

**ANKARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

YARIKLI DALGA KILAVUZU ANTENLER

Merna TANBKJI

FİZİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ANKARA
2025**

Her hakkı saklıdır

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

YARIKLI DALGA KILAVUZU ANTENLER

Merna TANBKJİ

Ankara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Barış AKAOĞLU

Bu tez, S, Ku ve Ka frekans bantlarında kullanılan Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenlerinin (YDKA) performansını, çeşitli parametrelerin anten tasarımı üzerindeki etkileriyle birlikte derinlemesine incelemekte ve bu alandaki mevcut tasarım yöntemlerine yenilikçi katkılar bulunmaktadır. İlk çalışmada, tekbiçimli yarık ofsetlerinin anten performansı üzerindeki etkisi araştırılmaktadır. Parametrik tarama analizi yoluyla, yarıkların dalga kılavuzunun kenarına daha yakın konumlandırılmasının, geleneksel Stevenson yöntemine kıyasla daha iyi anten verimliliği sağladığı tespit edilmiştir. Ayrıca, bu çalışmada yarık uzunluğu ve genişliği için kullanılan geleneksel hesaplamalar modifiye edilerek, ilk kez Ku-bandında çift rezonans frekanslı bir performans elde edilmiş ve özellikle Alçak Dünya Yörüngesi uydu uygulamaları hedeflenmiştir. İkinci çalışmada, yansıtıcı olarak görev yapan dört metal kanat ile bir horn anten konfigürasyonunu taklit eden, bildiğimiz kadarıyla ilk kez önerilen bir tasarım tanıtılmaktadır. Bu metal kanatların yüksekliği ve eğim açısı analiz edilerek, önerilen tasarım için optimize edilmiştir. Bu yenilikçi yaklaşım, kazancın artırılmasını ve yönlülüğün iyileştirilmesini sağlamıştır. Ayrıca, bu tasarımda yan lob seviyelerinin (SLL) daha da azaltılması amacıyla tekbiçimli olmayan yarık ofseti dağılımı uygulanmıştır. Son çalışmada, yüksek kazanç ve yönlendirilmiş ışın özellikleri elde etmek için bir YDKA tabanlı dizi anten konfigürasyonu incelenmiştir. Bu tasarımda, yarıklar dalga kılavuzunun merkez hattına hizalanmış ve kelebek loblarının ortadan kaldırılması sağlanmıştır. Bu çalışmanın yeniliği, merkezlenmiş yarıkları uyarmak amacıyla içsel silindirik metal duvarların kullanımıyla ortaya çıkmaktadır. Bu çalışmalarda, YDKA'ların tasarım yöntemleri ve anten performansı optimizasyonu, özellikle telekomünikasyon ve uydu haberleşmesi (SATCOM) alanlarında ele alınmaktadır. İki anten prototipi simüle edilmiş, üretilmiş ve performansları ölçülmüş olup, önerilen tasarımların etkinliği ve uygulanabilirliği doğrulanmıştır.

Ocak 2025, 60 sayfa

Anahtar Kelimeler: Yarıklı Dalga Kılavuzu Anteni, Mikrodalga, Işıma Deseni, Yan Lob Seviyesi, Bant Genişliği, Yansıma katsayısı, Kazanç, Verimlilik, Uydu Haberleşmesi

ABSTRACT

Master Thesis

SLOTTED WAVEGUIDE ANTENNAS

Merna TANBKJI

Ankara University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Physics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Barış AKAOĞLU

This thesis presents a comprehensive analysis and design of Slotted Waveguide Antennas (SWAs) for various applications across the S, Ku, and Ka frequency bands. The first study investigates the impact of uniform slot offsets on antenna performance. Through parameter sweep analysis, it was discovered that offsetting the slots closer to the waveguide's edge achieves better performance compared to the traditional Stevenson method. Additionally, this study modifies conventional calculations for slot length and width, achieving dual-frequency performance within the Ku-band for the first time, specifically targeting low-earth-orbit (LEO) satellite applications. The second study introduces four metal wings functioning as reflectors, mimicking a horn antenna configuration for the first time, to the best of our knowledge. The height and tilt angle of these metal wings were investigated and optimized for the proposed design. This innovative approach resulted in increased gain and enhanced directivity. Moreover, a non-uniform slot offset distribution was implemented to minimize side lobe levels (SLL) further in this design. The final study explores an array antenna configuration for high gain and directive beam characteristics, where the slots are centered along the waveguide's centerline to eliminate butterfly lobes. The novelty of this study lies in the use of internal cylindrical metal walls to excite the centered slots. These three studies address the design methods and performance optimization of SWAs for their respective applications, particularly in telecommunication and satellite communication (SATCOM). Two antenna prototypes were fabricated, simulated, and measured to validate the findings, demonstrating the effectiveness and feasibility of the proposed designs.

January 2025, 60 pages

Key Words: Slotted Waveguide Antenna, Microwave, Radiation Pattern, Side Lobe Level, Bandwidth, Reflection Coefficient, Gain, Efficiency, Satellite Communication

TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanmasında fikir, rehberlik ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen değerli danıőmanım Prof. Dr. Barış Akaoğlu'na (Ankara Üniversitesi, Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı) en içten teőekkürlerimi sunarım. Ayrıca, kıymetli zamanını ayırmaktan çekinmeyen, çalıőmalarımın tüm aőamalarında desteğini aldığım Doç. Dr. Fulya Bağcı (Ankara Üniversitesi, Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı) ve Dr. Çağlar Kaya'ya (Ankara Üniversitesi, Hızlandırıcı Teknolojileri Enstitüsü) yardımları ve teővikleri için içtenlikle teşekkür ederim. Fotonik ve Elektromagnetizma Araştırma Grubu'ndaki tüm grup arkadaşlarıma destekleri için teőekkürlerimi sunarım. Verdikleri yol gösterici fikirler ve teővikleri, bu çalışmanın tamamlanmasına büyük katkı sağlamıştır.

Maddi ve manevi desteklerini esirgemeyip hep kalben yanımda olan çok sevgili anneme yüksek lisans çalıőmalarım süresince gösterdiği tüm güleryüz ve anlayıő için çok teşekkür ederim.

Merna TANBKJI
Ankara, Ocak 2025

İÇİNDEKİLER

TEZ ONAY SAYFASI

ETİK.....	i
ÖZET.....	ii
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	iv
SİMGELER DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
1. GİRİŞ	1
2. KURAMSAL TEMELLER.....	5
2.1 Dikdörtgen Dalga Kılavuzu.....	5
2.2 Doğrusal Yarık Dalga Kılavuzu Dizi Anteni.....	7
2.3 Elliott Tasarım Denklemleri	10
3. MATERYAL ve YÖNTEM	14
3.1 YDKA Parametreleri	14
3.2 Simülasyon Yöntemleri ve Araçları.....	16
3.3 Üretim ve Deneysel Yöntemler.....	17
4. BULGULAR ve TARTIŞMA	19
4.1 Ku-Bant Uygulamaları için Yüksek Verimliliğe Sahip Çift Frekanslı YDKA ..	19
4.1.1 Önerilen YDKA konfigürasyonu	20
4.1.2 Parametrik analiz.....	21
4.1.3 Çift frekans rezonansı elde etme.....	24
4.1.4 Modifiye edilmiş YDKA tasarımının üretimi ve deneysel doğrulaması.....	27
4.2 S-Bant Uygulamaları için Kanat Yapılarıyla Optimize Edilmiş YDKA	33
4.2.1 Önerilen YDKA konfigürasyonu	34
4.2.2 Eğimli kanatların parametrik analizi	36
4.2.3 Konvansiyonel YDKA ile eğimli kanatlı YDKA'nın karşılaştırmalı analizi...	39
4.3 Ka-Bant Uygulamaları için YDKDA Tasarımı.....	41
4.3.1 Merkezli yarık uyarımı ve besleme teknikleri.....	42
4.3.2 Önerilen YDKDA tasarımı	44
4.3.3 YDKDA'nın parametrik ve performans analizi.....	49
5. SONUÇ.....	54
KAYNAKLAR.....	57
ÖZGEÇMİŞ.....	60

SİMGELER DİZİNİ

β	Faz sabiti
Γ	Yansıma katsayısı
G_0	Karakteristik admitans
G_{dB}	Anten kazancı
k	Dalga sayısı
λ	Dalga boyu
μ	Manyetik geçirgenlik
v	Faz hızı
ω	Açısal frekans
ϵ	Dielektrik geçirgenlik
Y_a	Normalize edilmiş aktif admitans
η	Verimlilik
A	Anten açıklık alanı
E_T	Toplam verimlilik
M_L	Empedans uyumu
e_R	Işıma verimliliği
f_c	Kesilme frekansı
k_c	Kesilme dalga sayısı

Kısaltmalar

YDKA	Yarıklı dalga kılavuzu antenleri
UHF	Ultra Yüksek Frekans
SAR	Sentetik Açıklıklı Radar
MoM	Momentler Yöntemi
FEM	Sonlu Elemanlar Yöntemi
FDTD	Sonlu Farklar Zaman Alanı Yöntemi
PEC	Mükemmel Elektriksel İletken
VNA	Vektörel Ağ Analizörü
VSWR	Duran Dalga Oranı

LEO	Alçak Dünya Yörüngesi
HFSS	Yüksek Frekans Yapısal Simülatörü
PLA	Polilaktik Asit
TE	Enine Elektrik
TM	Enine Manyetik
TEM	Enine Elektromanyetik
SATCOM	Uydu İletişimlerinin
CST	Computer Simulation Technology
IOV	Araçların İnterneti
IoT	Nesnelerin İnterneti
SLL	Yan lob Seviyeleri
HPBW	Yarı Güç Işın Genişliği
FMCW	Frekans Modülasyonu Sürekli Dalga
DSN	Derin Uzay Ağı
DSCC	Derin Uzay İletişim Kompleksi

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 (a) Dipol ve (b) yarık anten konfigürasyonlarının elektrik ve manyetik alanlarının gösterimi (Mahmud 2015).....	2
Şekil 1.2 (a) X-bant yarık dalga kılavuzu deniz radar anteni, gemide, 8–12 GHz. Anten, mikro dalgaların dar bir dikey fan şeklinde ışınımını yaparak, her dönüşte geminin etrafındaki tüm 360° su yüzeyini tarar (Anonymous 2011), ve (b) Benzer deniz radar antenin kesit görüntüsü, plastik radom kısmı çıkarılmış, dalga kılavuzundaki yarıklar gösterilmektedir (Anonymous 2009).....	4
Şekil 2.1 Dikdörtgen bir dalga kılavuzunun boyutları (Josefsson ve Rengarajan 2018)...	5
Şekil 2.2 Şönt admitanslarla bir doğrusal yarık dizisi ve ağ temsili (Josefsson ve Rengarajan 2018).....	9
Şekil 2.3 (a) Yalnızca dalga kılavuzunda yer alan yarık, şönt admitans ile yüklenmiş gibi simetrik saçılma oluşturur, ve (b) Karakteristik admitansı G_0 olan eşdeğer iletim hattı, eşdeğer yarık admitansı Y_s ile yüklenmiştir V_n , Y_s 'deki modal voltajdır (Josefsson ve Rengarajan 2018)	10
Şekil 2.4 Dalga kılavuzu tarafından içten ve karşılıklı etkileşim tarafından dıştan uyarılan yarık (Josefsson ve Rengarajan 2018).....	12
Şekil 4.1 Önerilen YDKA tasarımının besleme portunu ve a , b ve c geometrik parametrelerini gösteren perspektif görünümü	21
Şekil 4.2 Önerilen YDKA tasarımı, dalga kılavuzunun geniş duvarı boyunca seçilen yarık konumlarını göstermektedir	21
Şekil 4.3 YDKA tasarımında farklı yarık ofset değerleri için S_{11} parametre grafiği.....	22
Şekil 4.4 Modifiye edilmiş yarık boyutu tasarımına sahip YDKA için çift frekanslı rezonansı gösteren simüle edilmiş S_{11} parametre grafiği	26
Şekil 4.5 Modifiye edilmiş YDKA için düşük rezonans frekansında (mavi çizgi) ve yüksek rezonans frekansında (kırmızı çizgi) kazanç ışıma desenleri: (a) $\Phi=90^\circ$ (YZ düzlemi); (b) $\theta=90^\circ$ (XY düzlemi).....	26
Şekil 4.6 16.656 GHz'lik yüksek rezonans frekansında modifiye edilmiş YDKA için yüzey akımı dağılımı.....	27
Şekil 4.7 Modifiye edilmiş YDKA'nın iki yarısının birleştirilmesinden önce 3D bastırılmış ilk prototipi, İletken gümüş boyanın uygulanmasından (a) önce ve (b) sonrası.....	28
Şekil 4.8 Modifiye edilmiş YDKA'nın tek bir parça 3D yazıcı ile bastırılmış ikinci prototip, Elektrokaplama ile bakır kaplama (a) öncesi ve (b) sonrası	29
Şekil 4.9 Bakır kaplama için elektrokaplama işlemi: (a) Elektrokaplama sistemi kurulumu; (b) Elektrolit banyosundan çıkan ikinci prototip	30
Şekil 4.10 Ölçülen ve simüle edilen gümüş kaplamalı prototip için frekansa karşı yansıma katsayısı	32

Şekil 4.11 Ölçülen ve simüle edilen bakır kaplamalı prototip için frekansa karşı yansıma katsayısı.....	32
Şekil 4.12 YDKA'nın ve geometrik parametreler a , b ve c 'nin perspektif görünümü göstermektedir.....	35
Şekil 4.13 Dört ekli metal yansıtıcı kanatlara sahip YDK. Paneller (a), (b), (c) ve (d) sırasıyla YDKA'nın üst görünümünü, yan görünümünü, perspektif görünümünü ve alt görünümünü göstermektedir. Panel (e) metal kanatların eğim açısını (θ) ve yüksekliğini göstermektedir.....	35
Şekil 4.14 YZ düzlemindeki metal kanatların farklı yükseklikleri için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri.....	37
Şekil 4.15 XZ düzlemindeki metal kanatların farklı yükseklikleri için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri	37
Şekil 4.16 YZ düzlemindeki metal kanatların farklı eğim açıları için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri.....	38
Şekil 4.17 XZ düzleminde metal kanatların farklı eğim açıları için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri.....	38
Şekil 4.18 Konvansiyonel YDKA ve 75° eğimli kanatlı YDKA için S_{11} parametresi.....	39
Şekil 4.19 XZ düzlemindeki simüle edilmiş ışınma deseni: (a) Konvansiyonel YDKA ve (b) Eğimli kanatlı YDKA.....	40
Şekil 4.20 YZ düzlemindeki simüle edilmiş ışınma deseni: (a) Konvansiyonel YDKA ve (b) Eğimli kanatlı YDKA	40
Şekil 4.21 6×6 YDKDA tasarımının perspektif görünümü.....	45
Şekil 4.22 (a) Merkezde konumlanmış yarıkları gösteren YDKDA'nın üst görünümü, (b) merkezi yarıkları çevreleyen metal içsel silindirik duvarları içeren YDKDA'nın alt görünümü, (c) üst çatı olmadan YDKDA'nın üstten görünümü	46
Şekil 4.23 YDKDA tasarımının ZY düzlemindeki yan görünümü, orta kesit gösterimi: (a) Metal içsel silindirik duvarların hizalanması, (b) Eğimli bağlanma yarıkları, (c) Kesitsiz YDKDA'nın yan görünümü, ve (d) Kesitli yan görünüm, YDKDA'nın iç yapısını vurgulayan.....	46
Şekil 4.24 YDKDA tasarımındaki yayılan ve bağlaşım yapan yarıkların düzeni	47
Şekil 4.25 YDKDA tasarımının içsel silindirik duvar yapısını vurgulayan perspektif görünümü	48
Şekil 4.26 YDKDA tasarımının simüle edilmiş yansıma spektrumu	49
Şekil 4.27 YDKDA tasarımı için yüzey akım dağılımı: (a) Faz = 0° , (b) Faz = 45° , ve (c) Faz = 90°	49
Şekil 4.28 YDKDA için $\Phi=0^\circ$ 'de XZ düzleminde simüle edilmiş kazanç ışınma deseni...	50
Şekil 4.29 YDKDA için $\Phi=90^\circ$ 'de YZ düzleminde simüle edilmiş kazanç ışınma deseni....	51
Şekil 4.30 YDKDA için $\theta=90^\circ$ 'de XY düzleminde simüle edilmiş kazanç ışınma deseni...	52

ÇİZELGELER DİZİNİ

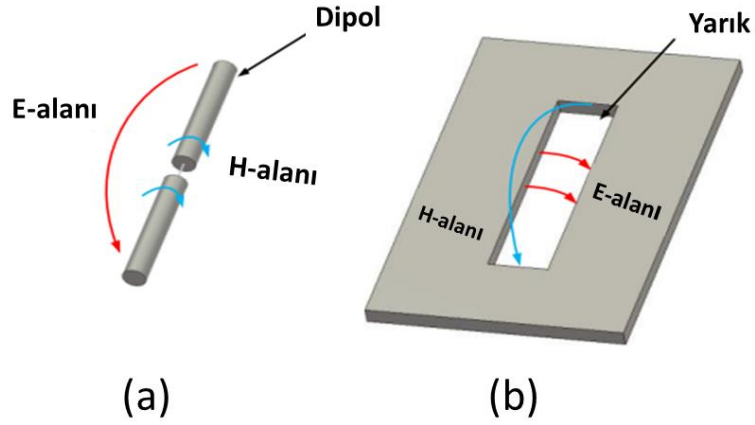
Çizelge 4.1 Önerilen YDKA tasarımı için Stevenson yöntemi ile optimize edilmiş yarık ofseti arasındaki anten performans parametrelerinin karşılaştırılması.....	23
Çizelge 4.2 Modifiye edilmiş YDKA tasarım performans parametreleri.....	25
Çizelge 4.3 Önerilen antenin performansının literatürdeki diğer antenlerle karşılaştırılması.....	33
Çizelge 4.4 Önerilen antenin performansının literatürdeki diğer YDKDA'larla karşılaştırılması.....	53



1. GİRİŞ

Yarıklı dalga kılavuzu antenleri (YDKA), radar, denizcilik, uzay uygulamaları ve iletişim sistemlerinde pek çok alanda kullanılmaktadır. Yarıklı dalga kılavuzu anteni, elektromanyetik dalgaları yaymak veya almak için dikdörtgen dalga kılavuzu yapısını kullanan bir anten türüdür. Geleneksel kesikler dikdörtgen şekline sahiptir. Yarıklar, dalga kılavuzunun geniş yüzeyine veya dar yüzeyine yapılabilir. Işıma deseni, yarığın şekline, boyutuna ve çalışma frekansına bağlıdır. Yarıklı antenler genellikle Ultra yüksek frekans (UHF) ve Mikrodalga frekanslarında kullanılır. Işın genişliği, kazanç, kutuplanma ve diğer parametreler, yarıkların boyutları değiştirilerek kontrol edilebilir. Kullanılan yarıkların sayısı, anten projesi sırasında dikkate alınması gereken kritik bir parametredir. Empedans bant genişliği, yarık sayısı ile ters orantılıdır. Buna karşın, anten verimliliği yarık sayısı ile birlikte artar. Yarık genişliğinin artırılması bant genişliğini artırır; ancak daha büyük bir genişliğin bedeli, daha yüksek bir çapraz polarizasyon derecesidir. Birden fazla yarık, istenilen ışımaya sağlamak için dizi yapılandırmasında düzenlenebilir (TOP 2006). Yarıklı dalga kılavuzu dizi antenlerinin (YDKDA) verimli tasarımı için, yarık modelleri, yarıklar arasındaki karşılıklı bağlanma ve dalga kılavuzu besleme sistemi modelleri birleştirilmelidir. YDKDA'leri için bir tasarım modeli, 1983 yılında Elliott tarafından tanıtılmıştır (Elliott 1983). Rengarajan, YDKA'lerinde kaydedilen gelişmeleri 1999 yılına kadar detaylı bir şekilde incelemiştir (Rengarajan vd. 1999). Bu antenler, ince ve düz yapıları sayesinde, çeşitli uygulamalarda hacimli parabolik çanak antenlere daha kompakt ve estetik açıdan kabul edilebilir bir alternatif sundukları için özellikle dikkat çekicidir.

Yarık antenler, en eski anten türlerinden biri olarak bilinmektedir ve kökenleri 1946 yılına kadar dayanmaktadır. Booker, aynı yıl gerçekleştirdiği çalışmada, ince bir metal plaka üzerine açılan yarım dalga boyundaki bir yarığın yayılma özelliklerini, yarım dalga dipol anteni ile karşılaştırmıştır. Bu çalışmada, yarığın dipol anteninin tamamlayıcı bir yapıya sahip olduğunu, ancak elektrik ve manyetik alanların yer değiştirdiğini ifade etmiştir. **Şekil 1.1**'de görüldüğü üzere, elektrik alanlar yarığın uzun eksenine dik konumlanmıştır. Oysa dipol anteninin boyu boyunca paraleldir (Mahmud, 2015).



Şekil 1.1 (a) Dipol ve (b) yarıklı anten konfigürasyonlarının elektrik ve manyetik alanlarının gösterimi (Mahmud 2015)

1946'de, dalga kılavuzu ile beslenen yarıklarla ilgili öncü bir araştırma Watson tarafından yapılmıştır. Watson ve araştırma grubu, Montreal'deki McGill Üniversitesi'nde dikdörtgen dalga kılavuzlarında çeşitli yarıklık konfigürasyonlarının faydalı olduğunu göstermiştir: geniş duvar uzunlamasına ve enine yarıklar ile eğimli kenar duvar yarıkları (Watson 1946). Watson'ın araştırmasındaki ana amaç, bir yarığın dalga kılavuzuna nasıl bağlandığını açıklamaktır. Bu amaçla bazı tasarım ilkeleri ortaya koymuştur. 1947 yılında, Stevenson dikdörtgen dalga kılavuzlarında yarıkların özelliklerine dair teorisini ortaya koymuştur. Stevenson teorisi, alan denklemlerini ve yansıma ile iletim katsayılarını hesaplamayı kolaylaştıran bazı varsayımlar üzerine kurulmuştur. Bu varsayımlar, günümüzde modern YDKA'ların tasarımında temel ilkeler olarak kabul edilmekte olup, aşağıda sıralanmıştır:

- Dalga kılavuzunun duvarlarının mükemmel iletken olduğu ve duvar kalınlığının ışınma özellikleri üzerindeki etkisinin ihmal edildiği varsayımı.
- Dar yarıkların, aşağıda verilen şekilde uzunluklarıyla bir ilişkisi olduğu kabul edilmiştir:

$$2 \log \left(\frac{\text{Yarıklık uzunluğu}}{\text{Yarıklık genişliği}} \right) \gg 1 \quad (1.1)$$

- Yarıkların bulunduğu yüzeyin arkasındaki alanların etkisinin ihmal edilmesi.

Yarıklar üzerinden ışınma, dalga kılavuzunun duvarlarında dağılan yüzey akım hatlarını kesmesi durumunda gerçekleşir. Akım hatlarının kesilmesi, yarıklar üzerinde bir gerilim oluşmasına yol açar ve bu gerilimin maksimum değeri yarığın ortasında bulunur. Bu nedenle, yarıkların tam olarak nerelere yerleştirileceğini belirlemek önemlidir.

Dalga kılavuzlarının geniş duvarındaki yarıklara, anten tasarımcıları tarafından önemli bir ilgi gösterilmiştir. 1952 yılında Stegen, dalga kılavuzunun geniş duvarında uzunlamasına yarıklar tasarlamayı başarmıştır. 1957 yılında Oliner, dalga kılavuzlarının geniş duvarındaki yarıkları temsil etmek için eşdeğer devreler seti sunmuştur. Oliner, yarıkların devrede paralel bileşenler olarak modellenebileceğini öne sürmüştür. Bu varsayım kullanılarak, yarıklı antenlerin iletkenliği ve rezonans frekansı hesaplanabilmiştir. 1978 yılında Elliot ve Kurtz, Stevenson'ın varsayımlarından birini gözden geçirerek, yarıklı uzunluğunun yarım dalga uzunluğundan %2 daha kısa olduğunu kabul etmişlerdir. 1983 yılında ise Elliot, araştırmalarına geri dönerek, yarıklar arasındaki karşılıklı etkileşimi göz önünde bulundurarak doğrusal ve düzlem dizi dalga kılavuzu antenlerini tasarlamak için iki denklem türetmiştir. 1983 ile 1990 yılları arasında Elliot'ın denklemleri, diğer araştırmacılar tarafından geliştirilmiş ve genelleştirilmiştir (Mahmud 2015).

Hava radarları, askeri kara radarları ve hedef tespit sistemleri, İkinci Dünya Savaşı sırasında geliştirilmesine ihtiyaç duyulmuştu. Bu yüzden, YDKA'leri üretme becerisini Kanada elde etmiştir. Zamanla, bu antenlerin uygulama alanları, uçaklar ve uzay araçlarından yapılan uzaktan algılama ile mikrodalga iletişim sistemlerini de kapsayacak şekilde genişlemiştir. YDKA'lar, günümüzde uzay tabanlı sentetik açıklıklı radar (SAR) sistemlerinde, iklim değişikliği analizleri ve hava durumu tahminleri gibi alanlarda kullanılmaktadır. Bu antenler, hassas yönlendirme yetenekleri nedeniyle otomobil çarpışma öncesi sistemlerinde de dikkat çekmiştir. Çeşitli tasarımlar arasında, yarıklı dalga kılavuzları en yaygın kullanılan konfigürasyon olarak öne çıkmaktadır.

YDKA'leri, birçok avantaj sunarak geniş bir uygulama yelpazesi için son derece uygun hale gelmektedir. Bu antenlerin temel faydalarından biri, oldukça geniş bir bant genişliğine sahip olmalarıdır, bu da çeşitli frekans aralıklarını verimli bir şekilde

desteklemelerini sağlar. Ayrıca, yüksek güç işleme kapasiteleri ile yüksek güçlü mikrodalga sistemleri için ideal bir seçimdir. YDKA'ler, yüksek kazanç ve yüksek yönlendirilebilirlik sunarak hassas ve etkili sinyal iletimi sağlar. Ayrıca, mekanik açıdan stabil olup çevresel faktörlere karşı daha az duyarlı olmaları, çeşitli işletim koşullarında güvenilirliklerini artırır. Bu antenler, yüksek yönlendirilebilirlik sergileyerek ışıma desenlerini kontrol etme esnekliği sunar, bu da belirli uygulama gereksinimlerine göre tasarım yapmayı kolaylaştırır. Minimal kayıp ve yüksek anten verimliliği ile YDKA'ler, sinyal iletimi ve alımında mükemmel performans gösterir. Düşük maliyetleri ve kolay üretilirlikleri, kullanım pratikliklerini ve yaygınlıklarını daha da artırmaktadır. Ayrıca, YDKA'ler düşük çapraz polarizasyon sağlar ve 360 derece kapsama gerektiren uygulamalar için uygun olan tüm yönlere yayılan ışıma deseni sağlayabilir. Bir diğer dikkat çekici özellik ise, yarıkların bir uçağın yüzeyine entegre edilebilmesi ve aerodinamik performansını bozmayacak şekilde düşük aerodinamik direnç sunmasıdır.

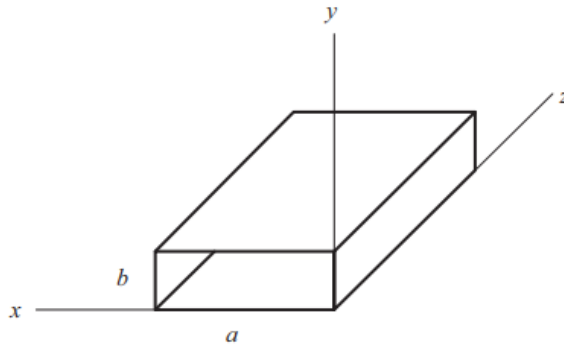


Şekil 1.2 (a) X-bant yarıklı dalga kılavuzu deniz radar anteni, gemide, 8–12 GHz. Anten, mikro dalgaların dar bir dikey fan şeklinde ışınımını yaparak, her dönüşte geminin etrafındaki tüm 360° su yüzeyini tarar (Anonymous 2011), ve (b) Benzer deniz radar antenin kesit görüntüsü, plastik radom kısmı çıkarılmış, dalga kılavuzundaki yarıklar gösterilmektedir (Anonymous 2009)

2. KURAMSAL TEMELLER

2.1 Dikdörtgen Dalga Kılavuzu

Dikdörtgen dalga kılavuzları, mikrodalga sinyallerinin taşınması için geliştirilen ilk iletim hatlarından birini temsil eder ve çeşitli uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Genellikle radarlar, bağlayıcılar, izolatörler ve zayıflatıcılar gibi sistemlerde sinyal iletimi için kullanılırlar. Tipik olarak, bir dalga kılavuzu, elektromanyetik sinyalleri yapısı içinde tutacak şekilde tasarlanmış boş bir iletken tüp olarak inşa edilir. Bu sınırlama, sinyalin yayılmasını engeller ve iletim kayıplarını en aza indirir, böylece elektromanyetik dalgaların bir noktadan diğerine verimli bir şekilde yayılmasını sağlar. Elektromanyetik dalgalar, dikdörtgen bir dalga kılavuzunda boyuna doğru yayıldığında, dalga kılavuzunun iletken duvarlarından yansımalarla karşılaşır. Bu içsel tam yansıma, dalga yayılma yönü boyunca elektrik veya manyetik alan bileşeni üretir. Dikdörtgen dalga kılavuzu, boş iletken tüpün dikdörtgen bir kesite sahip olacak şekilde tasarlandığında özel olarak oluşur. Bu tür dalga kılavuzları, enine elektrik (TE) ve enine manyetik (TM) modlarının yayılmasını destekler. Dikdörtgen dalga kılavuzları, en yaygın kullanılan dalga kılavuzu türüdür. Tipik olarak, bir dikdörtgen dalga kılavuzunun boyutları, kesitin uzun kenarının a , kısa kenarın b uzunluğunun iki katı olacak şekilde tasarlanır, z ise yayılma yönüdür (Şekil 2.1). Bu tasarım, birçok mikrodalga uygulaması için optimal performans sağlar. (Josefsson ve Rengarajan 2018)



Şekil 2.1 Dikdörtgen bir dalga kılavuzunun boyutları (Josefsson ve Rengarajan 2018)

Dalga kılavuzunun, homojen izotrop bir ortamla doldurulmuş ve duvarlarının mükemmel elektrik iletkenlerinden yapılmış olduğu varsayılmaktadır. Bu nedenle, sınır koşulları şu şekilde tanımlanır: $E_x = 0$, $y = 0$ 'da ve $y = b$ 'de ve $E_y = 0$, $x = 0$ 'da ve $x = a$ 'da. TE modları için, burada $E_z = 0$, $E_x \propto \partial H_z / \partial y$ ve $E_y \propto \partial H_z / \partial x$ olduğundan, sınır koşulları şu şekilde ifade edilebilir (Mahmoud 1991):

$$H_z = H_0 \cos(k_x x) \cos(k_y y) e^{-i\beta z} \quad (2.1)$$

Sınır koşullarını $x = a$ and $y = b$ duvarlarında sağlamak için, $\sin(k_y y) = 0$ ve $\sin(k_x x) = 0$ olması gerekir. Sonuç olarak, k_x ve k_y ayrık değerlere sahip olur: $k_x = m\pi/a$ ve $k_y = n\pi/b$. Burada m ve n tamsayılar olup, $m = 0$ and $n = 0$ durumu hariç tutulur, çünkü bu durum alanların olmamasına yol açar.

Bu, dikdörtgen dalga kılavuzunda enine elektromanyetik (TEM) modlarının mevcut olamayacağını gösterir. Modlar, (m, n) tamsayı çiftleriyle tanımlanır ve TE_{mn} modu olarak adlandırılır. TM modları için, burada $E_z = 0$ olduğunda, elektrik alanının tüm dört duvarda sıfır olması gerekir. Bu nedenle, E_z şu şekilde verilir:

$$E_z = E_0 \sin(k_x x) \sin(k_y y) e^{-i\beta z} \quad (2.2)$$

Burada, k_x ve k_y yukarıda belirlendiği gibi, ancak hem m hem de n 'nin sıfırdan büyük olması gerekir; aksi takdirde alanlar sıfırlanır. Bu modlar, TM_{11} 'den başlayarak TM_{mn} olarak adlandırılır.

Hem TE_{mn} hem de TM_{mn} modları için:

$$\beta^2 + (m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2 = k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (2.3)$$

Bu denklem, dalga kılavuzu modlarının iki temel özelliğini vurgulamaktadır. İlk olarak, uzunlamasına faz sabiti β , frekansa doğrusal olmayan bir bağımlılık gösterir. Sonuç olarak, birden fazla frekans içeren sinyaller, dalga kılavuzunda yayılma sırasında gecikme distorsiyonu yaşar. İkinci olarak, her mod, yayılmanın gerçekleşmeyeceği belirli bir

kesilme frekansına sahiptir. Kesilme frekansı, $\beta = 0$ koşuluna karşılık gelir. Kesilme frekansının altındaki frekansta, β tamamen sanal hale gelir (kayıpsız ortamda), bu da modun yayılmak yerine zayıflamasına neden olur. Kesilme dalga sayısı k_c ve buna karşılık gelen kesilme frekansı f_c şu şekilde ifade edilir:

$$k_c = \omega_c/v = [(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2]^{1/2} \quad (2.4)$$

$$f_c = \omega_c/2\pi = v[(m/2a)^2 + (n/2b)^2]^{1/2} \quad (2.5)$$

Burada $v = (\mu\varepsilon)^{-1/2}$, düz dalga için faz hızı olarak tanımlanır. Böylece, β^2 şu şekilde olur:

$$\beta^2 = \omega^2\mu\varepsilon - k_c^2 \quad (2.6)$$

Bu, kesit geometrisinden bağımsız olarak, mükemmel iletken duvarlara ve homojen izotrop dolguya sahip tüm dalga kılavuzları için geçerlidir. Dalga kılavuzlarındaki modlar genellikle kesilme frekanslarına göre sıralanır; en düşük sıralı mod, en küçük kesilme frekansına sahip olan moddur, f_c . Bu mod, diğer modlar kesildiği halde belirli bir frekans aralığında yayılabileceği için baskın mod olarak kabul edilir. Dikdörtgen dalga kılavuzlarında, $a > b$ olduğu durumlarda, baskın mod TE_{10} modudur ve kesilme frekansı $f_c = v/2a$ 'dır. Bir sonraki yüksek sıralı modlar, $2b > a$ veya $2b < a$ olup olmalarına bağlı olarak sırasıyla TE_{01} veya TE_{20} olabilir. Dönüşümlü modlar, $m > 0$ and $n > 0$ için TE_{mn} ve TM_{mn} modlarının aynı kesilme frekansına ve dolayısıyla belirli bir frekansta aynı β 'ye sahip olduğu durumlar olarak tanımlanır.

2.2 Doğrusal Yarıklı Dalga Kılavuzu Dizi Anteni

Doğrusal yarıklı dalga kılavuzu dizisi tasarımları, 1950'lerden bu yana (Josefsson ve Rengarajan 2018), yarıkları yığılmış şönt veya seri elemanlar olarak temsil eden yaklaşık iletim hattı modellerini kullanarak kapsamlı bir şekilde araştırılmıştır. Bu erken yaklaşımlarda, bir şönt yarığın iletkenliği veya bir seri yarığın direncinin, yarık geriliminin karesi ile orantılı olduğu varsayılmıştır. Elliott, bu varsayımın yanlış sonuçlar doğurduğunu ve doğrulukta sapmalara neden olduğunu göstermiştir (Elliott 1984).

Bu sorunu çözmek için Elliott ve Kurtz, bir dipol benzetmesi kullanarak harici karşılıklı etkileşim etkilerini içeren küçük diziler için bir tasarım yöntemi geliştirmiştir (Elliott ve Kurtz 1978). Daha sonra Elliott, dipol benzetmesini ortadan kaldırarak yarık açıklığı elektrik alanı için yarım kosinüs dağılımını kullanarak karşılıklı etkileşim ifadelerini türetmiştir (Elliott 1983). Bu türetim, karşılıklılık prensibine dayandırılmış ve karşılıklı etkileşimlerin daha doğru bir şekilde temsil edilmesini sağlamıştır.

İzole yarıklar için ayrıntılı modeller sunar ve farklı etkileşim mekanizmalarını göz önünde bulundururken, dielektrik ile doldurulmuş dalga kılavuzları için de uygulanabilir. Bu yaklaşım, yarıklı dalga kılavuzu dizilerinin tasarımında temel bir taş haline gelmiştir. Elliott'un tasarım denklemleri iki temel bileşen içerir. İlk olarak, ışınım yapan boyuna yarıklar, bir iletim hattında eşdeğer şönt admitanslar olarak modellenir. İkincisi, tüm dizinin varlığında ısınma yapan bir yarığın aktif admitansı, yarığın kendi admitansı ve dizi geometrik parametreleri (örneğin yarık ofsetleri ve uzunlukları) cinsinden ifade edilir.

Yarık dizisi tasarımı, kazanç, yan lob seviyeleri (SLL), çapraz polarizasyon seviyeleri ve belirli bir frekans aralığı boyunca geri dönüş kaybı gibi belirli ışınım karakteristiklerini elde etmek için uygun dalga kılavuzu boyutlarını ve yarık parametrelerini seçmeye odaklanır. Buna karşılık, analiz süreci, verilen dalga kılavuzu ve yarık parametrelerine dayalı olarak bu ışınım karakteristiklerini ve geri dönüş kaybını belirlemeyi amaçlar.

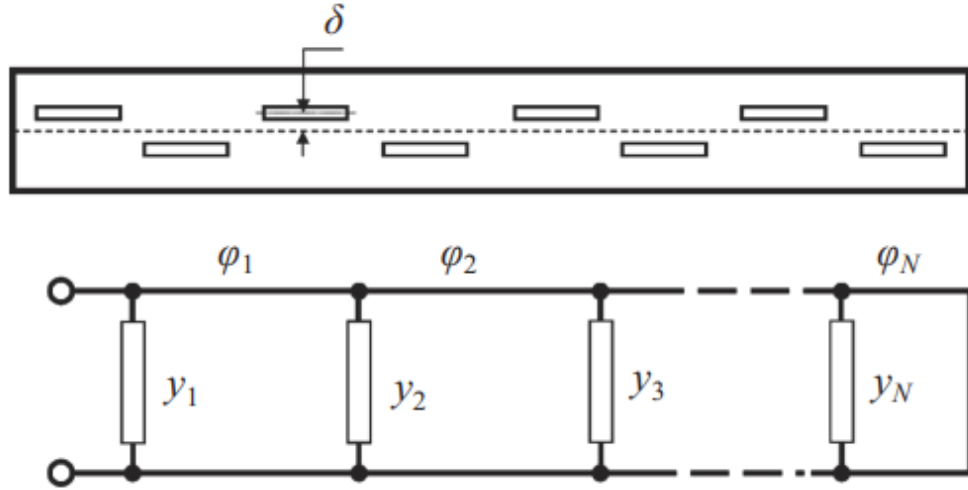
Tasarım metodolojileri genellikle yarıkların yığılmış devre yükleri olarak temsil edildiği iletim hattı modellerini kullanır. Ancak, bazı analiz yaklaşımları, sonlu elemanlar yöntemi, momentler yöntemi (MoM) ile anlık denklemlerin çözülmesi ve mod eşleştirme yöntemleri gibi benzer iletim hattı modellerini de kullanmaktadır.

Şekil 2.2, bir uçtan uyarılan ve diğer uçtan kısa devre ile sonlandırılan bir rezonans yarık dizi yapılandırmasını göstermektedir. Rezonans sağlamak için, son yarık ile kısa devre arasındaki mesafe, kılavuz dalga boyunun dörtte biri olarak ayarlanır (bu, φ_N faz gecikmesine karşılık gelir) ve bu, kısa devreyi yarığın konumunda bir açık devreye dönüştürür. Geriye kalan yarıklar, tüm yarıkların faz uyumlu olarak ışınım yapmasını

sağlamak için kılavuz dalga boyunun yarısı aralıklarla yerleştirilmiştir. **Şekil 2.2**'de δ olarak belirtilen değişen yarık ofsetleri, gerekli 180° faz kaymasını sağlar. Sonuç olarak, besleme portundan bakıldığında tüm yarık admitansları paralel görünür. Toplam yarık admitanslarının dalga kılavuzunun karakteristik admitansı G_o 'ya eşit olması durumunda bir empedans uyumu sağlanır.

$$G_o = \sum_{i=1}^N y_i \quad (2.7)$$

Çalışma frekansında, yarıklar rezonansa ayarlanmıştır ve bu, tamamen gerçek admitanslarla sonuçlanır. Her bir yarık iletkenliğinin G_o/N 'ye (burada N , toplam yarık sayısını temsil eder) eşit olduğu tekbiçimli bir yarık ofset dağılımı korunarak, H-düzleminde dar bir geniş yan ışınım demeti elde edilir. Bu yapılandırma, ana ışınım demetinin zirvesinden yaklaşık -13 dB daha düşük ilk yan loblar üretir.



Şekil 2.2 Şönt admitanslarla bir doğrusal yarık dizisi ve ağ temsili (Josefsson ve Rengarajan 2018)

Bir doğrusal yarık dizisinin uçtan beslemeli durgun dalga dizisinde yayılan elemanların sayısını temsil eden N 'in bir fonksiyonu olarak dönüş kaybı bant genişliğini tahmin etmek için basitleştirilmiş bir model, **Şekil 2.2**'de gösterildiği gibi, N şönt iletkenliğiyle periyodik olarak yüklenen bir iletim hattı içerir. Dalga kılavuzundaki boyuna yarık, bir şönt admitansı olarak işlev görür. Komşu iletkenlikler arasındaki mesafe, merkezi frekansta bir dalga boyunun yarısı olarak ayarlanır, her bir iletkenlik iletim hattının karakteristik admitansına normalize edilir ve basitlik açısından $1/N$ olarak yaklaşık

andırılır. Bir iletim hattının sonuna, son iletkenliğe bir çeyrek dalga boyu mesafede kısa devre bir eleman yerleştirilir. İletim hattı teorisi kullanılarak, i 'nci iletkenliğin ($i = 1$, kısa devreye en yakın iletkenliği temsil eder) bulunduğu yerdeki normalize edilmiş admitans türetilir. Toplam normalize edilmiş admitans, Elliott tarafından sağlanmış ve (2.8) ve (2.9) denklemleriyle ifade edilmiştir ve standart devre analizi ve iletim hattı teorisiyle elde edilir (Elliott 1979).

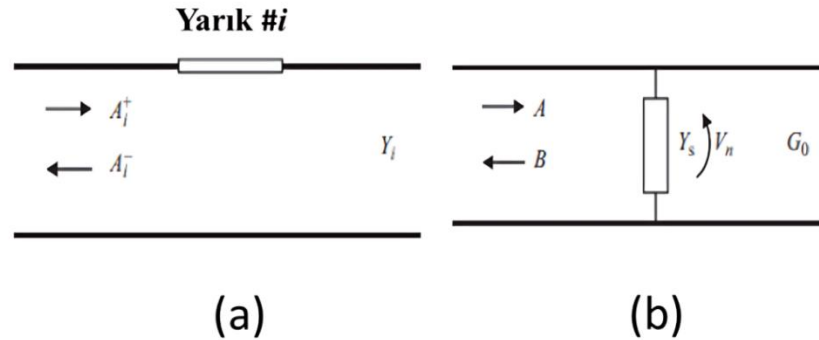
$$\frac{Y_i}{G_0} = \frac{(Y_{i-1}/G_0) \cos(\beta d) + j \sin(\beta d)}{\cos(\beta d) + j(Y_{i-1}/G_0) \sin(\beta d)} + 1/N \quad (2.8)$$

$$\frac{Y_1}{G_0} = -j \cot(\beta d) \quad (2.9)$$

Denklem (2.8)'de, G_0 iletim hattının karakteristik admitansını, β ise faz sabitini temsil eder. Denklem (2.8) uygulandığında, $i = 1$ 'den N 'ye kadar tekrarlayarak, giriş portundaki normalize edilmiş admitans ve dolayısıyla yansıma katsayısı belirlenebilir.

2.3 Elliott Tasarım Denklemleri

Daha önce de belirtildiği gibi, dalga kılavuzunu yükleyen yarık bir şönt admitans olarak temsil edilebilir. **Şekil 2.3(a)** dalga kılavuzunu gösterirken, **Şekil 2.3(b)** eşdeğer iletim hattı gösterimini göstermektedir.



Şekil 2.3 (a) Yalnızca dalga kılavuzunda yer alan yarık, şönt admitans ile yüklenmiş gibi simetrik saçılma oluşturur, ve (b) Karakteristik admitansı G_0 olan eşdeğer iletim hattı, eşdeğer yarık admitansı Y_s ile yüklenmiştir V_n , Y_s 'deki modal voltajdır (Josefsson ve Rengarajan 2018)

Her iki gösterimde de yansıma katsayısının aynı değeri koruması gerekir. İlk gösterim için yansıma katsayısı şu şekilde ifade edilir:

$$\Gamma = A_i^- / A_i^+ = B / A \quad (2.10)$$

İkinci gösterim için yansıma katsayısı şu şekilde hesaplanır:

$$\Gamma = B / A = \frac{G_0 - (Y_s + G_0)}{G_0 + (Y_s + G_0)} = \frac{-Y_s}{Y_s + 2G_0} \quad (2.11)$$

Bu nedenle, normalize edilmiş şönt admitansı şu şekilde türetilebilir:

$$\frac{Y_s}{G_0} = -\frac{2\Gamma}{1+\Gamma} = -\frac{2B/A}{1+B/A} = -\frac{2B}{A+B} = -\frac{2B}{V_n} \quad (2.12)$$

Burada V_n , $A + B$ modal gerilimini temsil eder.

Yansıyan gücün her iki gösterimde de eşdeğer olmasını sağlamak için aşağıdaki koşul sağlanmalıdır:

$$\frac{1}{2} |A_i^-|^2 Y_i = \frac{1}{2} |B|^2 G_0 \quad (2.13)$$

Bu şartın sağlanması, aşağıdaki ilişkiye yol açar:

$$B = \sqrt{Y_i / G_0} A_i^- \quad (2.14)$$

Bu sonucu normalize admitans ifadesine yerine koyduğumuzda aşağıdaki sonucu elde edilir:

$$\frac{Y_s}{G_0} = -\frac{2}{V_n} \sqrt{\frac{Y_i}{G_0}} A_i^- \quad (2.15)$$

Sonuç olarak, aşağıdaki ifadeyi türetilir:

$$\frac{Y_s}{G_0} = -K_1 f(x_0, L) \frac{V_s}{V_n} \quad (2.16)$$

Bu ifade, yarık admitansı Y_s , yarık gerilimi V_s ve modal geriliminin V_n arasındaki ilişkiyi kurar ve Elliott'un ilk tasarım denkleminde detaylandırılmıştır (Elliott 1983). Denklem (2.16), hem izole yarık admitansı için hem de aktif yarık admitansı için geçerlidir. İzole

yarık admitansı için yarık gerilimi karşılıklı etkileşimlerin etkilerini dışlar, oysa aktif admitans için karşılıklı etkileşimler hesaba katılır.

Karşılıklı etkileşimlerin açıkça formüle edilmesi ikinci tasarım denkleminde sunulmuştur.

K_1 sabiti şu şekilde ifade edilir:

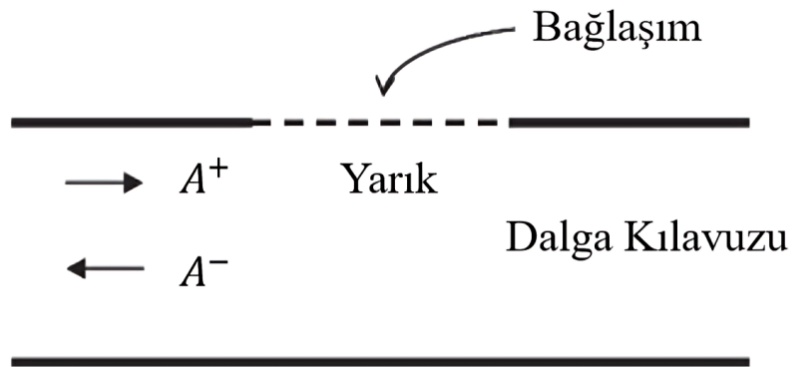
$$K_1 = -2 \sqrt{\frac{Y_i}{G_0} \frac{j\pi\sqrt{2}}{\beta_{10}k_0a\sqrt{ab}}} \quad (2.17)$$

$f(x_0, L)$, Şu şekilde ifade edilir:

$$f(x_0, L) = -\frac{\frac{\pi}{2kL} \cos \beta_{10}L}{\left(\frac{\pi}{2kL}\right)^2 - \left(\frac{\beta_{10}}{k}\right)^2} \cos \frac{\pi x_0}{a} \quad (2.18)$$

İkinci tasarım denkleminin türetilmesi, **Şekil 2.4**'da gösterildiği gibi harici karşılıklı etkileşimlerin etkilerini içerir. Aktif durum (birden fazla yarık) ile izole durum (tek yarık) arasındaki farkı belirtmek için “a” üst simgesi kullanılmıştır. Bu bağlamda, $\Gamma^a = \Gamma^{active} = A^-/A^+$ olarak tanımlanır. Saçılmış dalga A^- , izole yarıktan kaynaklanan bileşen (A_{isol}^-) ve karşılıklı etkileşimden kaynaklanan bileşen (A_{coupl}^-) olmak üzere iki bileşenden oluşur. Bu nedenle, aktif yansıma katsayısı şu şekilde ifade edilebilir:

$$\Gamma^a = (A_{isol}^- + A_{coupl}^-)/A^+ \quad (2.19)$$



Şekil 2.4 Dalga kılavuzu tarafından içten ve karşılıklı etkileşim tarafından dıştan uyarılan yarık (Josefsson ve Rengarajan 2018)

Saçılmış dalga A^- , yarık gerilimi V_s ile doğru orantılıdır ve benzer şekilde, izole yarık katkısı ($V_{s,isol}$) ve karşılıklı etkileşim katkısı ($V_{s,coupl}$) olarak ikiye ayrılabilir. Bu durumda: $V_s = V_{s,isol} + V_{s,coupl}$

Bu nedenle, aktif yansıma katsayısı Γ^a , izole yarık yansıması Γ cinsinden şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}\Gamma^a/\Gamma &= (A_{isol}^- + A_{coupl}^-)/A_{isol}^- = V_s/V_{s,isol} \\ &= V_s/(V_s - V_{s,coupl}) = 1/(1 - V_{s,coupl}/V_s)\end{aligned}\quad (2.20)$$

Normalize edilmiş aktif admitans Y^a , karakteristik admitans G_0 ile ilişkili olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$\frac{Y^a}{G_0} = -\frac{2\Gamma^a}{1+\Gamma^a} = \frac{-2}{1+1/\Gamma^a}\quad (2.21)$$

Denklem (2.19) ve Denklem (2.12), yukarıdaki ifadeye konulduğunda, elde edilen normalize edilmiş aktif admitans şu hale gelir:

$$\frac{Y^a}{G_0} = \frac{2}{\frac{2}{Y_s/G_0} + \frac{1}{\Gamma} \cdot \frac{V_{s,coupl}}{V_s}}\quad (2.22)$$

Bu son denklem, Elliott tarafından sunulan ikinci tasarım denkleminde denk gelmektedir (Elliott 1983).

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1 YDKA Parametreleri

Stern ve Elliot, MoM formülasyonunu kullanarak geniş duvardaki boyuna yarıkların rezonans özelliklerini incelemiştir. Yarıklar, şekillerine, dikdörtgen dalga kılavuzundaki konumlarına ve düzenlenme biçimlerine göre sınıflandırılır. Rezonans yarıklarının uzunluğu, serbest uzay dalga boyu λ_o temel alınarak şu şekilde belirlenir: $l = \lambda_o/2$. Benzer şekilde, yarıkların genişliği, kılavuz dalga boyu λ_g temel alınarak şu şekilde hesaplanır: $w = \lambda_g/20$. Bu durumda, kılavuz dalga boyu, dalga kılavuzundaki iki aynı faz düzlemi arasındaki mesafeyi ifade eder. Çalışma dalga boyuna ve alt kesim dalga boyuna bağlıdır ve şu denklem kullanılarak belirlenebilir:

$$\lambda_g = \frac{c}{f} \times \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{c}{2af}\right)^2}} \quad (3.1)$$

Burada, c ışık hızı, a dalga kılavuzunun genişliği ve f frekanstır.

Yarıkların ofseti, yarığın merkezinden dalga kılavuzunun merkez hattına olan mesafe olarak tanımlanır ve YDKA yapılandırmalarında kritik bir tasarım parametresidir. Tüm yarıklar için bu ofset sabit olduğunda, buna tekbiçimli yarıkların dağılımı denir. Stevenson, bir tek boyuna yarığın normalize rezonans iletkenliği için bir formül türetmiştir. Bu formül, dalga kılavuzunun merkez hattından olan x ofsetine bağlıdır ve şu şekilde verilmiştir (Stern ve Elliott 1985):

$$\frac{G}{G_0} = \left[2.09 \frac{a/b}{\beta_{10}/k} \cos^2 \left(\frac{\beta_{10} \pi}{k} \frac{x}{2} \right) \right] \sin^2 \frac{\pi x}{a} \quad (3.2)$$

Dalga kılavuzunun karakteristik empedansına iyi bir uyum sağlamak için, tekbiçimli bir dizi içerisindeki her rezonans yarığının normalize iletkenlik değeri yaklaşık olarak $1/N$ olmalıdır; burada N , dizideki toplam yarıkların sayısını temsil eder. Dalga kılavuzunun geniş duvarındaki merkez hattından olan yarıkların ofseti x , Stevenson formülü kullanılarak şu şekilde hesaplanabilir:

$$x = \frac{a}{\pi} \arcsin \frac{1}{\sqrt{N \left[2.09 \frac{a/b}{\beta_{10}/k} \cos^2 \left(\frac{\beta_{10} \pi}{k} \right) \right]}} \quad (3.3)$$

Burada k , serbest uzay dalga sayısıdır ve $k = 2\pi/\lambda$. Kılavuz yönündeki yayılım dalga sayısı, β_{10} olarak ifade edilir ve şu denklem kullanılarak hesaplanır:

$$\beta_{10} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (3.4)$$

YDKA'inde yarık ofsetinin artırılması genellikle yarıkların iletkenliğini artırır. Her bir yarık için optimal bir iletkenlik seçilerek, hava navigasyon radarlarında ve uçak tespiti için kullanılan yüzey tabanlı radar sistemlerinde yaygın olarak kullanılan kosinüs kare ışımaya deseni elde edilebilir. Bu ışımaya deseni, bir yönde dar, diğer yönde ise geniş bir kapsama alanı sağladığı için tercih edilir ve yükseklik açısından daha geniş bir kapsama sağlar (Hewitt 1962).

Anten verimliliği, önemli bir performans ölçütü olarak, toplam yayılan gücün giriş gücüne oranıdır ve yüzde cinsinden ifade edilir. Aşağıdaki formül ile hesaplanır (Chung vd. 2023):

$$\text{Anten verimliliği} = \frac{\text{Kazanç}}{\text{Yönlülük}} \times 100\% \quad (3.5)$$

Bir antenin kazancı, yönlülük ile ışımaya deseni verimliliğinin çarpımıdır ve şu şekilde ifade edilir (Chung vd. 2023):

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi\eta A}{\lambda^2} \right) \quad (3.6)$$

Burada G_{dBi} kazancı, η verimliliği, A açıklık alanını ve λ dalga boyunu temsil eder. Anten verimliliği, empedans uyumu kalitesi tarafından doğrudan etkilenir. Antenin toplam verimliliği, dielektrik ve iletken kayıpları ile geri dönüş kaybı gibi faktörlerden etkilenir. Toplam anten verimliliği, empedans uyumsuzluğu ve ışımaya verimliliğinin çarpımıyla elde edilir ve aşağıdaki denklemle ifade edilir (Minz vd. 2020):

$$E_T = M_L \cdot e_R \quad (3.7)$$

Burada E_T toplam verimliliği; M_L empedans uyumsuzluğunu $(1 - |\Gamma|^2)$ ve e_R ışınım verimliliğini ifade eder. Düşük bir yansımaya katsayısı anten verimliliğini artırır, bu da özellikle küçük hedeflerin (örneğin, dronlar) tespit edilmesi gibi uygulamalarda empedans uyumunu kritik hale getirir. Bu tür uygulamalarda etkili güç iletimi, güçlü sinyal alımı için gereklidir (Minz vd. 2020).

3.2 Simülasyon Yöntemleri ve Araçları

Yarıklı dalga kılavuzu dizilerinin analizi ve tasarım simülasyonu için birçok ticari yazılım aracı bulunmaktadır. Bu yöntemler arasında MoM, sonlu elemanlar yöntemi (FEM) ve sonlu farklar zaman alanı yöntemi (FDTD) gibi teknikler bulunmaktadır. Bu yazılımlar, karmaşık anten yapılarını simüle etmek için güçlü yetenekler sunar. Hesaplama gücünün artmasıyla birlikte, analiz edilebilen yapıların boyutu ve karmaşıklığı da artarak daha verimli tasarımlar yapılmasını ve pahalı fiziksel testlere olan ihtiyacın azalmasını sağlar. Bu yazılım araçlarının gelişmişliğine rağmen, anten tasarımı hâlâ önemli mühendislik çabası gerektirir. Sistem gereksinimlerinin analiz edilmesi, yapılandırılmalarının optimize edilmesi, uygun malzemelerin seçilmesi, üretim yöntemlerinin belirlenmesi ve kapsamlı test ve doğrulama süreçlerinin gerçekleştirilmesi gibi görevler kritik öneme sahiptir. Anten tasarımında kullanılan yazılım araçlarının öne çıkan örnekleri arasında HFSS (yüksek frekans yapısal simülatörü) ve CST Microwave Studio bulunmaktadır. HFSS, FEM tabanlı bir simülatör olup integral denklem çözücülerini sayesinde özellikle yarıklı dizi problemlerinde oldukça etkilidir. CST Microwave Studio ise FDTD tekniklerini kullanır ve yüksek frekans cihazlarının analizi için hem frekans alanı hem de zaman alanı çözücülerini sunar. Bu araçlar, anten tasarımı ve optimizasyonunda önemli ilerlemelere katkıda bulunarak sürekli olarak gelişmektedir. (Pozar 2012)

Yarıklı dalga kılavuzu antenlerinin tipik bir tasarım süreci, öncelikle tasarım hedeflerinin veya gereksinimlerinin tanımlanmasıyla başlar. Önceki tasarımlar ve mühendislik deneyimleri temel alınarak, yarıklı boyutları ve aralıkları gibi belirli parametreleri içeren bir başlangıç tasarımı geliştirilir. HFSS ve CST Microwave Studio gibi simülasyon araçları

kullanılarak anten tasarımı modellenir ve analiz edilir. Bu araçlar, her bir bileşen için verileri entegre ederek kayıplar, süreksizlikler ve ışımaya desenleri gibi faktörlerin dikkate alınmasını sağlar. Simülasyon yazılımları, parametre süpürme yöntemini optimize etme yöntemi olarak kullanarak tasarım parametrelerini istenen performansı elde etmek için ayarlamaya olanak tanır. Spesifikasyonların karşılanmadığı durumlarda tasarım revize edilir ve anten yapılandırmasını iyileştirmek için ek simülasyonlar yapılır. Bu araçlar ayrıca tasarımdaki toleransların ve olası hataların etkisini inceleyerek antenin güvenilirliğini ve sağlamlığını artırır. Simülasyonlar sonucunda tasarım spesifikasyonlara uygun hale geldiğinde fiziksel bir prototip üretilir ve test edilir. Ölçüm sonuçları simülasyon tahminleriyle uyumluysa, tasarım süreci tamamlanmış kabul edilir.

3.3 Üretim ve Deneysel Yöntemler

Yarıklı dalga kılavuzu dizi antenlerinin tasarımında, malzeme özellikleri performans ve dayanıklılığı sağlamak açısından kritik öneme sahiptir. Bu özellikler arasında yüksek elektrik iletkenlik, düşük ağırlık, korozyona karşı direnç ve kolay üretim bulunur. Bazı durumlarda, maliyet etkinliği de önemli bir faktör haline gelir. Maliyet açısından uygun bir çözüm olarak, plastik malzemeler kullanılabilir ve bu malzemeler elektroliz kaplama veya iletken boya ile kaplanarak metalize plastik haline dönüştürülebilir. Bu tür antenlerde yaygın olarak kullanılan metaller arasında alüminyum, bakır ve gümüş bulunur. Alüminyum ve alaşımları, hafiflikleri ve korozyona dayanıklılık özellikleri nedeniyle yaklaşık 30 GHz'e kadar olan uygulamalarda yaygın olarak tercih edilir. Daha yüksek frekanslar için bakır ve gümüş, üstün iletkenlikleri sayesinde sinyal iletimini daha verimli hale getirmek için tercih edilir. Simülasyon araçlarında genellikle kullanılan malzeme Mükemmel Elektrik İletken (PEC) olarak tanımlanır.

Yarıklı dalga kılavuzu antenlerinin performansı, yarıklarının konumlandırılmasına ve boyutlarına karşı oldukça hassastır (El Misilmani vd. 2020). Üretim yöntemleri (örneğin, kazıma veya frezeleme) sırasında oluşabilecek küçük boyut sapmaları veya hizalama hataları, antenin ışımaya deseni, kazancı ve frekans tepkisi üzerinde önemli olumsuz etkiler yaratabilir. CNC frezeleme ve lazer kesim gibi tekniklerden kaynaklanan üretim hataları, performansın bozulmasına neden olabilir. Ayrıca, yüksek hassasiyet gereksinimlerini

karşlamak için toleransların aşırı sıkı tutulması, üretim maliyetlerini önemli ölçüde artırabilir.

Bu zorlukları aşmak için, 3D baskı (Eklemeli üretim) yarıkli dalga kılavuzu antenlerinin üretiminde umut verici bir alternatif sunmaktadır. Bu teknik yüksek hassasiyet sağlar ve basılan plastik malzeme, elektroliz kaplama veya iletken boya gibi yöntemlerle kaplanarak metalize plastik haline dönüştürülebilir. Bu sayede, daha düşük maliyetle istenen anten performansı elde edilebilir. Bununla birlikte, anten boyutlarının çok küçüldüğü 30 GHz üzerindeki frekanslarda, homojen ve güvenilir bir iletken kaplama elde etmek zorlaşır ve bu durum üretim yöntemleri için bir sınırlama oluşturur.

Yarıkli dalga kılavuzu anteninin üretimi tamamlandıktan sonra, performansın tasarım spesifikasyonlarına uygun olup olmadığını doğrulamak için validasyon süreci kritik öneme sahiptir. Ölçümler genellikle bir Vektörel Ağ Analizörü (VNA) ile başlar ve yansımaya katsayısı ve Voltaj Duran Dalga Oranı (VSWR) gibi temel parametreler değerlendirilir. Bu parametreler, antenin empedans uyumu ve frekans tepkisi hakkında değerli bilgiler sağlar. Ayrıca, antenin ışımaya deseni uzak alan ve yakın alan ölçümleriyle doğrulanır. VNA'ler yaygın olarak erişilebilir ve kullanımı kolay cihazlar olsa da, doğru uzak alan ölçümleri yapmak, gerekli özel ekipman ve tesisler nedeniyle zorluk yaratabilir. Bu gibi durumlarda, iki farklı simülasyon aracının kullanılması, anteninin ışımaya deseninin doğrulanması için pratik ve verimli bir alternatif sunabilir. Ancak, simülasyonlar ile gerçek dünya ölçümleri arasındaki potansiyel farklılıklar dikkate alınmalıdır.

4. BULGULAR ve TARTIŞMA

4.1 Ku-Bant Uygulamaları için Yüksek Verimliliğe Sahip Çift Frekanslı YDKA

Bu çalışmada, Ku-bandında çift frekanslı performans sağlamak amacıyla tasarlanmış, kompakt ve düşük profilli bir YDKA'yı Alçak Dünya Yörüngesi (LEO) uydu uygulamalarına yönelik olarak sunmaktadır. Önerilen YDKA, yüksek verimlilik, düşük yansıma katsayısı sağlar ve 3D baskı teknolojisi kullanılarak kolayca üretilebilir. Optimize edilmiş yarık ofsetlerinin, Stevenson yöntemi ile elde edilenlere kıyasla anten performans özelliklerini iyileştirdiğini göstermektedir. Ayrıca, yarık uzunluğu ve genişliği için konvansiyonel hesaplamaları değiştirerek, ilk kez Ku-bandında çift frekanslı bir YDKA yapılındırması elde etmekte ve konvansiyonel YDKA'ların sınırlamalarını aşmaktadır. Anten, dalga kılavuzunun geniş yüzeyinde optimize edilmiş, tekbiçimli ofsetlere, uzunluklara ve genişliklere sahip 10 uzunlamasına yarık içerir ve 14.3 GHz ve 16.7 GHz frekanslarında çalışır. 99%'un üzerinde toplam anten verimliliği ve 15 dB'nin üzerinde kazanç ile yüksek performans sağlar. Farklı yöntemlerle üretilen, 24 g ve 22 g ağırlığındaki iki prototip, 3D baskı ile üretilmiş, VNA ile ölçülmüş ve elektromanyetik simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Önerilen YDKA, Ku-bandında çift frekanslı uygulamalara uyarlabilirliği artırarak LEO uydu sistemlerindeki frekans değişimlerine karşı özellikle etkili hale getirilmiştir.

Ku, K ve Ka gibi frekans bantları, Uydu İletişimlerinin (SATCOM) dinamik dünyasında, özellikle LEO uyduları için hayati bir öneme sahiptir (Anonymous 2024). LEO uyduları, küresel internet erişimi sağlamak ve Araçların İnterneti (IOV) ve Nesnelerin İnterneti (IoT) gibi gelişen teknolojileri desteklemek için bu bantlardan etkili bir şekilde yararlanabilir (Cowell 2022). SATCOM'daki büyüme eğilimi, Ku-bandına yönelmekte olup, geliştirilmiş performans ve verimlilik sunan yenilikçi anten tasarımlarına olan talebi artırmaktadır (McAllister 2013). Ku-bandı, geniş bant LEO SATCOM sistemlerinin besleyici yukarı ve aşağı bağlantılarında önemli bir rol oynayarak, Teledesic ve SkyBridge gibi şirketlerin sunduğu yüksek hızlı veri ve ses hizmetlerini mümkün kılar (Redding 1999). Çoğu durumda, antenler veri işleme için kullanılan entegre devrelerden daha büyük olup, anten miniaturizasyonu, LEO uydu teknolojisinin devam eden gelişimi için kritik bir

önem taşır (Chung vd. 2023). Ayrıca, modern LEO sistemlerinde performansı optimize etmek ve yük kısıtlamalarını azaltmak için yüksek verimli, kompakt, alçak profilli ve çift frekanslı antenlere olan talep esastır.

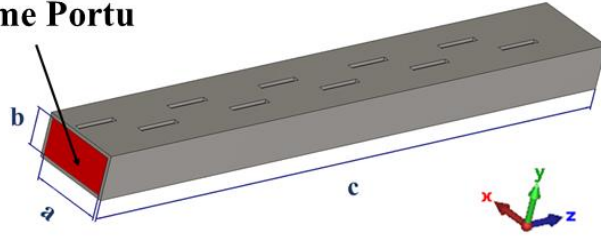
Bu çalışmada, Ku-bandı uygulamaları için optimize edilmiş, dalga kılavuzunun geniş yüzeyinde 10 uzunlamasına yarık içeren bir YDKA önerilmektedir. Özellikle 14.26 GHz ve 16.65 GHz frekanslarına odaklanan bu YDKA, %98'in üzerinde yüksek verimlilik, mükemmel empedans uyumu ($VSWR \leq 1.05$) ve geniş bant genişliği sağlar. Ayrıca, kompakt form faktörünü koruyarak literatürdeki güncel YDKA tasarımlarına kıyasla üstün performans göstermektedir.

4.1.1 Önerilen YDKA konfigürasyonu

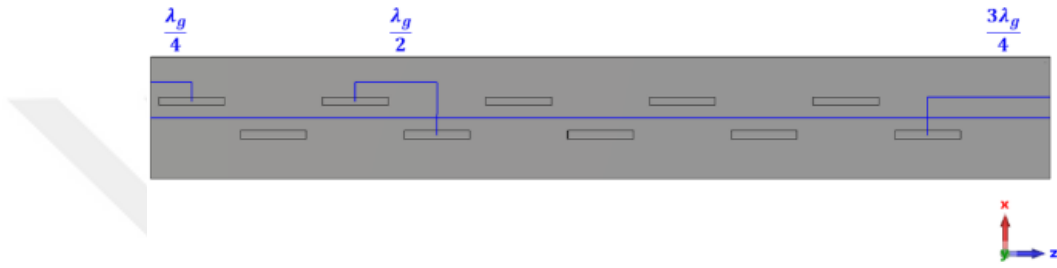
Önerilen YDKA'nın düzeni ve tasarım konfigürasyonları bu bölümde incelenmektedir. Tasarım, aşağıdaki boyutlara sahip bir WR62 dalga kılavuzuna dayanmaktadır: genişlik $a = 15.798$, yükseklik $b = 7.899$ mm ve uzunluk $c = 128.120$ mm. Dalga kılavuzunun duvarı 0.750 mm kalınlığındadır. Dalga kılavuzunun duvarına bir yarık açıldığında, yüzey akımı bozulur ve akım yarığın etrafından dolaşmaya zorlanır. Bu bozulma, dalga kılavuzundaki güç, yarık aracılığıyla serbest uzaya iletilir. Önerilen tasarım, geniş yüzey boyunca yerleştirilmiş 10 uzunlamasına şönt yarık ile doğrusal polarizasyon sergilemektedir ve **Şekil 4.1**'de gösterildiği gibi Ku-bandı frekans aralığında (12–18 GHz) çalışır.

Optimal performans elde etmek için dalga kılavuzu, temel enine elektrik modunda çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Hesaplanan kılavuz dalga boyu (λ_g) 23.295 mm olarak bulunmuştur. Verimli bir ışına sağlamak için YDKA'lar için genel tasarım kuralları uygulanmıştır. İlk yarık, besleme portundan kılavuz dalga boyunun ya bir katı ya da üç çeyreği kadar uzaklıkta konumlandırılmıştır. Benzer şekilde, son yarık, dalga kılavuzunun kısa devreli ucundan kılavuz dalga boyunun ya bir çeyreği ya da üç çeyreği uzaklıkta yer alır. Bitişik yarıklar arasındaki mesafe genellikle kılavuz dalga boyunun yarısıdır (Yousef vd. 2024).

Besleme Portu



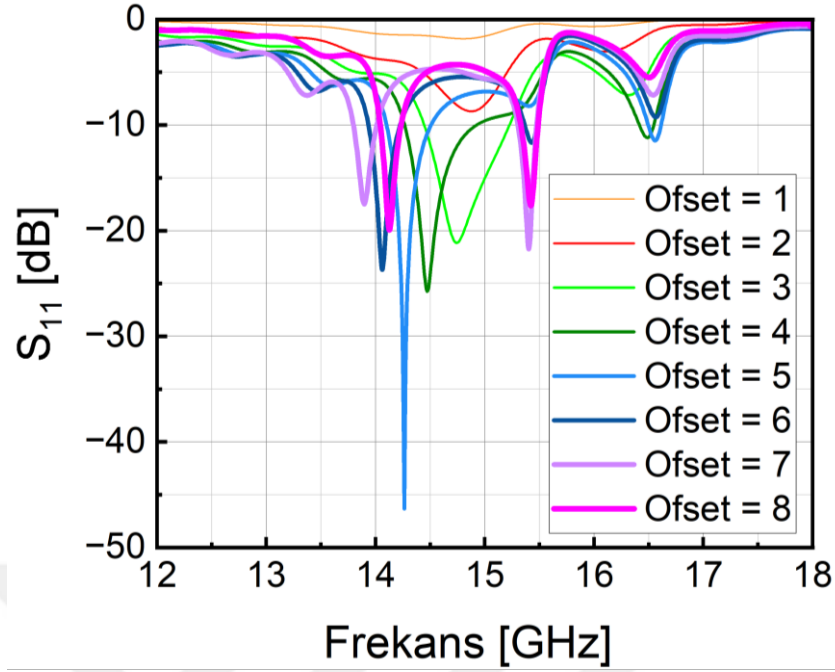
Şekil 4.1 Önerilen YDKA tasarımının besleme portunu ve a , b ve c geometrik parametrelerini gösteren perspektif görünümü



Şekil 4.2 Önerilen YDKA tasarımı, dalga kılavuzunun geniş duvarı boyunca seçilen yarık konumlarını göstermektedir

4.1.2 Parametrik analiz

Yarık ofsetini optimize etmek ve Stevenson'ın teorik hesaplamalarıyla karşılaştırmak için parametrik süpürme (*sweep*) yöntemi uygulanmıştır. Şekil 4.3, önerilen YDKA için yarık ofsetinin frekans aralığında nasıl değiştiğini, diğer tasarım parametreleri sabit tutulduğunda göstermektedir.



Şekil 4.3 YDKA tasarımında farklı yarık ofset değerleri için S₁₁ parametre grafiği

Şekil 4.3'e göre, yarık ofseti 1 mm olduğunda, yarıkların dalga kılavuzunun merkez hattına yakınlığı nedeniyle anten önemli ölçüde yayılan güç kaybı yaşar. Yarık ofseti 2 mm ile 3 mm arasında ise, yansımada belirgin bir iyileşme görülür ve rezonans 14.70 GHz civarına yaklaşır. Yarık ofseti 4 mm olduğunda, yansımada katsayısı daha da iyileşir ve 14.50 GHz rezonans frekansında yaklaşık -25 dB'ye ulaşır. En iyi performans, yarık ofsetinin 5 mm olduğu durumda gözlemlenir ve bu durumda rezonans frekansı 14.25 GHz civarında olur. Ancak yarık ofseti 7 mm'yi aştığında, yansımada katsayısı artar ve rezonans frekansı daha düşük frekanslara kayar.

Yapılan analiz, 5 mm'lik bir ofsetin, Stevenson yöntemiyle hesaplanan yarık ofsetine kıyasla optimal anten performansı sağladığını göstermektedir. En iyi yarık ofseti 5.061 mm olarak belirlenmiş ve bu değer YDKA tasarımında üstün anten verimliliği sağlamıştır. Bu sonuç, CST Microwave Studio kullanılarak yaklaşık 700 örneğin simüle edilmesiyle elde edilmiştir. Bu ofsette, yansımada katsayısı -64.298 dB'ye ulaşarak, Stevenson'ın teorik ofsetiyle öngörülen -13.316 dB'den 51 dB daha düşük bir değere ulaşmıştır. Bu önemli

azalma, optimize edilmiş yarık ofsetinin anten performansını artırdığını ve Stevenson yöntemi ile öngörülen performanstan önemli ölçüde daha yüksek verimlilik sağladığını göstermektedir.

Bulduğumuz yarık ofset kullanılarak tasarlanan YDKA'nın performans parametrelerinin Stevenson yöntemiyle hesaplanan yarık ofsetine kıyasla kapsamlı analizleri, önerilen YDKA tasarımında önemli iyileştirmeler sağlandığını göstermektedir. 5.061 mm'lik optimize edilmiş ofset, rezonans frekansını 14.25 GHz'ye düşürerek yansıma katsayısını önemli ölçüde iyileştirmiştir. Bu durumda, daha iyi empedans uyumu ve azaltılmış güç kaybı sağladığını göstermektedir. Ayrıca, optimize edilmiş tasarımı, $\Phi = 90^\circ$ ve $\theta = 90^\circ$ düzlemlerinde daha yüksek kazançlar elde etmiştir. Yan lob Seviyeleri (SLL), Yarı Güç Işın Genişliği (HPBW), yönlülük ve toplam verimlilikte de iyileşmeler gözlemlenmiştir. Genel olarak, optimize edilmiş slot ofsetinin anten performansını artırmadaki etkinliği kanıtlanmış ve tasarımın Ku-band uygulamaları için umut verici bir seçenek olduğu gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 Önerilen YDKA tasarımı için Stevenson yöntemi ile optimize edilmiş yarık ofseti arasındaki anten performans parametrelerinin karşılaştırılması

Yarık Ofseti	Stevenson Ofseti (2.376 mm)	Önerilen Ofseti (5.061 mm)
Rezonans Frekansı (GHz)	14.875	14.250
Yansıma Katsayısı (dB)	-13.316	-64.298
Kazanç (dBi)	14.30 ($\Phi=90^\circ$ düzlem)	15.20 ($\Phi=90^\circ$ düzlem)
	10.30 ($\theta=90^\circ$ düzlem)	13.80 ($\theta=90^\circ$ düzlem)
Yönlülük (dBi)	14.33 ($\Phi=90^\circ$ düzlem)	15.24 ($\Phi=90^\circ$ düzlem)
	4.75 ($\theta=90^\circ$ düzlem)	3.18 ($\theta=90^\circ$ düzlem)
SLL (dB)	-2.2 ($\Phi=90^\circ$ düzlem)	-13.6 ($\Phi=90^\circ$ düzlem)
	-10.9 ($\theta=90^\circ$ düzlem)	-19.6 ($\theta=90^\circ$ düzlem)
HPBW (3dB)	9.1° ($\Phi=90^\circ$ düzlem)	14.0° ($\Phi=90^\circ$ düzlem)
	79.7° ($\theta=90^\circ$ düzlem)	61.9° ($\theta=90^\circ$ düzlem)
VSWR	1.550	1.001
Yüzey Akımı (A/m)	44.6	63.5
Toplam Verimlilik	95.32%	99.96%

4.1.3 Çift frekans rezonansı elde etme

Ku-band uygulamalarının (örneğin, drone radar algılama, LEO uyduları ve Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga (FMCW) sistemleri) çeşitli gereksinimlerini karşılamak için, YDKA tasarımının rezonans frekansını ayarlamak önemlidir. Her uygulama, Ku bandı içerisinde farklı frekanslarda çalıştığından, uyarlanabilir anten konfigürasyonları gereklidir. Bu çalışmada, önerilen YDKA tasarımında çeşitli gelişmiş uygulamaların gereksinimlerini karşılayacak şekilde çift rezonans frekansı elde etmek için yarı boyutlarının nasıl ayarlandığını açıklamaktadır. Çift frekans rezonansı sağlamak, antenin operasyonel çok yönlülüğünü artırmanın yanı sıra, birden fazla uygulamada gelişmiş performans sağlar. Bu özellik, antenin aynı anda iletişim ve veri iletimini etkin bir şekilde desteklemesini sağlayarak genel sistem güvenilirliğini artırır.

Çift frekans rezonansı elde etmek için önerilen YDKA tasarımında yarı genişliği 2.164 mm, uzunluğu ise 8.975 mm olarak ayarlanmıştır. Tasarım, CST Studio Suite yazılımı kullanılarak simüle edilmiş ve sonuçlar HFSS simülasyon yazılımıyla doğrulanmıştır. Tasarımın malzemesi PEC olarak modellenmiştir. Anten, iki farklı rezonans frekansında pik sergilemektedir. Birinci pik 14.268 GHz'de ve yansıma katsayısı -31.33 dB'dir. İkinci pik ise 16.656 GHz'de yansıma katsayısı -31.37 dB. **Şekil 4.4**, bu frekanslarda yansıma katsayısını göstermektedir.

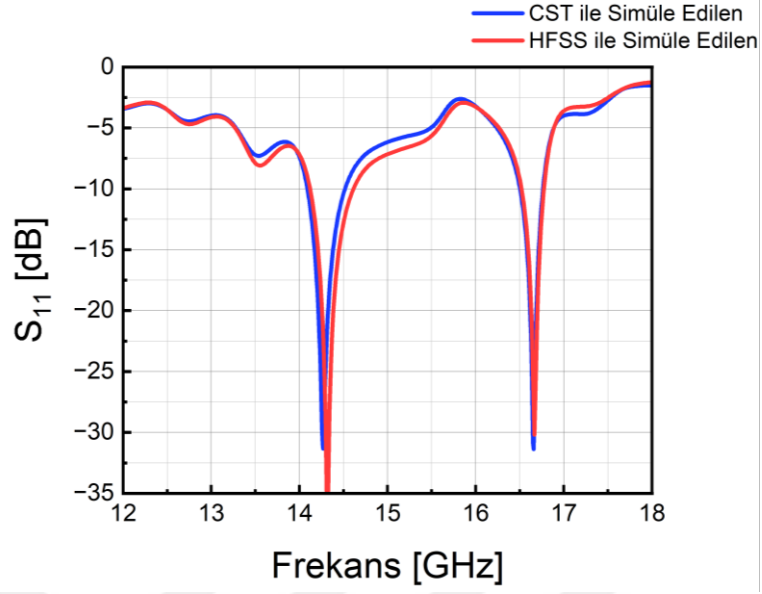
İki rezonans frekansı için modifiye edilmiş YDKA tasarımının $\Phi = 90^\circ$ (YZ düzlemi) ve $\theta = 90^\circ$ (XY düzlemi) üzerindeki performans parametreleri Çizelge 4.2'de özetlenmiştir. İki rezonans frekansı arasındaki performans karşılaştırması, ikinci rezonans frekansının her iki düzlemde de biraz daha yüksek kazanç ve yönlülük sunduğunu göstermektedir. Bununla birlikte, birinci rezonans frekansı, özellikle $\theta = 90^\circ$ düzleminde -19.5 dB değerle ikinci rezonans frekansındaki -16.3 dB'ye kıyasla daha avantajlı bir SLL sergilemektedir.

Bant genişliği, -10 dB geri dönüş kaybı baz alınarak hesaplanmış ve birinci rezonans frekansında belirgin şekilde daha geniş olduğu görülmüştür. Her iki rezonans frekansı için yansıma katsayıları yaklaşık olarak -31 dB seviyesinde eşit kalmaktadır. İki rezonans frekansı için VSWR değeri 1.055 olarak ölçülmüş ve neredeyse ideal bir empedans

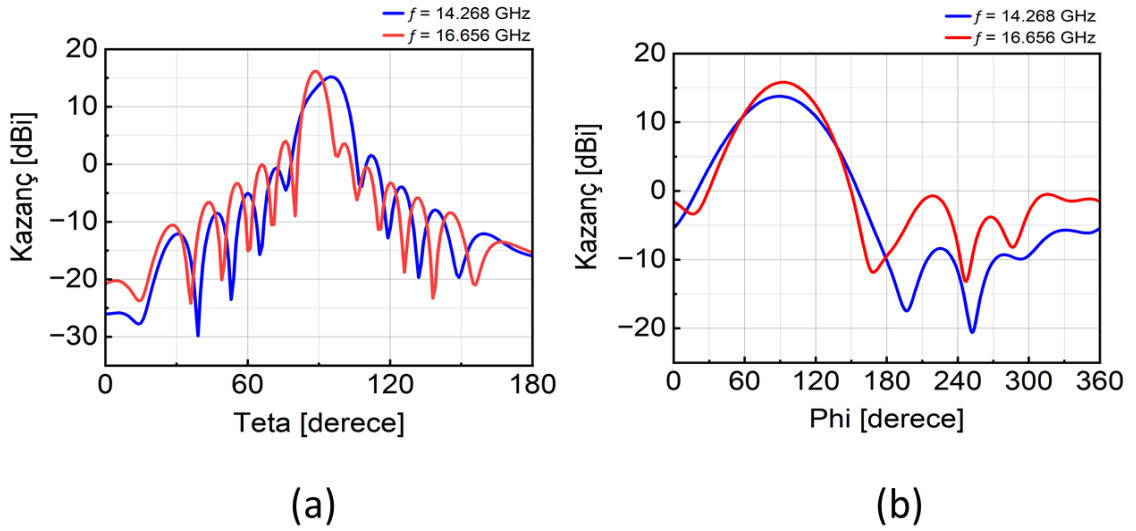
uyumu sağlandığı görülmüştür. Toplam verimlilik her iki frekansta da tutarlı bir şekilde yüksek olup, minimum düzeyde değişim göstermektedir. Bu sonuçlar, modifiye edilmiş YDKA'nın yüksek kazanç, yönlülük ve verimliliği korurken çift frekanslı çalışma yeteneği sergilediğini ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.2 Modifiye edilmiş YDKA tasarım performans parametreleri

Rezonans Frekansı (GHz)	14.268	16.656
Bant Genişliği (MHz)	427.05	261.47
Yansıma Katsayısı (dB)	-31.33	-31.37
Kazanç (dBi)	15.20 ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)	16.20 ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)
	13.80 ($\theta=90^\circ$ düzlemi)	15.80 ($\theta=90^\circ$ düzlemi)
Yönlülük (dBi)	15.19 ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)	15.79 ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)
	13.78 ($\theta=90^\circ$ düzlemi)	15.79 ($\theta=90^\circ$ düzlemi)
SLL (dB)	-13.6 ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)	-12.1 ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)
	-19.5 ($\theta=90^\circ$ düzlemi)	-16.3 ($\theta=90^\circ$ düzlemi)
HPBW (3dB)	14.2° ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)	07.8° ($\Phi=90^\circ$ düzlemi)
	61.9° ($\theta=90^\circ$ düzlemi)	52.4° ($\theta=90^\circ$ düzlemi)
VSWR	1.055	1.055
Yüzey Akımı (A/m)	46.5	27.2
Toplam Verimlilik	99.90%	99.96%



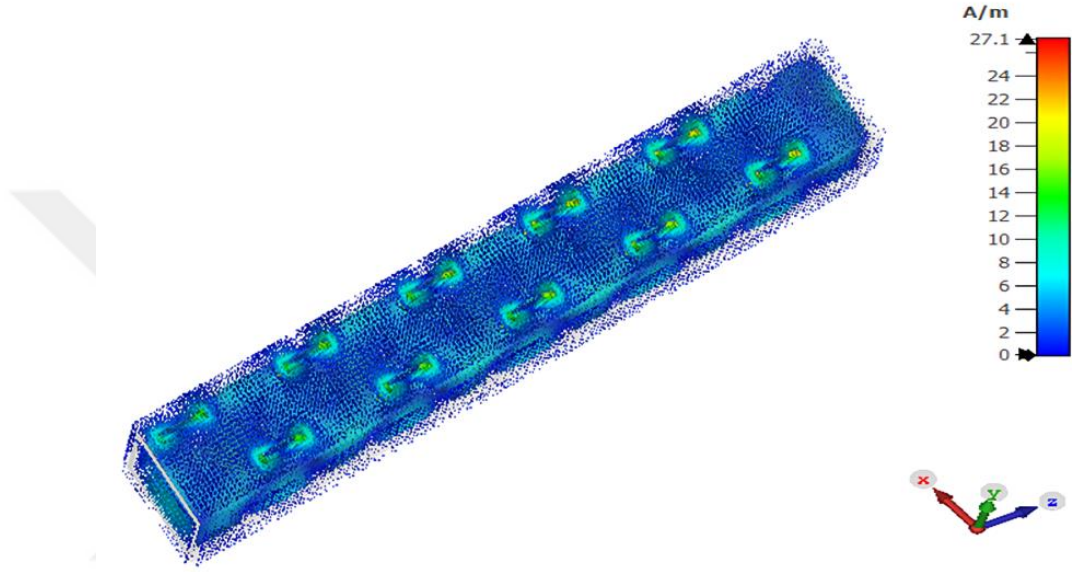
Şekil 4.4 Modifiye edilmiş yarık boyutu tasarımına sahip YDKA için çift frekanslı rezonansı gösteren S_{11} parametre grafiği



Şekil 4.5 Modifiye edilmiş YDKA için düşük rezonans frekansında (mavi çizgi) ve yüksek rezonans frekansında (kırmızı çizgi) simüle edilmiş kazanç ışıma desenleri: (a) $\Phi=90^\circ$ (YZ düzlemi); (b) $\theta=90^\circ$ (XY düzlemi)

Daha yüksek rezonans frekansı, her iki düzlemde de daha düşük rezonans frekansına kıyasla artan kazanç ve yönlülük sunmaktadır; bu durumu Şekil 4.5'te gösterilmektedir. Daha dar bir ışın genişliği, daha yüksek rezonans frekansındaki yüksek yönlülüğe katkıda

bulunmaktadır. Ayrıca, daha düşük rezonans frekansı her iki düzlemde de daha düşük yan lob seviyeleri sergilemektedir. Besleme portu yüksek rezonans frekansında uyarıldığında, modifiye edilmiş YDKA'nın yüzey akım dağılımı **Şekil 4.6**'da gösterilmektedir. Tüm yarıklardan verimli ışınmayı açıkça göstermektedir. Bu bulgular, modifiye edilmiş YDKA tasarımının, çift frekanslı rezonansı başarıyla elde ederken her iki rezonans frekansında yüksek performans özellikleri sunduğunu doğrulamaktadır.



Şekil 4.6 16.656 GHz'lik yüksek rezonans frekansında modifiye edilmiş YDKA için yüzey akımı dağılımı

4.1.4 Modifiye edilmiş YDKA tasarımının üretimi ve deneysel doğrulaması

Bu bölümde, modifiye edilmiş YDKA prototiplerinin üretim ve testlerinden elde edilen sonuçları sunmaktadır. Bu kapsamda üretim süreci ve kullanılan yöntemler vurgulanmıştır. Modifiye edilmiş YDKA'nın yarık ofseti 5.061 mm'den hafifçe azaltılarak 5 mm olarak seçilmiştir. Ayrıca, ilk yarık ile besleme portu arasına kılavuz dalga boyunun yarısı kadar mesafe eklenerek, kılavuz dalga boyunun dörtte üçü kadar bir mesafe elde edilmiştir. Bu, dalga kılavuzu flanşlarının uygun şekilde yerleştirilmesine olanak sağlamıştır.

Üretim sürecinin düşük maliyetli ve verimli olması nedeniyle 3D baskı teknolojisi tercih edilmiştir. PLA (polilaktik asit) plastik kullanılarak 3D baskı teknolojisi ile iki adet modifiye edilmiş YDKA prototipi üretilmiş ve ardından kaplama işlemiyle metalize edilmiştir. İki farklı üretim yöntemi uygulanmıştır. İlk yöntemde, prototip iki ayrı yarı olarak basılmış ve daha sonra tek bir YDKA oluşturacak şekilde birleştirilmiştir. Bu yaklaşım, **Şekil 4.7**'de gösterildiği gibi, birleştirilmesinden önce dalga kılavuzunun iç duvarlarındaki pürüzleri gidermek için temizleme ve zımparalama işlemlerini kolaylaştırmıştır. Daha sonra, prototip iletken gümüş boya ile kaplanmıştır. İkinci yöntemde ise, prototip tek bir parça olarak bir flanş ile birlikte basılmıştır (**Şekil 4.8**) ve ardından bakır ile kaplanmıştır. İkinci prototip, biraz daha yüksek bir direnç değerine sahip olmasına rağmen, daha maliyet etkin bir malzeme olan bakır kullanarak ilk prototipin (gümüş kaplı) performansını yakalamayı hedeflemiştir. İki malzemenin direncini karşılaştırmak için her iki malzemenin öz dirençleri (ρ) ve kütleleri dikkate alınmıştır. Direncin, malzemenin öz direnci ve kesit alanından etkilendiği göz önüne alınarak, 3.0 gram gümüşle eşdeğer bir direnç sağlamak için gereken bakır miktarı hesaplanmıştır. Yaklaşık 3.7 gram bakır, her iki prototipte eşdeğer bir direnç sağlamak için yeterli olduğu varsayılmıştır.

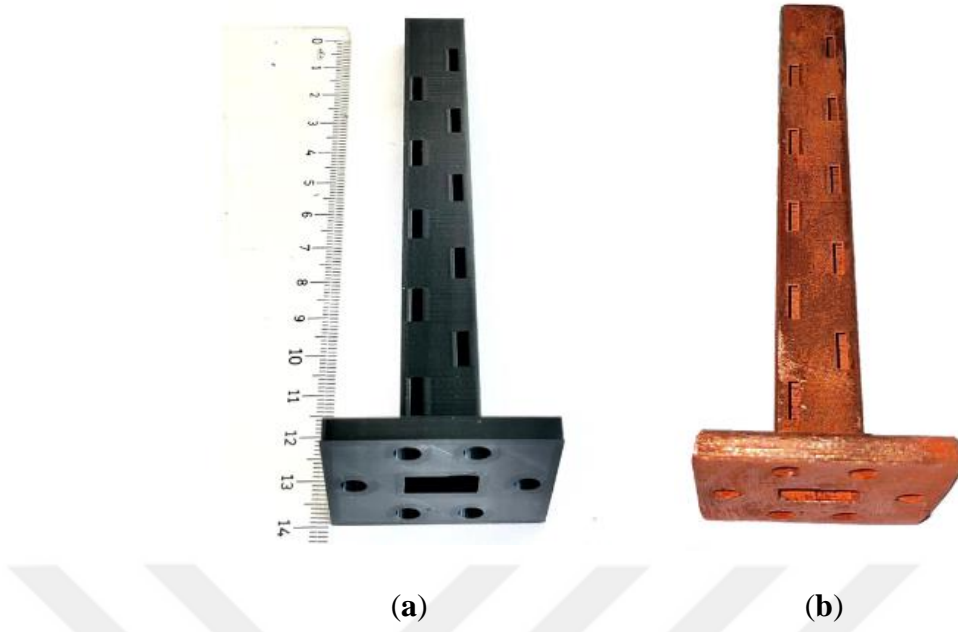


(a)



(b)

Şekil 4.7 Modifiye edilmiş YDKA'nın iki yarısının birleştirilmesinden önce 3D bastırılmış ilk prototipi, İletken gümüş boyanın uygulanmasından (a) önce ve (b) sonrası



Şekil 4.8 Modifiye edilmiş YDKA'nın tek bir parça 3D yazıcı ile bastırılmış ikinci prototip, Elektrokaplama ile bakır kaplama (a) öncesi ve (b) sonrası

Ancak, birinci yöntemde iki yarının tam hizalanması ve yapıştırılması zorluk yaratmış ve bu durum hava boşluklarına yol açmış olabilir. İkinci yöntemde ise, dalga kılavuzunun iç kısmının incelenememesi, iç yüzeyin yeterince düzgün olmama ihtimalini ortaya çıkarmıştır. Birinci prototip iletken gümüş boya ile, ikinci prototip ise bakır ile kaplanmıştır. Baskı işleminden sonra, metalizasyon işlemine geçmeden önce, daha pürüzsüz bir yüzey elde etmek için prototiplerin dikkatlice zımparalanması ve temizlenmesi gerekliydi. Bu adım, minimum maliyetle antenin optimum performansını sağlamak açısından kritik öneme sahiptir.

Metalik kaplama işlemi uygulanmadan önce, her iki prototip de 3D baskı sürecinden kaynaklanan pürüzleri gidermek için çözücü bazlı bir sprey ile işlenmiştir. Yüzey ne kadar pürüzsüz olursa, son metal kaplama o kadar parlak olmuştur. Daha sonra, iç kısma tam erişim sağlanması amacıyla iki parça olarak basılan birinci prototip, gümüş bazlı iletken bir boya ile kaplanmıştır. Tek parça olarak basılan ikinci prototip ise, metalize edilmek için bakır elektrokaplama işlemine tabi tutulmuştur. Bu farklı yaklaşımlar, farklı kaplama malzemelerinin ve üretim yöntemlerinin anten performansı üzerindeki etkilerini değerlendirmek amacıyla gerçekleştirilmiştir.

Bakır elektrokaplama işlemi, Şekil 4.9’da gösterildiği gibi, bakır sülfat (CuSO_4), saf su ve sülfürik asit (H_2SO_4) içeren bir elektrolit banyosu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bakır elektro kaplama işlemini başlatmadan önce, prototipin iletken hale getirilmesi gerekiyordu ve bu amaçla bir baz katman olarak grafit iletken boya uygulanmıştır. Ardından, saf su ile bakır iyonlarının kaynağı olarak bakır sülfat (CuSO_4) ve iletkenliği artırmak ve yük taşıyıcı olarak görev yapmak üzere sülfürik asit (H_2SO_4) içeren bir elektrolit banyosu hazırlanmıştır.



(a)



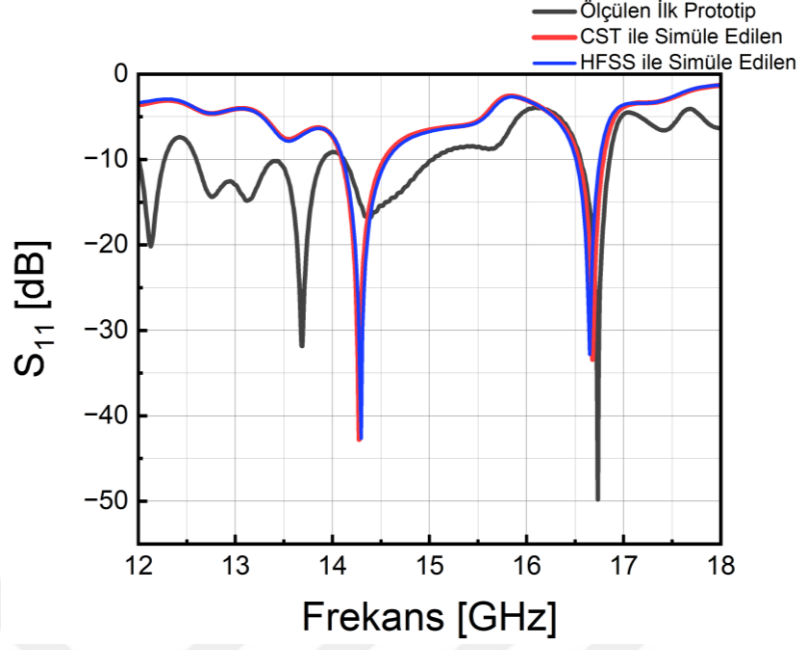
(b)

Şekil 4.9 Bakır kaplama için elektrokaplama işlemi: (a) Elektrokaplama sistemi kurulumu; (b) Elektrolit banyosundan çıkan ikinci prototip

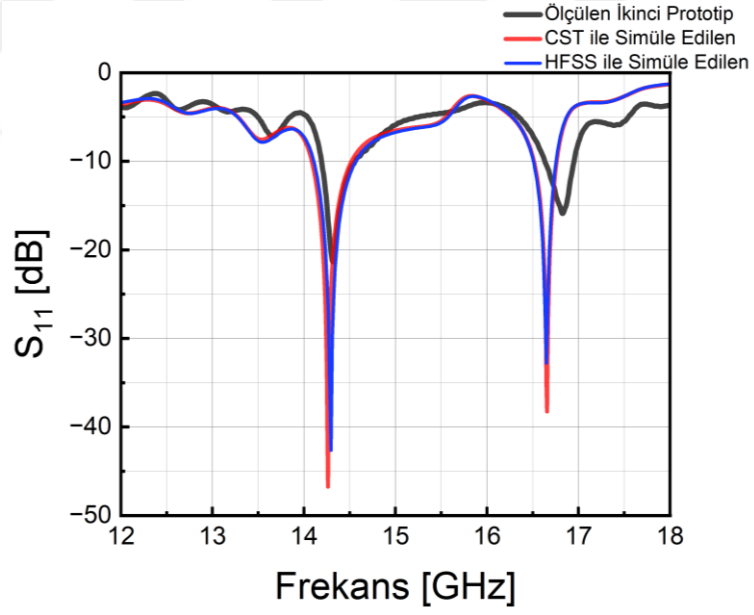
Bakır iyonlarının prototip yüzeyine göç etmesini ve birikmesini sağlamak için, bir bakır levha anot olarak kullanılmış ve bu levha kontaminasyonu önlemek amacıyla filtre kağıdı ile kaplanmıştır. Prototip ise katoda bağlanmıştır. Bir güç kaynağından akım uygulandığında, bakır iyonları prototip yüzeyine birikmiştir. Gerekli akım, istenilen kaplama kalınlığı, prototipin yüzey alanı ve elektrolit banyosunun hacmi gibi birkaç faktöre bağlıdır. Optimum kaplama sonuçları elde etmek için, bakır tabakası kalınlaştıkça akım kademeli

olarak artırılmıştır. Yüksek akım, pürüzlü ve grenli birikimlerle düzensiz kaplamaya yol açarken, düşük akım ince veya yetersiz kaplama ile sonuçlanabilmiştir. Bu süreçte, 0.6 ila 1 volt arasında bir gerilim uygulanmış ve akım, 4.0 amperden 4.7 ampere kadar kademeli olarak artırılmıştır. Prototipin elektrokaplama işlemi yaklaşık 5 saat sürmüştür ve tüm yüzeylerde eşit bakır birikimi sağlamak için prototip periyodik olarak çevrilmiştir.

Her iki prototip de, yansıtıcı katsayısını değerlendirmek için VNA kullanılarak ölçülmüş ve CST ve HFSS simülasyon araçlarından elde edilen simülasyon verileri ile karşılaştırılmıştır (**Şekil 4.10** ve **Şekil 4.11**). İlk prototip (gümüş kaplı), bilerek iki flanşlı olarak tasarlanmıştır (**Şekil 4.7**). Bu tasarımda, bir flanşın üzerine kısa devre görevi görecektir bir metal levha yerleştirilebilmesi için dalga kılavuzu bir uçtan açık bırakılmış, diğer flanş ise VNA'ya bağlanmıştır. Bu yaklaşım, dalga kılavuzu performansında kritik bir rol oynayan kontrollü bir yansıtıcı yüzey sağlamak amacıyla benimsenmiştir. Buna karşılık, ikinci prototip (bakır kaplı) tek bir flanşlı ve tek bir nesne olarak üretilmiştir (**Şekil 4.8**). Bu prototipte, yansıtıcı arka duvar yazdırılmış yapının bir parçası olup bakırla elektro kaplanmıştır. İlk prototipte metal levha ekleme kararı, ikinci prototipin yansıtıcı arka duvarındaki bakır elektrokaplama işleminin düzgünlüğü ve iletkenliği ile ilgili endişeler nedeniyle alınmıştır. Bu düzenleme, iki konfigürasyonun arasındaki yansıtıcı arka duvarın etkinliğini karşılaştırmalı olarak değerlendirmeyi mümkün kılmıştır. İlk prototip (gümüş kaplı) 24.431 gram ağırlığındayken, ikinci prototip (bakır kaplı) 22.546 gram ağırlığındadır. Kaplamaların etkinliğini ve düzgünlüğünü değerlendirmek için her iki prototipin yüzeyindeki çeşitli bölgelerde direnç ölçümleri yapılmış ve bir multimetre kullanılmıştır. İlk prototipte (gümüş kaplı) çoğu bölgede direnç 0.1 Ω ölçülmüş, bazı bölgelerde değerler 0.1 ile 0.5 Ω arasında değişmiştir. İkinci prototipte (bakır kaplı) ise, genellikle direnç 0.1 Ω ölçülmüş, sadece birkaç bölgede 0.2 Ω olarak kaydedilmiştir. Bu durumda, elektrokaplama işleminin daha tutarlı bir katman sağlayarak bakır kaplamanın daha düzgün olmasını sağladığını göstermektedir. Beklendiği gibi, boya ile uygulanan gümüş kaplama daha az düzgünlükle sonuçlanmıştır. Bu durumu çözmek için, ilk prototip iki flanşlı olarak yazdırılmış ve daha önce tartışıldığı gibi, VNA ölçümleri için hangi portun daha iyi performans sağladığını değerlendirme fırsatı sunulmuştur. Diğer port bir metal levha ile kapatılarak VNA ölçümü gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.10 Ölçülen ve simüle edilen gümüş kaplamalı prototip için frekansa karşı yansıma katsayısı



Şekil 4.11 Ölçülen ve simüle edilen bakır kaplamalı prototip için frekansa karşı yansıma katsayısı

Çizelge 4.3 Önerilen antenin performansının literatürdeki diğer antenlerle karşılaştırılması

Literatür	Frekans (GHz)	Yansımaya Katsayısı (dB)	Kazanç (dBi)	SLL (dB)	Verimlilik (%)
Cheng vd. 2022	15.0	-30.0	14.8	-	80.00
Stoumpos vd. 2023	14.5	-21.0	14.0	-	97.00
Yousef vd. 2024	35.0	-29.0	13.4	-30.0	95.21
Pulido-Mancera vd. 2016	9.5	-21.0	10.3	-13.6	-
Corcoles vd. 2016	17.0	-25.9	16.4	-13.1	98.60
İlk prototip	13.7 (ölçü.),	-31.8 (ölçü.),	15.3,	14.5,	98.83,
	16.7 (ölçü.)	-49.8 (ölçü.)	16.3	-12.8	98.54
İkinci prototip	14.3 (ölçü.),	-21.8 (ölçü.),	15.3,	-14.5,	98.76,
	16.8 (ölçü.)	-15.8 (ölçü.)	16.3	-12.8	98.46

¹ (ölçü. = ölçülmüş)

Çizelge 4.3'te sunulan karşılaştırmalı analiz, farklı çalışmaların performans parametrelerini frekans, yansımaya katsayısı, kazanç, SLL ve verimlilik açısından incelemektedir. Birinci prototipte, çift frekanslı çalışmayı başarılı bir şekilde gerçekleştirerek üstün performans sergilemiştir. Bu prototipi, yansımaya katsayısı açısından son derece düşük değerler olan -31.8 dB ve -49.8 dB elde etmiş ve %98'in üzerinde verimlilikle dikkat çekmiştir. İkinci prototip ise benzer verimlilik ve kazanç değerleri sunmuş, düşük SLL değerlerini koruyarak tasarımın etkinliğini doğrulamıştır. Bu çalışmada, modifiye edilmiş YDKA tasarımı ile mükemmel performans göstererek çift frekanslı çalışma sağlamış ve SATCOM uygulamaları için umut verici bir gelişme olarak öne çıkmıştır. Tasarımın başarısı, yansımaya katsayısı, verimlilik ve kazanç gibi temel parametrelerde elde edilen sonuçlarla desteklenmiştir.

4.2 S-Bant Uygulamaları için Kanat Yapılarıyla Optimize Edilmiş YDKA

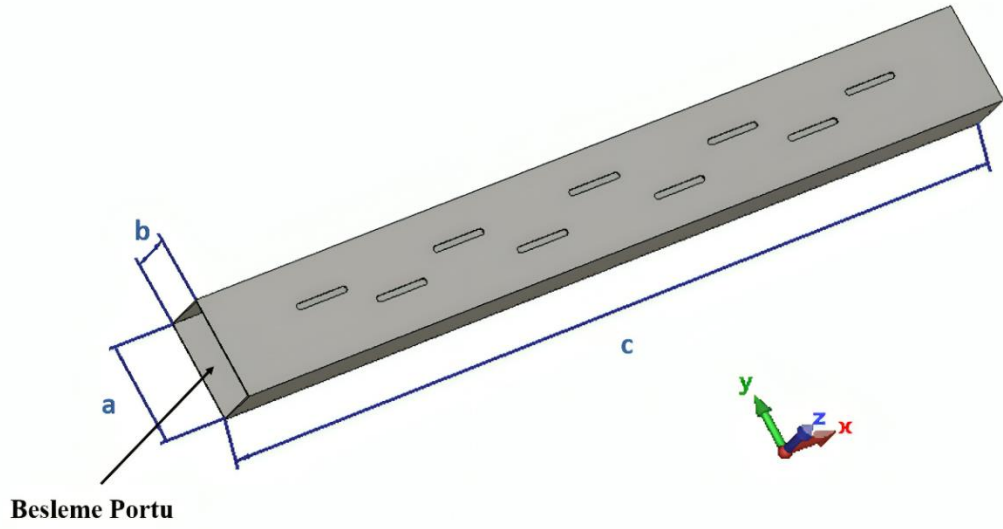
Bu çalışmada, S-bant frekansında, dikdörtgen bir dalga kılavuzunun geniş duvarına yuvarlatılmış köşelere sahip dokuz dikdörtgen yarık açılarak bir yarıklı dalga kılavuzu anteni tasarlanmıştır. Kazancı artırmak ve SLL'yi azaltmak amacıyla metal yansıtıcılar, kanatlar olarak bilinen yapılar, yarıklı dalga kılavuzu antenine eklenmiştir. Metal

kanatların yüksekliği ve eğim açısı, konvansiyonel YDKA'nın dört kanatlı performansını artırmak için sistematik bir şekilde incelenmiştir. Bu önerilen tasarım, tam dalga elektromanyetik simülasyon aracı kullanılarak optimize edilmiştir. Bu çalışma 15-18.05.2024 tarihlerinde düzenlenen 32. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı'nda sözlü olarak sunulmuştur (Tanbki vd. 2024)

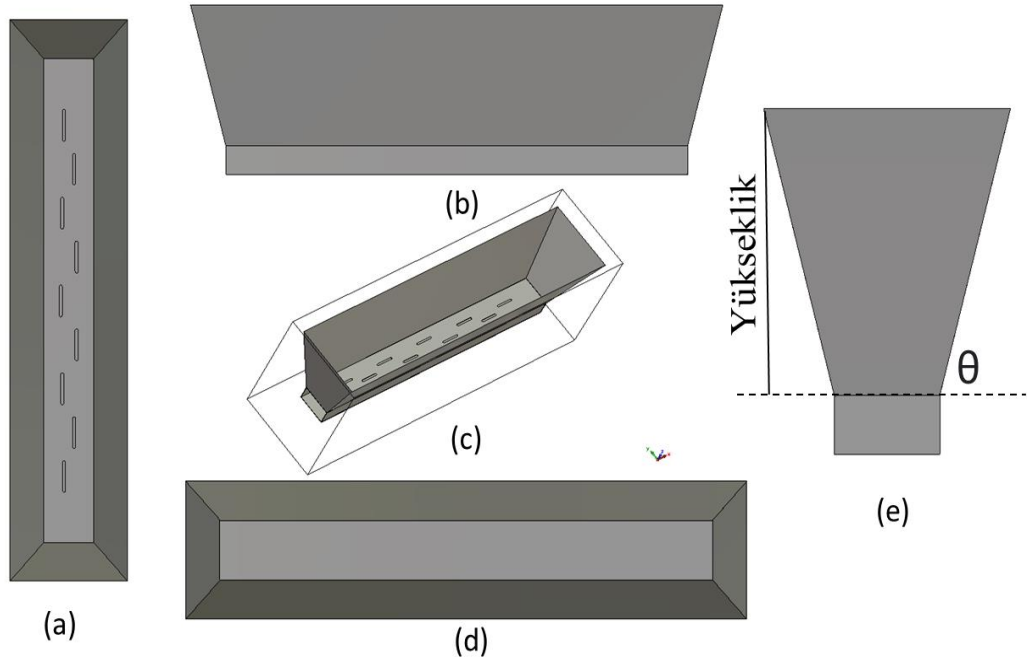
4.2.1 Önerilen YDKA konfigürasyonu

Bu bölümde, YDK düzenleri ve tasarım konfigürasyonları tartışılmaktadır. **Şekil 4.12**, YDKA'nın konvansiyonel tasarım konfigürasyonunu ve **Şekil 4.13**, YDK'ya yansıtıcı olarak eklenen dört metal kanatlarla olan konvansiyonel YDKA tasarımını göstermektedir. Metal yansıtıcı kanatların YDKA'ya eklenmesiyle yüksek kazanç ve düşük SLL beklenmektedir.

Anten tasarımı dikdörtgen dalga kılavuzunun geniş duvarına yerleştirilmiş yuvarlatılmış köşelere sahip dokuz dikdörtgen yarıktan oluşmaktadır, ve 3 GHz'de rezonans frekansı elde edilerek S-bandında (2 GHz – 4 GHz) çalışması sağlanmaktadır. Dikdörtgen dalga kılavuzunun boyutları sırasıyla: $a = 80,44$ mm, $b = 41,22$ mm ve $c = 713,94$ mm olarak belirlenmiştir. Dikdörtgen yarık köşeleri, yüksek güç uygulamaları için daha dayanıklı oldukları için yuvarlatılmıştır. Yarıkların yer değiştirilmesi tekbiçimli değildir ve yarık ofsetlerini hesaplamak için Taylor dağılımı kullanılmıştır. Dalga kılavuzu, bir ucundan bir port aracılığıyla beslenirken, diğer ucu kısa devreye yapılmıştır.



Şekil 4.12 YDKA'nın ve geometrik parametreler a , b ve c 'nin perspektif görünümü göstermektedir

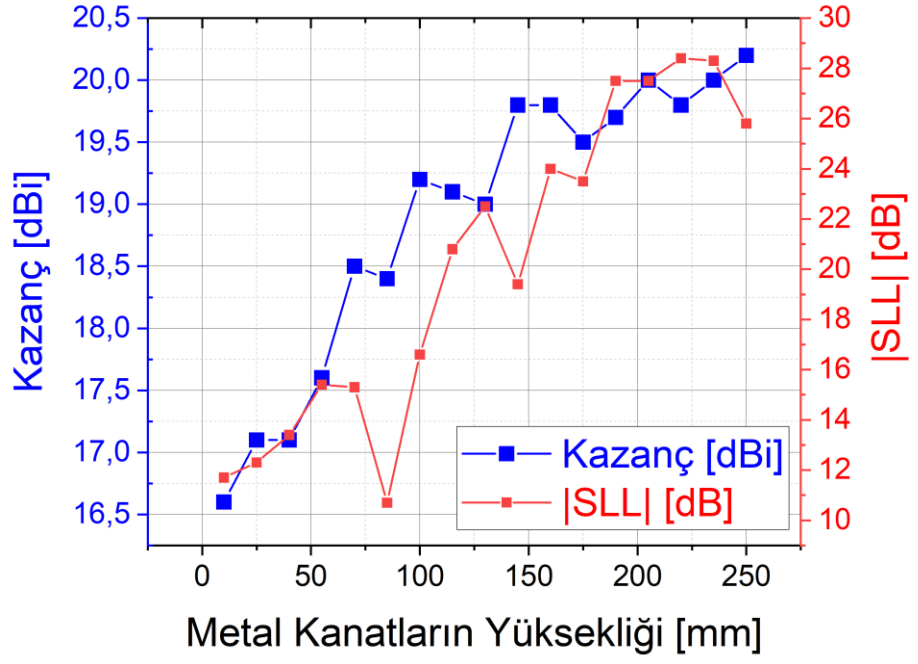


Şekil 4.13 Dört ekli metal yansıtıcı kanatlara sahip YDK. Paneller (a), (b), (c) ve (d) sırasıyla YDKA'nın üst görünümünü, yan görünümünü, perspektif görünümünü ve alt görünümünü göstermektedir. Panel (e) metal kanatların eğim açısını (θ) ve yüksekliğini göstermektedir

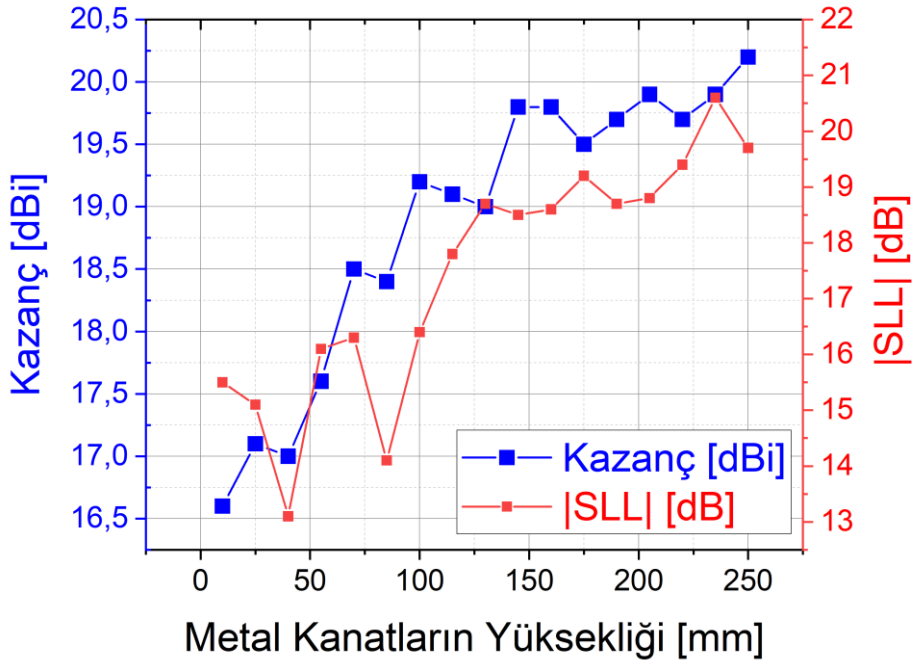
Rezonanslı yarıık merkezleri birbirinden $\lambda_g/2$ uzaklıkta yerleştirilmiştir. İlk ve son yarıık merkezleri, dalga kılavuzunun kenarlarından $3\lambda_g/4$ uzaklıkta yerleştirilmiştir. Tekbiçimli olmayan yarıık ofseti, Taylor serisi kullanılarak şu şekilde hesaplanmıştır: $d_1 = 7.765$ mm, $d_2 = 8.456$ mm, $d_3 = 10.646$ mm, $d_4 = 12.535$ mm, $d_5 = 12.983$ mm, $d_6 = 12.635$ mm, $d_7 = 10.646$ mm, $d_8 = 8.426$ mm ve $d_9 = 7.765$ mm, burada d , yarıığın merkezinden dalga kılavuzunun merkez hattına kadar olan mesafeyi, yani yarıık ofsetini temsil etmektedir.

4.2.2 Eğimli kanatların parametrik analizi

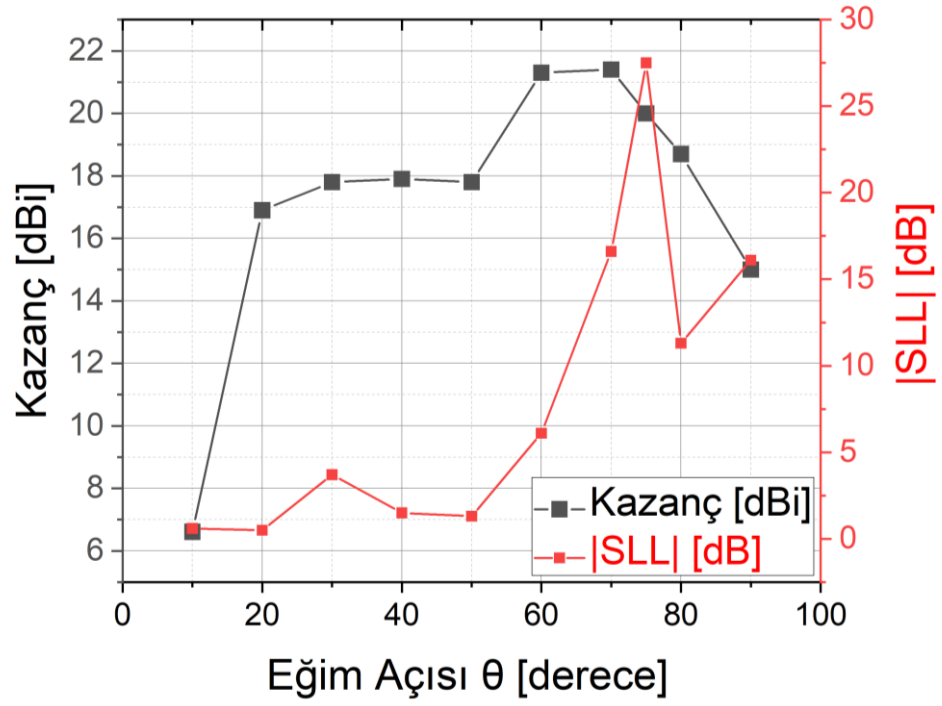
Antenin verimliliğini artırmanın yöntemlerinden biri, tasarıma eğimli kanatlar entegre etmektir (Guo ve Ziolkowski 2022). Metal yansıtıcılar olarak işlev gören bu eğimli kanatlar, SLL düşürmeye ve kazancı artırmaya yardımcı olur. Bu uygulamada, dört eğimli kanat konvansiyonel YDKA tasarımının kenarlarına stratejik olarak eklenmiştir. Metal kanatların yüksekliği ve eğilme açısının, YDKA'nın kazancı ve SLL'si üzerindeki etkileri incelenmiştir. Kanatların yüksekliği ve eğilme açısı, kazancı artırmak ve SLL düşürmek için optimize edilmiştir; bu durumu **şekiller 4.14-17**'de gösterilmektedir. **şekil 4.14** ve **şekil 4.15**'te, kanatların uzunluğu değişirken eğilme açısı 75° olarak sabit tutulmuştur, bu şekilde kanatların yüksekliği optimize edilmiştir. Tersine, **şekil 4.16** ve **şekil 4.17**'de, kanatların yüksekliği sabit tutulmuş ve eğilme açısı optimize edilmiştir. Simülasyon verilerine göre, kanatlar için optimal yükseklik yaklaşık 200 mm ve eğilme açısı yaklaşık 75° olarak belirlenmiştir, bu da kazancı artırırken en düşük SLL seviyesini sağlar.



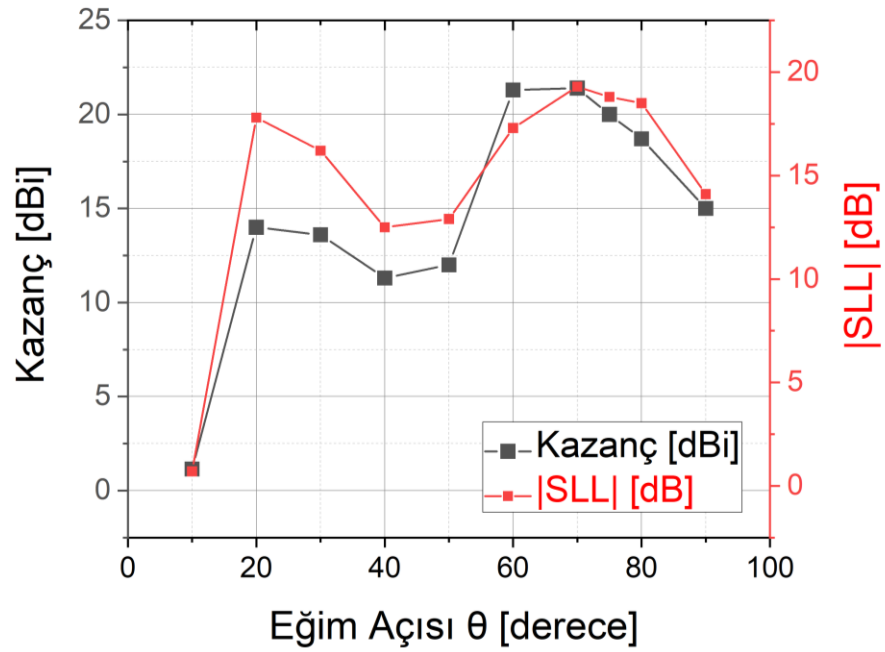
Şekil 4.14 YZ düzlemindeki metal kanatların farklı yükseklikleri için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri



Şekil 4.15 XZ düzlemindeki metal kanatların farklı yükseklikleri için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri



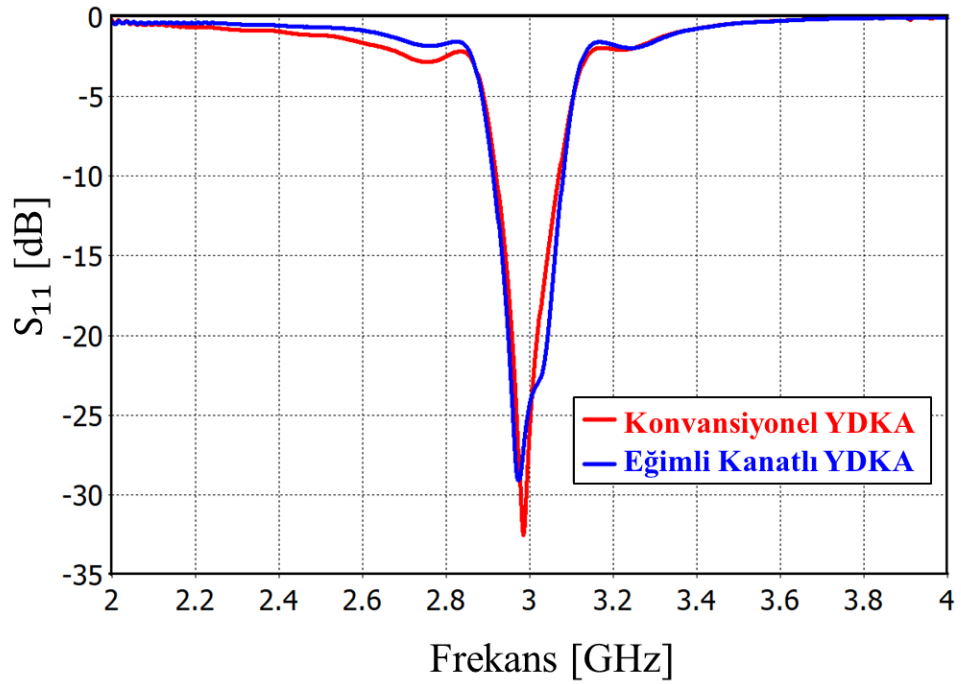
Şekil 4.16 YZ düzlemindeki metal kanatların farklı eğim açıları için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri



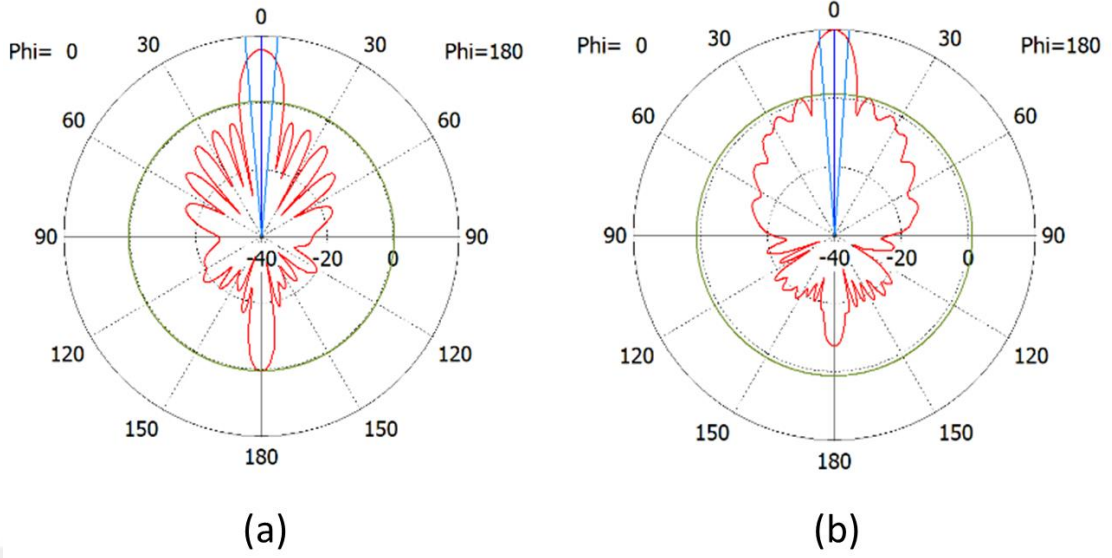
Şekil 4.17 XZ düzleminde metal kanatların farklı eğim açıları için kazanç ve SLL'nin mutlak değerleri

4.2.3 Konvansiyonel YDKA ile eğimli kanatlı YDKA'nın karşılaştırmalı analizi

Konvansiyonel YDKA ve eğimli kanatlı YDKA için yansıma katsayılarının büyüklüğü sırasıyla 3 GHz'de -32.5 dB ve -29.1 dB olarak bulunmuştur, bu durum Şekil 4.18'de gösterilmektedir. Konvansiyonel YDKA için -10 dB'lik bant genişliği 0.150 GHz, eğik kanatlı YDKA için ise 0.166 GHz olup, bu değer daha geniş bir frekans aralığında iyileşmeyi göstermektedir.

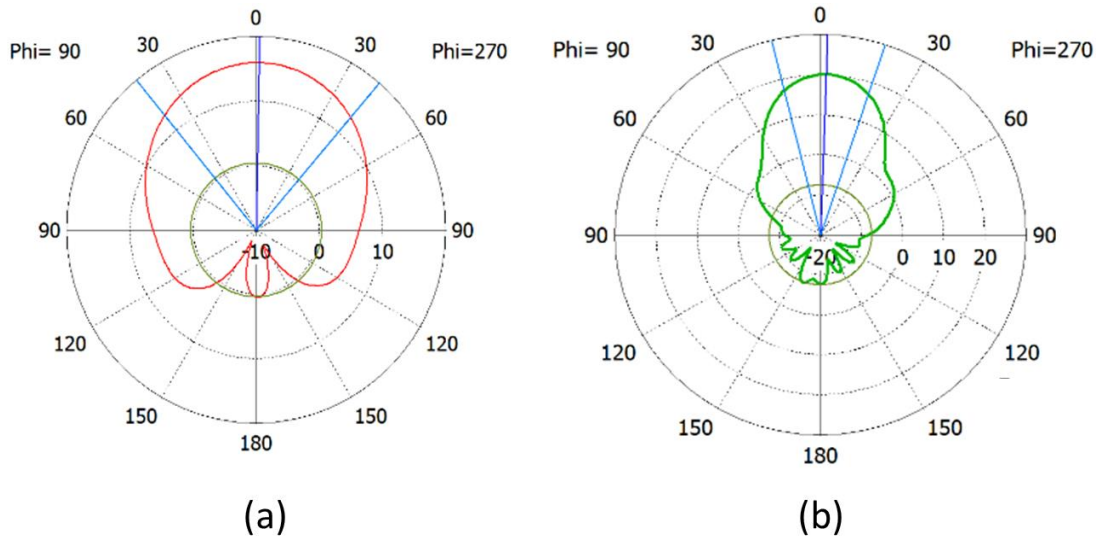


Şekil 4.18 Konvansiyonel YDKA ve 75° eğimli kanatlı YDKA için simüle edilmiş S_{11} parametresi



Şekil 4.19 XZ düzlemindeki simüle edilmiş ışınma deseni: (a) Konvansiyonel YDKA ve (b) Eğimli kanatlı YDKA

XZ düzleminde, Şekil 4.19'de gösterildiği gibi, konvansiyonel YDKA tasarımı 15.9 dBi kazanç, -15.5 dB SLL ve 9.6°'lik bir 3 dB açısız ışın genişliği elde eder. Buna karşılık, eğimli kanatlı YDKA tasarımı daha iyi bir performans sergileyerek, 20 dBi kazanç, -18.8 dB iyileştirilmiş SLL ve 8.6°'lik daha dar bir 3 dB açısız ışın genişliği elde eder.



Şekil 4.20 YZ düzlemindeki simüle edilmiş ışınma deseni: (a) Konvansiyonel YDKA ve (b) Eğimli kanatlı YDKA

Benzer şekilde, YZ düzleminde, **Şekil 4.20**'da gösterildiği gibi, konvansiyonel YDKA tasarımı 15.9 dBi kazanç, -15.5 dB SLL ve 79.7°'lik geniş bir 3 dB açısal ışın genişliği elde eder. Bu arada, eğimli kanatlı YDKA tasarımı daha üstün özellikler sergileyerek, 20 dBi kazanç, -27.5 dB önemli ölçüde azaltılmış SLL ve çok daha dar bir 3 dB açısal ışın genişliği olan 32.0° elde eder. Bu, ışın deseninin daha odaklanmış ve yönlendirilmiş olduğunu, belirgin bir arka ve yan lob bulunmadığını, dolayısıyla genel ışın performansının iyileştiğini göstermektedir. Bu durumda, eğimli kanatlı YDKA tasarımının, konvansiyonel YDKA'ya kıyasla önemli iyileştirmeler sunduğunu ve onu ileri düzey S-bant uygulamaları için son derece uygun hale getirdiğini açıkça göstermektedir.

4.3 Ka-Bant Uygulamaları için YDKDA Tasarımı

Yarıklı dalga kılavuzu dizi anteni (YDKDA), yarıklardan yayılan alanların yapıcı girişimini kullanarak yüksek yönlülük ve kazanç ile ışın deseninin yönlendirme yetenekleri sağlar. Dizi konfigürasyonu, antenin ışınmasını istenen yönde odaklamasına olanak tanırken düşük sinyal kaybı ve minimum gürültü sağlar. Bu çalışmada, Ka-bant frekansında bir YDKDA tasarlanmıştır. Anten dizi tasarımı, her biri dalga kılavuzunun merkez hattı üzerinde yer alan 6 yayılan boyuna yarığa sahip 6 yayılan dalga kılavuzunun, 45° eğim açısına sahip 6 eğimli bağlanma yarığı içeren merkez beslemeli bir dalga kılavuzuyla hizalanmasıyla gerçekleştirilmiştir. Yayılan dalga kılavuzundaki her yarığın etrafında yer alan, ışın yapmayan yarıklar için uyarıcı olarak çalışan metal içsel silindirik duvarlar, yarıklı dalga kılavuzu dizi antenine eklenmiş ve ikincil yan loblar ile kelebek loblarını azaltmak için yarıkları uyarmak amacıyla kullanılmıştır. Literatüre göre, metal içsel silindirik duvarlar, konvansiyonel YDKDA'nın ışın performansını artırmak için ilk kez sistematik olarak incelenmiştir. Önerilen tasarımı, tam dalga elektromanyetik simülasyon aracı kullanılarak optimize edilmiştir.

NASA tarafından yönetilen Derin Uzay Ağı (DSN), derin uzay iletişimini ve gezegenler arası uzay araçlarının takibini sağlamak için tasarlanmış bir anten sistemidir. DSN, Avustralya'nın Canberra, İspanya'nın Madrid ve Kaliforniya'nın Goldstone şehirlerinde stratejik olarak konumlandırılmış üç Derin Uzay İletişim Kompleksi (DSCC) içerir. Her

komplekste, üstün hassasiyeti ve geniş açıklığıyla bilinen 70 metrelik bir antenin yanı sıra birden fazla 34 metrelik anten bulunmaktadır.

Geleneksel X- ve S-bant frekans kanallarındaki artan yoğunluk, gelişmiş telekomünikasyon çözümlerine olan ihtiyacı artırmıştır. Bu sorunu çözmek için telekomünikasyon sistemleri, önemli ölçüde daha yüksek veri hızları ve daha geniş bant genişliği sunan Ka-bandında çalışacak şekilde yükseltilmektedir. Bu geçiş, modern uzay keşif ve iletişim sistemleri için özellikle kritik olup, DSN teknolojilerinin tasarımı ve uygulanmasında yeni zorluklar ortaya çıkarmaktadır (Acosta 1997).

Önerilen anten tasarımı, telekomünikasyon için tasarlanmış olup, NASA'nın DSN ağına Ka-bant frekanslarında (iniş hattı: 31.8-32.3 GHz) uyumludur. Bu tasarımı, 32 GHz'de 20 dBi maksimum kazanç, -21 dB minimum SLL ve %99 verimlilik elde edilebileceğini göstermektedir. YDKDA, gezegenler arası görevler için iniş hattı işlemlerini geliştirmek üzere DSN yer istasyonlarına entegre edilebilir. Yüksek verimliliği ve odaklanmış ışınma deseni, aşırı mesafeler üzerinden güvenilir veri aktarımını sağlar.

4.3.1 Merkezli yarık uyarımı ve besleme teknikleri

Bilindiği üzere, dalga kılavuzu merkez hattı üzerinde konumlandırılan, yani herhangi bir ofset içermeyen boyuna bir yarık ışınma yapmaz çünkü dalga kılavuzunun merkezinde yüzey akımı bulunmaz. Çok küçük ofsetler zayıf bir ışımaya neden olur. Özellikle, yarık ofsetlerinin belirlendiği dalga kılavuzunun merkez hattı kesin olarak tanımlanmalıdır; aksi takdirde ızgara loblarının oluşma riski vardır (Karlsson 1993). Gruenberg, boyuna şönt yarıklı dizilerde ikinci mertebe loblar sorununu kapsamlı bir şekilde incelemiştir (Gruenberg 1953). Çalışmasında, bu dizilerin ışınma desenlerini analiz etmiş ve bu yan lobları azaltmanın yollarını araştırmıştır. Önerilen yaklaşımlardan biri, yarıkların merkezde düz bir hat üzerinde hizalanmasını sağlayan özel bir dalga kılavuzu tasarımının kullanılmasıdır. Bu yöntem etkili olsa da, dalga kılavuzunun artan karmaşıklığı ve üretim maliyetleri nedeniyle ekonomik değildir (Kaminow ve Stegen 1954). Yarıkların fazları, dalga kılavuzu içindeki fazı telafi etmek için değişimli olarak ayarlanır. Bu nedenle, YDKDA'larda yarıklar genellikle geniş duvar merkez hattının her iki yanında değişimli

olarak konumlandırılır veya kenar yarıkların açıları pozitif ve negatif arasında değişir. Bu geometrik varyasyonlar, dalga kılavuzu boyunca periyodik faz hatalarını ortaya çıkarır ve "kelebek lobları" olarak bilinen yan lobların oluşumuna yol açar (Derneryd 1987). Kelebek lobları, ana lobun her iki tarafında simetrik yan loblarla karakterize edilir ve oluşumlarında değişimli fazlar veya periyodik desenler görülür. Bu durumu istenmeyen bir durumdur, çünkü ışımaya deseninin yönlülüğü ve kazancı istenmeyen yönlere dağılır, antenin verimliliğini azaltır.

Merkezli boyuna yarıklardan oluşan yarıklarındaki kelebek lobları, bileşik irislerle (Tang 1960) veya dalga kılavuzundaki değişen asimetrik sırtlarla uyarılarak ortadan kaldırılabılır (Green vd. 1990). Eğer yarıklar bir dalga kılavuzunda ortak bir hat boyunca kolinear (doğrusal) ise kelebek lobları oluşmaz. Bu, asimetrik sırtlar, problemler veya teller veya irisler aracılığıyla uyarılan merkezi boyuna yarıklarıyla gerçekleştirilebilir. Dikdörtgen dalga kılavuzunun geniş duvarındaki irislerle uyarılan merkezli boyuna yarıkların sistematik bir deneysel incelemesi Nyström tarafından gerçekleştirilmiştir (Josefsson ve Rengarajan 2018). Dalga kılavuzunun merkez hattındaki yarıklar için ikincil loblar oluşmaz. Bu yarıkları uyarmak için dalga kılavuzu içerisinde bir yapı kullanılabilir. Alternatif bir yöntem olarak, direkler veya irislerle uyarılan yarıklar kullanılabilir. Radyatörün bant genişliğini artırmak amacıyla iris yarıklarıyla birlikte ayarlanabilir (Dudley 1961). Tüm yarıklar dalga kılavuzunun merkez hattına hizalanırsa, konvansiyonel YDKA ile karşılaştırıldığında daha iyi anten performansı elde edilir. Bu yarıkların problemleri uyarılmasını veya benzer bir teknolojiyi gerektirir. Bu çalışmada, her bir merkezli boyuna yayılan yarıkların etrafındaki içsel silindirik duvar yapısı, bu yarıkları uyarda başarıyla kullanılmıştır. Bu uyarıcıların benzersiz şekli, bu çalışmanın yenilik unsuru olarak kabul edilmektedir.

Bir merkez beslemeli dizi, daha büyük bant genişliği elde etmek için genellikle uçtan beslemeli diziye tercih edilir çünkü simetrik bir merkez beslemeli dizide, besleme ile kısa devre arasındaki mesafe yarıya iner. Dizi tasarımında, genellikle merkezli eğimli bağlanma yarıkları kullanılır. Merkezli eğimli bağlanma yarığı, tekil simetrik saçılmasından dolayı bir seri empedans gibi davranır. Bu nedenle, duran dalga dizisinde son bağlanma yarığından yarım kılavuz dalga boyu mesafede bir kısa devre yerleştirilir.

Merkezli eğimli bağlanma yarığı, ortak geniş duvarda merkezlenir ve geniş duvar merkez hattına eğimli bir şekilde yerleştirilir. Merkezli eğimli bağlanma yarıkları, bir besleme dalga kılavuzundan dikey olarak istiflenmiş bir dizi yayılan dalga kılavuzuna güç aktarmak için yaygın olarak kullanılır.

4.3.2 Önerilen YDKDA tasarımı

YDKDA'nın düzeni ve tasarım konfigürasyonları, **Şekiller 4.21-23**'te gösterildiği şekilde aşağıda tartışılmaktadır. Ka-bandı frekans aralığında çalışan 6×6 YDKDA için tasarım prosedürü, **Şekil 4.21**'de sunulmuştur. Anten, 31.92 GHz ile 32.21 GHz arasında bir frekans aralığını kapsayan 32.08 GHz'de rezonans gerçekleştirerek ve -10 dB bant genişliğini 290 MHz olarak elde etmektedir.

Bu tasarımda, a , b ve c dalga kılavuzunun boyutlarını ifade etmektedir: a genişliği, b yüksekliği ve c dalga kılavuzunun uzunluğunu temsil etmektedir. Besleme dalga kılavuzunun boyutları sırasıyla $a = 5.184$ mm, $b = 2.592$ mm ve $c = 33.208$ mm olarak belirlenmiştir. Yayılan dalga kılavuzları için ise bu boyutlar $a = 7.112$ mm, $b = 3.556$ mm ve $c = 53.284$ mm'dir.

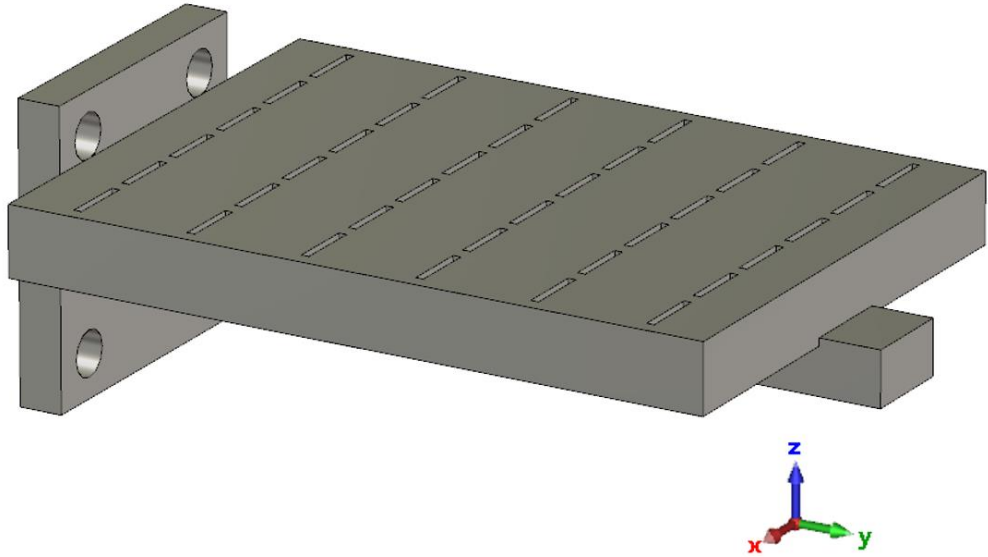
Dizi, her biri dalga kılavuzunun merkez hattı boyunca ortalanmış altı yayılan yarık içeren altı yayılan dalga kılavuzundan oluşmaktadır. Besleme sistemi, yayılan dalga kılavuzu dizisinin altında konumlandırılmış tek bir merkezi besleme dalga kılavuzundan oluşmaktadır. Bu besleme dalga kılavuzu, her biri 45° eğim açısına sahip altı ortalanmış eğimli bağlanma yarığı içermektedir. Hem yayılan hem de bağlanma yarıkları, 4.285 mm'lik tek tip bir uzunluğa sahiptir ve yarık genişliği, dalga kılavuzu duvar kalınlığına eşittir (0.500 mm).

Uygun bir bağlanma sağlamak için, her bağlanma yarığının merkezi, ilgili yayılan dalga kılavuzunun merkez hattı ile hizalanmaktadır. Ardışık bağlanma yarıkları arasındaki mesafe, besleme dalga kılavuzundaki kılavuz dalga boyunun yarısı olan $\lambda_g/2$ olarak tasarlanmıştır. Bu mesafe, yayılan dalga kılavuzunun genişliği ile duvar kalınlığının

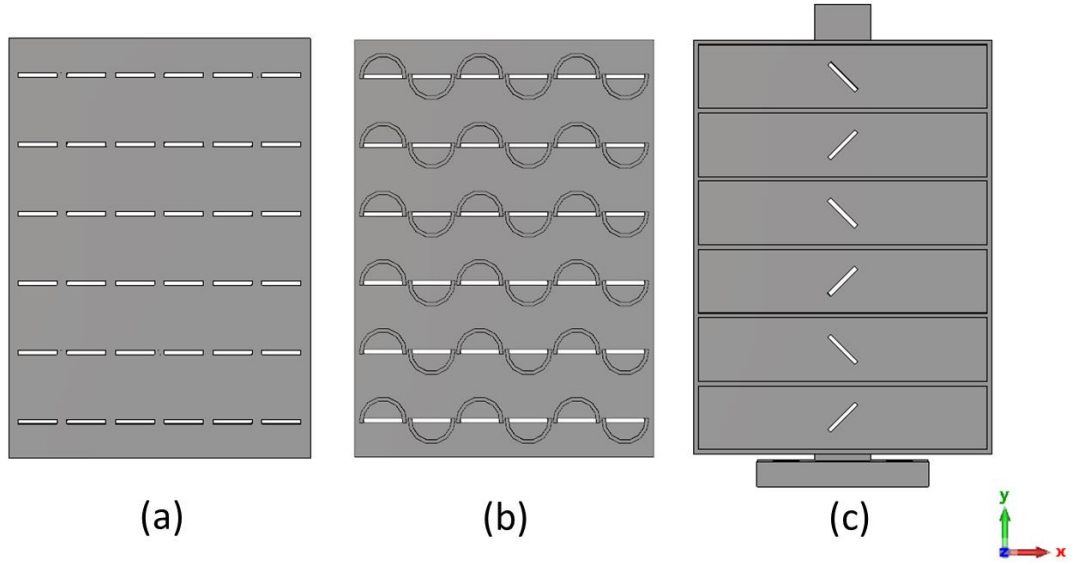
toplamına eşittir ($\lambda_g/2 = a + 0.500 \text{ mm} = 7.612 \text{ mm}$). Sonuç olarak, besleme dalga kılavuzundaki kılavuz dalga boyu 15.224 mm iken, yayılan dalga kılavuzundaki kılavuz dalga boyu 10.737 mm'dir.

Yayılan dalga kılavuzları, bitişik dalga kılavuzları arasında ortak duvarlar paylaşacak şekilde yan yana istiflenmiştir. Bitişik yayılan dalga kılavuzlarının merkezleri arasındaki mesafe, besleme dalga kılavuzundaki kılavuz dalga boyunun yarısıdır. Benzer şekilde, besleme dalga kılavuzundaki bağlanma yarıkları da yönlendirilmiş dalga boyunun yarısı mesafede sıralanmıştır.

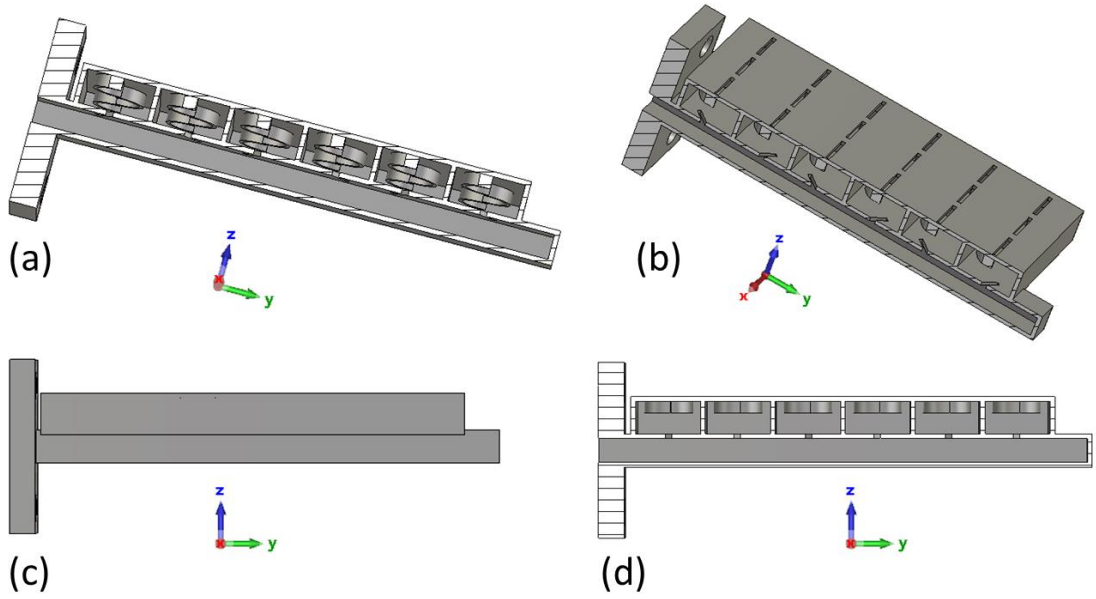
Besleme dalga kılavuzunun sonunda, son bağlanma yarığında dalga kılavuzu duvarına kadar kılavuz dalga boyunun yarısı uzaklıkta bir kısa devre yerleştirilmiştir. Yayılan dalga kılavuzlarında, yayılan yarıklar ofsetsizdir ve kılavuz dalga boyunun yarısı (5.368 mm) kadar bir mesafeye sahiptir. Her yayılan dalga kılavuzunun uç duvarlarına, yayılan yarığın merkezinden bir çeyrek kılavuz dalga boyu mesafede bir kısa devre eklenmiştir. Dış sistemlere bağlantıyı kolaylaştırmak amacıyla, besleme dalga kılavuzunun port boyutlarıyla uyumlu bir dalga kılavuzu flanşı tasarlanmıştır.



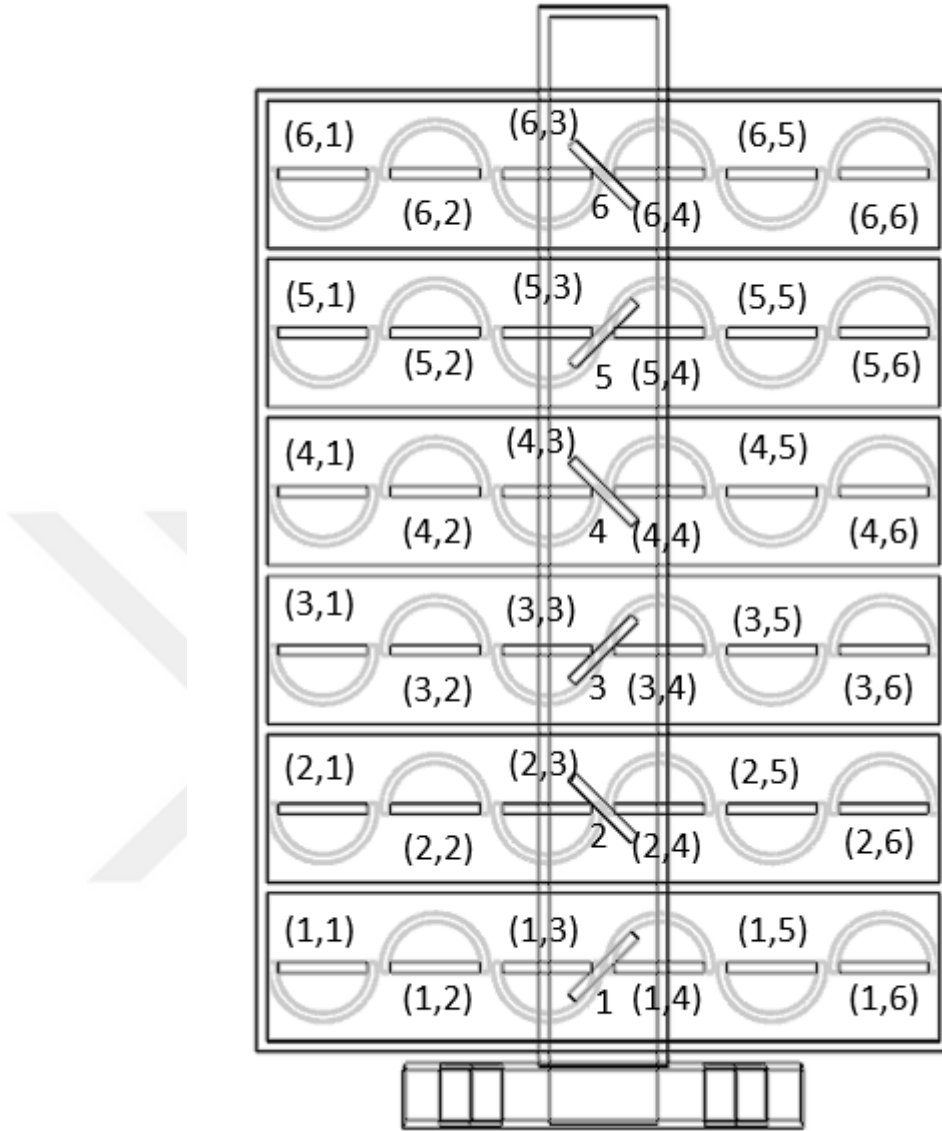
Şekil 4.21 6 × 6 YDKDA tasarımının perspektif görünümü



Şekil 4.22 (a) Merkezde konumlanmış yarıkları gösteren YDKDA'nın üst görünümü, (b) merkezi yarıkları çevreleyen metal içsel silindirik duvarları içeren YDKDA'nın alt görünümü, (c) üst çatı olmadan YDKDA'nın üstten görünümü



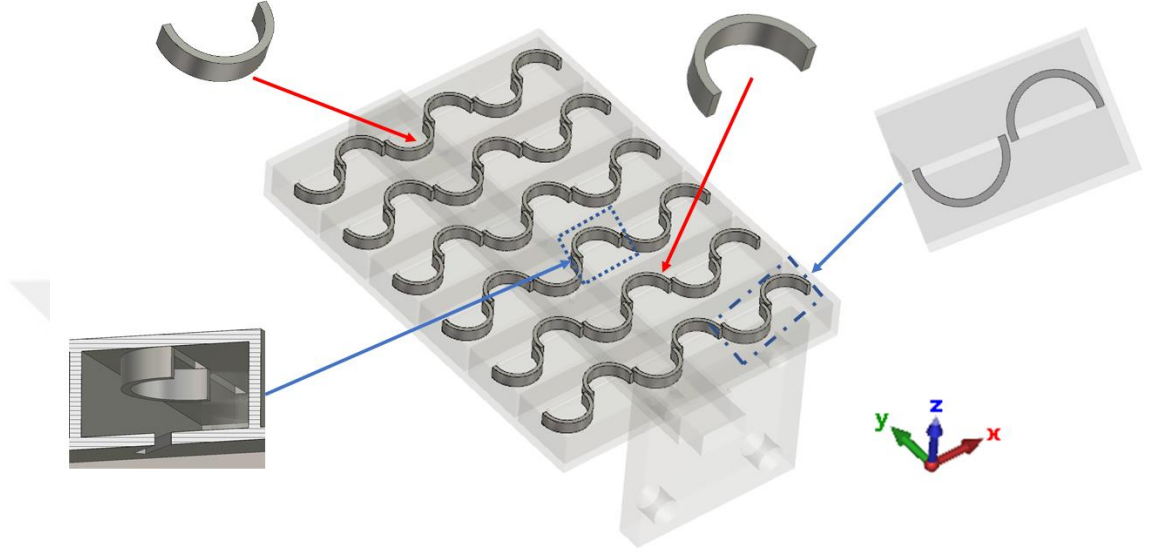
Şekil 4.23 YDKDA tasarımının ZY düzlemindeki yan görünümü, orta kesit gösterimi: (a) Metal içsel silindirik duvarların hizalanması, (b) eğimli bağlanma yarıkları, (c) YDKDA'nın iç yapısını vurgulayan kesitsiz YDKDA'nın yan görünümü ve (d) kesitli yan görünüm,



Şekil 4.24 YDKDA tasarımındaki yayılan ve bağlaşım yapan yarıkların düzeni

Yayılan dalga kılavuzları $i = 1$ 'den 6'ya kadar numaralandırılarak, birinci dalga kılavuzu besleme dalga kılavuzunun giriş ucuna yakın bir konumda yerleştirilmiştir. Son bağlanma yarığının merkezinden yarığın dalga uzunluğunun yarısı kadar bir mesafeye kısa devre yerleştirilmiştir. Merkezi konumlandırılmış eğimli bağlanma yarığı, tek taraflı simetrik saçılma özellikleri nedeniyle bir seri empedansı gibi davranır. Bu sebeple, kısa devre, durgun dalga kılavuzundaki son bağlantı yarığında yarım dalga uzunluğu kadar uzaklığa yerleştirilir. Her bir dalga kılavuzundaki yayılan yarıklar iki endeksle tanımlanır: birinci endeks i , yayılan dalga kılavuzu numarasını belirtirken, ikinci endeks $j = 1$ 'den

6'ya kadar, i dalga kılavuzundaki belirli yayılan yarığı ifade eder. Besleme dalga kılavuzunun sol tarafında, iletim yönü yukarıya doğru olduğunda ilk yayılan yarık yer almaktadır; bu durum Şekil 4.24'te gösterilmektedir.

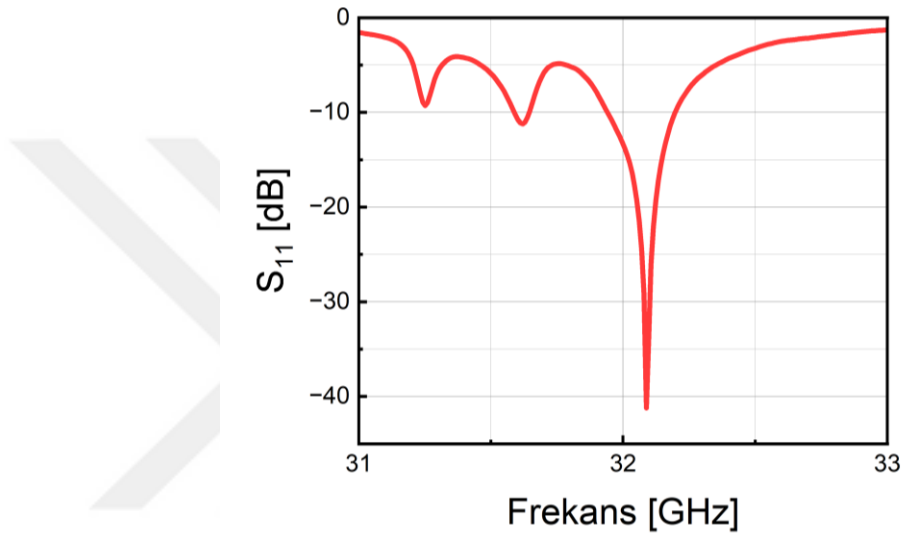


Şekil 4.25 YDKDA tasarımının içsel silindirik duvar yapısını vurgulayan perspektif görünümü

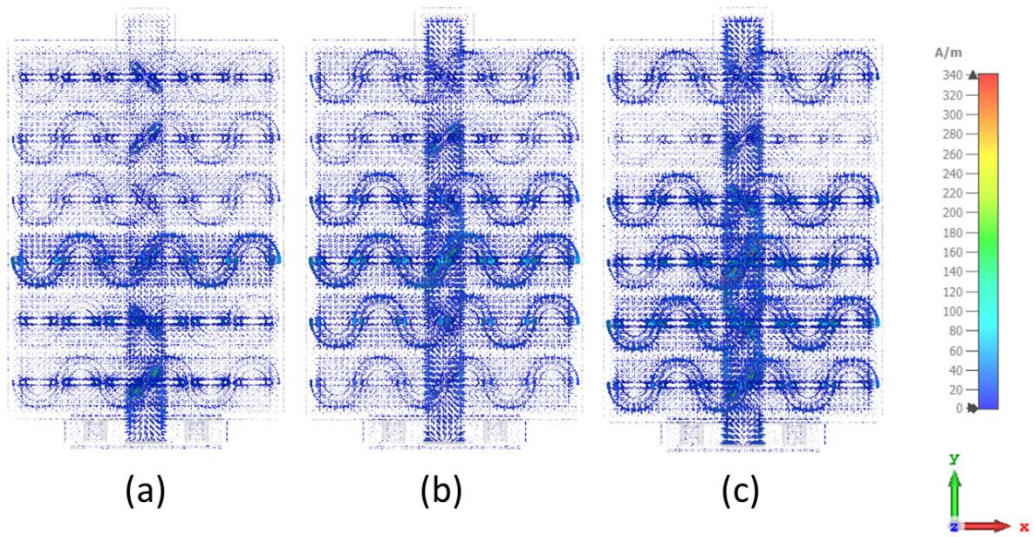
Silindirik duvarların yüksekliği, YDKDA tasarımında, yansıyan dalgaların her biri arasındaki etkileşimi azaltmak amacıyla $b/2$ olarak optimize edilmiştir ve bu duvarlar, tavanın altından başlayıp, yayılan dalga kılavuzunun yüksekliğinin ortasına kadar uzanır. Silindirik duvarın kalınlığı 0.402 mm olup, yarım silindirik bir şekil olarak kabul edilmiştir ve bir tarafı boyunca yarığı çevreler. Dalga kılavuzunun merkez hattı etrafında silindirik duvarların pozisyonları değiştirilerek, yayılan yarıklar arasındaki yapıcı girişimden kaynaklanabilecek olan ızgara loblarının olasılığı minimize edilmiştir. Bu yapı ayrıca, ardışık yarıklar arasındaki karşılıklı etkileşimi azaltarak, enerji kaybını en aza indirir ve her yarıktan verimli ışımaya sağlanırken, minimum girişim ile daha verimli bir ışımaya elde edilmesine imkan tanır.

4.3.3 YDKDA'nın parametrik ve performans analizi

YDKDA'nın rezonans frekansı 32.088 GHz olup, yansıma katsayısı -41.21 dB'dir. Çalışma frekansı 31.92 GHz ile 32.21 GHz arasında olup, NASA'nın DSN iniş hattı frekanslarıyla (Ka-bandı: 31.8-32.3 GHz) uyumludur. -10 dB bant genişliği 290 MHz, Gerilim VSWR ise 1.017'dir, bu da düşük sinyal yansıması ile iyi uyumlu bir tasarımı gösterir.

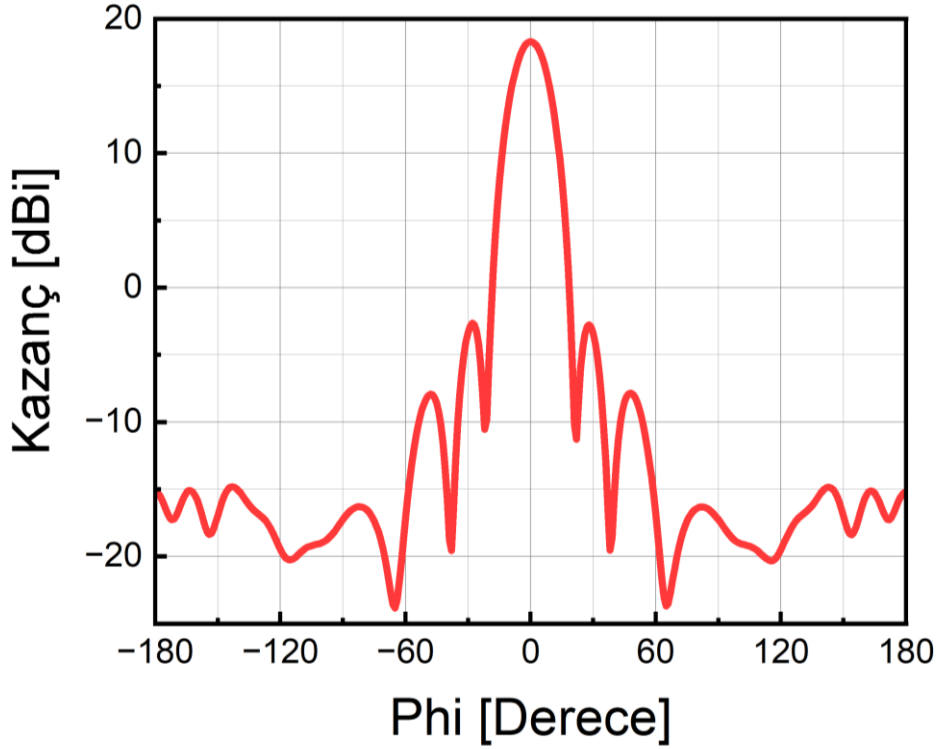


Şekil 4.26 YDKDA tasarımının simüle edilmiş yansıma spektrumu



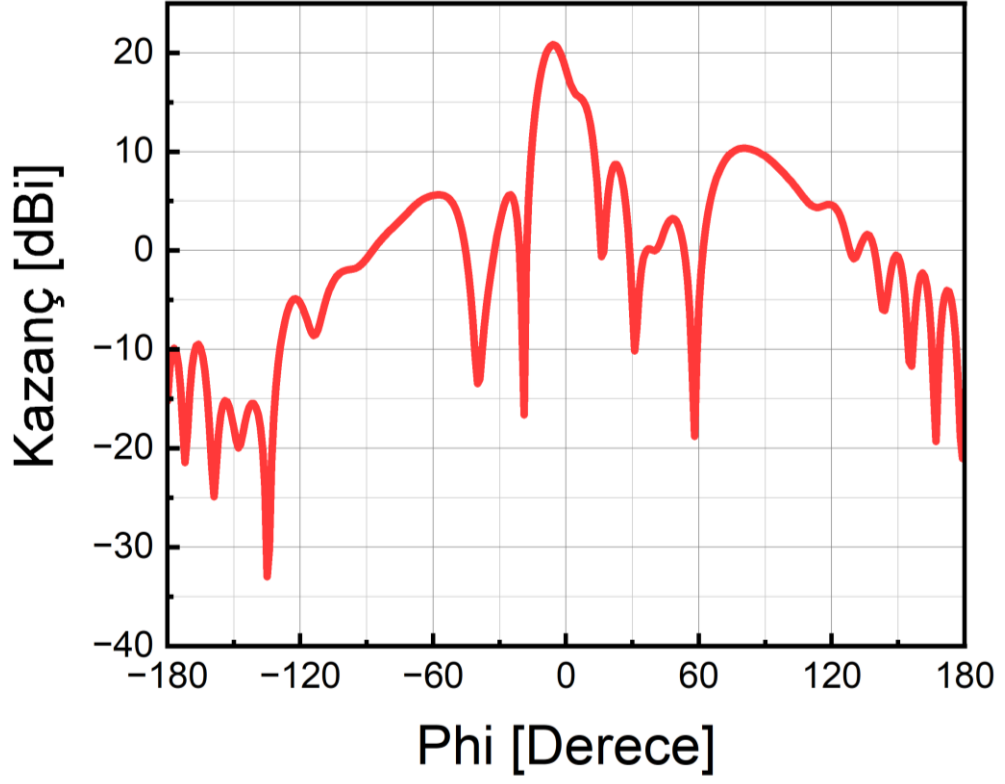
Şekil 4.27 YDKDA tasarımı için simüle edilmiş yüzey akım dağılımı: (a) Faz = 0°, (b) Faz = 45°, ve (c) Faz = 90°

YDKDA tasarımının yüzey akım dağılımı, farklı uyandırma fazlarında (0° , 45° ve 90°) **Şekil 4.27**'de sunulmuştur. Sonuçlar, silindirik duvarların merkezi yarıkları etkin bir şekilde uyardığını ve tüm dizi boyunca tutarlı ışıma sağladığını göstermektedir. Tüm fazlarda, dizi homojen akım akışı sergileyerek silindirik duvarların doğru tasarım ve hizalanmasını doğrulamaktadır. Özellikle, yüzey akımının zirve değeri 340 A/m 'ye ulaşmakta olup, bu da verimli enerji transferini ve sağlam uyandırmayı gösterir ve antenin istenen ışıma özelliklerine katkıda bulunur.



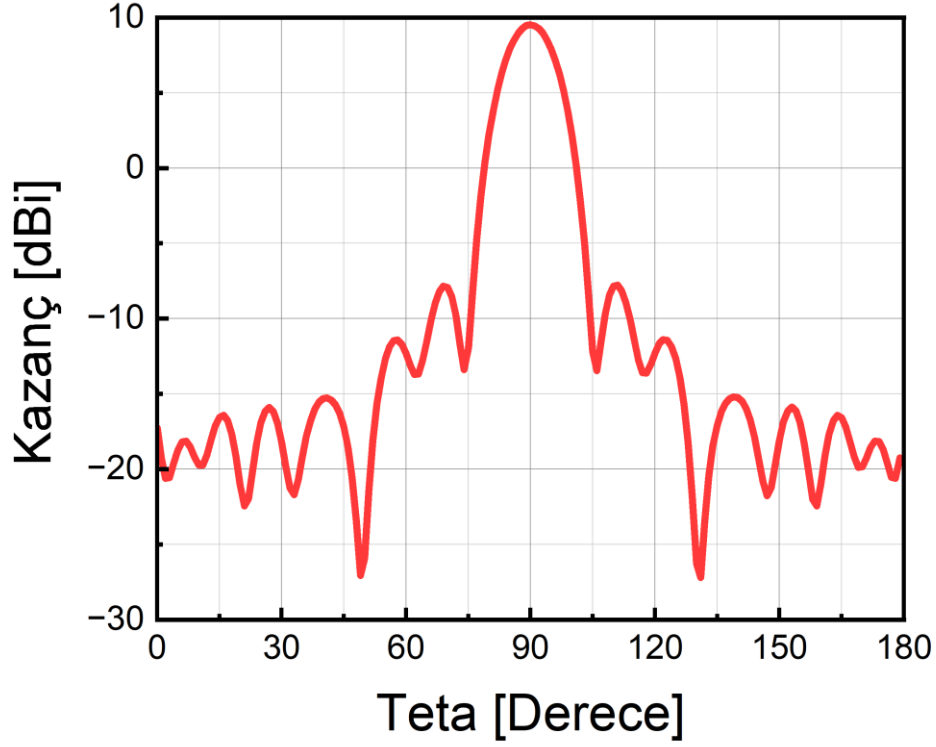
Şekil 4.28 YDKDA için $\Phi=0^\circ$ de XZ düzleminde simüle edilmiş kazanç ışıma deseni

Şekil 4.28'de gösterildiği gibi $\Phi=0^\circ$ 'deki XZ düzleminde, YDKDA 18.3 dBi kazanç sağlar ve yan lob seviyesi (SLL) -21 dB 'dir. Ayrıca, 3 dB açısız ışın genişliği 17.1° olarak simüle edilmiş olup, bu da antenin mükemmel yönelik ve düşük yan lob performansını göstermektedir.



Şekil 4.29 YDKDA için $\Phi=90^\circ$ 'de YZ düzleminde simüle edilmiş kazanç ışını deseni

Şekil 4.29'da gösterildiği gibi, YZ düzleminde $\Phi=90^\circ$ 'de YDKDA, -10.5 dB'lik bir SLL ile 20.8 dBi kazanç sergilemektedir. 3 dB açısall ışın genişliği 12° olarak ölçülmüş olup, bu da XZ düzlemine kıyasla üstün yönlülük ve hafifçe daha yüksek yan lob seviyelerini göstermektedir.



Şekil 4.30 YDKDA için $\theta=90^\circ$ 'de XY düzleminde simüle edilmiş kazanç ışını deseni

XY düzleminde $\theta=90^\circ$ 'de, Şekil 4.30'da gösterildiği gibi, YDKDA 9.53 dBi kazanç elde etmekte olup, SLL -10.3 dB'dir. 3 dB açısız ışın genişliği 13.4° olarak gözlemlenmiştir, bu da yatay düzlemde dengeli bir ışın performansını sergilemektedir.

YDKDA, 20.77 dBi yönlülük sergileyerek, yayılan gücün istenen yönde etkin bir şekilde odaklanmasını göstermektedir. Ayrıca, tasarım 99.74% yüksek bir ışın verimliliği ve 99.73% genel toplam verimlilik elde ederek, kayıpları minimize etme ve performansı optimize etme konusunda etkinliğini göstermektedir. Çizelge 4.4'te, önerilen YDKDA'nın simüle edilmiş performansı, dalga kılavuzunun geniş duvarında merkezlenmiş boyuna yarıkların uyarılması için kullanılan uyandırma yöntemi, çalışma frekansı, yansıma katsayısı, kazanç, yan lob seviyesi (SLL) ve verimlilik gibi parametrelere dayalı olarak literatürdeki diğer antenlerle karşılaştırılmaktadır. Önerilen tasarımı, içsel silindirik metal duvarlar kullanarak, 18.3 dBi'lik yüksek kazanç ve 99.73% verimlilik gibi önemli avantajlar sergileyerek literatürdeki diğer tasarımları geride bırakmaktadır. Ayrıca, -21 dB'lik yan lob seviyesiyle, rekabetçi hüzmleme özelliklerine sahip direktif bir ışın

sağlamaktadır. Bu sonuçlar, önerilen anten konfigürasyonunun iris, çift sırtlı dalga kılavuzları ve direkli iris gibi geleneksel yöntemler kullanan tasarımlara kıyasla yüksek performansını vurgulamaktadır.

Çizelge 4.4 Önerilen antenin simüle edilmiş performansının literatürdeki diğer YDKDA'larla karşılaştırılması

Literatür	Uyarım Yöntemi	Frekans (GHz)	Yansıma Katsayısı (dB)	Kazanç (dBi)	SLL (dB)	Verimlilik (%)
Chatterjee ve Majumder 2015	İris	10	-14	14.25	-17.19	-
Moradian ve Hashemi 2018	Çift Sırtlı Dalga Kılavuzları	3	-21	-	-19	-
Moradian 2019	İris ve Direk	2.8 - 3.12	-27	13	-20	86%
Bu Çalışmada	İçsel Silindirik Metal Duvarlar	32	-41.21	18.3	-21	99.73

5. SONUÇ

Yarıklı Dalga Kılavuzu Antenleri (YDKA), yüksek kazanç, yüksek güç taşıma kapasitesi, kolay tasarım prosedürü, iyi bir yansıma katsayısı, hafiflik ve kompakt yapısı gibi özellikleriyle tercih edilmektedir. Bu özellikler, YDKA'yı radar sistemleri, iletişim ağları, navigasyon sistemleri ve yüksek güçlü mikrodalga uygulamaları gibi birçok uygulama için ideal bir seçenek haline getirmektedir. Bu tez, S, Ku ve Ka frekans bantlarında farklı uygulamalar için YDKA'ların tasarım ve optimizasyonuna yönelik kapsamlı bir araştırma sunmaktadır. Araştırma, her biri belirli tasarım zorluklarını ele alan ve telekomünikasyon ile uydu haberleşme (SATCOM) sistemleri için anten performansını önemli ölçüde artıran yenilikçi çözümler içeren üç ayrı çalışmadan oluşmaktadır.

Birinci çalışmada, tekbiçimli yarık ofsetlerinin YDKA performansı üzerindeki etkisi ayrıntılı bir şekilde analiz edilmiştir. Parametre tarama analizi, yarıkların dalga kılavuzunun kenarına daha yakın konumlandırılmasının, geleneksel Stevenson yöntemine kıyasla üstün bir performans sağladığını göstermiştir. Ayrıca, yarık uzunluğu ve genişliği yeniden hesaplanarak performans daha da optimize edilmiştir. Bu modifikasyon, anten verimliliğini artırmış ve Ku bandında çift frekanslı bir çalışma özelliği sunarak özellikle alçak dünya yörüngesi (LEO) uydu uygulamalarını hedeflemiştir. Önerilen tasarım, 14.268 GHz ve 16.656 GHz'de rezonans frekansları, -12.1 dB yan lob seviyesi (SLL) ve 16.2 dBi maksimum kazanç elde etmiştir.

İkinci çalışmada, YDKA tasarımına dört metal kanat entegre edilerek yansıtıcı olarak görev yapan yenilikçi bir konfigürasyon tanıtılmıştır. Bu yapı, bir horn anten davranışını taklit etmek üzere, bildiğimiz kadarıyla ilk kez uygulanmıştır. Metal kanatların yüksekliği ve eğim açısı analiz edilmiş ve optimize edilmiştir. Ayrıca, tekbiçimli olmayan yarık ofseti dağılımı, yan lob seviyelerini (SLL) en aza indirmek için kullanılmıştır. Bu tasarım, yüksek yönlülük ve düşük girişim gerektiren uygulamalar için çok yönlülüğünü kanıtlamıştır. S-bandında, 3 GHz çalışma frekansında, 20.0 dBi maksimum kazanç ve -27.5 dB SLL değerleri ile gelişmiş yönlülük ve istenmeyen radyasyonun azaltılması sağlanmıştır.

Son çalışmada, özellikle Ka bandında yüksek kazanç ve yönlendirilmiş ışın özellikleri elde etmek amacıyla bir YDKDA konfigürasyonu geliştirilmiştir. Bu tasarımda yarıklar, dalga kılavuzunun merkez hattına hizalanarak kelebek loblarının ortadan kaldırılması sağlanmıştır. Merkezlenmiş yarıkların uyarılması için içsel silindirik metal duvarların kullanımı bu çalışmanın önemli bir yeniliği olmuştur. Önerilen YDKDA, telekomünikasyon uygulamaları için tasarlanmış olup NASA'nın DSN (Deep Space Network) Ka bandı frekanslarıyla (31.8-32.3 GHz) uyumludur. Tasarım, 32 GHz'de 20 dBi maksimum kazanç, -21 dB minimum SLL ve %99 verimlilik sunmuştur. Bu YDKA, DSN yer istasyonlarına entegre edilerek gezegenler arası görevlerin veri aktarımını geliştirebilir. Yüksek verimliliği ve odaklanmış ışına deseni, uzun mesafelerde güvenilir veri iletimini garanti etmektedir.

Bu çalışmaların bulguları, YDKA teknolojisindeki ilerlemeleri topluca ortaya koymaktadır. Yarık ofseti, karşılıklı etkileşim, kazanç ve SLL gibi temel zorlukların ele alınmasıyla, bu araştırma farklı frekans bantları ve uygulamalar için optimize edilmiş çözümler sunmaktadır. Prototipler, 3D yazıcı teknolojisi kullanılarak üretilmiştir; bir prototip bakır elektrokaplama ile metalize edilirken, diğer prototip gümüş iletken boya ile kaplanmıştır. Prototiplerin yansıma katsayısı ve bant genişliği, Vektör Ağ Analizörü (VNA) kullanılarak ölçülmüştür. Ayrıca, tasarımlar CST ve HFSS yazılımlarında yapılan simülasyonlarla doğrulanmıştır. Gelecekteki araştırmalar, YDKA tasarımlarının X-bandı veya C-bandı gibi diğer frekans bantlarına genişletilmesini araştırarak çeşitli iletişim sistemlerinin gereksinimlerini karşılayabilir. Ayrıca, küçük uydu platformları ve taşınabilir sistemler için kompakt antenlere duyulan artan ihtiyacı karşılamak amacıyla YDKA tasarımlarının miniaturizasyonu incelenebilir. YDKA tasarımlarına yeniden konfigüre edilebilir elemanların entegrasyonu, dinamik ışın yönlendirme ve frekans esnekliği sağlayarak yeni nesil iletişim ağları için umut verici bir yön sunmaktadır. Ayrıca, YDKA'nın UAV'ler veya eğimli uydu panelleri gibi düz olmayan yüzeylere uyum sağlaması için konformal tasarımlar incelenebilir ve uygulama kapsamı daha da genişletilebilir. Sonuç olarak, bu tez, YDKA'nın modern iletişim sistemleri için verimli, çok yönlü ve yüksek performanslı çözümler olarak potansiyelini başarıyla ortaya koymaktadır. Bu çalışmada sunulan yenilikler, telekomünikasyon, SATCOM ve iletişim

sistemleri alanında pratik ilerlemeler sağlayarak anten teknolojisi için daha fazla araştırma ve geliştirme için bir temel sunmaktadır.

Simülasyonlarda yüksek anten verimliliği, yüksek kazanç, düşük yan lob seviyesi (SLL) ve düşük VSWR elde edilmesine rağmen, gerçek dünya ölçümlerinin üretim toleransları, yüzey pürüzlülüğü ve kalibrasyon hataları nedeniyle farklılık göstermesi beklenmektedir. Örneğin, Ku bandında çalışan YDKA'nın tanıtıldığı ilk çalışmada, ölçülen ve simüle edilen sonuçlar arasında farklılıklar gözlemlenmiş olup, bu durum büyük olasılıkla metalizasyon kaplamasındaki kusurlar, dielektrik kayıplar ve kalibrasyon hatalarından kaynaklanmıştır. YDKA üretim süreçlerinin optimize edilmesi ve gelişen hassas üretim teknikleri ile ölçüm ile simülasyon arasındaki farkların gelecekte daha da az olması beklenmektedir.

KAYNAKLAR

- Acosta, R. 1997. Rain Fade Compensation Alternatives for Ka Band Communication Satellites. Third International Ka Band Utilization, Sorrento, Italy.
- Anonymous. 2009. Web Sitesi: https://en.wikipedia.org/wiki/Slot_antenna, Erişim Tarihi: 15.01.2024.
- Anonymous. 2011. Web Sitesi: https://en.wikipedia.org/wiki/Slot_antenna, Erişim Tarihi: 15.01.2024.
- Anonymous. 2024. Web Sitesi: <https://reliasat.com/ku-k-and-ka-bands-in-leo-satellites/>, Erişim Tarihi: 12.09.2024.
- Berner, J., Arnold, B., Pham, T., & Asmar, S. 2022. Deep Space Network Services Catalog (DSN No. 820-100, Rev. H), Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology. Web Sitesi: <https://deepspace.jpl.nasa.gov/files/820-100-H.pdf>, Erişim Tarihi: 19.11.2024.
- Bevelacqua, P. 2010. Web Sitesi: <https://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slottedwaveguide3.php>, Erişim Tarihi: 26.08.2024.
- Chatterjee, S. ve Majumder, A. 2015. Design of an Iris Excited Waveguide Slot Coupler for Centered Slotted Array Antenna. *Radio*, 10.1109/RADIO.2015.7323382.
- Cheng, Y. ve Dong, Y. 2022. A shared-aperture dual-band high-efficiency antenna based on groove gap waveguide. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 21(8), 1620–1624. doi:10.1109/lawp.2022.3175744.
- Chung, M.-A., Tseng, K.-C. ve Meiy, I.-P. 2023. Antennas in the Internet of Vehicles: Application for X Band and Ku Band in Low-Earth-Orbiting Satellites. *Vehicles*, 5(1), 55-74.
- Corcoles, J., et al. 2016. Computer automated design of an irregular slotted waveguide array for Ku-band. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 1593–1597. doi:10.1109/lawp.2016.2517928.
- Cowell, N. 2022. Yazılı görüşme. LEO Satellite Broadband. Fujitsu Global, Technology Strategy Unit, London, UK.
- David, M. 2012. *Microwave engineering*. Wiley, 752, Hoboken.
- Derneryd, A. 1987. Butterfly lobes in slotted waveguide antennas. *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Blacksburg, VA, USA, 360–363.
- Dudley, D. G. 1961. An iris-excited slot radiator in the narrow wall of rectangular waveguide. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 9(4), 361–364.
- El Misilmani, H., Husseini, M. ve Kabalan, K. 2020. Design procedure for planar slotted waveguide antenna arrays with controllable sidelobe level ratio for high power microwave applications. *Engineering Reports*, 2020, 10.1002/eng2.12255.
- Elliott, R. S. 1979. On the design of traveling-wave-fed longitudinal shunt slot arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 27(5), 717-720.

- Elliott, R. S. 1983. An improved design procedure for small arrays of shunt slots. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31(1), 48-53.
- Elliott, R. S. 1984. A note on the relation between slot conductance and slot voltage. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(10), 1133-1134.
- Elliott, R. ve Kurtz, L. 1978. The design of small slot arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 26(2), 214-229.
- Green, J., Shnitkin, H. ve Bertalan, P. J. 1990. Asymmetric ridge waveguide ridge waveguide radiating element for a scanned planar array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 38(8), 1161-1165.
- Gruenberg, H. 1953. Second-order beams of slotted waveguide arrays. *Canadian Journal of Physics*, 31(1), 55-69.
- Guo, Y. J. ve Ziolkowski, R. W. 2022. *Antenna and array technologies for future wireless ecosystems*. Wiley-IEEE Press, 61-66, New Jersey.
- Hewitt, R. 1962. US3016535A - Slotted Waveguide Antenna. Web Sitesi: <https://patents.google.com/patent/US3016535A/en>, Erişim Tarihi: 05.12.2024.
- Josefsson, L. ve Rengarajan, S. R. 2018. *Slotted waveguide array antennas: Theory, analysis and design*. Wiley, 378, United Kingdom.
- Kaminow, I. P. ve Stegen, R. J. 1954. *Waveguide Slot Array Design*. Hughes Aircraft Company, Culver City, CA, Tech. Memo No. 348.
- Karlsson, I. 1993. Applications of waveguide arrays in commercial and military radars. *Proceedings of the 1993 Antenna Applications Symposium, Allerton Park, IL, USA*, 1-22.
- Mahmoud, S.F. (1991). *Electromagnetic Waveguides: Theory and applications*.
- Mahmud, R. H. 2015. *Synthesis of Waveguide Antenna Arrays Using the Coupling Matrix Approach*. Doctor of Philosophy thesis, University of Birmingham, School of Electronic, Electrical and Computer Engineering, College of Engineering and Physical Science, 173, Birmingham.
- McAllister, E.W. 2013. *Instrumentation. Pipeline Rules of Thumb Handbook*, 8th ed., 783, Cambridge, MA, USA.
- Minz, L., Kang, H. ve Park, S.-O. 2020. Low Reflection Coefficient Ku-Band Antenna Array for FMCW Radar Application. *Prog. Electromagn. Res. C*, 102, 127-137. DOI: 10.2528/pierc20020302.
- Mocke, J. 2024. Ku, K, and Ka Bands in LEO Satellites. *Reliasat*. Web Sitesi: <https://reliasat.com/ku-k-and-ka-bands-in-leo-satellites/>, Erişim Tarihi: 05.12.2024.
- Moradian, M. 2019. Employing irises and septums to excite the centreline longitudinal slot antennas. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29, 10.1002/mmce.21944.
- Moradian, M. ve Hashemi, S. 2018. Linear Array of Center Line Longitudinal Slots Excited by Double Ridge Waveguides. *Radioengineering*, 27(4), 724-731. 10.13164/re.2018.0724.

- Morso Granero, Á. 2021. Slotted Waveguide Array Synthesis in Gap Waveguide Technology. Master's Thesis, KTH Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering and Computer Science, 73, Stockholm.
- NASA Jet Propulsion Laboratory 1982. Deep Space Telecommunication System Engineering. NASA Jet Propulsion Laboratory, 621, Pasadena, USA.
- Pulido-Mancera, L. M., et al. 2016. Discrete dipole approximation applied to highly directive slotted waveguide antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 1823–1826. doi:10.1109/lawp.2016.2538202.
- Redding, C. 1999. Overview of LEO Satellite Systems, 1999 International Symposium on Advanced Radio Technologies, 4-6 Mart, Institute for Telecommunication Sciences, Bildiri Özetleri Kitabı, 1-8, Boulder, CO, USA.
- Rengarajan, S. R., Josefsson, L. G. ve Elliott, R. S. 1999. Waveguide-fed slot antennas and arrays: a review. *Electromagnetics*, 19(1), 3–22.
- Rengarajan, S. R., Josefsson, L. G., & Elliott, R. S. 1999. Waveguide-fed slot antennas and arrays: a review. *Electromagnetics*, 19(1), 3–22.
- Stern, G., Elliott, R. 1985. Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation: theory and experiment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33, 1264–1271. DOI: 10.1109/TAP.1985.1143509.
- Stoumpos, C., et al. 2023. Compact additively manufactured conformal slotted waveguide antenna array. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 22(8), 1843–1847. doi:10.1109/lawp.2023.3266376.
- Tanbkji, M., Bagci, F. ve Akaoglu, B. 2024. Improvements of slotted waveguide antennas with wing structures for S-band applications. In *Proceedings of the 2024 32nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Mersin, Türkiye, 2024; 1–4. DOI: 10.1109/SIU61531.2024.10600841.
- Tang, R. 1960. A slot with variable coupling and its application to a linear array. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 8(1), 97–101.
- Top, C. B. 2006. Design of a Slotted Waveguide Array Antenna and Its Feed System. Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, 111, Ankara.
- Watson, W. H. 1946. Resonant slots. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, 93(4), 747–777.
- Yousef, B. M., Ameen, A. M. ve Elboushi, A. 2024. Ultra-Low SLL Slotted Waveguide Antenna Array Using Chebyshev Aperture Distribution Function for MM-Wave Tracking Radar Applications. *Ain Shams Engineering Journal*, 15, 102582.