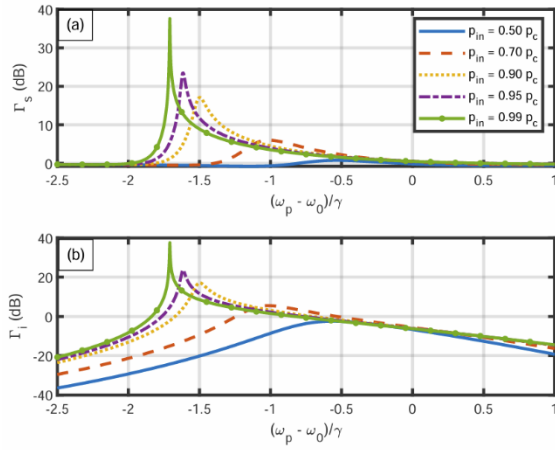
Sınır koşulu tanımlı denklem 3'te yerine konulduğunda:

$$c_1^{out}(w) = \left(1 - \frac{2\gamma_1(W^* - iw)}{(iw - \lambda_-)(iw - \lambda_+)}\right) c_1^{in}(w) + \frac{2\gamma_1 V}{(iw - \lambda_-)(iw - \lambda_+)} c_1^{\dagger in}(-w) \quad (4)$$

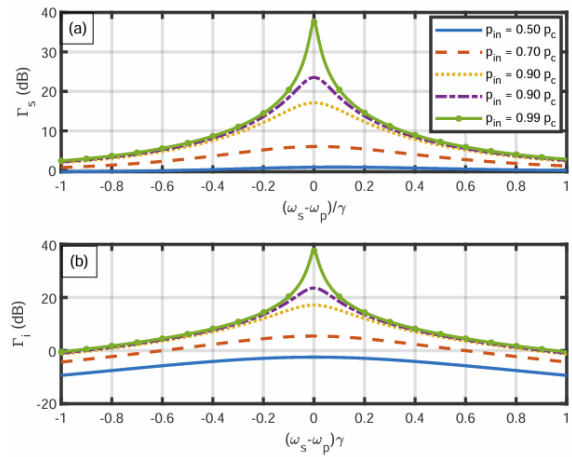
$$\equiv G(w)c_1^{in}(w) + M(w)c_1^{\dagger in}(-w)$$

Denklem 4 üzerinde iki adet alan görülmektedir. Bunlardan birincisi çalışılan referans frekansına (pompa frekansı) göre ( $w$ ) kadar yüksek frekansta olan “Signal” tonudur. ( $-w$ ) frekansında beliren dalga formu ise “Idler” tonudur. Bu denklem ile Signal ve Idler için kazançlar hesaplanabilir. Denklemlerin detayları için referans [13] incelenebilir.

1)



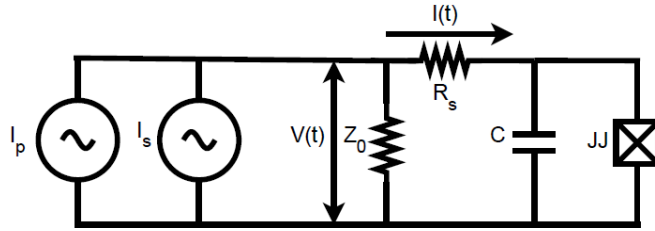
2)



**Şekil 1.** Analitik kuantum denklem sonucu için 1-a) probe tonu için pompa-rezonans frekansı taraması 1-b) aylak tonu için pompa-rezonans frekansı taraması 2-a) sinyal ve pompa detonasyonu için frekans taraması 2-b) aylak-pompa için frekans taraması

### 3. Devre Modeli

Devrenin spice'da gerçekleştirilmesi için öncelikle devre komponentlerinden bir modellemesinin yapılması gerekmektedir. Bu bağlamda gerekli olan parçalar akım kaynağı, direnç, kapasitör ve bir Josephson Eklemi'dir.



**Şekil 2.** Simülâtörde gerçekleştirilen devre [12].

Şekil 2 üzerinde gerçekleştirilen devre, basit bir Josephson parametrik yükselticidir. Bu devreyi işlemek için Yansıyan ve Giden dalgalar hesaplanır.

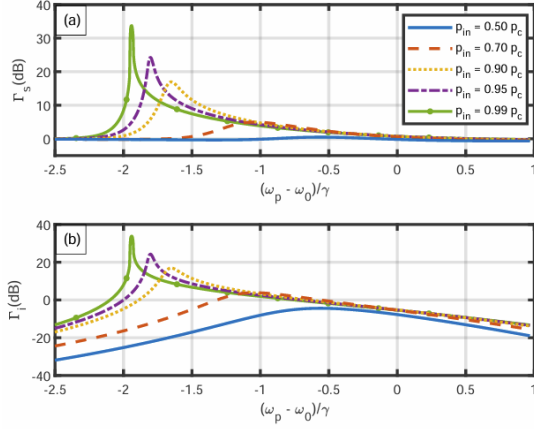
$$V_{in}(t) = \frac{V(t) + Z_c I(t)}{2} \quad V_{out}(t) = \frac{V(t) - Z_c I(t)}{2} \quad (4)$$

Bu denklemlerde  $Z_c$  iletim hattı empedansı  $I(t)$  ve  $V(t)$  ise Şekil 2'de görülen parametrelerdir. İlerlemek için zaman uzayında bulunan gerilimden frekans uzayı geçilir. Frekans uzayına geçiş için Fourier dönüşümü veya çıkan sinyalin frekans komponentleri içerisinde ilgilenilen sinyal ve idler frekansına bakılır.

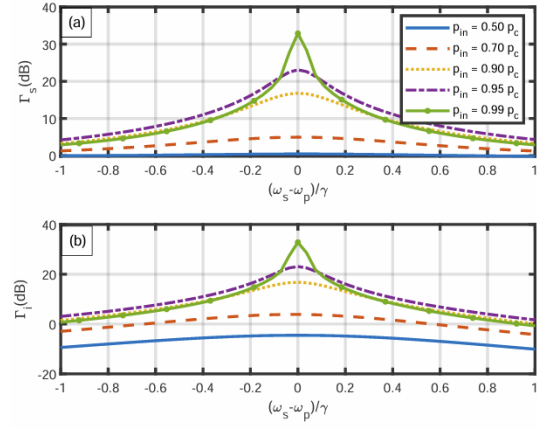
$$S_{11}(dB) = 20 \log_{10} \frac{V_{out}(\omega)}{V_{in}(\omega)}$$

Denklem 6 kullanılarak yansıyan gerilimler hesaplanır:

1)



2)



**Şekil 3.** Benzetim sonucu için 1-a) probe tonu için pompa-rezonans frekansı taraması 1-b) aylak tonu için pompa-rezonans frekansı taraması 2-a) sinyal ve pompa detonasyonu için frekans taraması 2-b) aylak-pompa için frekans taraması

Şekil 3'te görülen sonuçlar Şekil 1 ile oldukça uyumludur. Rezonant etkileşimli kuantum devrelerin simülasyonu için JOSIM gibi simülatörlerin uygun olduğu görülmüştür. Bu sonuç, süperiletken kuantum cihaz tasarımı kolaylaştırması için önemlidir. Karmaşık devrelerde kuantum analizi oldukça zahmetli olabilmektedir.

### Kaynaklar

- [1] Castellanos-Beltran M A, Irwin K D, Hilton G C, Vale L R ve Lehnert K W, 2008, *Nature Physics*, cilt 4, sayfa 929–931, ISSN 1745-2481, sayı 12, Nature Publishing Group.
- [2] Planat L, Dassonneville R, Martínez J P, Foroughi F, Buisson O, Hasch-Guichard W, Naud C, Vijay R, Murch K ve Roch N, 2019, *Physical Review Applied* 11(3), 034014. DOI: 10.1103/PhysRevApplied.11.034014.
- [3] Ranzani L, Ribeill G, Hassick B ve Fong K C, 2022, “Wideband Josephson Parametric Amplifier with Integrated Transmission Line Transformer,” 2022 IEEE International Conference on Quantum Computing and Engineering (QCE), sayfa 314–319.
- [4] Roch N, Flurin E, Nguyen F, Morfin P, Campagne-Ibarcq P, Devoret M H ve Huard B, 2012, *Physical Review Letters*, cilt 108, makale no: 147701, yayınevi: American Physical Society.
- [5] Russer J A, Würth M, Utschick W, Bischeltsrieder F ve Peichl M, 2023, “2023 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSN),” sayfa 315–316.
- [6] Boutin S, Toyli D M, Venkatramani A V, Eddins A W, Siddiqi I ve Blais A, 2017, *Physical Review Applied*, cilt 8, makale no: 054030 (Preprint 1708.00020).
- [7] Gardiner C W ve Collett M J, 1985, *Physical Review A*, cilt 31, sayfa 3761–3774, ISSN 1050-2947.
- [8] He K, Dai G, Yu Q, He Y, Zhao C, Liu J ve Chen W, 2023, *Superconductor Science and Technology*, cilt 36, ISSN 0953-2048.
- [9] Delpert, J. A., Jackman, K., Le Roux, P., & Fourie, C. J. (2019). Josephson junction models for system-level simulation. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 29(5), 1–5. DOI: 10.1109/TASC.2019.2894731.
- [10] Askerzade, I., Bozbey, A., & Canturk, M. (2017). *Modern Aspects of Josephson Dynamics and Superconductivity*. Springer, Cham. ISBN: 978-3-319-63937-2. [11] Karamuftuoglu M A, Bozbey A ve Razmkhah S, 2023, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, cilt 33, sayfa 1–7, ISSN 1051-8223.
- [11] C. Beltran, Development of a Josephson Parametric Amplifier for the Preparation and Detection of Nonclassical States of Microwave Fields, 2010.
- [12] Quintana C M, 2013, *Josephson Parametric Amplification for Circuit Quantum Electrodynamics: Theory and Implementation*, Princeton Undergraduate Senior Thesis, Department of Physics, Princeton University, Princeton, NJ, USA (also issued as Technical Report, U.S. Army Research Office, report no: 53367-PH-PCS.10).

## Kuantum Uygulamaları İçin Termal Kontrollü Süperiletken Anahtar Tasarımı ve Analizi

Osman Bera Akkaya<sup>1</sup>, Mehmet Ünlü<sup>1,2</sup>, Ali Bozbey<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

<sup>2</sup>Phi0 Kuantum Teknolojileri,

ODTU Teknokent, Dumlupınar Bul. No:280 Ankara

[osmanberaakkaya@etu.edu.tr](mailto:osmanberaakkaya@etu.edu.tr), [munlu@etu.edu.tr](mailto:munlu@etu.edu.tr), [bozbey@etu.edu.tr](mailto:bozbey@etu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada, süperiletkenlerin kritik sıcaklık altında süperiletken durumda, bu sıcaklığın üzerinde ise normal (kayıplı) durumda bulunması özelliğinden yararlanılarak yüksek iletim/izolasyon oranına sahip bir anahtar tasarımı sunulmuştur. Anahtar yapıları, süperiletken bir hattın çevresine veya üzerine yerleştirilen ısıtıcılarla çalışmaktadır. Isıtıcılar sayesinde lokal sıcaklık artırılarak süperiletkenlik kontrollü şekilde ortadan kaldırılmakta ve kayıplı duruma geçilerek izolasyon sağlanmaktadır. Tasarlanan yapılarda, açık durumda 0.5 dB'den düşük ilave (insertion) kayıp elde edilmeye çalışılmıştır. Kapalı durumda ise 20 dB'den yüksek izolasyon hedeflenmiştir. Tasarlanan anahtarlar düşük güç tüketimi, hızlı anahtarlama ve bütünleşmiş (integrated) devrelerle uyumluluk açısından mevcut anahtarlara kıyasla önemli avantajlar sunmaktadır.

**Abstract:** In this study, a switch design with a high transmission/isolation ratio is proposed by utilizing the property of superconductors being in the superconducting state below a critical temperature and transitioning to the normal (resistive) state above it. The switch operates through heaters placed around or above a superconducting line. By locally increasing the temperature with these heaters, superconductivity is deliberately suppressed, and the material transitions to the resistive state, thereby achieving isolation. In the proposed designs, an insertion loss of less than 0.5 dB is targeted in the on-state, while an isolation greater than 20 dB is aimed for in the off-state. The switches offer significant advantages over conventional alternatives in terms of low power consumption, fast switching, and compatibility with integrated circuits.

### 1. Giriş

Kuantum bilgi işleme sistemlerinde sinyal yönlendirme ve kontrol elemanları yüksek doğruluk, düşük gürültü ve kriyojenik ortamlara tam uyumluluk gibi kritik gereksinimleri karşılamak zorundadır [1]. Geleneksel RF anahtarlama elemanları, bu sistemlerde kullanılan malzemelerle uyumsuzluk, fazladan termal yük oluşturma ve karmaşık devre entegrasyonu gibi dezavantajlar nedeniyle yetersiz kalmaktadır.

Piyasada mevcut olan kriyojenik anahtarlar bu sınırlamaları kısmen aşmakla birlikte, hâlen bazı önemli dezavantajlar barındırmaktadır. Bu anahtarlar genellikle yüksek voltajlarla çalışmakta (örneğin 28 V) ve 100 W'ı aşan güç tüketimiyle yüksek akım gereksinimi duymaktadır [4]. Ayrıca, anahtarlama süreleri milisaniye (ms) mertebelerindedir [4]. Birçok kuantum uygulaması için yetersiz kalmaktadır. Bu durum, daha düşük güçle çalışan, daha hızlı ve entegre edilebilir çözümlere olan ihtiyacı ortaya koymaktadır.

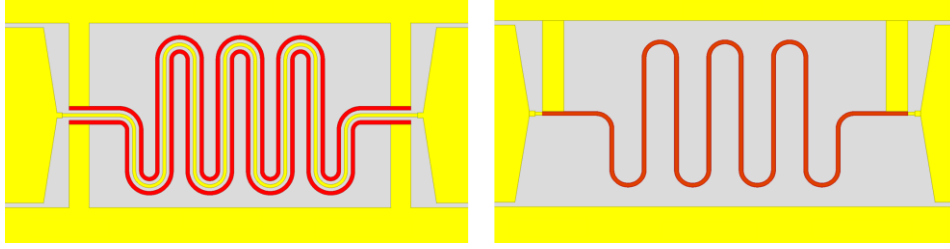
Bu çalışma kapsamında, termal kontrollü süperiletken anahtar yapılarının kuantum devrelerine entegrasyonu hedeflenmiş ve bu amaçla farklı topolojiler tasarlanmıştır. Bu tasarımlardaki termal anahtarlama prensibi, süperiletkenlerin süperiletkenlik özelliğinin bir kritik sıcaklığa bağlı olmasından faydalanmaktadır. Bu kritik sıcaklığın üstünde kayıplı özellik göstermekte, altında ise kayıpsız çalışmaktadırlar [3]. Belirli bir bölgeye yerleştirilen ısıtıcı hatlar yardımı ile yerel ısıtma yoluyla süperiletken ve normal durumlar arasında geçiş ile iletim ve izolasyon sağlanmaktadır. Bu ısıtıcı hatlar süperiletken olmayan maddelerden veya süperiletkenlerden yapılabilirler. Süperiletkenler bir kritik akımın üstünde kayıplı durumda çalışmaktadırlar.

### 2. Tasarım ve Modelleme

Bu çalışmada geliştirilen süperiletken anahtar tasarımı, kuantum devrelerde sinyal yönlendirme ve kontrol uygulamaları için optimize edilmiş, termal kontrollü bir seri anahtarlama mimarisi üzerine kuruludur. Anahtar yapısı, iki mikrodalga iletim hattının seri bağlanması ve bu hatların ortasına yerleştirilen termal kontrollü bir süperiletken köprü hattı ile tamamlanmaktadır. Bu süperiletken köprü, lokal ısıtma yöntemiyle süperiletken (ON) ve normal (OFF) durumlar arasında geçiş yapabilmektedir.

Anahtarın ON durumunda, süperiletken köprü hattı bir indüktif bağlantı gibi davranmakta ve sinyal iletimine minimum kayıpla izin vermektedir. Hesaplanmış değeri, geometrik parametrelere dayalı analitik modellerle

hesaplanmış [2] ve InductEx yazılımı ile doğrulanmıştır. OFF durumunda ise niobyum köprü hattı, kritik sıcaklık eşiği ( $T_c \approx 9.2$  K) üzerine ısıtılarak süperiletkenlik kaybolmakta ve yüksek bir direnç göstererek sinyal iletimini kesmektedir. Bu iki durumun geçişi, niobyumun sıcaklığa bağlı direnç davranışı ( $R-T$  karakteristiği) [3] temel alınarak modellenmiştir.



**Şekil 1.** İki farklı anahtar tasarımının üstten görünümü. Soldaki yapıda ısıtıcı hatlar süperiletken hattın yanlarına, sağdaki yapıda ise doğrudan üzerine yerleştirilmiştir. Renklerle gösterim: kırmızı – ısıtıcı hatlar, sarı – süperiletken bölgeler, gri – yalıtkan katman.

Modelleme sürecinde iki farklı ısıtıcı yerleşimi içeren topoloji tasarlanmıştır. İlk topolojide ısıtıcı çizgiler süperiletken hattın yanına, ikinci topolojide ise doğrudan üzerine (yalıtım katmanı ile ayrılmış şekilde) yerleştirilmiştir. Şekil 2’de bu yapıların HFSS simülasyon ortamında görüntüleri görülmektedir. Burada sarı katman süperiletken, gri katman yalıtkan, kırmızı katman ise ısıtıcı katmanıdır. Isıtıcı katmanı, sağdaki yapıda süperiletkenin iki yanına yerleştirilmiştir, soldaki yapıda ise üzerindedir. Bu düzenlemeler sırasıyla elektromanyetik kayıpların azaltılması ve ısıtma verimliliğinin artırılması hedeflenerek yapılmıştır. Her iki yapı için oluşturulan basitleştirilmiş devre modelleri, ON ve OFF durumlarına ait parametre taramalarıyla desteklenmiş ve tasarımın elektromanyetik ve termal performansına dair ön değerlendirmeler yapılmıştır.

Bu tasarımların yanı sıra İkinci derece tasarımlar da tasarlanmıştır. Birinci derece yapıdaki tek indüktif hat yerine iki indüktif hat ve aralarına yerleştirilen bir paralel plakalı kapasitör kullanılmıştır. Bu yapı ile, iletimde bir miktar ek kayıp oluşmasına rağmen izolasyon seviyesi önemli ölçüde iyileştirilmektedir. Benzer şekilde, üç indüktif hat ve iki kapasitör içeren üçüncü derece yapılarla daha da yüksek izolasyon elde etmek mümkündür. İleri dereceli tasarımlarda indüktif hat ve kapasitör sayısı arttıkça, iletim kayıpları artmakla birlikte izolasyon performansı da gelişmektedir. Bu yapıların seçimi, uygulamanın önceliklerine göre iletim ve izolasyon arasındaki denge gözetilerek yapılmalıdır.

### 3. Elektromanyetik ve Termal Simülasyonlar

Geliştirilen süperiletken anahtar yapısının performansı hem elektromanyetik hem de termal yönleriyle kapsamlı olarak analiz edilmiştir. Bu doğrultuda, iki farklı ısıtıcı topolojisi için yüksek frekanslı mikrodalga simülasyonları ve üç boyutlu ısı transfer simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

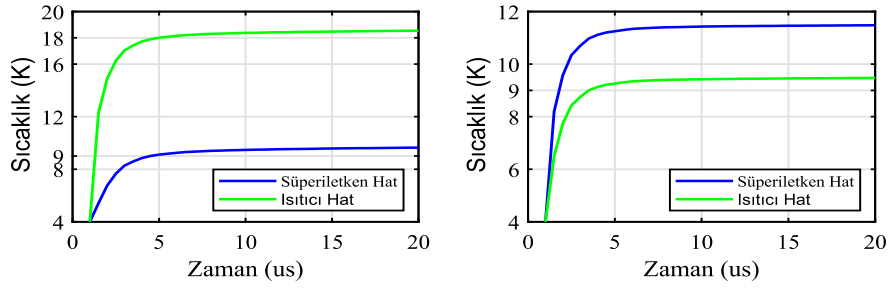
#### Elektromanyetik Analiz

Anahtarın RF performansını değerlendirmek amacıyla Ansys HFSS yazılımı kullanılarak elektromanyetik simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Her iki topoloji için S-parametre analizleri yapılmış; ON ve OFF durumlarına ait iletim ( $S_{21}$ ) ve yansıma ( $S_{11}$ ) karakteristikleri incelenmiştir. ON durumunda, her iki tasarımda da iletim yaklaşık %90 seviyesindedir ve bu da düşük kayıplı bir sinyal geçişi sağlandığını göstermektedir. OFF durumunda ise her iki yapıda da izolasyon yaklaşık -10 dB civarındadır.

Topoloji 1, ısıtıcıların süperiletken çizgiden uzak konumlandırılması sayesinde elektromanyetik etkileşimi azaltarak ON durumunda daha kararlı bir iletim sağlamaktadır. Topoloji 2’de ise ısıtıcıların çizgiye daha yakın yerleştirilmesi, ON durumda bir miktar performans kaybına neden olmakla birlikte, ısı verimliliği artırmaktadır. Daha yüksek izolasyon değerleri ise ikinci derece olarak tanımlanan, daha karmaşık yapılara sahip gelişmiş tasarımlarda elde edilmiştir.

#### Termal Analiz

Termal performans analizleri COMSOL Multiphysics yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Isıtıcıya uygulanan akımla oluşan sıcaklık dağılımları ve zamana bağlı sıcaklık değişimleri detaylı olarak incelenmiştir. Simülasyonlarda özellikle süperiletken hattın merkezinde sıcaklığın kritik sıcaklık olan 9.2 K’nin üzerine çıkma süresi ve bu geçiş için gerekli ısıtıcı akımı temel parametreler olarak değerlendirilmiştir.



**Şekil 2.** Isıtıcı hatlara akım uygulanmasıyla, başlangıçta 4K olan iletken hattın zamanla süperiletken olmayan bölgeye kadar ısınması. Sağda ısıtıcı üstte, solda ise yanlara yerleştirilmiştir.

Isıtıcıların süperiletken çizgiye yandan yerleştirildiği tasarımlarda, daha fazla güç tüketimi gözlemlenmiştir. Termal analizler, üretim sürecinin bu yapılar üzerinde doğrudan etkili olduğunu göstermektedir. Özellikle daha ince ısıtıcı ve süperiletken köprü yapılarıyla, geçişler daha düşük akımlarla ve daha hızlı şekilde sağlanabilmektedir. Benzer şekilde, ısıtıcı ile köprü arasındaki mesafenin azaltılması da ısı transfer verimliliğini belirgin şekilde artırmaktadır.

Simülasyon sonuçlarına göre, anahtarın ON durumundan OFF durumuna geçiş süresi yaklaşık 5 mikro saniyedir. OFF'tan ON'a geçiş ise çok daha kısa sürede gerçekleşmektedir. Bu da yapının hızlı ve kararlı bir şekilde anahtarlama yapabildiğini ortaya koymaktadır. Şekil-2'de her iki yapının termal simülasyonları görülmektedir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada, kuantum devrelerinde kullanılmak üzere termal kontrollü süperiletken anahtar yapıları tasarlanmış ve performansları sayısal simülasyonlar aracılığıyla değerlendirilmiştir. Farklı topolojilere yönelik analizler, tasarım geometrisi ve üretim detaylarının; elektromanyetik kayıplar, izolasyon düzeyi ve güç tüketimi gibi kritik performans parametreleri üzerinde doğrudan etkili olduğunu ortaya koymuştur. Geliştirilen yapılar, milivat seviyesinde güç tüketimi ve mikro saniye mertebesinde anahtarlama süresi ile mevcut ticari çözümlere düşük güçlü ve hızlı bir alternatif sunmaktadır. Ayrıca, bütünleşmiş devrelere doğrudan eklenebilmesi ve kompakt boyutları sayesinde sistem düzeyinde yer tasarrufu sağlamaktadır.

Birinci derece tasarımlarda elde edilen yaklaşık 10 dB izolasyon ve 0.5 dB civarındaki ilave kayıp, daha yüksek izolasyon gerektiren uygulamalar için ileri tasarım optimizasyonlarının gerekliliğini ortaya koymaktadır. Bu doğrultuda geliştirilen ikinci ve üçüncü derece yapılar ile daha iyi izolasyon sonuçlarına ulaşılabilir. Bunun yanında, ısıtıcı katmanın süperiletken hatta daha yakın yerleştirilmesi, geçiş için gereken akımı ve dolayısıyla güç tüketimini azaltmakta; hattın inceltmesi de benzer şekilde termal yükü düşürerek toplam güç ihtiyacını azaltmaktadır. Elde edilen bulgular, uygun topoloji ve üretim stratejileriyle düşük güçlü, hızlı, kompakt ve entegre edilebilir süperiletken anahtarların gerçekleştirilebileceğini göstermektedir.

#### 5. Referanslar

- [1] McCaughan, Adam N., et al. "A superconducting thermal switch with ultrahigh impedance for interfacing superconductors to semiconductors." *Nature electronics* 2.10 (2019): 451-456.
- [2] Piatek, Z., Baron, B., Szczegielniak, T., Kusiak, D., & Pasierbek, A. (2012). Self-inductance of long conductor of rectangular cross section. *Przegląd Elektrotechniczny*, 88(8), 323-326
- [3] Verma, Atul. (2015). Fabrication and Characterization of Niobium thin films by Sputtering. 10.13140/RG.2.1.3323.5281.
- [4] Radiall, "R570 Series Cryogenic Coaxial Switches", Ürün Teknik Dokümanı, Erişim: Temmuz 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.radiall.com/products/rf-microwave-switches/cryogenic-switches.html>
- [5] CryoElec. CryoElec, "CryoSwitch SPST", [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.cryoelec.com/products/cryoswitchspst>. Erişim tarihi: 1 Ağustos 2025.



## RF Uygulamalar İçin Minyatür Monoblok Filtre Tasarımı

Baran Yalçın, Damla Cansu Özkan, Utku Topuz, Bülent Alıcıoğlu,  
b.yalcin@asartech.com.tr, d.ozkan@asartech.com.tr, u.topuz@asartech.com.tr, pas.tas@asartech.com.tr  
Asartech INC, Ankara, Türkiye

**Özet:** Bu makalede, L bantta çalışan minyatürleştirilmiş bir bant geçiren filtrenin tasarımı ve geliştirilmesi sunulmaktadır. Tasarımda ayırık seramik rezonatör ve monoblok filtre topolojileri kullanılmıştır. Elektriksel gereksinimler, boyut ve performans açısından sıkı kısıtlamalar getirmiş olup, bu durum alternatif uygulamalar ve 3B elektromanyetik (EM) simülasyonlarla sistematik olarak ele alınmıştır. Mikroşerit, ayırık dielektrik ve monoblok olmak üzere üç farklı topoloji karşılaştırılmış ve üretilebilirlik, performans ve bastırma özellikleri açısından monoblok topolojinin avantajları vurgulanmıştır. İletim sıfırları ve hibrit devre-EM simülasyonları gibi gelişmiş tasarım tekniklerine de değinilmiştir.

**Abstract:** In this article, the design and development of a miniaturized band-pass filter operating in the L-band are presented. Discrete ceramic resonator and monoblock filter topologies were used in the design. The electrical requirements imposed strict constraints in terms of size and performance, and this issue was systematically addressed through alternative implementations and 3D electromagnetic (EM) simulations. Three different topologies—microstrip, discrete dielectric, and monoblock—were compared, and the advantages of the monoblock topology in terms of manufacturability, performance, and suppression characteristics were emphasized. Advanced design techniques such as transmission zeros and hybrid circuit-EM simulations were also discussed.

### 1. Giriş

Bant geçiren filtreler, RF haberleşme sistemlerinde temel bileşenlerdir. Yüksek performansı koruyarak miniaturizasyon, özellikle mobil ve askeri uygulamalar için kritiktir. Bu çalışma, merkez frekansı 1 GHz civarında ve bant genişliği 100 MHz olan bir bant geçiren filtreye odaklanmaktadır. Mikroşerit, ayırık dielektrik rezonatör ve monoblok yapılandırmalar dahil olmak üzere çeşitli gerçekleştirme yöntemleri incelenmiştir.

### 2. Filtre Gereksinimleri

Tasarım hedefi, Tablo 1’de belirtilen özelliklere sahip dar bantlı bir filtredir. Sıkı bant dışı bastırma ve kompakt fiziksel boyut, gelişmiş topolojik değerlendirmeleri gerekli kılmaktadır.

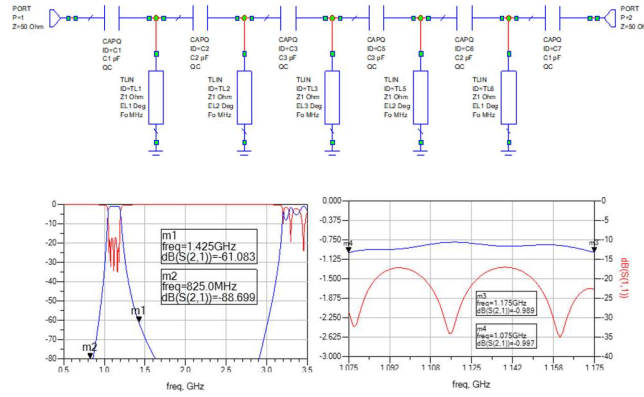
**Tablo 1:** Hedef Filtrenin İsterleri

| Parametre                                 | İster         |
|-------------------------------------------|---------------|
| Merkez Frekansı                           | 1125 MHz      |
| 3 dB Bandgenişliği                        | 100 MHz (min) |
| Araya Girme Kaybı (100 MHz bantgenişliği) | 1.0 dB (max)  |
| VSWR                                      | 2.0:1 (max)   |

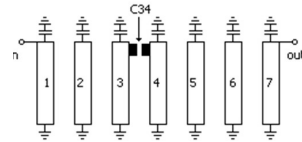
|                    |                           |
|--------------------|---------------------------|
| Yansıma Kaybı      | 10 dB (min)               |
| Bant Dışı Bastırma | 50 dB @ 825 MHz, 1425 MHz |

### 3. Tasarım Yöntemi

Başlangıçta, uygulanabilirlik kolaylığı nedeniyle saç tokası (hairpin) ve parmak arası (interdigital) gibi mikroserit tabanlı filtre topolojileri değerlendirildi. Ancak simülasyonlar, 1125 MHz’de istenilen miniaturizasyonun performanstan ödün vermeden sağlanamayacağını gösterdi. Bu nedenle, ayırık seramik rezonatör ve monoblok topolojiler araştırıldı. Ayırık seramik rezonatör filtre topolojisi, taşıyıcı bir karta monte edilen kapasitör ağı ile birden fazla rezonatörün bağlanmasını içerir. Bu yapı, eşleşme ve rezonans frekansının hassas kontrolünü sağlasa da karmaşık montaj gerektirir. Filtre topolojisi ve sonuçlar Şekil 1’de gösterilmektedir. Devamında, yüksek dielektrik sabitli malzemeler sayesinde önemli boyut küçültmesi ve üretim kolaylığı sunan monoblok dielektrik filtreler tercih edilmiştir.



Şekil 1. Ayırık Rezonatörlü Seramik Filtre Topoloji ve Tepkisi

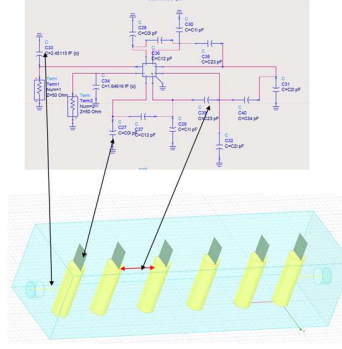


Şekil 2. Monoblok Seramik Filtre Topolojisi

### 4. Simülasyon ve Optimizasyon

Her bir topoloji, devre seviyesinde ve 3 boyutlu tam dalga elektromanyetik (EM) çözücülerle birlikte simüle edilmiştir. Eşleşme değerleri sentezden çıkarılmış ve parazit etkileri ile dielektrik yüklemeler dikkate alınarak EM simülasyonlar yardımıyla hassas bir şekilde ayarlanmıştır.

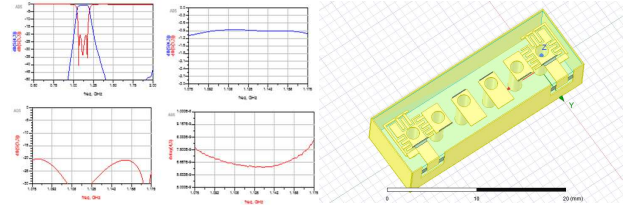
Son monoblok tasarım, 6 rezonatörlü, kademeli empedans konfigürasyonu içermekte olup, iletim sıfırlarını oluşturmak üzere kapasitif yüklemeler barındırmaktadır. EM modeli, rezonatör yerleşimi ve simülasyon sonuçlarını gösteren şekiller belgeye dahil edilmiştir. Örneğin, daha iyi alt bant bastırma sağlamak amacıyla 3. ve 4. rezonatörler arasında iletim sıfırları eklenmiştir.



Şekil3. Monoblok Filtre için Hibrit Simülasyon Modeli

## 5. Sonuçlar ve Analiz

Filtre, 825 MHz ve 1425 MHz frekanslarında 50 dB'nin üzerinde bant dışı bastırma ve keskin düşüm (roll-off) özellikleri sergilemiştir. Test kartı dahil son boyutları 22.86 x 12.70 x 4.83 mm'dir. Performans ölçümleri, hem simülasyonlarda hem de prototip testlerinde değerlendirilmiş ve iyi bir uyum gösterilmiştir. Şekil 4 bu sonuçları ve filtre serimini sunmaktadır.



Şekil 4. Ölçüm Sonuçları ve Filtre Serimi

## 6. Değerlendirme

1125 MHz uygulamaları için monoblok dielektrik teknolojisi kullanılarak kompakt ve yüksek performanslı bir bant geçiren filtre başarıyla tasarlanmıştır. Ayrık rezonatör yapılarıyla karşılaştırıldığında, monoblok filtre daha kolay montaj, daha düşük maliyet ve daha iyi entegrasyon olanağı sunmuştur. Sentez, EM simülasyonu ve hibrit modelleme yöntemlerinin bir araya getirilmesi, düşük frekanslı ve yüksek seçicilik gerektiren filtre tasarımları için etkili bir metodoloji olduğunu kanıtlamıştır.

## Kaynaklar

- [1] I. Hunter, "Theory and Design of Microwave Filters," IET, 2001.
- [2] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," Wiley, 2001.
- [3] K. Chang, "RF and Microwave Wireless Systems," Wiley, 2000.
- [4] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 4th ed., Wiley, 2011.
- [5] A. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis," Wiley, 1967.

## Quasi-Bessel Vortex Beams of Enhanced Propagation Characteristics

Vladimir Yurchenko, Mehmet Ciydem\*, Sencer Koc\*\*

OSTIM Technical University, Ankara  
Electrical and Electronics Engineering Department  
[v.yurchenko@ostimteknik.edu.tr](mailto:v.yurchenko@ostimteknik.edu.tr)

\*Gazi University, Ankara  
Electrical and Electronics Engineering Department  
[mehmetciydem@gazi.edu.tr](mailto:mehmetciydem@gazi.edu.tr)

\*\*Middle-East Technical University, Ankara  
Electrical and Electronics Engineering Department  
[skoc@metu.edu.tr](mailto:skoc@metu.edu.tr)

**Özet:** Kırınımsız ışın yayılım aralığını genişletmek için yeni türde yarı-Bessel ve dinamik olarak bükülmüş girdap ışınları önerilmiştir. Kaynak çapı 2 metre olduğunda 30GHz frekansında yaklaşık on metre olan yakın alan bölgesinin yalnızca bir kısmında kırınımsız yayılımı destekleyebilen geleneksel MM dalga girdap ışınlarının aksine, yeni türdeki yarı-Bessel girdap ışınları, aynı giriş ve anten yapılarının kesitlerinde yüzlerce metrenin ötesinde yarı-kırınımsız yayılımı ortaya koymaktadır. Bu tür yörünge-açısal-momentum girdap ışınlarını üretmek için çok bölgeli bir yama anten dizisi önerilmiştir.

**Abstract:** New kinds of quasi-Bessel and dynamically twisted vortex beams have been proposed for extending non-diffractive beam propagation range. Unlike conventional MM wave vortex beams, which can support non-diffractive propagation within only a fraction of near-field zone (about a dozen of meters at the frequency of 30GHz when the source diameter is 2 meters), quasi-Bessel vortex beams of a new kind reveal quasi-non-diffractive propagation beyond a hundred of meters at the same cross-sections of beams and antenna structures. A multi-zonal patch antenna array for producing this kind of the orbital-angular-momentum vortex beams has been proposed.

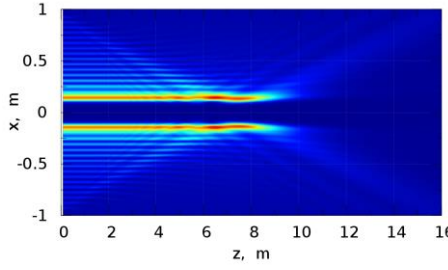
### 1. Introduction

Orbital angular momentum (OAM) vortex beams are attractive for microwave technology. The OAM beams can increase the capacity of communication channels, improve encoding, enhance optical and radio communication, etc. [1]. Microwave OAM beams are also promising for wireless communication and radars [2]-[3]. Major achievements with vortex beams occurred in optics [4]. In addition to common applications like optical tweezers, and OAM multiplexing, new fields are emerging such as the OAM with quantum entanglement, OAM in metamaterials, in nonlinear optics, and other novelties. Particularly interesting from the prospective of our research is the creation of multi-singularity optical field with a vortex array, which is also known as a vortex lattice or a vortex crystal. Extension of these ideas into the domain of microwave field should especially be promising for radar applications. Unlike the optical vortex beams, microwave OAM beams are less investigated. Major limitation in this area is the difficulty in creation of high-quality vortex beams and maintaining a desired structure of beams within long propagation range. Numerous methods have been proposed for generation of microwave vortex beams [5]-[6], though the issue of beam divergence received insufficient attention [7]-[8]. The problem is that non-diffractive propagation of the OAM vortex beams occurs only in the near field of an antenna, which is quite limited in the microwave band (Fig. 1). In the far field, the beams are divergent.

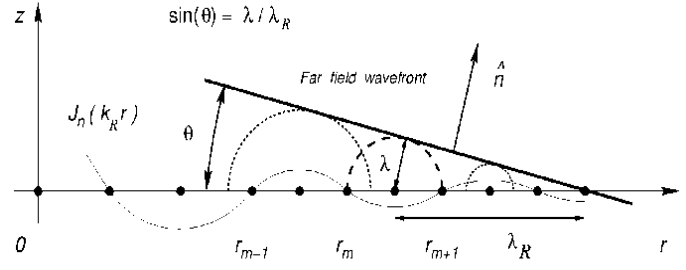
Vortex beams are specified by helical wavefront and zero on-axis power, with vortex zone expanding in the far-field (Fig. 2). Exploring near- and far-field of the finite-aperture microwave vortex beams and seeking the ways for improving the beam characteristics is the goal of our research. We propose a new form of the vortex beam wavefront variations, which allow one to diversify the structure and properties of the MM wave OAM beams.

We perform numerical simulations of TE and TM vortex beams emitted by various current distributions over the finite aperture of antenna. Simulations confirm that non-diffractive propagation of microwave Bessel beams

specified by the length  $z_B$  is, indeed, quite limited at the typical antenna sizes (pseudo-Bessel beams [9]-[10] are no better in this respect). As an example, in Figure 2 we obtain  $z_B = 10\text{m}$ .



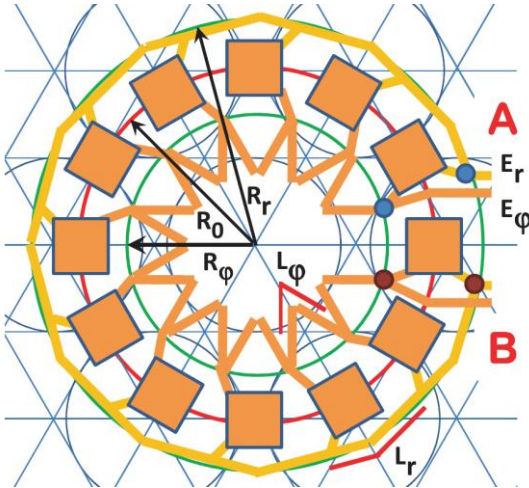
**Figure 1.** Near-field of microwave Bessel beam  $\vec{J}_0^{TE}$  emitted from a circular aperture of radius  $R = 1\text{ m}$  at  $\lambda_R = 10\text{ cm}$  and  $\lambda = 1\text{ cm}$ .



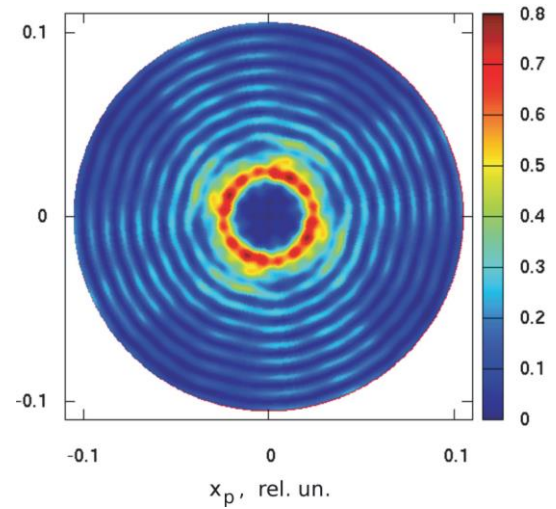
**Figure 2.** Schematics of an annular beam formation due to the interference of partial waves of sidelobes of a Bessel beam.

## 2. Concentric Rings of Patch Antennas as a Beam Source

For creating dynamically controlled vortex beams, we propose antenna arrays consisting of a single or multiple concentric rings of antenna patches of the kind considered in Ref. [11]. Figure 3 shows schematics of a single circular ring patch antenna array for the vortex beam generation with phase-shift and frequency-sweep control of angular modes and polarization pattern ( $L_r = L_\phi$ ,  $E_r = \pm iE_\phi$  for circular polarizations of (+) and (-) signs, respectively; switching between A and B feed points alters the sign of index  $n$ ).



**Figure 3.** Schematics of a circular ring patch antenna array for the vortex beam generation with phase-shift control of angular modes and polarization pattern (patch size  $p=3\text{ mm}$ ).



**Figure 4.** Far-field of the beam from a ring source with  $N=72$  patches at the radiation efficiency per patch  $\delta P = -10\text{ dB}$  when using four feed points.

The source is specified by the current density distribution  $\mathbf{j}_e(r'; \varphi')$  over the antenna aperture. For making the beam dynamically controlled, e.g., for turning it around generatrix and evolving in a more complicated manner, the angular phase factor  $f_n(\varphi')$  of the aperture current density  $\mathbf{j}_e(r'; \varphi')$ , instead of being of conventional form  $f_n(\varphi') = \exp(in\varphi')$ , should be of the kind

$$f_n(\varphi'; m, s, \tau) = \exp \{ i [ n\varphi' + s\pi \sin (m(\varphi' - \tau)) ] \} \quad (1)$$

where  $s$  is the parameter defining the beam tilting angle,  $m$  is the angular order of the phase front undulations producing the tilts, and  $\tau = \tau(t)$  is the angle defining the direction of the beam tilt as a function of time  $t$ . For the uniform rotation of conical beam about its generatrix (twisting the vortex at the angular frequency  $\Omega$ ), one has to define  $\tau(t) = \Omega t$ . At the given size of ring and number of patches, the phase delay of the excitation wave propagating between the adjacent patches depends on the frequency. So, by sweeping the frequency within a certain band, one can vary the angular order of the vortex beam radiated by the given antenna [11].

### 3. Vortex Beams of Enhanced Characteristics

Numerical simulations allowed us to analyze a broad range of non-conventional microwave vortex beams of diverse modal structure and polarization patterns. This included the analysis of imperfections of real arrays as compared to the ideal sources (e.g., symmetric excitation, continuous radiating rings, etc.).

As an example, Figure 4 shows the far-field power pattern of the vortex beam emitted by a ring source of radius  $a = 0.6$  m with  $N=72$  patches at the radiation efficiency per patch  $\delta P = -10$  dB (patches simulated as point-like radiators, each emitting 10% of incoming feed power) when using four feed points  $A$  per circumference (azimuthal polarization,  $\lambda = 1$  cm,  $n = 8$ ,  $m = 0$ ) [11]. Naturally, the higher is the radiation efficiency of each patch that reduces the feed power propagating along the ring, the more feed points  $A$  supplying the same feed power have to be created along the circumference of the ring array. The result demonstrates also that the number of patches in the ring has to be sufficiently large, being about 100 in this example.

The analysis of fields excited by concentric multi-ring arrays revealed a possibility of creating the OAM beams of the kind of quasi-Bessel vortex structure, which demonstrate quasi-non-diffractive propagation along the entire range of the Fresnel near-field zone rather than within a small fraction of that zone (the latter is a typical feature of conventional vortex beams). The effect could be of significant importance for some applications.

### 4. Conclusions

We proposed antenna array of multiple concentric rings of radiating patches for emitting dynamically controlled quasi-Bessel beams in the MM wave band with enhanced propagation characteristics. We computed close-range (10m), middle-range (100m), and far-field propagation of TE quasi-Bessel beams from the array of 1.2 meter diameter at the frequency of 30GHz and compared them with canonical Bessel beams. The results show the benefits of quasi-Bessel beams for increasing the range of quasi-non-diffractive propagation in the near-field zone (spreading up to 400m) and for reducing the beam angular divergence in the far-field.

### 5. Acknowledgment

The work was supported by The Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK) through the 2221 Fellowship Program for Visiting Scientists and Scientists on Sabbatical Leave (2019/6).

### References

- [1]. Chen R., Zhou H., Moretti M., Wang X., and Li J., "Orbital angular momentum waves: generation, detection, and emerging applications," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol.22, p.840-868, 2020.
- [2]. Yagi Y., Sasaki H., Yamada T., and Lee D., "200 Gb/s wireless transmission using dual-polarized OAM-MIMO multiplexing with uniform circular array on 28 GHz band," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.20, p.833-837, 2021.
- [3]. Liu K., Cheng Y., Li X., Wang H., Qin Y., and Jiang Y., "Study on the theory and method of vortex-electromagnetic-wave-based radar imaging," *IET Microwaves Antennas and Propagation*, vol.10, p.961-968, 2016.
- [4]. Shen Y., Wang X., Xie Z., Min C., Fu X., Liu Q., Gong M., and Yuan X., "Optical vortices 30 years on: OAM manipulation from topological charge to multiple singularities", *Light: Science & Applications*, vol.8, no.1, id.90, 2019.
- [5]. Zhang K., Wang Y., Yuan Y., and Burokur S. N., "A review of orbital angular momentum vortex beams generation: from traditional methods to metasurfaces," *Appl. Sci.*, vol.10, 1015, 2020.
- [6]. Liu K., Liu H., Qin Y., Cheng Y., Wang S., Li X., and Wang H., "Generation of OAM beams using phased array in the microwave band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-64, p.3850-3857, 2016.
- [7]. Padgett M. J., Miatto F. M., Lavery M. P. J., Zeilinger A., and Boyd R. W., "Divergence of an orbital-angular-momentum-carrying beam upon propagation," *New J. Phys.*, vol.17, 023011, 2015.
- [8]. Xu J., Zhang K. Bi, R., Hao Y., Lan C., McDonald-Maier K. D., Zhai X., Zhang Z., and Huang S., "A small-divergence-angle orbital angular momentum metasurface antenna," *AAAS Research*, vol.2019, 9686213, 2019.
- [9]. Mazzinghi, A., Balma M., Devona D., Guarnieri G., Mauriello G., Albani M., and Freni A., "Large depth of field pseudo-Bessel beam generation with a RLSA antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, p.3911-3919, 2014.
- [10]. Albani, M., Pavone S. C., Casaletti M., and Ettore M., "Generation of non-diffractive Bessel beams by inward cylindrical traveling wave aperture distributions," *Opt. Express*, vol.22 no.15, p.18354-18364, 2014.
- [11]. Yurchenko V., Ciydem M. and Koc S., "Finite-Aperture Microwave Bessel Beams with Vortex Twisting, Fracturing, and Dynamic Phase-Shift Control," *PIER C*, vol.124, p.53-68, 2022.