

**T.C.  
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK KAZANÇLI MİKROŞERİT ANTENLERİN  
HFSS İLE MODELLENMESİ VE TASARIMI**

**İSA ATAŞ**

**DOKTORA TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANA BİLİM DALI**

**Aralık 2019**

Tezin Başlığı : Yüksek Kazançlı Mikroşerit Antenlerin HFSS ile Modellenmesi ve  
Tasarımı

Tezi Hazırlayan : İsa ATAŞ

Sınav Tarihi : 13.12.2019

Yukarıda adı geçen tez jürimizce değerlendirilerek Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana  
Bilim Dalında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

### Sınav Jüri yeleri

**Tez DanıŐmanı** **Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV** .....  
İnönü niversitesi

**ye** **Prof. Dr. M. Salih MAMIŐ** .....  
İnönü niversitesi

**ye** **Prof. Dr. M. Emin TAĞLUK** .....  
İnönü niversitesi

**ye** **Doç. Dr. Fevzi HANSU** .....  
Siirt niversitesi

**ye** **Dr. Öğr. Üyesi Mustafa CANSIZ** .....  
Dicle Üniversitesi

**Prof. Dr. Kazım TÜRK**  
Enstitü Müdürü

## ONUR SÖZÜ

Doktora Tezi olarak sunduğum "**Yüksek Kazançlı Mikroşerit Antenlerin HFSS ile Modellenmesi ve Tasarımı**" başlıklı bu çalışmanın, bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığını ve yararlandığım bütün kaynakların, hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

**İsa ATAŞ**



# ÖZET

Doktora Tezi

## YÜKSEK KAZANÇLI MİKROŞERİT ANTENLERİN HFSS İLE MODELLENMESİ VE TASARIMI

İsa ATAŞ

İnönü Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

95+xii sayfa

2019

Danışman: Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV

Yeni nesil haberleşme ağlarındaki çoklu iletişim ve kapsama alanının genişlemesi yüksek kazançlı anten modellerine olan gereksinimi artırmıştır. Uzay ve uydu teknolojileri, radar sistemleri, kablosuz haberleşme ve nesnelerin interneti (IoT) gibi uygulamalarda çoğunlukla mikroşerit antenler tercih edilmektedir. Mikroşerit antenlerde yaşanan düşük kazanç ve dar bant genişliği problemi, özel yalıtkan malzeme seçimi ve geometrik yapının eniyilemesi ile çözülebilmektedir.

Bu tez çalışmasında, yüksek kazanç elde edilmesi amacıyla mikroşerit antenin genel yapısı, özellikleri, besleme ve analiz yöntemleri incelenmiştir. Bunun için modelleme ve tasarım adımlarında, elektromanyetik yapıları sonlu elemanlar yöntemi ile çözen ve aynı zamanda ticari bir yazılım olan ANSYS HFSS (v.15) kullanılmıştır. Bu kapsamda, GSM 1800, WLAN, Wi-MAX, ISM 5.8 ve X bant teknolojilerini destekleyen, yüksek kazançlı mikroşerit anten tasarımları üzerinde durulmuştur. Rogers, RT Duroid, FR4 gibi farklı dielektrik malzemeler seçilmiş ve mikroşerit antenin geometrik yapısı ( parazitik yama ekleme, oluk açma ve dizi elemanları oluşturma) üzerinde değişikliklere gidilerek yüksek kazanç elde edilmeye çalışılmıştır.

HFSS ile tasarım modelleri tamamlanan örnek antenlerin prototipleri üretilmiş ve sonra bu prototiplerin vektör ağ analizör cihazı ile ölçümleri alınarak çıkış karakteristikleri değerlendirilmiştir. Söz konusu antenlerin ölçüm ve benzetim sonuçlarının uyumlu ve karşılaştırılabilir olduğu gözlemlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Çoklu-bant, bantgenişliği, dielektrik malzeme, HFSS, kazanç, mikroşerit antenler

# ABSTRACT

Ph.D. Thesis

## MODELING AND DESIGN OF HIGH GAIN MICROSTRIP ANTENNAS WITH HFSS

İsa ATAŞ

İnönü University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electrical and Electronics Engineering

95+xii pages

2019

Supervisor: Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV

The expansion of multiple communications and coverage in the new generation of communication networks has increased the need for high-gain antenna models. Microstrip antennas are mostly preferred for applications such as space and satellite technologies, radar systems, wireless communication and Internet of Things (IoT). The problem of low gain and narrow bandwidth in microstrip antennas can be solved by selecting special insulating materials and optimizing the geometric structure.

In this thesis, general structure, properties, feeding and analysis methods of microstrip antenna have been investigated in order to obtain high gain. For this purpose, ANSYS HFSS (v.15) which is a commercial software that solves electromagnetic structures by finite element method was used in modeling and design steps. In this context, high gain microstrip antenna designs supporting GSM 1800, WLAN, Wi-MAX, ISM 5.8 and X band technologies were focused on. Different dielectric materials such as Rogers, RT Duroid, FR4 were selected and the geometric structure of the microstrip antenna (parasitic patch insertion, grooving and array elements) were studied to achieve high gain.

The prototypes of the sample antennas, whose design models were completed with HFSS, were produced and then the prototypes were measured with vector network analyzer and their output characteristics were evaluated. It was observed that the measurement and simulation results of these antennas were compatible and comparable.

**KEYWORDS:** Bandwidth, dielectric material, gain, HFSS, microstrip antennas, multi-band

## TEŞEKKÜR

Bu alıőmanın tđm aşamalarında her tđrlđ yardım ve desteğini sunarak beni yđnlendiren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Tahmuraz ABBASOV'a;

Değerli gđrüş ve önerileri ile yardımlarından dolayı ikinci danışman hocam Sayın Doç. Dr. M. Bahattin KURT'a;

Her zaman maddi ve manevi desteği ile yanımda olan değerli abim Doç. Dr. Musa ATAŞ'a;

Tez alıőmasında 14-MF-71 proje numarası ile destekleyen Dicle Őniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatđrlđęđ'ne;

Ayrıca buęđnlere gelmemde bđyđk emeği olan sevgili aileme;

teőekkđr ederim.

## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER .....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	x
SİMGELER ve KISALTMALAR .....	xii
1. GİRİŞ .....	1
2. MİKROŞERİT ANTENLER .....	5
2.1. Mikroşerit Antenin Temel Çalışma Prensibi .....	5
2.2. Mikroşerit Antenin Avantajları ve Dezavantajları .....	6
2.3. Mikroşerit Antenin Besleme Yöntemleri .....	7
2.3.1. Koaksiyel besleme .....	8
2.3.2. Mikroşerit iletim hatlı besleme .....	9
2.4. Mikroşerit Antenin Analiz Modelleri .....	10
2.4.1. İletim hattı modeli (TLM) .....	11
2.5. Mikroşerit Anten Parametreleri .....	14
2.5.1. Geri dönüş kaybı (RL) .....	14
2.5.2. Işıma örüntüsü .....	15
2.5.3. Kazanç, verim ve yönlülük .....	16
2.5.4. Bantgenişliği (BW) .....	17
2.5.5. Giriş empedans uygunluğu .....	17
2.6. Dizi Antenler .....	20
2.6.1. Doğrusal dizi antenler .....	20
2.6.2. Düzlemsel dizi antenler .....	21
3. MATERYAL ve YÖNTEM .....	23
3.1. Materyal .....	23

3.1.1.	Yalıtkan malzeme seçimi ve özellikleri.....	23
3.1.2.	Baskı devre kartı prototipi (LPKF).....	24
3.1.3.	Vektör ağ analizör cihazı.....	25
3.2.	Yöntem .....	26
3.2.1.	Yüksek frekans yapı simülatörü (HFSS).....	26
3.2.2.	Çeyrek dalga dönüştürücü .....	29
3.2.3.	Şerit bükme modeli.....	30
4.	ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA.....	31
4.1.	2.4 GHz WLAN Uygulamaları için Yüksek Kazançlı Mikroşerit Anten Tasarımı. 31	
4.2.	Yüksek Kazançlı, Geniş Bandlı, İki Katmanlı, Oluklu DMA Tasarımı ve Optimizasyonu.....	36
4.3.	2.6 GHz' de Yüksek Kazançlı Dikdörtgen Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı .....	40
4.4.	Yüksek Kazançlı, Yönlü ve Üçlü Bant Dikdörtgen Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı .....	44
4.5.	Asimetrik Şekilli Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı .....	47
4.6.	FR4 Tabanlı Mikroşerit Dizi Antenlerde Kazanç Artırımı.....	51
4.7.	S Bant Uygulamaları için Yüksek Kazançlı 1x4 Dizi Anten Tasarımı .....	56
4.8.	Doğrusal ve Düzlemsel Mikroşerit Dizi Antenlerin Tasarımı ve Kazanç Yönünden Karşılaştırılması.....	60
4.9.	X Bant Uygulamaları için Yüksek Kazançlı ve Koaksiyel Beslemeli Değiştirilebilir Dikdörtgen Mikroşerit Anten Tasarımı .....	64
4.10.	5.8 GHz ISM ve 10 GHz X Bant Uygulamaları için Yüksek Kazançlı, Çift Bandlı ve İki Katmanlı Minyatür Mikroşerit Antenin Geliştirilmesi.....	68
4.11.	Yüksek Kazançlı, Minyatür ve Çift Bandlı Mikroşerit Anten Tasarımı.....	75
5.	SONUÇ ve ÖNERİLER .....	83
	KAYNAKLAR.....	85
	ÖZGEÇMİŞ.....	92



## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.1. Standart bir MA geometrisi .....	5
Şekil 2.1.2. Mikroşerit yama anten geometrileri.....	6
Şekil 2.3.1. Koaksiyel besleme yapılmış MA .....	8
Şekil 2.3.2. Şerit iletim hatlı besleme yapılmış MA .....	9
Şekil 2.3.3. Mikroşerit hat besleme teknikleri .....	10
Şekil 2.4.1. Mikroşerit hat kesiti .....	11
Şekil 2.4.2. Elektrik alan çizgileri.....	12
Şekil 2.5.1. Genel yönlü bir antenin ışınma örüntüsü.....	16
Şekil 2.5.2. DMA'nın iletim hattı modeli için eşdeğer devresi .....	18
Şekil 2.5.3. DMA'nın koaksiyel ve içe girintili modeller için besleme konumu.....	19
Şekil 2.6.1. Z ekseninde belirli aralıkla dizilmiş doğrusal dizi anten .....	21
Şekil 2.6.2. X-Y eksenine bırakılmış düzlemsel dizi anten .....	22
Şekil 3.1. LPKF-ProtoMatS63 Makinesi .....	25
Şekil 3.2. Anritsu MS2028C vektör ağ analizörü .....	266
Şekil 3.3.1. HFSS kullanıcı ara yüzü .....	277
Şekil 3.3.2. Proje yöneticisi penceresi .....	27
Şekil 3.3.3. HFSS çizim araç kutuları.....	28
Şekil 3.4. Mikroşerit çeyrek dalga dönüştürücü.....	299
Şekil 3.5. Mikroşerit bükme modeli.....	30
Şekil 4.1. Anten modelleme ve tasarım aşamalarında izlenen akış diyagramı .....	31
Şekil 4.1.1. Önerilen koaksiyel beslemeli DMA .....	32
Şekil 4.1.2. DMA tasarım evreleri .....	33
Şekil 4.1.3. DMA'nın tasarım aşamalarındaki RL grafikleri.....	34
Şekil 4.1.4. DMA'nın RL grafiği.....	34
Şekil 4.1.5. DMA'nın VSWR grafiği .....	34
Şekil 4.1.6. DMA'nın 2-boyutlu kazanç ışınma örüntüsü .....	35
Şekil 4.1.7. DMA'nın 3 boyutlu kazanç ışınma örüntüsü.....	36

Şekil 4.2.1. Koaksiyel beslemeli, oluklu DMA'nın üstten ve yandan görünümü.....	37
Şekil 4.2.2. HFSS ile modellenen oluklu ve hava aralıklı DMA .....	38
Şekil 4.2.3. Üretilen oluklu ve hava aralıklı DMA .....	38
Şekil 4.2.4. Başlangıç, oluklu ve hava aralıklı DMA'ların RL grafikleri .....	39
Şekil 4.2.5. Oluklu DMA'nın VNA ile ölçümü ve RL karşılaştırılması.....	39
Şekil 4.2.6. Oluklu ve hava aralıklı DMA'nın VNA ile ölçümü ve RL karşılaştırılması .....	40
Şekil 4.3.1. Mikroşerit beslemeli DMA.....	41
Şekil 4.3.2. Doğrusal 1x2 dizi anten yapısı.....	42
Şekil 4.3.3. Doğrusal 1x2 dizi antenin RL grafiği .....	43
Şekil 4.3.4. Doğrusal 1x2 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışınma örüntüsü....	43
Şekil 4.4.1. Mikroşerit beslemeli DMA.....	45
Şekil 4.4.2. Doğrusal 1x2 dizi anten yapısı.....	46
Şekil 4.4.3. Doğrusal 1x2 dizi antenin RL grafiği .....	46
Şekil 4.4.4. Doğrusal 1x2 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışınma örüntüsü....	47
Şekil 4.5.1. Mikroşerit beslemeli DMA.....	48
Şekil 4.5.2. Doğrusal 1x2 dizi anten yapısı.....	49
Şekil 4.5.3. Doğrusal 1x2 dizi antenin RL grafiği .....	49
Şekil 4.5.4. Doğrusal 1x2 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışınma örüntüsü....	50
Şekil 4.6.1. Mikroşerit beslemeli DMA.....	51
Şekil 4.6.2. Modellenen mikroşerit dizi anten .....	52
Şekil 4.6.3. Üretilen mikroşerit dizi anten .....	53
Şekil 4.6.4. İletim hattının güç dağıtım modeli.....	53
Şekil 4.6.5. Doğrusal 1x4 dizi antenin RL grafiği .....	54
Şekil 4.6.6. 1x4 dizi antenin 2 boyutlu kazanç eğrisi .....	55
Şekil 4.6.7. (a) Başlangıç DMA (b) 1x4 dizi DMA'nın 3 boyutlu kazanç-ışınma örüntüsü ....	55
Şekil 4.6.8. 1x4 dizi antenin simülasyon ve ölçüm RL grafiği .....	56
Şekil 4.7.1. Mikroşerit beslemeli DMA.....	57
Şekil 4.7.2. Java ile geliştirilen TLM arayüzü .....	58

Şekil 4.7.3. Doğrusal 1x4 dizi anten yapısı.....	59
Şekil 4.7.4. Doğrusal 1x4 dizi antenin RL grafiği .....	59
Şekil 4.7.5. Doğrusal 1x4 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışınma örüntüsü.....	60
Şekil 4.8.1. Doğrusal 1x4 mikroşerit dizi anten.....	62
Şekil 4.8.2. Düzlemsel 2x2 mikroşerit dizi anten .....	62
Şekil 4.8.3. 1x4 ile 2x2 dizi antenlerin VSWR grafiği .....	63
Şekil 4.8.4. 1x4 ile 2x2 dizi antenlerin kazanç grafiği.....	63
Şekil 4.9.1. Koaksiyel beslemeli DMA.....	65
Şekil 4.9.2. Yama üzerinde farklı besleme noktalarının geometrik yapıları.....	65
Şekil 4.9.3. Önerilen antenin RL (S11) grafiği .....	66
Şekil 4.9.4. Önerilen antenin smith abağı .....	67
Şekil 4.9.5. Önerilen antenin kazanç-ışınma örüntüsü grafiği .....	67
Şekil 4.10.1. Önerilen antenin geometrik yapısı (a) önden, (b) yandan, (c) alttan görünüm...	69
Şekil 4.10.2. Anten tasarım adımları: (a) başlangıç anten (Adım # 1), (b) oluk ve besleme konumu (Adım # 2) (c) DGS (Adım # 3) (d) parazitik eleman (Adım # 4).....	69
Şekil 4.10.3. Açılan oluğun farklı uzunluk ve genişlik değerleri için RL grafiği .....	70
Şekil 4.10.4. Farklı zemin (DGS) uzunlukları için RL grafiği.....	70
Şekil 4.10.5. Parazitik elemanların farklı konumları için RL grafiği.....	70
Şekil 4.10.6. Tasarım evresinde kullanılan antenlerin RL üzerindeki etkileri .....	71
Şekil 4.10.7. Önerilen anten yapısının yandan görünümü .....	71
Şekil 4.10.8. Önerilen antenin simülasyon ve ölçüm RL grafiği .....	72
Şekil 4.10.9. Önerilen anten üzerindeki yüzey akımı dağılımları.....	73
Şekil 4.10.10. Simüle edilmiş uzak alan ışınım desenleri: (a) E Düzlemi (x-z) (b) H Düzlemi (y-z).....	73
Şekil 4.10.11. 5.8 GHz ve 10 GHz band'ları için kazanç ve yönlülük eğrisi .....	74
Şekil 4.11.1. Önerilen antenin (a) önden ve (b) yandan geometrik yapısı.....	76
Şekil 4.11.2. Üretilen minyatür antenin fotoğrafı .....	76
Şekil 4.11.3. Anten tasarım adımları: (a) başlangıç anten (Adım # 1), (b) oluk ve besleme konumu (Adım # 2) (c) CSS (Adım # 3) (d) parazitik eleman (Adım # 4).....	77

Şekil 4.11.4. Tasarım evresinde kullanılan antenlerin RL üzerindeki etkileri.....	78
Şekil 4.11.5. Önerilen antenin simülasyon ve ölçüm RL grafiği .....	79
Şekil 4.11.6. Önerilen antenin simüle yüzey akımı dağılımları .....	79
Şekil 4.11.7. Önerilen antenin kazanç ve radyasyon verimlilik eğrisi.....	80
Şekil 4.11.8. 5.8 GHz ve 10 GHz bandı için konvansiyonel yama antenler ile tasarlanan minyatür antenin karşılaştırılması.....	81



## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. İletken ve yalıtkan malzemelerin elektriksel özellikleri .....	26
Çizelge 4.1. Tasarlanan antenin fiziksel özellikleri .....	33
Çizelge 4.2. Tasarlanan antenin fiziksel özellikleri .....	38
Çizelge 4.3. Başlangıç DMA ile amaçlanan DMA'nın karşılaştırılması .....	40
Çizelge 4.4. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri.....	42
Çizelge 4.5. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin karşılaştırılması.....	44
Çizelge 4.6. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri.....	45
Çizelge 4.7. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin karşılaştırılması.....	47
Çizelge 4.8. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri.....	49
Çizelge 4.9. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin karşılaştırılması.....	50
Çizelge 4.10. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri.....	52
Çizelge 4.11. 1x4 dizi antenin iletim hattı köşe parametreleri.....	53
Çizelge 4.12. 1x4 dizi antenin iletim hattı genişlik parametreleri .....	54
Çizelge 4.13. Başlangıç DMA ile 1x4 dizi DMA'nın karşılaştırılması .....	56
Çizelge 4.14. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri.....	58
Çizelge 4.15. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x4 dizi antenin karşılaştırılması.....	60
Çizelge 4.16. Başlangıç, doğrusal ve düzlemsel dizi antenin karşılaştırılması.....	64
Çizelge 4.17. Tasarlanan koaksiyel beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri.....	66
Çizelge 4.18. Anten besleme konumunun kazanç üzerindeki etkisi.....	67
Çizelge 4.19. Hava boşluğu yüksekliğine karşı kazanç değerleri .....	71
Çizelge 4.20. Önerilen antenin fiziksel özellikleri.....	72
Çizelge 4.21. Tasarım evrelerinin anten kazancı üzerindeki etkisi.....	74
Çizelge 4.22. Literatürde çalışılan benzer diğer antenler ile karşılaştırma .....	75
Çizelge 4.23. RL yönünden tasarım adımlarının karşılaştırılması .....	78
Çizelge 4.24. Önerilen antenin fiziksel özellikleri.....	78
Çizelge 4.25. Simüle edilen ve ölçülen sonuçların karşılaştırılması.....	79
Çizelge 4.26. Tasarım evrelerinin anten kazancı üzerindeki etkisi.....	80

Çizelge 4.27. Literatürde çalışılan benzer diğer antenler ile karşılaştırma .....81



## SİMGELER ve KISALTMALAR

$\epsilon_r$	Ortamın dielektrik geçirgenliği
$\epsilon_{eff}$	Yalıtkan malzemenin efektif dielektrik geçirgenliği
$f_r$	Çalışma Frekansı
$\eta$	Verim
$\lambda_0$	Boşluğun dalga boyu uzunluğu
$\lambda_g$	Ortamın dalga boyu uzunluğu
$\Omega$	Direnç
$\pi$	Pi sayısı
$\beta$	İki dizi elemanı arasındaki faz farkı
$h$	Yalıtkan malzemenin kalınlığı
$t$	İletken yamanın kalınlığı
$\theta$	Azimuth düzlem
$\emptyset$	Elevasyon düzlem
$\Gamma$	Yansıma katsayısı
$G$	İletkenlik
$B$	Suseptans
$Y$	Admitans
$E$	Elektrik alan şiddeti
$H$	Manyetik alan şiddeti
$W$	İletken yamanın genişliği
$L$	İletken yamanın uzunluğu
$Z$	Empedans
dB	Desibel
dBi	Desibel izotropik
$\tan\delta$	Kayıp Tanjant
BW	Bant Genişliği
EM	Electro Magnetic
MA	Mikroşerit Anten
RL	Geri Dönüş Kaybı
DMA	Dikdörtgen Mikroşerit Anten
DGS	Kusurlu Zemin Yapısı
FEM	Finite Element Method
MIC	Mikrodalga Entegre Devre
PCB	Baskı Devre Kartı
PEC	Perfect Electric Conductor
SMA	SubMiniature version A
TEM	Transverse Electro Magnetic
TLM	İletim Hattı Modeli
VNA	Vektör Ağ Analizör
HFSS	Yüksek Frekans Yapı Simülatörü
HPBW	Yarım Işıma Güç Genişliği
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
RFID	Radyo Frekanslı Tanımlama
WLAN	Wireless Local Area Network
VSWR	Voltaj Durağan Dalga Oranı
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

## 1. GİRİŞ

Yeni nesil haberleşme sistemlerinde kablosuz uygulamalara karşı talebin artması düşük görünümlü, tümleşik yapı ve yüksek kazançlı mikroşerit anten tasarımlarının önemini artırmıştır. Ayrıca farklı kablosuz teknoloji ağları tarafından sunulan birden fazla hizmet alma yeteneğine sahip çok bantlı minyatür anten terminali için artan bir talep de mevcuttur [1-3]. Ancak düşük kazanç ve dar bant genişliği özelliklerinden dolayı uygulamalar sınırlıdır. Çoklu iletişim sistemlerinin uyumluluğu ve iletişim mesafesinin uzaması, bant genişliğinin ve kazanımın iyileştirilmesini gerektirir. Bu iyileştirme sürecinde antenin temel performans parametrelerinden kazancı, bant genişliğini, ışınma örüntü alanını ve verimliliğini etkileyebilecek bazı problemler ortaya çıkmıştır. Bu problemleri ortadan kaldırarak kazancın ve bant genişliğinin iyileştirilmesi, aynı zamanda ışınma yapan yamanın ve yer düzleminin boyutlarına ve şekillerine bağlıdır. Kazancı geliştirmek için birçok farklı teknikler geliştirilmiştir. Örneğin uygun boyutta bir toprak düzlemi seçmek, daha iyi bant genişliği sağlayacaktır ve ayrıca antenin kazancını artıracaktır [4]. Anten kazancı, kullanılacak uygulamaya göre farklılık arz edebilir. Uydu haberleşmesi gibi uygulamalarda yüksek kazançlı antenlere ihtiyaç duyulurken, mobil haberleşmede 2G/3G teknolojisi bina içi kapsama çözümlerinde kazancı düşük antenler tercih edilmelidir. Özetle, anten kazancının uygulamaya ve ihtiyaçlara göre seçildiği gözden kaçırılmamalıdır [5].

Bu tez kapsamında mevcut yapılan çalışmalara yakın altyapı niteliğinde olan literatür özeti aşağıda sunulmuştur.

A. S. Bhadouria ve M. Kumar, çalışmalarında X bant uygulamalarında mikroşerit anten yapısına DGS ekleyerek anten performansına yönelik bir artış sağlamışlardır. FR4 malzeme kullanılarak iki bantlı frekans üreten ve 4.56 dBi kazanç elde eden minyatür bir anten tasarlamışlardır [6]. A. Ahmad ve arkadaşları kompakt dalga klavuzlu anten tasarımı ve analizi gerçekleştirmişlerdir. Kablosuz uygulamalar için tasarladıkları çok bantlı antenler üç farklı frekansta GPS (1.565 GHz), WLAN (2.45 GHz) ve AMT sabit servisler (4.49 GHz) performans analizine gitmişlerdir. Tasarlanan antenler L ve hilal şeklinde kompakt, hafif ve farklı kablosuz uygulamalar için kullanılabilir olduğunu belirtmişlerdir. Hem simüle edilen hem de analiz edilen sonuçlar, geri dönüş kaybı ve kazanç modeli açısından karşılaştırılmıştır [7]. Y. A. Fadhel ve arkadaşları, çalışmalarında WLAN uygulaması için basit düzlemsel şerit monopol anten tasarlamışlardır. Bu antende minyatürleştirme iki farklı teknikle yapılmıştır. İlk olarak, boyutu, orijinal boyutun % 10.7'sini azaltan yayılan şeridin her iki kenarına da oluklar ilave edilerek sağlanmıştır. İkinci olarak, yayılan şerit, boyut küçültme oranını yaklaşık % 14.28'e çıkarmak için boyut olarak kıvrılmıştır. Sonuçlar, kıvrımlı tekniğin, boyuttaki küçülme nedeniyle daha verimli olduğunu ve çift bantlı WLAN üzerinde çalıştığını



göstermiştir. Simüle edilen ve ölçülen verilerin sonuçları doğrulanmıştır [8]. E. Levine ve arkadaşları, kurumsal bir besleme ağına sahip mikroşerit antenlerde ışıma ve kayıpları incelemişlerdir. Besleme hatlarına ideal iletim hatlarında olduğu gibi bir yüzey akım yaklaşımı uygulanmış ve serbest-alan ışıma ve besleme ağlarındaki tipik bölümlerin yüzey dalgası uyarımı incelenmiştir. Besleme ağına sahip dört elemanlı bir dizi anten analiz edilmiş ve öngörülen ışıma düzenleri, yönlülük ve kazanç, simülasyon ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. 16, 64, 256 ve 1024 elemanlarından oluşan büyük dizilerin kazanç ve yönlülüğü hesaplanmış ve (10 – 35) GHz frekans aralığında ölçümler rapor edilmiştir [9]. A. Elhamraoui ve arkadaşları, çalışmalarında RFID okuyucular için kompakt bir çift bantlı ve minyatür mikroşerit anten sunmuşlardır. Bu anten, zemin düzlemindeki oyuklar yarıklı yoluyla basit bir DGS yapısına dayanılarak tasarlanmış, böylece imal edilmesi çok daha kolay olmuştur. Ölçülen sonuçlar elde edilen empedans bant genişliğinin sırasıyla 70 MHz (2.41-2.48) GHz ve 490 MHz (5.66-6.15) GHz olup, çift bantlı RFID uygulamaları için yeterince iyi olduğunu göstermişlerdir. Ayrıca, önerilen anten iyi ışıma özelliklerine sahip olup iki çalışma bandında 2.45 GHz'de 1.1 dBi ve 5.8 GHz'de 2.8 dBi kazanç yönden artış sağlamıştır [10]. P. Bhattacharjee ve arkadaşları, çalışmalarında kablosuz LAN uygulaması için U-şeklindeki 2.45 GHz bandında çalışan koaksiyel beslemeli dikdörtgen mikroşerit (yama) anteninin tasarımını ve analizini gerçekleştirmişlerdir. Dielektrik geçirgenliği 2.24 ve 4.75 mm kalınlığında yalıtkan malzeme kullanmışlardır. Önerilen anteni, FEKO yazılımı kullanılarak simüle edilip 7.13 dBi kazanç ile 374.73 MHz bant genişliği elde etmişlerdir. Ayrıca VSWR, ışıma örüntüleri ve empedans eşleşmesi gibi performans parametrelerinden çok iyi sonuçlar çıkarmışlardır [11]. A. Arora ve arkadaşları, çalışmalarında kenar bağlantılı, içe girintili ve koaksiyel besleme tekniklerini kullanarak dikdörtgen bir mikroşerit yama anten üzerinde karşılaştırma yapmışlardır. Hyperlynx 3 boyutlu EM yazılımı kullanılarak S-parametreleri, VSWR, ışıma örüntüsü ve kazanç parametrelerinin analizini gerçekleştirmişlerdir. İçe girintili dikdörtgen mikroşerit yama anteninin en yüksek kazançta sahip olduğunu, VSWR'yi düşürdüğünü göstermişlerdir. Bu nedenle içe girintili beslemenin, kenar bağlantılı ve koaksiyel beslemeden daha iyi empedans uyumu sağladığını belirtmişlerdir [12]. J. W. Kim ve arkadaşları, çalışmalarında bir mikroşerit yama anteninin her iki ışıma açıklığına ters L ve T şeklinde parazitik elemanlar yerleştirilerek, farklı bantlarda çalışabilen düşük profilli, kompakt, bir mikroşerit anten geliştirmişlerdir. Tasarlanan anten LTE (2.0175 GHz), WLAN (2.45 GHz) ve WiMAX (3.5 GHz) bantlarını kapsamaktadır. Her bir bantta, ölçülen -10 dB bant genişlikleri 28 MHz (% 1.39), 91 MHz (% 3.71) ve 255 MHz'de (% 7.29) uygun bant aralıklarını belirtmişlerdir. Tasarlanan bantların her birinde, bir genel ışıma modeli gözlemlenmiştir [13]. I. Zahraoui ve arkadaşları, çalışmalarında değiştirilmiş zemin yapısına sahip beşgen şekilli düzlemsel çift bantlı monopol anten tasarımını yapmışlardır. Doğrulanmış anten 57x50x1.6 mm<sup>3</sup> boyutunda kompakt bir yapıya sahiptir.

FR4 yalıtkan malzeme üzerinde tasarlanan anteni, CST'ye entegre edilmiş farklı optimizasyon yöntemleri kullanarak çıkan sonuçları HFSS ile karşılaştırmışlardır. Kompakt boyutlu anteni DCS (1.824-1.875) GHz ve WiMAX (3.416-3.520) MHz frekans bandları için doğrulamışlardır [14]. A. R. Albino ve C. Balanis, çalışmalarında bant genişliğinden ödün vermeden mikroşerit yama antenin kazancını artırmak için bir ferrit halka kullanan bir alt tabaka tasarımı önermişlerdir. Boş alan dalga boyunun dörtte birinin HFSS kullanıldığında, konvansiyonel bir substrat üzerindeki (yani, ferrit halka yok) ve hibrit substratın (ferrit halkayı içeren) üzerindeki yama antenin sonuçlarını karşılaştırmışlardır. Kazançta yaklaşık 4 dB ve empedans bant genişliğinde yaklaşık % 1'lik artış sağlayarak, geleneksel zemin yerine hibrit yalıtkan malzeme kullanılarak bu sonuçları elde etmişlerdir [15].

Bu tez çalışma kapsamında ulusal ve uluslararası birçok makale hazırlanıp yayınlanmış ve birçok bildiri sözlü olarak sunulmuştur. "Development of a high gain, double band and two layer miniaturized microstrip antenna for 5.8 GHz ISM and 10 GHz X band applications" başlıklı SCI-E indeksli makalemiz Applied Computational Electromagnetics Society dergisinde yayınlanmıştır [16]. "High gain and coax fed modify rectangular microstrip antenna design for X band application" başlıklı uluslararası hakemli makalemiz European Journal of Technic dergisinde [17] yayınlanmıştır. "High gain double band microstrip array antenna design" başlıklı uluslararası hakemli makalemiz European Journal of Technic dergisinde [18] yayınlanmıştır. "Design and analysis of directive microstrip array antenna" başlıklı uluslararası hakemli makalemiz Advanced Research in Electrical & Electronics Systems Dergisinde [19] yayınlanmıştır. "Doğrusal ve düzlemsel mikroşerit dizi antenlerin tasarımı ve kazanç yönünden karşılaştırılması" başlıklı ulusal hakemli makalemiz Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisinde [20] yayınlanmıştır. "High gain microstrip antenna design for 2.4 GHz WLAN application" başlıklı bildirimiz Signal Processing and Communications Applications (SIU) [21] ulusal konferansında sözlü olarak sunulmuştur. "High gain rectangular microstrip array antenna design at 2.6 GHz" başlıklı bildirimiz Signal Processing and Communications Applications (SIU) [22] ulusal konferansında sözlü olarak sunulmuştur. "SHF uygulamaları için kompakt mikroşerit anten tasarımı ve analizi" başlıklı bildirimiz International Engineering, Science and Education [23] uluslararası konferansında sözlü olarak sunulmuştur. "High Gain, Directional and Triple Band Rectangular Microstrip Array Antenna Design" başlıklı bildirimiz International Conference on Advanced Technology & Sciences (ICAT'16) [24] uluslararası konferansında sözlü olarak sunulmuştur. "Geniş bantlı koaksiyel beslemeli düzlemsel mikroşerit anten tasarımı" başlıklı bildirimiz Elektromanyetik Alanlar ve Etkileri [25] ulusal sempozyum'unda poster olarak sunulmuştur. Ayrıca "Anten ve Mikrodalga Laboratuvar Altyapısının Kurulması" başlıklı

bilimsel araştırma projemiz 14-MF-71 proje numarası ile Dicle Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü tarafından kabul edilmiş ve maddi olarak desteklenmiştir.

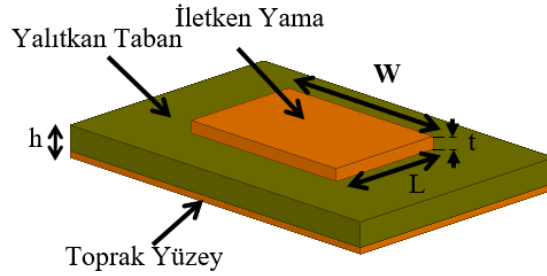
Tez içeriği birçok bölümden oluşmaktadır. 1. Bölümde; teknolojinin hızlı gelişmesi ile birlikte kablosuz cihazlara olan talebin artması ve bu talep karşısında uzun mesafelerde kaliteli haberleşme ihtiyacından bahsedilmiştir. Ayrıca tez konusuna ilişkin literatür araştırması yapıp, tez çalışmalarından bahsedilmiştir. 2. Bölümde; mikroşerit antenler hakkında genel bilgi verilmiş, mikroşerit antenin yapısı fiziksel ve elektriksel olarak incelenmiştir. 3. Bölümde; tez çalışmalarında kullanılan materyal ve metod'dan bahsedilmiştir. Materyal olarak yalıtkan ve iletken malzemeler, ölçüm için kullanılan vektör ağ analizörü, bağlantı kabloları, dizüstü bilgisayar ve güç kaynağı gibi cihazların teknik özellikleri de dikkate alınarak ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. Yöntem olarak yüksek frekans yapı simülatörü olarak bilinen ANSYS firmasının çıkardığı HFSS yazılımı detaylı bir şekilde incelenmiştir. 4. Bölümde; materyal ve yöntemlerden yararlanılarak modellenen, tasarımı yapılan ve ölçülen farklı mikroşerit antenler başlangıç seviyeleri ile karşılaştırılarak yorumlanmıştır. 5. Bölümde; bu tez çalışması ile elde edilen sonuçlardan ve gelecekte bu konu ile ilgili yapılabilecek çalışmalardan bahsedilmiştir.

## 2. MİKROŞERİT ANTENLER

Bu bölümde mikroşerit yama antenlerin temel çalışma prensipleri, besleme yöntemleri, analiz metotları, parametreleri ve dizi antenler ile ilgili temel bilgiler verilmiştir.

### 2.1. Mikroşerit Antenin Temel Çalışma Prensibi

Mikroşerit Antenler (bazen yama anten olarak ta adlandırılırlar), mikrodalga frekanslarında sinyallerin alınıp ve/veya iletilmesi için baskı devre kartı teknolojisini kullanan elektriksel iletim hattı olarak tanımlanabilirler. Mikroşerit Anten (MA) yapısı, yalıtkan olarak bilinen bir dielektrik malzeme kullanılarak toprak yüzeyinden ayrılmış bir iletken yamadan meydana gelir. Şekil 2.1.1’de standart MA geometrisi gösterilmiştir.

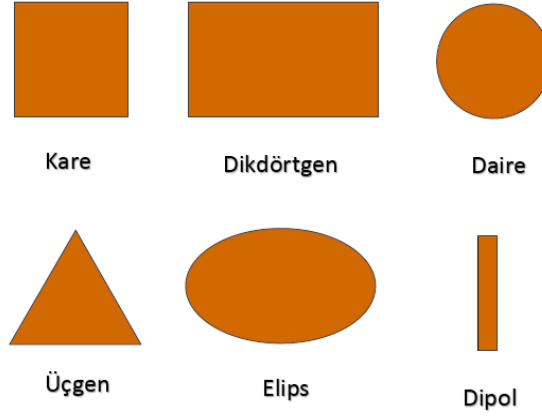


Şekil 2.1.1. Standart bir MA geometrisi

Şekil 2.1.1’de ışımayı gerçekleştiren iletken yamanın uzunluğu ( $L$ ), genişliği ( $W$ ), taban malzemesinin kalınlığı ( $h$ ) ve yalıtkan tabanın dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) MA’nın elektriksel performansını etkileyen temel parametrelerdir. İletken yamanın kalınlığı ( $t$ ) hesaplamalarda genelde ihmal edilir [26].

MA’larda yama, ışımanın gerçekleşebilmesi için düşük kayıplı dielektrik (yalıtkan) malzemeye entegre edilirler. Yama şekli analiz ve performans hesabını basitleştirmek için genellikle; dikdörtgen, kare, üçgen veya dairesel şeklinde tasarlanır. Şekil 2.1.2’de standart yama modelleri gösterilmiştir. Literatür çalışmalarının birçoğunda dikdörtgen ve dairesel mikroşerit antenler tercih edilmektedir. Çalışmamızda dikdörtgen MA geometrik yapısı ele alınmıştır.

Genelde MA yapısının yama ve toprak yüzeyi bakırdır. Dielektrik (yalıtkan) taban ise çok geniş bir aralıkta dalgalanan, dielektrik geçirgenliği genellikle  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  aralığında seçilen yalıtkan bir malzemedir. İletken yama ve toprak yüzeyi birlikte bir iletim hattı oluşturarak Transverse Electro Magnetic (TEM) dalgalarla kılavuz görevi görürler. Dielektrik malzemenin kalınlığı genellikle  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$  arasında değişir. İletken yamanın kalınlığı ( $t$ ) ise genellikle  $0.018 \text{ mm}$  ile  $0.070 \text{ mm}$  arasında değişir [26].



Şekil 2.1.2. Mikroşerit yama anten geometrileri

İyi bir MA performansı için en tercih edilen malzemeler düşük dielektrik geçirgenliğe sahip kalın yalıtkan taban malzemelerdir. Yüksek bant genişliği, iyi bir verimlilik ve antende istenilen ışınımı sağladığı gibi büyük yama boyutlarına karşın ışınan alanları daha az sınırlama düzeneği sağlar. Dielektrik sabitesi arttıkça antenin ışınma örüntüsü ve verimliliğin de azalma eğilimi sergilenmektedir. Bundan dolayı anten boyutları ile performansı arasında en uygun bağlantıyı yakalamaya çalışılmalıdır [27].

## 2.2. Mikroşerit Antenin Avantajları ve Dezavantajları

MA'ların diğer anten modellerine göre avantajlarından bazıları aşağıda verilmiştir:

- Geometrik yapılarından dolayı tasarım kolaylığı,
- Küçük hacimli ve hafif olması,
- Fabrikasyon kolaylığı ve üretimdeki düşük maliyet,
- Düzlemsel yapısından dolayı ortama uyumlu olması,
- Anahtarlar, modülatörler, karıştırıcılar, osilatorler, yükselteçler gibi devre düzenekleri ile aynı taban malzemesi üzerinde geliştirilebilir olması,
- Besleme noktasındaki değişiklikler ile doğrusal ve dairesel kutuplaşmış ışınmalar yapabildiği,
- Yüzeğe uyumlu olmalarından dolayı füze, uydu ve uçak gibi hassasiyet gerektiren cihazların aerodinamik yapılarını bozmadan kolaylıkla bağlanabilmesi,
- Mikrodalga tümleşik devre (MIC) ile kolayca entegre edilebilir olmasıdır.

MA'lar diğer antenlere kıyasla daha fazla dezavantaja sahiptirler. Başlıca dezavantajlar aşağıda verilmiştir:

- Dar bant genişliğine sahip olması,
- Kazanç faktörünün zayıf olması
- Düşük güç taşıma kapasitesi
- İstenilmeyen kaçak ışımlar
- Besleme yapısından dolayı yarı düzlemde ışıma
- Yüzey dalgalarda dış uyarmalara açık olması.

Teknolojinin gelişmesi ile birlikte MA'ların uygulama alanları artmıştır, başlıcaları:

- Gezgin haberleşme,
- Doppler ve diğer radarlar,
- Uydu haberleşmesi,
- Güzümlü füzeler,
- Biyomedikal ölçümler,
- Nesnelerin interneti (IoT), v.b.

şeklinde sıralanabilir [26].

### 2.3. Mikroşerit Antenin Besleme Yöntemleri

MA'ları beslemek için farklı birçok yapı kullanılmaktadır. Bunların içinde çok tercih edilen ve literatürde yaygın kullanılanlar;

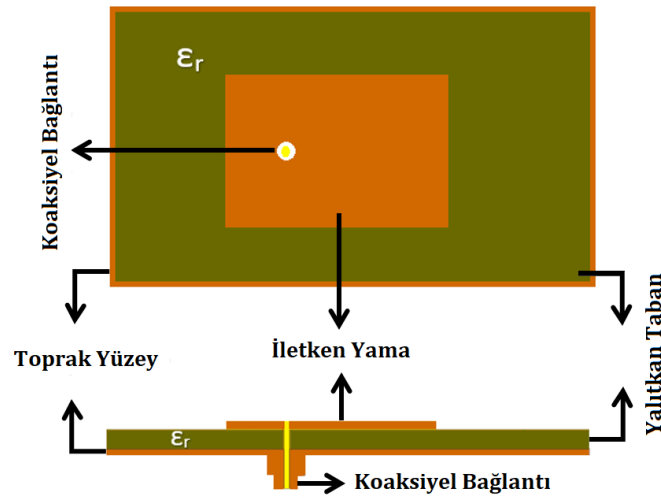
- Koaksiyel besleme,
- Mikroşerit iletim hatlı besleme
  - İç girintili (Inset feed)
  - Çeyrek dalga Dönüşümlü (Quarter wave transmission)
  - Kenar bağlantılı (Edge feed)
- Açıklık kuplajlı besleme,
- Yakınlık kuplajlı besleme,
- Eşdüzlemsel dalga kılavuzlu besleme.

Besleme yönteminde tercih, birçok parametreye bağlıdır. Burada en önemli husus, toplam gücün, besleme kanalı ile ışıma alanına verimli bir şekilde iletilmesidir. Bunu sağlayan, besleme ile MA'nın arasındaki empedans uyumudur. Empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan istenmeyen ışımlar, ışıma diyagramındaki yan lob seviyesinde ve çapraz polarizasyon genliğinde istenilmeyen artışa sebep olabilir. Diğer bir husus ise, besleme yönteminin, uygulama biçimine uygunluğudur. Bazı besleme yöntemleri, birçok parametre ile çalışır, bu parametrelerin uygun biçimde seçilmesi ile iyi bir performans yakalanabilir. Besleme yöntemleri, giriş empedansını ve anten karakteristiğini etkiler ve önemli bir tasarım

parametresidir [28-32]. Bu tez çalışmasında koaksiyel besleme ile mikroşerit iletim hatlı besleme kullanıldığından yalnızca bu iki yöntemden bahsedilmiştir.

### 2.3.1. Koaksiyel besleme

Şekil 2.3.1’de N tipi RF koaksiyel konnektörlü dikdörtgen MA gösterilmiştir. Sinyal gücünü bir prob bağlantısı ile ileten basit mekanizmalardan biridir. Koaksiyel kablunun merkez iç iletkeni yalıtkan malzemenin içinden geçirilerek ışımayı gerçekleştirecek olan yamaya, dış iletken ise toprak düzlemine lehimlenir. Koaksiyel konnektör baskı devre kartı (PCB) ile sabitlenir.



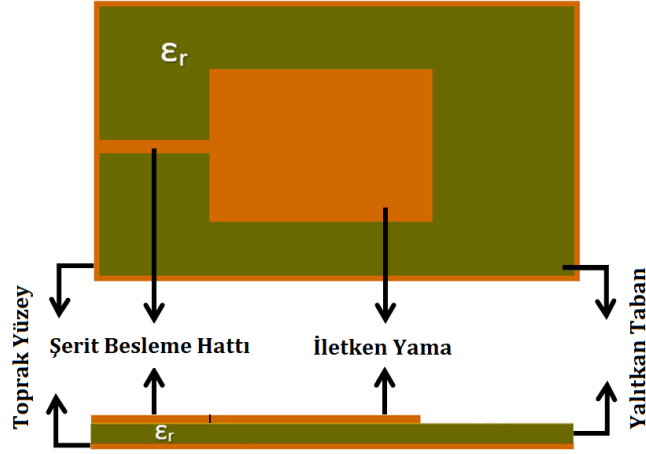
Şekil 2.3.1. Koaksiyel besleme yapılmış MA

Bu besleme şeklinin önemli avantajları, istenilen modda ışıma yapabilme, giriş empedans değerini seçebilme ve besleme noktasının pozisyonunu ayarlayabilme ve giriş empedansının eşlenebilmesidir.

Dezavantajı ise, iletkenin yamaya ve toprak düzleme bağlantısının yapılabilmesi için yalıtkan tabandan delik açılmasıdır. Ayrıca, daha kalın yalıtkan malzemeler için artan iç iletken uzunluğu, giriş empedansını daha fazla endüktif hale getirir, eşleştirme problemlerine yol açar, giriş empedansını iyileştirmek için besleme devresi seri eklenen kapasitör ile kompanse edilebilir. Bunlardan dolayı tam olarak düzlemsel olmamaktadır. Ayrıca koaksiyel besleme ile tasarlanan bir anten dizisinin çok sayıda lehimleme noktasına ihtiyaç duymasından dolayı üretim zorluluğuna neden olur [26].

### 2.3.2. Mikroşerit iletim hatlı besleme

Şekil 2.3.2’de şerit iletim hatlı dikdörtgen MA gösterilmiştir. Bu beslemede giriş besleme iletim hattı, ışımayı gerçekleştirecek olan yamanın kenarına doğrudan bağlıdır. İletim hattının genişliği yamaya göre daha incedir.

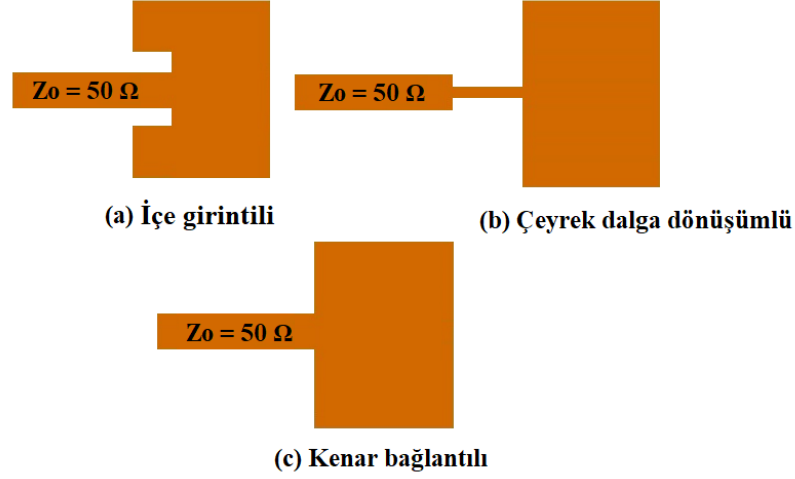


Şekil 2.3.2. Şerit iletim hatlı besleme yapılmış MA

Aynı yalıtkan taban üzerinde mikroşerit besleme ile yamanın kullanılması, yamanın mikroşerit beslemenin uzantısı gibi görünmesini sağlar ve düzlemselliğini korur. Bundan dolayı tasarımı ve üretimi kolaylaştırır. Fakat bu tekniğin bazı kısıtlamaları mevcuttur. Öncelikle besleme hattından yapılan yayılım, yüzey akım yoğunluğunu artırabilmektedir. Ayrıca, milimetre-dalga seviyesinde besleme mikroşerit hattının ölçüleri yamaya kıyasla istenmeyen yayılıma neden olabilmektedir. Başka bir dezavantajı ise kenar bağlantılı beslemelerde empedans uyumsuzluğu söz konusudur. İletken yamanın ışıma yapan kenarının giriş empedansı, besleme hattının 50 Ω'luk empedansına göre oldukça yüksektir. Bundan dolayı, yama kenarı ile 50 Ω'luk mikroşerit hat arasında harici empedans uyumlandırma devresi kullanılmalıdır.

Düzlemsel beslemedeki eksiklikler giderilerek mikroşerit iletim hatlı besleme; içe girintili (a), çeyrek dalga dönüşümlü (b) ve kenar bağlantılı (c) olarak düzenlenmiştir. Şekil 2.3.3'te mikroşerit iletim hatlı beslemenin geometrik yapıları gösterilmiştir. Bunlardan çeyrek dalga dönüşümlü ve içe girintili besleme teknikleri yaygın olarak kullanılmaktadır [33].





Şekil 2.3.3. Mikroşerit hat besleme teknikleri

#### 2.4. Mikroşerit Antenin Analiz Modelleri

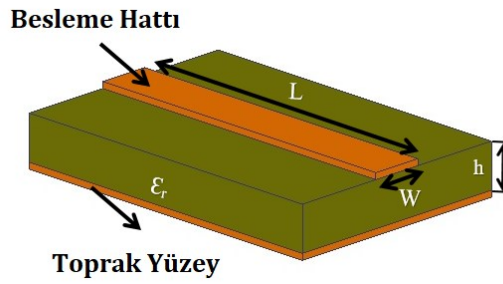
MA'lar, ince yalıtkan malzeme üzerinde iki boyutlu ışınım yapan iletken yamaya sahip olduğu için analiz amaçlı olarak iki boyutlu düzlemsel bir eleman olarak sınıflandırılabilir. MA'lar için kullanılan analiz modelleri, yama kenarları etrafında eşit manyetik akım dağılımına dayanmaktadır. MA için yapılan bir çok analiz modelleri mevcuttur, en popüler olanları aşağıda sıralanmıştır;

- İletim Hattı Modeli (Transmission Line Model)
- Boşluk Modeli (Cavity Model)
- Tam Dalga Modeli (Full Wave Model)

İletim hattı modeli analiz yöntemleri içinde en basit yöntem olmakla beraber fiziksel yapının çözümlenmesi konusunda da yeteneklidir. Ancak doğruluk payı diğer yöntemlere kıyasla düşüktür ve kuplaj yapıları modellemekte yetersizdir. İletim hattı modeline kıyasla boşluk modeli daha yüksek doğruluğa sahiptir fakat karmaşık bir yapısı vardır. Bu özelliklere ek olarak iletim hattı modeli gibi fiziksel çözümlenme konusunda yeteneklidir ancak kuplaj yapılarının modellenmesinde bu yöntem de yetersiz kalmaktadır. Bu modellerin içerisinde en yüksek doğruluk payına sahip olan model tam dalga modelidir. Bu model tek parçalı yapılara uygulanabileceği gibi sonlu ve sonsuz anten dizilerine, gelişigüzel şekillerdeki antenlere ve hatta kuplaj yapılara uygulanabilir. Ancak bu model oldukça karmaşıktır ve fiziksel çözümlenme yeteneği düşüktür. [29,34]. Bu tez çalışmasında tasarım özelliklerini belirlemede iletim hattı modeli (TLM) referans alınmıştır.

### 2.4.1. İletim hattı modeli (TLM)

İletim hattı modeli, ince dielektrik profiller için doğruluk derecesi yüksek bir yöntemdir. Bu model;  $W$  genişliğinde,  $L$  uzunluğundaki bir hat boyunca ışılan iki dar yarık dizisi ile temsil edilebilir. Mikroşerit hat kesiti, Şekil 2.4.1'de gösterilmiştir. Yalıtkan malzemenin kalınlığı dışında, üst ve alt kısmında çok ince iletken (bakır veya altın) tabaka mevcuttur ve hesaplamalarda genelde hesaba katılmazlar. Yalıtkan malzeme, dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantı ( $\tan\gamma$ ) ile karakterize edilir. Mikroşerit yama, besleme hattı ve toprak yüzeyi elektromanyetik enerjiyi alıcı/verici olarak taşıyan bir iletim hattı gibi davranır.



Şekil 2.4.1. Mikroşerit hat kesiti

#### A. Yama genişliği

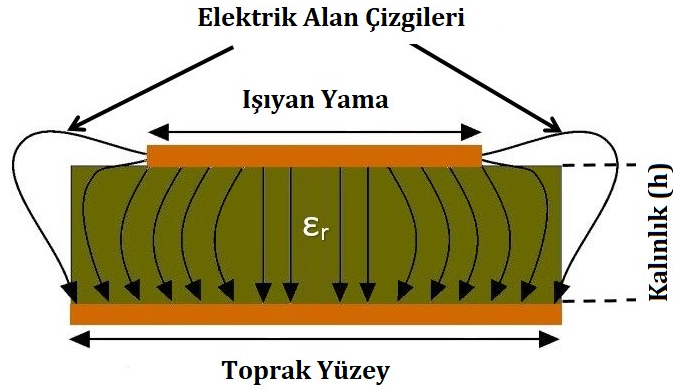
MA'larda ışıma yapacak yamanın genişliği  $W$ , aşağıdaki denklem ile bulunur [26]. Yamanın genişliği, yalıtkan malzemenin dielektrik geçirgenliğine  $\epsilon_r$ , ışığın boşluktaki hızına  $c_0$  ve antenin çalışma frekansına  $f_r$  bağlıdır. Yüksek frekanslarda etkin yama genişliği kısalmır.

$$W = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.1)$$

#### B. Saçaklanma etkisi

MA'nın boyutları, genişlik ve uzunluk boyunca sınırlı olduğundan, ışıma yapan yamanın kenarlarındaki alanlar toprağa doğru saçaklanırlar. Bu durum, Şekil 2.4.2'de gösterilmiştir. Saçaklanma etkisi, yamanın boyutlarına ve yalıtkan malzemenin kalınlığına göre değişir. Işıma yapan yamanın uzunluğunun yalıtkan malzemenin kalınlığına oranı ( $L/h \gg 1$ ) olduğu durumda elektrik alan çizgilerinden meydana gelen saçaklanmalarda azalma

görülür. Bundan dolayı tasarımlarda saçaklanmaların rezonans frekansına etkisi göz önünde bulundurularak gerçekleştirilmelidir.



Şekil 2.4.2. Elektrik alan çizgileri

Işıyan yamanın konumundan dolayı elektrik alan çizgileri, hava ve yalıtkan katman üzerinde farklı iki dielektrik içeren alanda yayılırlar. Yamanın genişliğinin yalıtkan katman kalınlığına oranı ( $W/h > 1$ ) ve ortamın dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r \gg 1$ ) olduğu durumda, elektrik alan çizgileri yalıtkan katmanda yoğunlaşır. Işımanın (dalga) bir kısmı havada geriye kalan kısmı da yalıtkan katmanda yayıldığından, şerit hattındaki ışıma yayılımını ve saçaklanma etkisini hesaba katmak için efektif dielektrik geçirgenliğe ( $\epsilon_{eff}$ ) ihtiyaç vardır. Aşağıda denklem eşitliği verilmiştir [26].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.2)$$

Dielektrik geçirgenliği  $\epsilon_r$  olan yalıtkan katman ile hava ortamı arasında bulunan bir mikroşerit hat için, efektif dielektrik geçirgenliği ( $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$ ) değerleri alır. Işımanın gerçekleştiği yamada boşluktaki dalga boyu uzunluğu  $\lambda_0$  aşağıda verilen denklem ile hesaplanır. Burda  $C_0$  ışığın boşluktaki hızını,  $f_r$  ise çalışma frekansını ifade eder.

$$\lambda_0 = \left( \frac{C_0}{f_r} \right) \quad (2.3)$$

### C. Yama uzunluğu

MA'larda ışıma yapacak yamanın uzunluğu  $L$ , antenin çalışma frekansındaki dalga boyunun yarısından, saçak alan uzaklıklarının çıkarılması ile elde edilir. Çıkarım denklemleri aşağıda gösterilmiştir [26].

$$L = \frac{\lambda_r}{2} - 2\Delta l \quad (2.4)$$

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \left[ \frac{c_0}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \right] \quad (2.5)$$

Saçaklanma etkisi ile  $E(x,y)$  düzleminde ışınım yapan yamanın uzunluğu boyunca her iki kenardan  $\Delta l$  kadar artışa neden olur.  $\Delta l$  fonksiyonu efektif dielektrik sabiti ile yama genişliğinin yalıtkan katman kalınlığına oranıyla tanımlanır.

$$\Delta l = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.6)$$

$$L = \left[ \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \right] - 2\Delta l \quad (2.7)$$

#### D. Besleme konumu ( $x_0 - y_0$ )

MA'larda besleme konumu ( $x_0 - y_0$ ) elektromanyetik dalgayı yalnız anten yüzeyine ulaştırma görevini yapmaz ayrıca etkin bir şekilde maksimum ışınımı sağlar. Tasarım aşamasındaki antenin giriş empedansı ( $Z_p$ ) hesabında önemli bir rolü vardır. Tasarım aşamasında belirlenen antenin giriş empedansı ( $Z_p$ ) aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir.

$$Z_p = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left( \frac{L}{W} \right)^2 \quad (2.8)$$

50  $\Omega$  standart mikroşerit besleme hat empedansı ( $Z_0$ ) ve yamanın giriş empedansı ( $Z_p$ ) arası çeyrek dalga dönüşümü ile oluşturulan iletim hattının uzunluğu ( $L_t$ ) ve karakteristik empedansı ( $Z_t$ ) aşağıdaki denklemler ile ifade edilebilir.

$$L_t = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.9)$$

Ortamin dalga boyu uzunluğu  $\lambda_g$ , boşluktaki dalga boyu uzunluğu  $\lambda_0$  ile ortamın  $\epsilon_{eff}$  değerine bağlıdır.

$$Z_0 = Z_t \frac{Z_p + jZ_t \tan \beta L_t}{Z_t + jZ_p \tan \beta L_t} \quad (2.10)$$

$$\beta L_t = \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right) \left( \frac{\lambda_g}{4} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (2.11)$$

$$Z_t = \sqrt{Z_0 Z_p} \quad (2.12)$$

( $Wt/h < 1$ ), olduğu durumda hattın karakteristik empedansı ( $Z_t$ ) aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir. Burda  $Wt$  besleme hattının genişliğidir.

$$Z_t = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{8h}{W_t} + \frac{W_t}{4h} \right) \quad (2.13)$$

( $Wt/h > 1$ ), olduğu durumda hattın karakteristik empedansı ( $Z_t$ ) aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir.

$$Z_t = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left( \frac{W_t}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_t}{4} + 1.44 \right) \right)} \quad (2.14)$$

Anten eşdeğer devresinin besleme tekniğinde kullanılan besleme noktasının pozisyonu aşağıdaki denklemler ile ifade edilebilir. Burda 2.15-a denklemi koaksiyel beslemede, 2.15-b denklemi ise içe girintili beslemede kullanılır [29].

$$x_0 = \frac{W}{2} \quad (2.15 - a)$$

$$x_0 = \frac{c_0}{\sqrt{2\epsilon_{eff}}} \frac{4.65 \times 10^{-12}}{f_r} \quad (2.15 - b)$$

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{Z_0}{Z_t}} \quad (2.16)$$

## 2.5. Mikroşerit Anten Parametreleri

Bu bölümde, dikdörtgen yama anteninin (DMA) tasarım parametrelerine genel bakışı ele alınacaktır. İdeal bir anten tasarlamak için antenin yapılandırmasını tanımlayan, dikkate alınması gereken bazı parametrelere ihtiyaç vardır.

### 2.5.1. Geri dönüş kaybı (RL)

Geri dönüş kaybı (RL), antene gönderilen gücün ne kadarının geri döndüğünün bir ölçüsüdür. Esasında birimsiz olan bu büyüklüğün logaritmik gösterge çizelgesine indirgenmişini anlatmak için dB birimi ile anılır. RL, hem voltaj duran dalga oranı (VSWR), hem de yansıma katsayısı ( $\Gamma$ ) ile ilişkilidir. RL'nin negatif yönden artması, düşük VSWR'ye karşılık gelir. İdeal bir iletim hattında kaynaktan çıkan tüm sinyal gücü hedefe ulaşır ve yansıyan bir güce sahip olmaz. Başka bir deyişle RL, cihazların veya hatların ne kadar iyi eşleştirildiğinin ölçütüdür. RL yüksekse iyi bir eşleşme olduğu anlamı çıkar. RL aşağıda denklemde belirtildiği gibi dB olarak belirlenir [35].

$$RL = -20 \log |\Gamma| \text{ (dB)} \quad (2.17)$$

$$\Gamma = \frac{V_{0+}}{V_{0-}} = \frac{Z_p - Z_t}{Z_p + Z_t} \quad (2.18)$$

2.18 nolu denklemde yer alan,  $\Gamma$  yansımaya katsayısını,  $V_{0+}$  yansıyan dalganın genliğini,  $V_{0-}$  iletilen dalganın genliğini,  $Z_p$  &  $Z_t$  ise yük ve karakteristik empedansı temsil eder. Anten ve alıcı/verici arasında mükemmel bir eşleşme yapıldığında  $\Gamma = 0$  ve  $RL = \infty$  olur. Geri döndürülen ve yansıyan bir gücün olmadığını gösterir.  $\Gamma = 1$  ve  $RL = 0$  olduğunda ise gönderilen tüm gücün geri yansıtıldığını gösterir. Pratik uygulamalar için, geri dönüş kaybının 9.54 dB olacağı için  $VSWR = 2$ 'nin altı kabul edilebilir olduğu söylenir [36].

### 2.5.2. Işıma örüntüsü

Antenlerde ışımaya örüntü modeli, uzay koordinatlarının matematiksel bir fonksiyonu olarak tanımlanır. Model uzak alan bölgesinde belirlenir ve yön koordinatlarının bir işlevi olarak temsil edilir. “Elektrik akımı modeli” (E) veya “manyetik akım modeli” (H) kullanılarak, mikroşerit anteninin ışımaya örüntüsü iki ve/veya üç boyutlu çizilebilir [37].

Antenin ışımaya örüntüsü, açısal pozisyon ve radyal mesafenin bir fonksiyonu olarak yayılan veya alınan güç olarak belirtilir. Bir antenin yaydığı enerjiyi nasıl yönlendirdiğini açıklar. Ana lob, yan lob ve arka loblardan oluşan genel yönlü bir antenin ışımaya örüntü modeli Şekil 2.5.1’de gösterilmiştir. Antenler alıcı uçta iletilmesi için harcanan enerjiyi temsil ettiğinden, yan ve arka lob oluşumu istenilmeyen durumlardır.

#### A. Ana lob

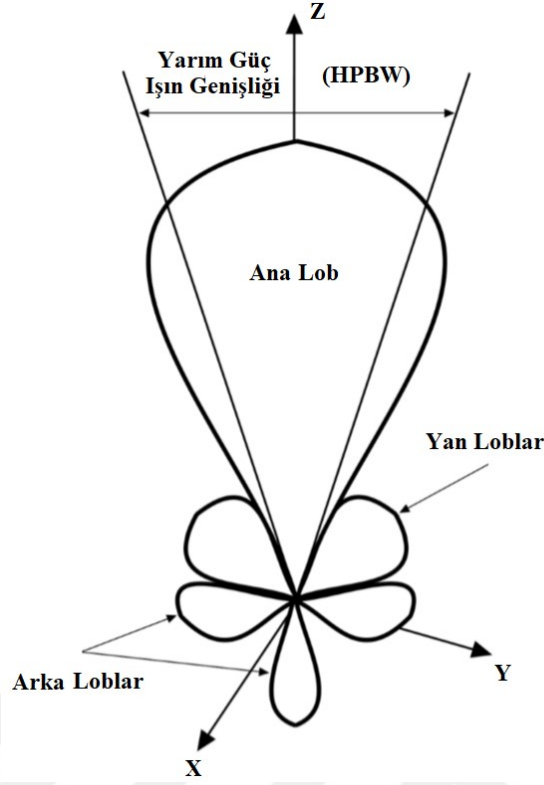
Anten ışımalarının maksimum değerini ve yönünü temsil eder.

#### B. Yan ve arka loblar

Temel olarak, ana lob dışındaki tüm loblara küçük loblar denir. Bu loblar istenmez ve küçük lobların seviyesi genellikle söz konusu loba göre güç yoğunluğunun ana lobun oranı olarak ifade edilir. Ayrıntılı olarak bakıldığında, yan loblar minör loblarda en büyüğüdür ve anten ana ışımaya üzerinde büyük etkisi vardır. Arka loblar ise, genellikle ana lobun çapına zıt olan küçük loblardır [38].

#### C. Yarım ışın güç genişliği (HPBW)

Yarım ışın güç genişliği (HPBW), antenin ana lob ışınımının yarı güç genişliğidir. Ana lobun yarı güç noktalarının eksilttiği açı olarak tanımlanabilir. Bir kirişin maksimum yönünü içeren düzlemde yönler arasındaki açı, ışımaya yoğunluğu kirişinin maksimum değerinin yarısı kadardır [38].



Şekil 2.5.1. Genel yönlü bir antenin ışınma örüntüsü

### 2.5.3. Kazanç, verim ve yönlülük

Anten yönlülüğü ve kazanç belli bir referans antene göre tanımlanan iki önemli performans parametresidir. Bir noktasal kaynak her yöne eşit ışınma yapar. Bu kaynağa izotropik kaynak adı verilir ve referans olarak kullanılır. İzotropik kaynağın her yöne yaydığı güce eşit bir gücü belli bir yöne yayabilme özelliğine anten yönlülüğü denir. Kayıpsız antenlerde yönlülük aynı zamanda antenin (maksimum) kazancı demektir. Ancak kayıplı antenlerde kazanç, yönlülük ile kayıp oranının (verimin) çarpımına eşittir ve dBi olarak ifade edilir. Anten yönlülüğü analitik olarak hesaplanabilmesine karşın, kazanç ancak referans antene göre yapılan ölçümlerle bulunabilir [39]. Kazanç yükselme ve azimut açılarının fonksiyonudur. DMA'nın kazancı aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir:

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (2.19)$$

2.19 nolu denklemde yer alan  $\eta$ , antenin ışınma verimini ve  $D$  ise yama antenin yönlülüğünü ifade etmektedir. Kullanılan  $\theta$  açısı yatay düzlemdeki (azimuth düzlem) açı,  $\phi$  açısı ise dikey düzlemdeki (elevasyon düzlem) açıdır [40].

Bir antenin yönlülüğü, verilen doğrultuda ışınma yoğunluğunun antenden her yönden ortalama ışınma yoğunluğuna oranı olarak tanımlanır. Antenin çok yönlü olması durumunda

yayılacak enerjiye kıyasla bu yönlerde yayılan enerji miktarları arasındaki oran, kazancı olarak bilinir [38,41].

#### 2.5.4. Bantgenişliği (BW)

Bantgenişliği (BW), antenin düzgün şekilde yayılabildiği veya enerji alabildiği frekans aralığını tanımlar. Öncelikle, bant genişliği terimi, tahsis edilmiş bir servis alanının en düşük ile en yüksek olan frekans aralığını ifade eder. Genel bir kural olarak, frekans aralığı ne kadar yüksek olursa, verilen anten tasarımı için bant genişliği o kadar geniş olur. Aynı şekilde, frekans aralığı ne kadar düşük olursa, antenlerin yeterli bantgenişliğine sahip olması o kadar zorlaşır. Bir antenin ne kadar verimli çalıştığını değerlendirmek için performans parametrelerinden VSWR'sini bilmek gerekir. Bir  $VSWR \leq 2$  ( $RL \leq -9.5$  dB) iyi performans sağlar [41-42]. Geniş ve dar bantgenişliği denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$BW_{broadband} = \frac{f_H}{f_L} \quad (2.20)$$

$$BW_{narrowband}(\%) = \left[ \frac{f_H - f_L}{f_c} \right] \times 100 \quad (2.21)$$

2.20 ve 2.21 denklemlerinde yer alan  $f_L$ , düşük frekans  $f_H$ , yüksek frekans ve  $f_c$  merkez frekansı ifade etmektedir.

#### 2.5.5. Giriş empedans uygunluğu

Maksimum güç aktarımı teorisi, azami gücün sabit iç empedanslı bir kaynaktan yüke aktarılması için yük empedansının kaynağınki ile aynı olması gerektiğini belirtir. “Derek Jacobi”

$$Z_s = Z_L^* \quad (2.22)$$

2.22 eşitliğinde  $Z_s$ , kaynağın empedansı  $Z_L$ , yük empedansı ve (\*) karmaşık eşleniği ifade eder.

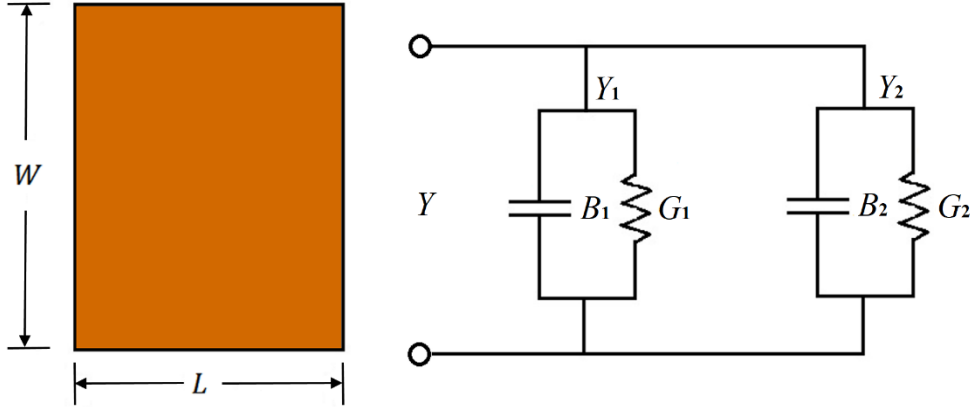
Mikrodalga uygulamalarının çoğu  $50 \Omega$  giriş empedansı ile tasarlanmıştır, bu nedenle tasarlanacak anteni  $50 \Omega$  ile eşleştirmek arzu edilen bir durumdur.

DMA' nın iletim hattı modeli için eşdeğer devresi Şekil 2.5.2'de gösterilmiştir. Işıma yapan her yama elemanı paralel iki eşdeğer admitansa eşit olup  $Y$  ile ifade edilebilir.

$$Y = \frac{1}{Z_L} = G + jB \quad (2.23)$$

Burada,  $G$  iletkenlik ve  $B$  suseptanstır.





Şekil 2.5.2. DMA'nın iletim hattı modeli için eşdeğer devresi

Özdeş iki admitanstan dolayı 2.24 ve 2.25 eşitlikleri yazılabilir.

$$Y_1 = Y_2 \quad (2.24)$$

$$G_1 = G_2, \quad B_1 = B_2 \quad (2.25)$$

İletkenlik genel anlamda aşağıdaki şekilde ifade edilir [26,43].

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (2.26)$$

Burada,  $P_{rad}$  ışınma gücünü ve  $V_0$  oluk (slot) voltaj değerini ifade eder.

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta \, d\theta \quad (2.27)$$

2.27 eşitliğinde verilen  $P_{rad}$  ışınma gücü 2.26 denkleminde yerine yazılırsa 2.28 denklem eşitliği elde edilir.

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta \, d\theta \quad (2.28)$$

Burada  $k_0$  serbest uzay için faz sabitidir ve  $\frac{2\pi}{\lambda_0}$  olarak ifade edilir. 2.22 eşitliğinde verilen kaynak ve yük empedansları ayrıştırıldığında;

$$Z_S = R_S + jX_S = Z_L^* = R_L - jX_L \quad (2.29)$$

$$Z_S = \frac{1}{Y_S} = R_S = \frac{1}{2G_1} \quad (2.30)$$

Şekil 2.5.2'de gösterilen paralel eşdeğer girişin etkileri dikkate alınarak rezonans giriş direnci aşağıdaki denklem olarak yazılabilir [26,44].

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \mp G_{12})} \quad (2.31)$$

2.31 denkleminde verilen artı (+) işareti, yamanın altında ve yuvalar arasında tek (asimetrik) rezonans voltaj dağılımına sahip modlar için kullanılırken, eksi (-) işareti çift (simetrik) rezonans voltaj dağılımına sahip modlar için kullanılır. Paralel olarak verilen iletkenliklerin uzak alandaki ifadesi 2.32 denklemi ile ifade edilebilir.

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \iint_S E_1 x H_2^* \cdot d_S \quad (2.32)$$

Burada  $E_1$ ,  $Y_1$  tarafından yayılan elektrik alanını  $H_2$ ,  $Y_2$  tarafından yayılan manyetik alanını belirtir.

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta \, d\theta \quad (2.33)$$

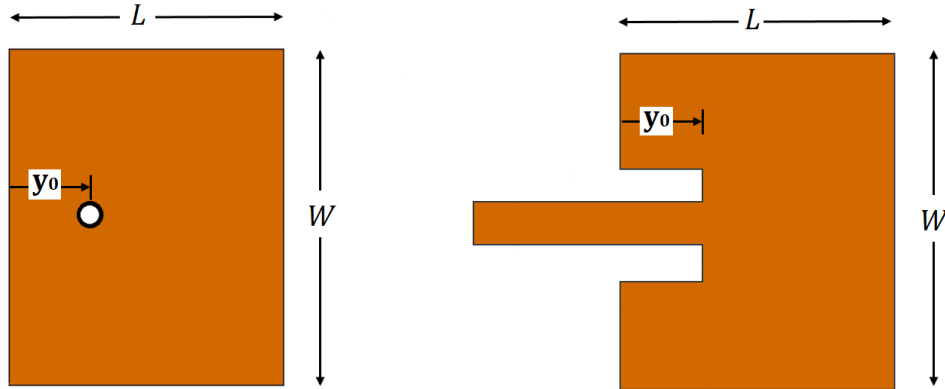
Burada  $J_0$ , sıfırıncı sıranın birinci türden Bessel fonksiyonu  $k_0$  dalga numarasıdır.

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \mp G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (2.34)$$

Sonuç olarak, mikroşerit yamanın besleme noktasının pozisyonu (bu noktada yamanın empedansı  $50 \, \Omega$  'dur) aşağıdaki denklemden bulunabilir.

$$R_{in}(y_0) = R_{in}(0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (2.35)$$

Denklemlerden (2.22) - (2.35), mikroşerit yama anten empedansının yalıtkan malzemenin dielektrik geçirgenliğine veya bunun kalınlığına bağlı olmadığını söyleyebiliriz. Rezonans giriş direnci (empedans), yamanın genişliğine ( $W$ ) bağlıdır, artan  $W$ , yamanın Şekil 2.5.3'te gösterildiği gibi giriş direncini azaltır [45].



Şekil 2.5.3. DMA'nın koaksiyel ve içe girintili modeller için besleme konumu

## 2.6. Dizi Antenler

Tek bir anten üzerinde performans artışı için geometrik olarak bir araya getirilmiş iki veya daha fazla yama elemanının birleşimine anten dizisi veya faz dizisi denir. Tek bir yama anteni kullanmak zayıf kazanç ve sınırlı ışımaya düzeni sağlar. Bununla birlikte, çoklu yama antenlerini “dizi” ile birleştirilerek, belirli yönde istenilen ışımaya geliştirecek ve radyasyonu kontrol etmemiz için bize esneklik sunacaktır. Dizi antenler mevcut anten besleme yöntemleri ile oluşturulabilir. Teorik hesaplamalarda dizi antenin ışımaya örüntüsünün yönlü ve toplam kazancın yüksek olması için özdeş elemanlı antenler tercih edilir. Tasarım ve üretim yönünden kolaylık sağlayan mikroşerit antenler, dizi olarakta bu gereksinimi karşılamaktadırlar [34,38].

Dizi antenler, geniş bant, yüksek kazanç ve yönlü ışımaya gerektiren; uydu iletişimi, kablosuz iletişim, radar iletişimi gibi birçok uygulamada büyük rol oynayıp yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Dizi antenlerde  $E$  ve  $H$  vektörel bir büyüklük olup her bir ışıyan elemanın vektörel toplamıyla hesaplanır. Belirli bir doğrultuda ışımaya örüntüsünü elde etmek için dizi antende aynı yönde ışıyan alanların birbirine eklenmesi, istenilmeyen yöndeki ışıyan alanların yok edilmesi ile sağlanabilir.

Dizi antenin ana avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Bütün olarak antenin kazancını ve performansını artırır.
- Giden ve gelen sinyallerin yönlerini iyileştirir.
- Ana lobun ışın genişliğini azaltarak anteni belirli bir yönde hareket ettirir.

### 2.6.1. Doğrusal dizi antenler

Doğrusal dizi anten, geometrik olarak çizgiler halinde yapılandırılmıştır. Dizi elemanlarının ( $Z$ ) ekseninde düzgün bir aralık ( $d$ ) olacak şekilde yerleştirilmesi ile oluşan doğrusal dizi anten Şekil 2.6.1’de gösterilmiştir.

Doğrusal anten dizisinin asıl ışımaya kalıbı, dizi çarpan faktörünün ( $AF$ ) ve eleman alanının büyüklüğüdür [26]. Dizi çarpan eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

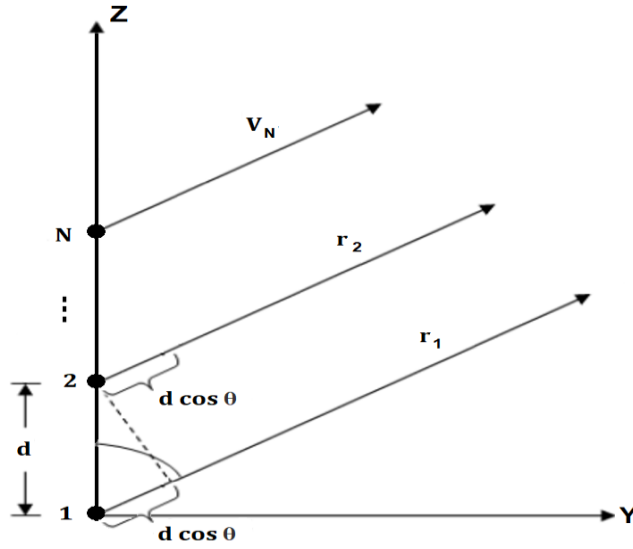
$$AF = 1 + e^{j(kdcos\theta+\beta)} + e^{j2(kdcos\theta+\beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kdcos\theta+\beta)} \quad (2.36)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kdcos\theta+\beta)} \quad (2.37)$$

$(kdcos\theta + \beta)$  ifadesini  $\psi$  sembolüyle kısaltacak olursak, Dizi çarpan eşitliği aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2.38)$$

Burada;  $\beta$  iki dizi elemanın arasındaki faz farkı,  $N$  ise dizi faktörünün maksimum değeridir.



Şekil 2.6.1. Z ekseninde belirli aralıklarla dizilmiş doğrusal dizi anten

#### Avantajları:

- Doğrusal dizi anten tasarımı basit ve kolaydır.
- Anten ışınma örüntü düzenini iyileştirir.

#### Dezavantajları:

- Doğrusal anten dizisi, ana hüzmeyi yalnızca bir kutup düzleminde ( $\theta$  veya  $\varphi$ ) tarayabilir.

#### 2.6.2. Düzlemsel dizi antenler

Düzlemsel dizi anteni, hem aktif hem de parazitik olan tüm öğelerin bir düzlemde olduğu bir antendir. Elemanlar iki boyuta yerleştirildiklerinden, düzlemsel bir dizinin dizi faktörü, biri x eksenine boyunca diğeri y eksenine boyunca iki doğrusal dizinin dizi faktörlerinin çarpımı olarak ifade edilebilir. Şekil 2.6.2’de X-Y eksenine bırakılmış düzlemsel dizi anten gösterilmiştir [26,38].

$$AF_{planar} = (AF_x) \cdot (AF_y) \quad (2.39)$$

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1 \sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{M \sin\left(\frac{1}{2}\psi_x\right)} \right\} \left\{ \frac{1 \sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \right\} \quad (2.40)$$

$$\psi_x = kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x \quad (2.41)$$

$$\psi_y = kd_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y \quad (2.42)$$

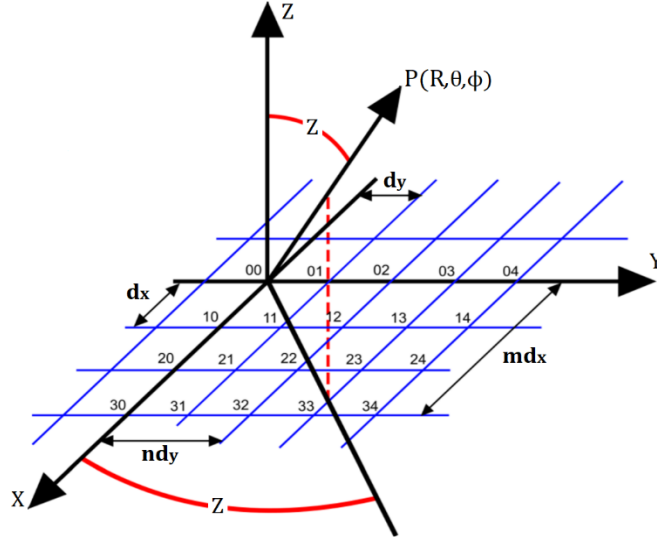
Burda  $k$  dalga vektör sabitesi,  $\beta$  ise faz farkıdır.

### Avantajları:

- Düzlemsel dizi antenler geniş bir açıklık sağlar ve her bir elemanın nispi fazını değiştirerek yönlü ışın kontrolü için kullanılabilir.
- Düzlemsel dizi antenler daha fazla eleman barındırmasına rağmen, doğrusal dizi antenlere göre daha fazla kazanç sunar.
- Düzlemsel bir dizi, aktif düzlemin arkasındaki yansıtıcı bir ekran ile kullanılabilir.
- Çok amaçlı uygulamalarda düşük kenarlı loblarla daha simetrik örüntüler meydana getirir.

### Dezavantajları:

- Düzlemsel dizilerin tasarımı karmaşıktır.
- Bu tip antenler daha çok elektronik devreler ile kontrol edilen faz değiştiricilerinde kullanılır.



Şekil 2.6.2. X-Y eksenine bırakılmış düzlemsel dizi anten

### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

#### 3.1. Materyal

Bu bölümde doktora çalışması süresince yararlanılan materyallerden; yalıtkan malzemeler, ölçüm cihazı ve baskı makinesi kısaca değinilmiştir.

##### 3.1.1. Yalıtkan malzeme seçimi ve özellikleri

Anten tasarımlarında ilk adım uygun bir alt tabaka (yalıtkan malzeme) seçimi yapmaktır. Alt tabaka, antenin mekanik desteği için temel olarak gereklidir. Bu desteği sağlamak için kullanılan alt tabaka, antenin devre ve iletim hattının elektriksel performansını etkileyebilecek bir dielektrik malzemedir oluşmalı, elektrik ve mekanik gereksinimleri aynı anda desteklemelidir [46].

##### A. Yalıtkan malzeme seçim kriterleri

Anten tasarımında yalıtkan malzeme seçilirken aşağıdaki parametreler dikkate alınmalıdır [46]:

- a) Dielektrik geçirgenliği ve kayıp tanjant dağılımı,
- b) Sıcaklık, nem ve yıpranma etkileri,
- c) Mekanik gereksinimler; uygunluk, işlenebilirlik, lehimlenebilirlik, ağırlık, vb.
- d) Maliyet.

##### B. Yüzey dalga uyarımı

Antenlerde dielektrik-hava ara yüzeyinde yüzey dalgalar uyarılabilir. Uyarılan yüzey dalgaları istenilmeyen ışınların sona ermesine neden olur. Ek olarak, dizi elemanları arasında istenmeyen eşleşmelere yol açabilirler. Yüzey dalga kayıpları, dielektrik sabitine  $\epsilon_r$  ve yalıtkan malzemenin kalınlığına  $h$  bağlıdır [46].

##### C. Yalıtkan malzemenin frekans dağılımı

Dielektrik sabiti ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjant ( $\tan\delta$ ) bağımlılığı malzemenin frekans dağılımı olarak adlandırılır. 100 GHz'e kadar olan frekanslar için (Basılı antenler için tipik aralıklar  $< 30$  GHz'dir), dağılımı pratikte göz ardı edilebilir. Ancak, kayıplar frekansta gözle görülür değişiklikler göstermektedir. Genel olarak kayıp, frekans sıklığında artar [46].

#### **D. Yalıtkan malzemenin etkin dağılımı**

Rogers yalıtkan malzemeler, şerit hattı ve mikroşerit devre uygulamaları için tasarlanmıştır. Eşsiz dolgu maddesi, yüksek performanslı, ağırlığa duyarlı uygulamalar için faydalı olan düşük yoğunluklu, hafif bir malzeme ile uyarlanmıştır. Bu tür malzemelerin düşük dielektrik sabitleri farklı panellerde ve geniş bir frekans aralığında sabittir. Bu malzemeler, cam mikro fiberler kullanılarak güçlendirilmişlerdir. Dielektrik sabitleri diğer ürünlerinkinden daha düşüktür ve daha yüksek frekans bantları için uygundur. Bu tür malzemeler, iyi ışıma verimliliği için (kuvars, PTFE ve reçine) gibi alt tabakaları kullanır ve elektriksel performansları oldukça iyidir ancak mobil iletişim, doğrudan yayın yapan uydu alımı gibi ticari uygulamalarda onları yerleştirmek yüksek maliyet gerektirir [47].

FR4 substrat malzemesi ise, dokuma camla takviye edilmiş bir epoksi matrisinden oluşur. Epoksi reçine ve fiber camın bu bileşimi kalınlık bakımından değişir ve yöne bağlıdır. Polimer reçine kompozitlerin özelliklerinden biri, malzeme özelliklerini kaybetmeden yeniden şekillendirilebilmesidir. Malzemenin bileşim oranı % 40 epoksi reçinedir ve % 60 fiber camdır [47-48]. Genellikle basılan antenlerin maliyeti alt tabaka malzemesine bağlıdır ve sadece FR4, 1 GHz aralığının üzerindeki basılı antenler için piyasada satılan düşük maliyetli malzeme olarak bilinir [46].

Tez çalışmamızın tasarım aşamalarında Rogers, RT / Duroid ve FR4 yalıtkan malzemeler tercih edilmiş olup, kolay elde edilebilmesi, ucuz maliyetinden dolayı FR4 malzeme ile baskı kartlar çıkartılmıştır.

#### **E. İletken malzeme seçimi**

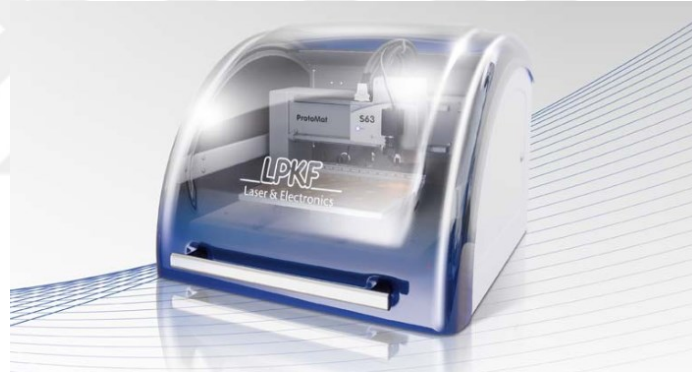
Hem yama (ışıma alanı) hem de zemin düzlemi (toprak) için iletken metallerin seçimi, önerilen antenlerin etkin performansını garanti etmek için önemli bir rol oynar. Bakır, altın, gümüş ve diğer metaller günümüzde ticari amaçlarla kullanılacak iletken malzemelerdir. Çok düşük elektriksel yüzey direnci değerine sahip iletken malzeme genellikle, antenin elektriksel kayıplarını azaltmak için seçilir [49]. Bu tez çalışmamızda kullanılan yalıtkan ve iletken malzemelerinin elektriksel özellikleri Çizelge 3.1’de verilmiştir.

##### **3.1.2. Baskı devre kartı prototipi (LPKF)**

Bu tez çalışmasında HFSS yazılımı ile tasarlanan ve prototipi hazırlanan bazı MA kartlarının çıkartılmasında LPKF–ProtoMatS63 makinesi kullanılmıştır [50]. Tek ve çift taraflı devre kartlarındaki bakır katmanları seçici olarak kaldırma ve kartlarda gerekli tüm delikleri açma tekniklerini sergileyen bu cihaz, FR4, seramik, duroid gibi çeşitli yüzeylere uygulanabilir. Şekil 3.1’de LPKF–ProtoMatS63 makinesi gösterilmiştir.

Çizelge 3.1. İletken ve yalıtkan malzemelerin elektriksel özellikleri [26,51-53]

Malzeme Parametre	Rogers Ultralam 1217	Rogers Kappa 438	RT Duroid 5870	RT Duroid 5880	FR4	Saf Bakır
Dielektrik Sabiti, $\epsilon_r$	2.17 ± 0.02	4.38	2.33 ± 0.02	2.20 ± 0.02	4.25 – 4.55	-
Kayıp Tanjant, $\tan\delta$	0.0009	0.0050	0.0012	0.0009	0.0160	-
Kalınlık, $h$ (mm)	1.575	2.4	1.575	3.175	1.6 / 3.2	0.018 / 0.070
İletkenlik, S/m	-	-	-	-	-	5.96e+007



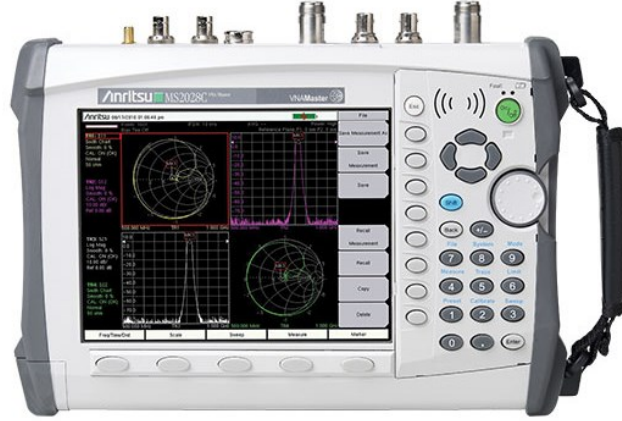
Şekil 3.1. LPKF–ProtoMatS63 Makinesi

### 3.1.3. Vektör ağ analizör cihazı

Bu tez kapsamında farklı parametrelere ayarlanabilme ve geniş spektrumda kullanabilme ve S (S11, S12, S21, S22) parametrelerinin ölçümü için vektör ağ analizörü (VNA) kullanılmıştır. Anritsu MS2028C VNA 2 port 10 KHz - 20 GHz taşınabilir vektör ağ analizör cihazı Şekil 3.2’de gösterilmiştir.

Vektör ağ analizörü, giriş empedansı, RL, VSWR ve diğer birçok ağ karakteristiğinin okunması için bir ağdan iletilen ve yansıyan dalgaları işler. Matematiksel bir hata düzeltme / kalibrasyon tekniği kullanır. 2 portlu, 2 yollu ölçümler için elde taşınabilir çözümde benzersiz performans sunan bu tür bir cihaz mikrodalga frekanslarında bile çok hassas devre ölçümleri yapabilir [54].





Şekil 3.2. Anritsu MS2028C vektör ağ analizörü

### 3.2. Yöntem

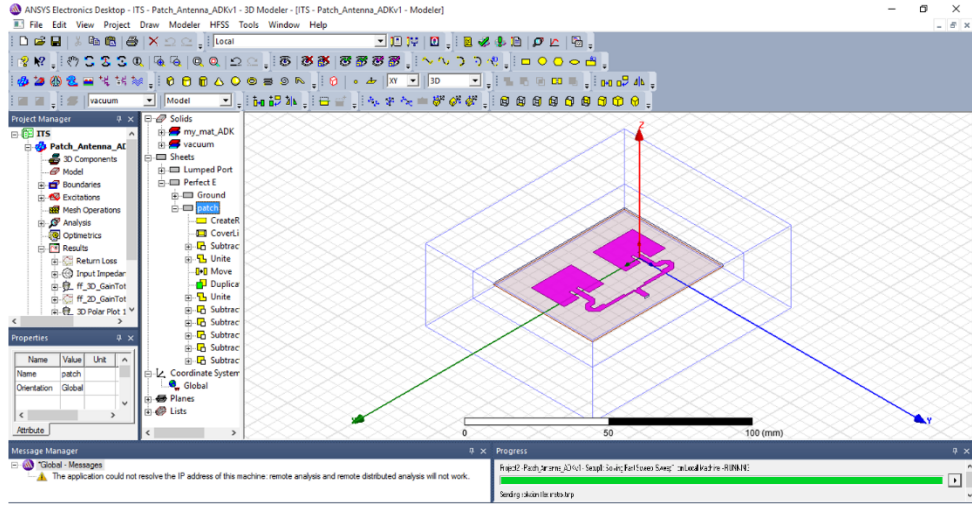
Bu bölümde doktora çalışması süresince yararlanılan yöntemlerden; üç boyutlu pasif cihazların modellenmesinde kullanılan yüksek frekans yapı simülatörü (HFSS), çeyrek dalga dönüştürücü ve şerit bükme modeli kısaca değinilmiştir.

#### 3.2.1. Yüksek frekans yapı simülatörü (HFSS)

HFSS, üç boyutlu pasif cihazların modellenmesi için yüksek performanslı bir (Sonlu Elemanlar Yöntemi - Finite Element Method) FEM tabanlı tam dalga elektromanyetik (EM) yazılım paketidir. Standart doğruluğu, gelişmiş çözücü ve hesaplama teknolojisi, onu yüksek frekanslı ve yüksek hızlı elektronik bileşenler tasarlayan mühendisler için kullanışlı ve tercih edilen bir araç haline getirir. HFSS simülasyon, görselleştirme, katı modelleme ve üç boyutlu elektromanyetik problemleri kabul edilebilir doğrulukta çözmenin yanı sıra bütünlük sağlayıp birleştirir. Ayrıca karmaşık yapılarda istenilen uygun çözüm elde etmek için parametrik ve optimizasyon işlemlerini sergiler [55]. Bu tez çalışmasında, anten simülasyonları ve sayısal sonuçlar için (ANSYS HFSS, sürüm 15.2 paketi) kullanılmıştır. Şekil 3.3.1’de HFSS kullanıcı ara yüzü gösterilmiştir [56]. HFSS’de modellenen bir yapı, daha güvenilir sonuçlar elde etmek için uyarmalı örgüleme ile tanımlanır. S parametreleri, rezonans frekansları, ışıma düzenleri ve alanları yazılım tarafından hesaplanır ve parlak grafikleri ile görselleştirilir.

ANSYS HFSS editöründe görünen mevcut paneller aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

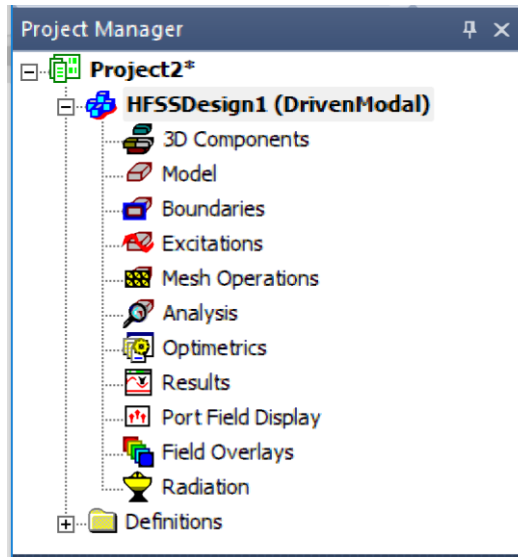
- Proje yöneticisi
- Mesaj yöneticisi penceresi
- İşlemlerin yürütüldüğü pencere
- 3 boyutlu modelleme penceresi



Şekil 3.3.1. HFSS kullanıcı ara yüzü

HFSS ile proje aşamalarını gösteren proje yönetici paneli Şekil 3.3.2’de gösterilmiştir. HFSS ile anten simülasyonları genel anlamda yedi aşamaya ayrılabilir:

- Çözüm tipinin belirlenmesi,
- Yalıtkan malzeme seçimi,
- Anten yapısının modellenmesi,
- Portların uyarılması,
- Sınır şartlarının oluşturma,
- Çözüm parametrelerinin ayarlanması,
- Analiz sonuçların alınıp değerlendirilmesi.

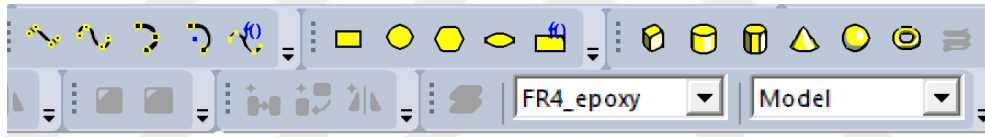


Şekil 3.3.2. Proje yöneticisi penceresi

HFSS’de çözüm türleri olarak; tahrikli modal, tahrikli terminal ve tahrikli anlık kullanılır. Bu çözüm türlerinden, modal ve terminal çözümleri bu tezimizde çalışılmıştır.

Mod tabanlı S parametrelerinin hesaplanmasında; kaynak ve hesaplama olay düzlemi dalga saçılması ile sürülen yapılarda tahrikli modal çözüm tipi kullanılır. Koaksiyel kablo gibi çok iletkenli iletim hattı portları kaynak olarak kullanıldığında, tahrikli terminal çözüm tipi kullanılır. Tasarlanacak antenin yapısı iki boyutlu, üç boyutlu veya bunların birleşimi şeklinde modellenebilir [57].

HFSS bir, iki veya üç boyutlu çizime izin verir. Nesnelere doğrudan veya denklem tabanlı çizilebilir. Düz çizgi, yaylı çizgi vb. gibi poliller adı verilen bir boyutlu nesnelere açık nesnelere dir. Boyları vardır ancak yüzey veya hacim yoktur. Bu nesnelere genellikle iki boyutlu nesnelere oluşturmak için kullanılır. Dikdörtgenler, daireler, bağlı poliller vb. gibi yüzeyler, hacmi olmayan bir bölgeyi çevreleyen iki boyutlu ve kapalı tabaka nesnesidir. Kutular, silindireler, koniler vb. gibi üç boyutlu nesnelere doğrudan çizilebilir veya iki boyutlu nesnelere manipüle edilmesiyle meydana getirilebilir [57]. Anten yapısını çizdikten sonra, üç boyutlu nesnelere için hava, bakır, FR4, RT / Duroid vb. gibi malzeme atamaları ve iki boyutlu nesnelere için mükemmel elektrik ve mükemmel manyetik sınırlar gibi sınır atamaları yapılır. HFSS kullanıcı arayüzünde üst araç kutularından yararlanılarak farklı anten modelleri tasarlanabilir. Şekil 3.3.3'te HFSS çizim araç kutuları gösterilmiştir.



Şekil 3.3.3. HFSS çizim araç kutuları

Bu tez çalışmamızda tasarlanan antenlerdeki ışınma bölgeleri (yama), besleyiciler ve toprak düzlemleri mükemmel elektrik sınırı olarak atanan iki boyutlu nesnelere ile FR4, Rogers Kappa, Rogers Ultralam ve RT / Duroid alt tabaka plakalar ise üç boyutlu olarak modellenmiştir. HFSS'de dalga portu, topaklı port ve terminal portu gibi uyarılar; elektromanyetik alan kaynaklarını, yükleri, akımları veya nesnelere veya yüzeylerdeki gerilimleri belirtmek için kullanılır. Bu tezde dalga portları ve topaklı portlar kullanılmıştır. Dalga portları, uyarı sinyallerinin anten geometrisinde girip çıktığı yerleri temsil eder. Şerit çizgileri ve koaksiyel kablolar gibi dalga kılavuzu yapılarını modellemek için kullanılırlar. Dalga port noktalarından farklı olarak, topaklanmış port noktaları yapının içine yerleştirilebilir. Dalga portları kompleks kullanıcı tanımlı empedansa sahiptir ve S parametrelerini doğrudan porttan hesaplar [57].

Sınır koşulları, anten bölgesinin sınırları üzerindeki alan davranışını ve nesne arayüzlerini belirtir. HFSS'de, mükemmel elektrik sınırı, ışınma sınırı, (PML) mükemmel uyumlu katman, farklı amaçlara sahip topaklanmış RLC gibi birçok sınır koşulu vardır. Tezimizde tüm simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması ve doğrulanması için ışınma ve

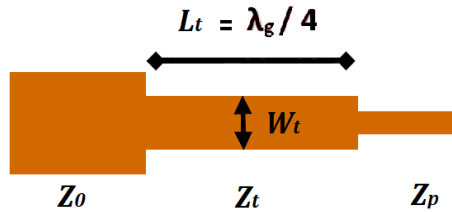
mükemmel elektrik sınırlar kullanılmıştır. HFSS’de çözüm frekansı, genellikle merkez frekansına veya çalışma frekans bandının yaklaşık ortalama frekansına ayarlanır. Yapıyı çözmek için bir frekans aralığı kullanılırsa, bir frekans taraması (çalışma frekans bandı) tanımlanır. Ardından, çözüm frekansında uyarlamalı bir analiz gerçekleştirilir ve taramadaki frekanslar için yapılan tüm hesaplamalar çözüm frekansına dayalı olarak yapılır [57].

Uyarlamalı analizde HFSS, örgülü ağ veya sonlu eleman boyutlarını iyileştirir. Uyarlamalı çözmenin diğer bir sınırlayıcı kriteri, maksimum delta S parametresidir. Delta S, S parametresinin ardışık iki geçiş arasındaki değişiminin büyüklüğüdür. Delta S, bitişik iki yineleme arasında girilen maksimum Delta S değerinden düşükse, uyarlamalı analiz durur. Aksi takdirde, adaptif çözüm maksimum geçiş sayısına ulaşana kadar devam eder [57]. Tez çalışmamızda modellenen anten simülasyonları, çözüm frekansı 2.4 GHz, 5.8 GHz ve 10 GHz olup frekans taraması 1 GHz ve 15 GHz arasında, maksimum faz-geçiş sayısı parametresi 15, maksimum delta S parametresi 0.02 olarak ayarlanmıştır.

HFSS ile modellemenin son adımı, işlem sonrası sonuçları elde etmektir. Program bir çözüm üretirken veya tamamlandığında yakınsama bilgileri, hesaplama kaynakları, ağ istatistikleri, S parametreleri, empedanslar ve ışınma örüntüleri görüntülenebilir, çizilebilir ve dışa aktarılabilir.

### 3.2.2. Çeyrek dalga dönüştürücü

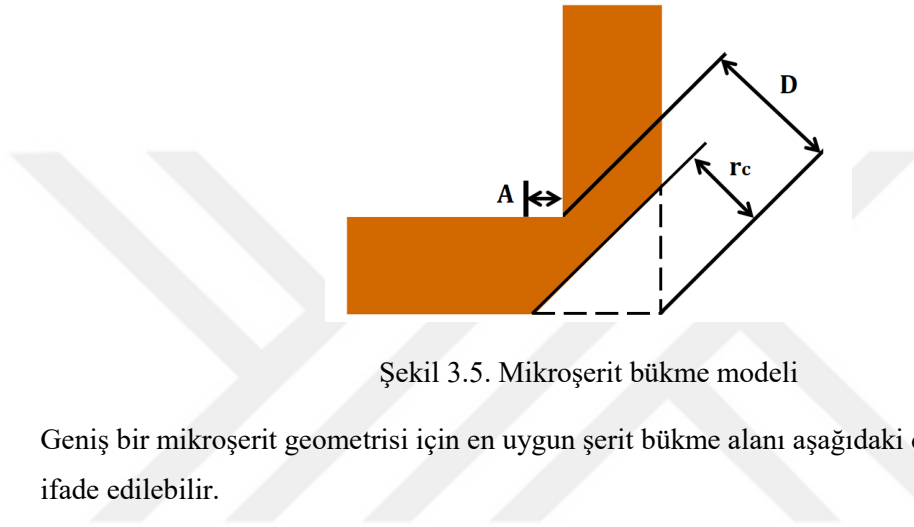
Dizi anten tasarımlarında her bir elemanın empedans uyumu için pek çok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden biri çeyrek dalga dönüştürücüsüdür. Çeyrek dalga dönüştürücüsü, iki farklı sistemi birbirine uyumlu hale getirir. [58-59]. Şekil 3.4’te gösterilen çeyrek dalga dönüştürücüsü, çalışma frekansında minimum yansıma vererek empedans eşleşmesini sağlar. Çeyrek dalga dönüşümlü mikroşerit iletim hattı için,  $50 \Omega$  standart mikroşerit besleme hat empedansı ( $Z_0$ ) ve yamanın giriş empedansı ( $Z_p$ ) arası çeyrek dalga dönüşümü ile iletim hattının uzunluğu ( $L_t$ ), genişliği ( $W_t$ ) ve karakteristik empedansı ( $Z_t$ ) (2.9) – (2.12) ile ifade edilebilir.



Şekil 3.4. Mikroşerit çeyrek dalga dönüştürücü

### 3.2.3. Şerit bükme yöntemi

Dizi anten tasarımlarında mikroşerit iletim hatları oluşturulurken, 90 derecelik ani bir viraj alma, şeritteki sinyalin önemli bir kısmının tekrar kaynağa doğru yansıtılmasına neden olabilir. Ayrıca iletim hattında 90 derecelik bir bükülme (kıvrılma), iletim hattına az miktarda kapasitif yüklemeler ekler ve bu da bir tutarsızlığa neden olur. Bu nedenle bu teknik, kıvrılma ve yansımaları azaltmak için kullanılır [60]. Mikroşerit çizgilerinde farklı bükme yöntemleri vardır. Bunlar, kademeli virajlar, kademeli t-kavşağı, kademeli adım [61-62] olarak örnek verilebilir. Şekil 3.5’de, mikroşerit dilimli bükme modeli gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Mikroşerit bükme modeli

Geniş bir mikroşerit geometrisi için en uygun şerit bükme alanı aşağıdaki denklemler ile [63] ifade edilebilir.

$$D = w_i \sqrt{2} \quad (2.43)$$

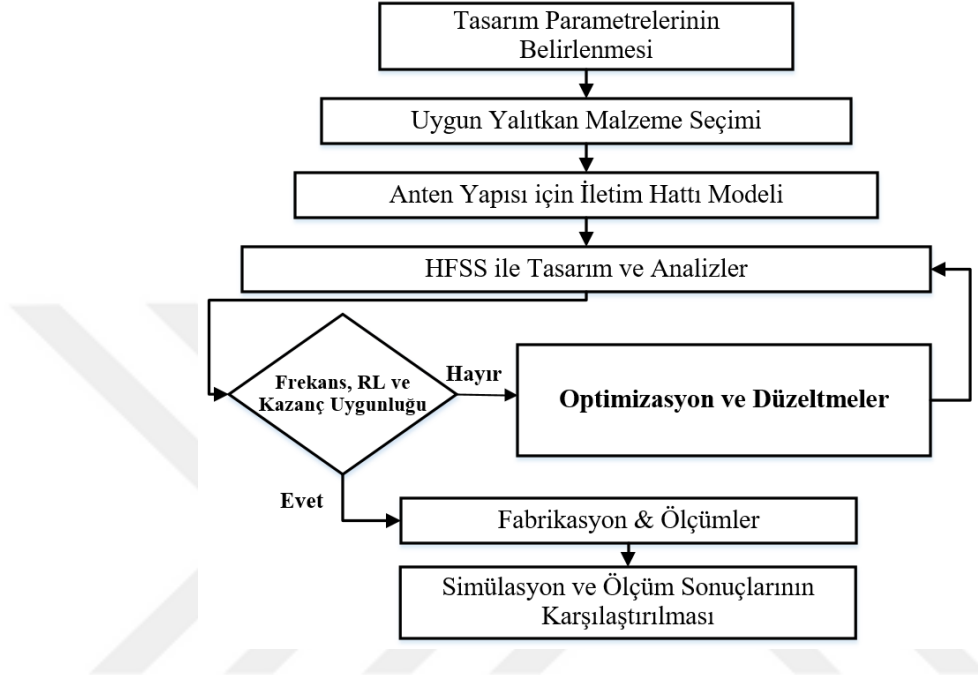
$$r_c = D(0.52 + 0.65 \exp(-1.35 \frac{w_i}{h})) \quad (2.44)$$

$$A = (r_c - \frac{D}{2}) \sqrt{2} \quad (2.45)$$

Burda  $D$  kare köşegen uzunluğu,  $r_c$  merkez köşe dönme yüksekliği,  $A$  en uygun bükme alanı kenar uzunluğu,  $h$  yalıtım tabakasının kalınlığı ve  $w_i$ , mikroşerit çizgi genişliğidir.

#### 4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Bu bölümde HFSS paket programı ile simüle edilen, prototipleri hazırlanan ve VNA ile ölçülen MA'ların analizleri yapıp parametrik ve karakteristik özellikleri tartışılacaktır. MA tasarımları modellenirken parametrelerin en uygun şekilde belirlenebilmesi için Şekil 4.1'de verilen akış diyagramı izlenilmiştir.

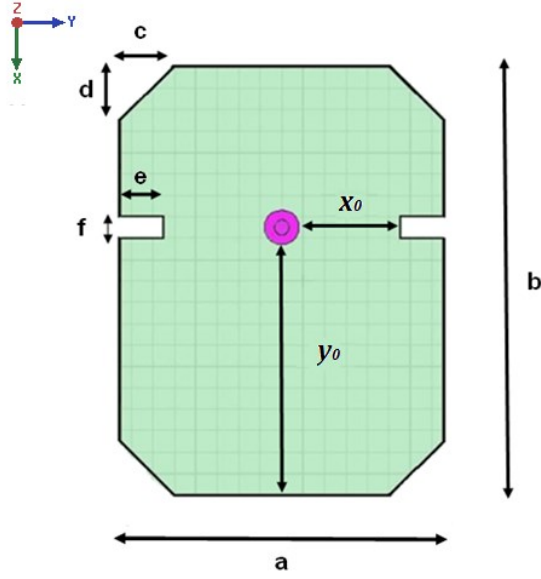


Şekil 4.1. Anten modelleme ve tasarım aşamalarında izlenen akış diyagramı

##### 4.1. 2.4 GHz WLAN Uygulamaları için Yüksek Kazançlı Mikroşerit Anten Tasarımı

DMA düzlemsel yapısı, hafifliği ve küçük boyutları nedeniyle (Kablosuz Yerel Alan Ağ) WLAN, mobil haberleşme cihazlarında kullanılmaktadır. WLAN uygulamaları kapsamında antenin merkez frekansı 2.4 GHz olarak seçilmiştir. Tasarımda yalıtkan malzeme profili için dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) düşük olan, 90 mm x 100 mm boyutlu Rogers RT/duroid 5880™ tercih edilmiştir. Şekil 4.1.1'de 2.4 GHz frekansında çalışan koaksiyel beslemeli DMA gösterilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.4$  GHz
- $\epsilon_r = 2.2$  ( $\tan\delta = 0.0009$ )
- $h = 3.2$  mm



Şekil 4.1.1. Önerilen koaksiyel beslemeli DMA

TLM denklemlerinden (2.1) - (2.7) eşitlikleri kullanılarak, DMA yamanın boyutları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

- Yama Genişliği ( $W$ ) = 30 mm
- Yama Uzunluğu ( $L$ ) = 40 mm

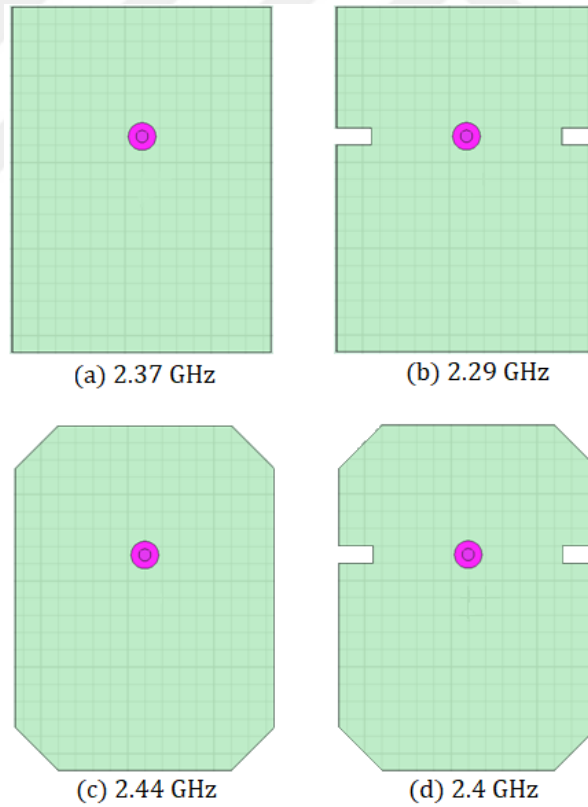
İstenen modda ışıma yapabilme, giriş empedans değerini seçebilme ve besleme noktasının pozisyonunu ayarlayabilme gibi esnek yapılarından dolayı [29], çalışmamızda temaslı besleme tekniklerinden koaksiyel besleme tercih edilmiştir. Antenin besleme noktasının dâhili bağlantı için (yama ile toprak zemin arası ve toprak zemin ile besleme noktası) PEC malzemesi seçilmiştir. Ayrıca harici bağlantı için (toprak zemin ile besleme noktası arası) “vacum” malzemesi seçilmiştir. Önerilen anten karakteristik empedansı 50  $\Omega$  olan koaksiyel kablo ile beslenmiştir. Empedans eşitliğinde SubMiniature version A (SMA) dişi probun besleme direnci, antenin karakteristik empedansı olan giriş empedansına uygun olması için dâhili ve harici koaksiyel bağlantıların yarıçapları sırasıyla 0.7 mm ve 1.6 mm (16 / 7) SMA yapısına benzetilmeye çalışılmıştır. Önerilen anten için giriş besleme konumu TLM denklemlerinden (2.15-a) ve (2.16) eşitliği yardımıyla, ( $x_0$ ,  $y_0$ ) koordinatları bulunmuştur. Tasarlanan antenin fiziksel boyutları Çizelge 4.1’de verilmiştir.

İletim hattı modelinin doğruluk derecesi çok iyi olmadığından, bulunan değerler ile yapılan simülasyon sonuçları istenilen özellikleri pek sağlamaz. Bu nedenle elde edilen değerler deneme-yanılma yoluyla değiştirilerek istenen anten özellikleri elde edilmeye çalışılmıştır.

Çizelge 4.1. Tasarlanan antenin fiziksel özellikleri

Parametre	Boyut (mm)	Parametre	Boyut (mm)
$a$	30	$e$	4
$b$	40	$f$	2
$c$	5	$x_0$	23.5
$d$	5	$y_0$	9.5

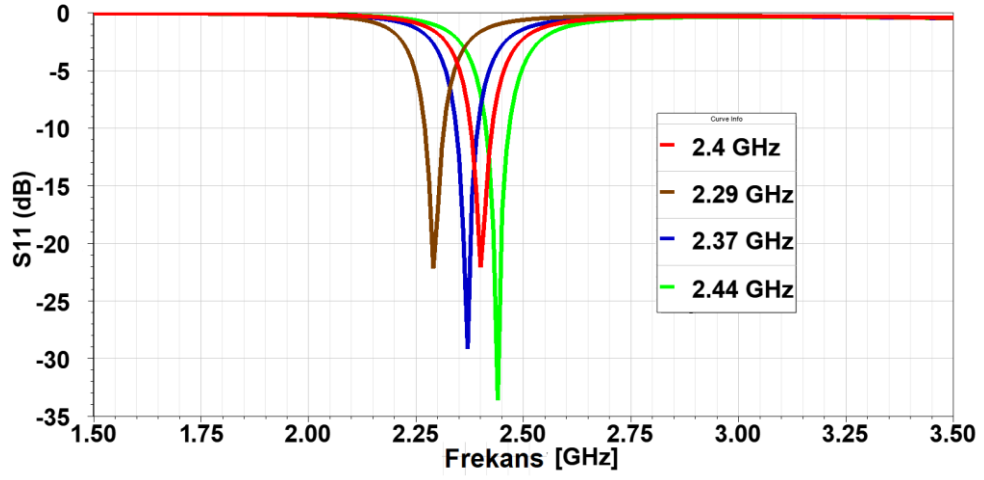
Koaksiyel beslemeli DMA'yı hedeflenen 2.4 GHz merkez frekansa çekmek ve kazanç yönünden iyileştirmek için oluk açma ve köşeleri kırma teknikleri kullanılmıştır. Amaçlanan antene yönelik iyileştirme adımlarının değişimleri Şekil 4.1.2'de gösterilmiştir. Her bir frekanstaki RL grafikleri ise Şekil 4.1.3'de verilmiştir.



Şekil 4.1.2. DMA tasarım evreleri

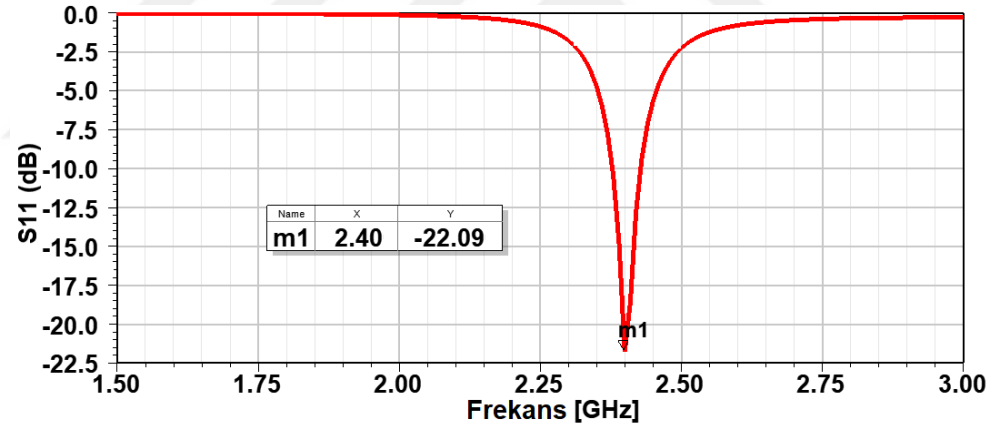
Antenlerde performansa yönelik parametrelerden biri RL değeri VSWR'dir. Literatürde kabul gören geri-dönüş kaybı kriter değeri  $RL \leq -9.54$  dB, duran dalga oranı kriter değeri ise  $VSWR \leq 2$ 'dir. Ayrıca geri dönüş kaybının artması, düşük VSWR'a karşılık gelir [35,64].



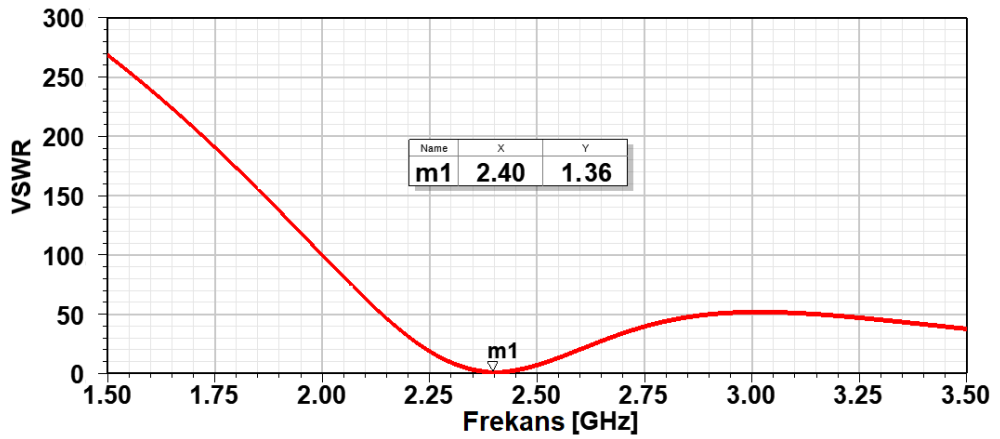


Şekil 4.1.3. DMA'nın tasarım aşamalarındaki RL grafikleri

DMA, HFSS simülasyon programı ile analiz edildiğinde elde edilen RL (S11) ve VSWR karakteristikleri Şekil 4.1.4 ve Şekil 4.1.5'te gösterilmiştir. Yaklaşık 10 dB geri-dönüş kaybı kriteri referans alınarak simülasyon sonucu incelendiğinde, önerilen anten maksimum ışınımı 2.4 GHz merkez frekansında yapmaktadır. Bu değer WLAN uygulamaları için kullanılabilir bir değerdir.

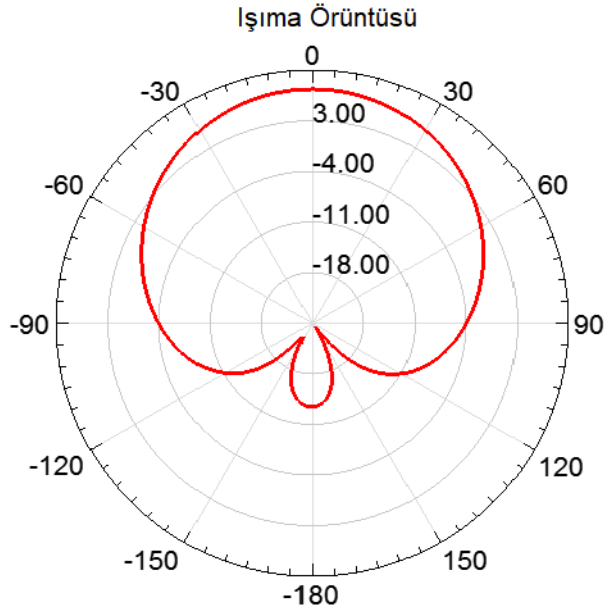


Şekil 4.1.4. DMA'nın RL grafiği



Şekil 4.1.5. DMA'nın VSWR grafiği

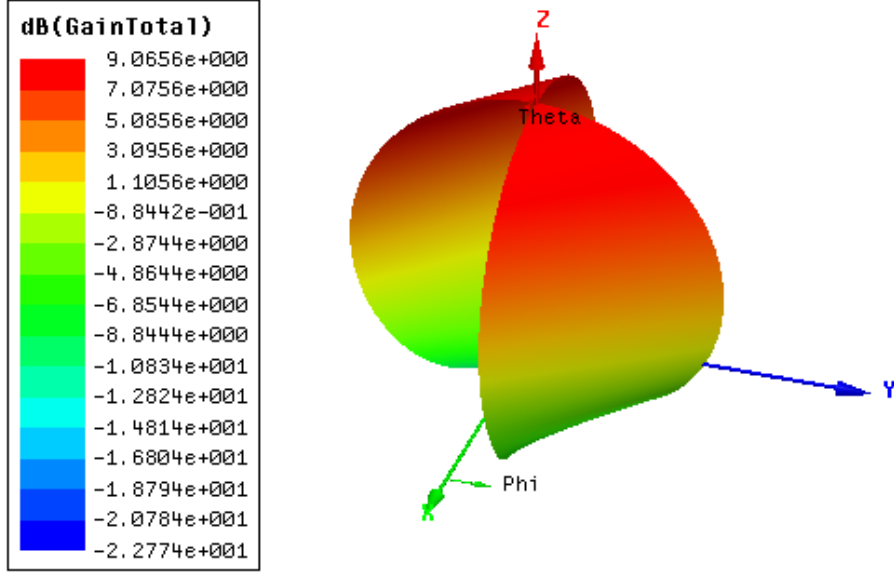
Merkez frekansı 2.4 GHz için antenin VSWR değeri 1.36'dır. VSWR değerinin çalışma frekansında, çok küçük değerlerde olması ( $VSWR \leq 2$ ) empedans uygunlaştırmasının iyi yapıldığını ve antenden geri yansımaların minimum seviyelerde yakınsadığını göstermiştir. Şekil 4.1.6'da 2.4 GHz merkez frekansı için kazanç-ışınım örüntüsü (2-boyutlu kartezyen çizim) yer almaktadır. Normal doğrultusunda maksimum kazanç, arka lobta minimum enerji yayılımı hedeflenmektedir. Dolayısıyla yapılan tasarım bu beklentiyi karşılamaktadır.



Şekil 4.1.6. DMA'nın 2-boyutlu kazanç ışınım örüntüsü

Şekil 4.1.7'de 2.4 GHz merkez frekansı için toplam kazanç-ışınım örüntüsü (3-boyutlu polar çizim) yer almaktadır. Antenin xy düzleminde, z ekseni (normal) doğrultusunda 9 dBi'lık kazanç özelliği bulunmaktadır.

Bu kısımda merkez 2.4 GHz frekanslı DMA'nın tasarımı ve simülasyonu yapılmıştır. Tasarlanan antenin performans parametreleri HFSS simülasyon programı kullanılarak değerlendirilmiştir. 60 MHz bant genişliğinde -22 dB geri dönüş kaybı elde edilmiş ve önerilen antenin maksimum kazanç değeri 9.06 dBi olarak bulunmuştur. Simülasyon sonuçları, tasarlanan antenin WLAN IEEE 802.11b/g standartları ile uyumlu alıcı-verici sistemlerde etkili olarak kullanılabilceğini göstermektedir. Küçük boyutlu ve yüksek kazançlı tasarlanan DMA günümüzün mobil cihazları için uygun bir yapıdadır.



Şekil 4.1.7. DMA'nın 3 boyutlu kazanç ışıma örüntüsü

#### 4.2. Yüksek Kazançlı, Geniş Bandlı, İki Katmanlı, Oluklu DMA Tasarımı ve Optimizasyonu

Bu kısımda, dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) = 4.4, kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) = 0.016 ve kalınlığı ( $h$ ) = 3.2 mm olan düşük maliyetli ve üretim kolaylığı sunan FR4 yalıtkan malzeme kullanılarak koaksiyel beslemeli DMA'nın kazanç ve bant genişliğini artırmaya yönelik analizler yapılmıştır. Antenin ışıma yapan yama yüzeyinde oluk (slot) açılıp besleme noktası kaydırılarak geniş bant elde edilmiş, hava boşluklu iki katmanlı yapıya dönüştürülerek yüksek kazanç sağlanmıştır. Malzeme seçiminden sonra başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

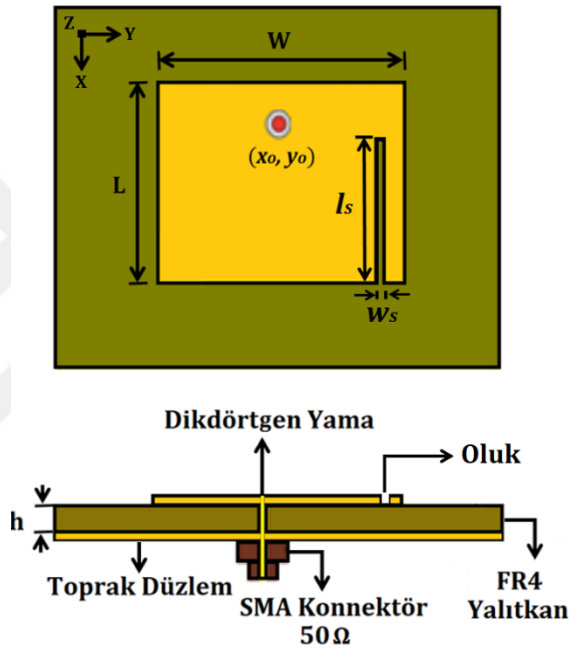
- $f_r = 3$  GHz
- $\epsilon_r = 4.4$  ( $\tan\delta = 0.016$ )
- $h = 3.2$  mm

TLM denklemlerinden (2.1) - (2.7) eşitlikleri kullanılarak, DMA yamanın boyutları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

- *Yama Genişliği* ( $W$ ) = (30.43) mm
- *Yama Uzunluğu* ( $L$ ) = (22.66) mm

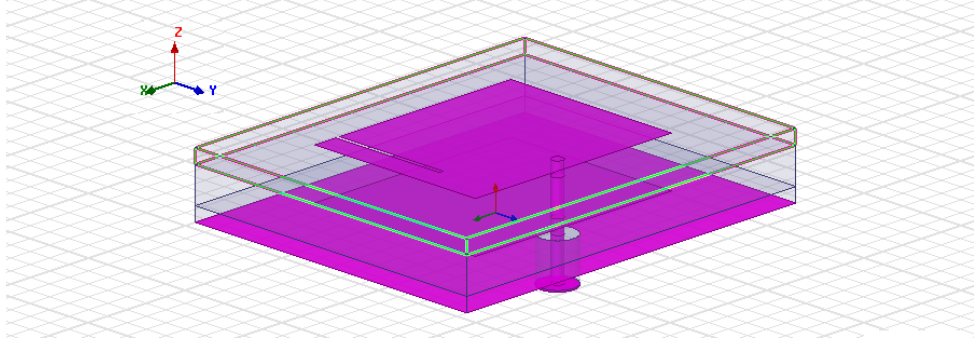
İstenen mod'da ışıma yapabilme, giriş empedans değerini seçebilme ve besleme noktasının pozisyonunu ayarlayabilme gibi esnek yapılarından dolayı [29], çalışmamızda temaslı besleme tekniklerinden koaksiyel besleme tercih edilmiştir. Başlangıç anten için giriş besleme konumu TLM denklemlerinden (2.15-a) ve (2.16) eşitliği yardımıyla, ( $x_0, y_0$ ) koordinatları

bulunmuştur. Tasarlanan DMA'nın bant genişliğini artırmak için oluk (slot) açma yöntemi kullanılmıştır. Oluk sayıları, konumları, uzunluk ve genişliklerinin, antenin S11 ve bant genişliği üzerindeki etkileri HFSS simülasyonları ile araştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarında yamada açılan oluğun etkisiyle S11 değerinin ve bant genişliğinin artıp azaldığı ve rezonans frekansının değiştiği görülmüştür. Farklı denemeler sonucunda en büyük bant genişliğini sağlayan en uygun oluk yapısı (oluk sayısı, konumu, uzunluk ve genişliği açısından) belirlenmiştir. Şekil 4.2.1'de koaksiyel beslemeli, oluklu DMA'nın üstten ve yandan görünümü gösterilmiştir. Amaçlanan antenin HFSS modeli ile üretilen anten Şekil 4.2.2 ve Şekil 4.2.3'te gösterilmiştir.

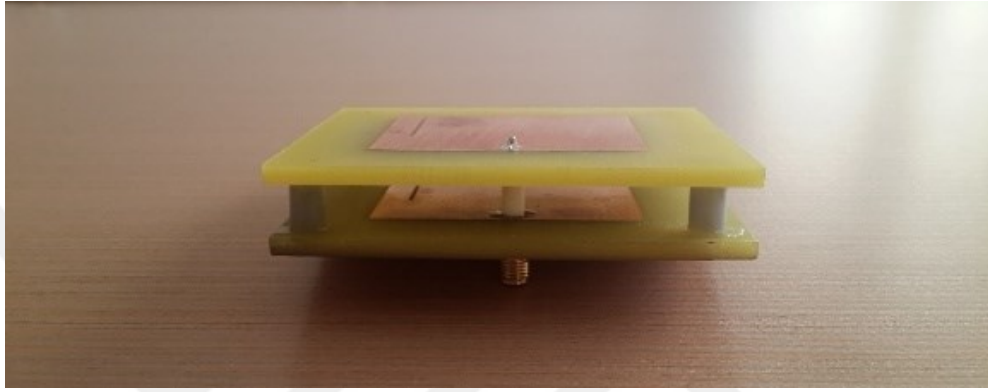


Şekil 4.2.1. Koaksiyel beslemeli, oluklu DMA'nın üstten ve yandan görünümü

Geniş bantlı, oluklu DMA'nın kazancını artırmak için, hava aralıklı ikinci bir tabaka eklenmiştir. Eklenen ikinci tabaka, yama kısmı özdeş olup sadece toprak yüzeyi çıkartılmış bir yapıdadır. İki tabaka arasındaki hava aralığı  $hg$  yüksekliğinin sistemin kazancı üzerindeki etkileri simülasyonlar yapılarak araştırılmıştır. Seçmiş olduğumuz hava boşluğu aralıkları genellikle katmanlı antenlerde elektromanyetik etkileşimle maksimum ışınım olması için seçilen hava boşluğu aralığıdır [65-66].



Şekil 4.2.2. HFSS ile modellenen oluklu ve hava aralıklı DMA



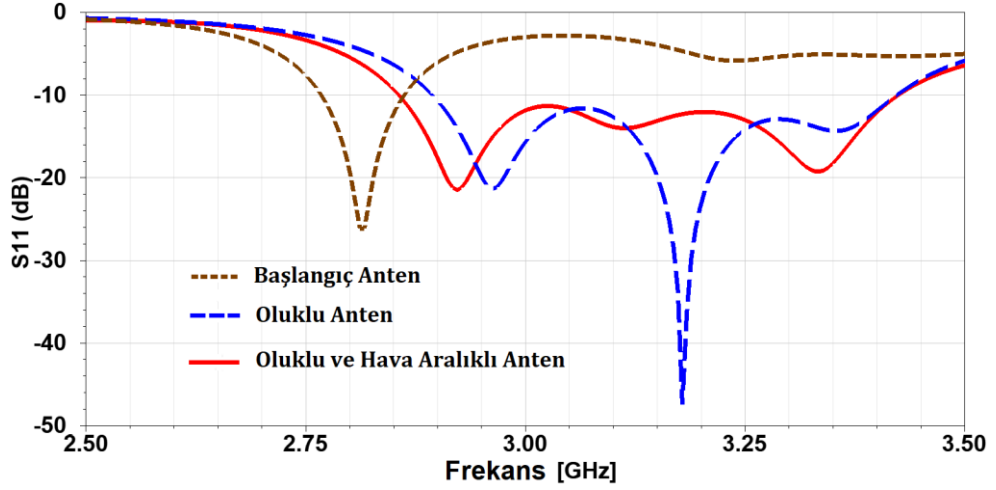
Şekil 4.2.3. Üretilen oluklu ve hava aralıklı DMA

Tek tabaka ile geniş bant elde edilirken, iki tabakalı yapı ile yüksek kazanç elde edilmiştir. Tasarlanan antenin fiziksel boyutları Çizelge 4.2’de verilmiştir.

Çizelge 4.2. Tasarlanan antenin fiziksel özellikleri

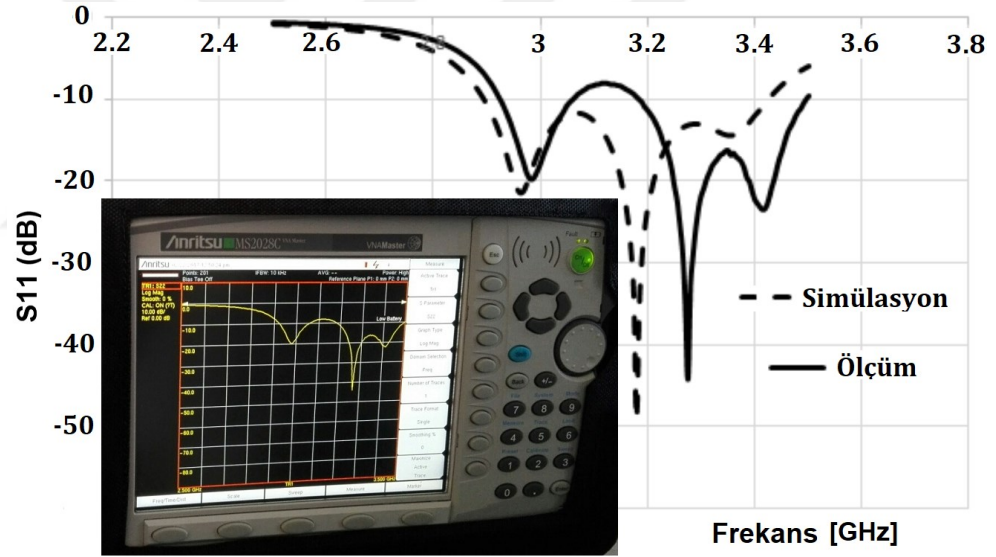
Parametre	Boyut (mm)	Parametre	Boyut (mm)
$W$	30.43	$x_0$	0.64
$L$	22.66	$y_0$	2.05
$l_s$	2.67	$h$	3.2
$ws$	1	$hg$	6

Şekil 4.2.4’te başlangıç, oluklu ve hava aralıklı DMA’ların RL grafiklerinin karşılaştırılması gösterilmiştir.



Şekil 4.2.4. Başlangıç, oluklu ve hava aralıklı DMA'ların RL grafikleri

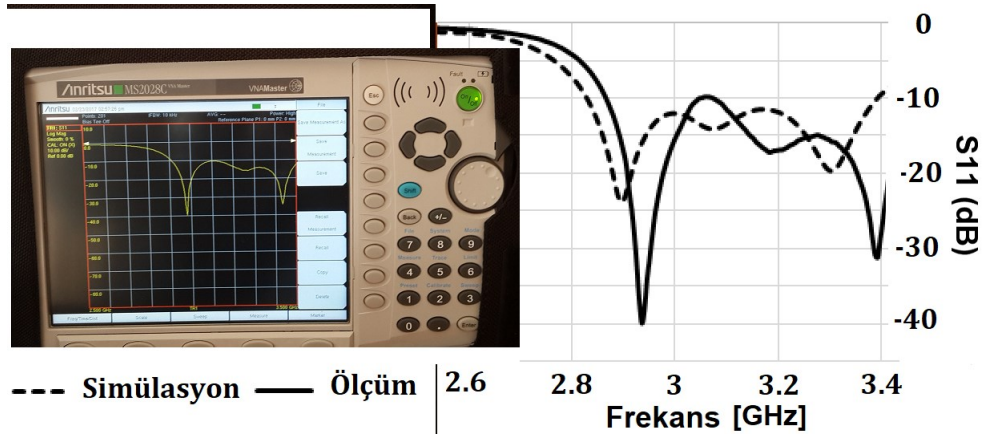
Önerilen antenin geri dönüş kaybı (S11) grafiği HFSS ile analiz edilmiştir. Ardından, üretilen antenin VNA ile ölçümü yapılmıştır. Şekil 4.2.5'te tek katmanlı oluklu DMA'nın HFSS simülasyonu ile VNA ölçüm grafiği verilmiştir.



Şekil 4.2.5. Oluklu DMA'nın VNA ile ölçümü ve RL karşılaştırılması

İki tabaka arasında hava boşluğu bırakılmak suretiyle FR4 taban malzemesinin yüksek dielektrik sabiti ve dolayısıyla malzeme üzerinde oluşan elektrik alan yoğunluğu indirgenmiş ve böylece kazanç artışı olmuştur.

Yapılan hesaplamalar ve parametrik analizler neticesinde Şekil 4.2.6'da iki katmanlı, oluklu ve hava boşluklu DMA'nın HFSS simülasyonu ile VNA ölçüm grafiği verilmiştir.



Şekil 4.2.6. Oluklu ve hava aralıklı DMA'nın VNA ile ölçümü ve RL karşılaştırılması

Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının tam uyumlu olmamasının nedeni baskı devrenin PCB manuel yöntemler ile çıkarılmasından kaynaklı olduğu düşünülmektedir. Başlangıç DMA ile amaçlanan DMA'nın karşılaştırılması Çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3. Başlangıç DMA ile amaçlanan DMA'nın karşılaştırılması

Parametre	Başlangıç DMA	Amaçlanan DMA
Yalıtkan Malzeme	FR4	FR4 + Hava
Yükseklik (mm)	3.2	2 x 3.2 + 6
Bant Genişliği (MHz)	90	570
Kazanç (dBi)	4.47	5.55

Darbandlı ve düşük kazançlı standart bir MA'da aşama aşama yapılan değişiklikler sonucunda bant genişliği ve kazanç artışı sağlanmıştır. Tasarlanan DMA'nın ölçüm ve simülasyon sonuçlarının birbiriyle uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.

#### 4.3. 2.6 GHz'de Yüksek Kazançlı Dikdörtgen Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı

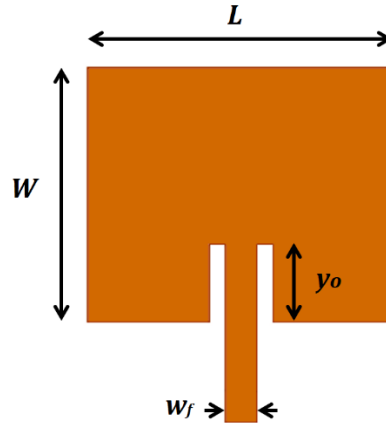
Bu çalışmada IEEE 802.11x standardı olarak bilinen kablosuz yerel alan ağının Worldwide Interoperability for Microwave Access - Mikrodalga Erişimi için Evrensel Uyumluluk (WiMAX) kullanım aralığında 2.6 GHz frekansında çalışan, yüksek kazançlı ve mikroşerit hat beslemeli 1x2 DMA dizi tasarımı amaçlanmıştır. HFSS kullanılarak tasarımı yapılan bu antenin 3 boyutlu kazanç ve yönlülük özellikleri simüle edilmiştir. Tasarlanan dizi antenin giriş empedansı hat empedansından büyük olduğundan, empedans eşlemesi mikroşerit hat besleme ve çeyrek dalga dönüştürücü ile yapılmıştır. Sonuçlar, önerilen anten

parametrelerinin WiMAX sertifika bandı (2.5 - 2.69) GHz [67] uygulamaları için yeterli olduğunu göstermiştir.

Tasarımda yalıtkan malzeme profili için dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) düşük olan Rogers RT/duroid 5870™ tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.6$  GHz
- $\epsilon_r = 2.33$  ( $\tan\delta = 0.0012$ )
- $h = 1.575$  mm

Besleme tekniğinin seçiminde bir çok etken devreye girer. Bunlardan en önemlisi besleme tekniği ile anten gücünün, besleme hattı ile ışına yapan yama arasında verimli bir şekilde transfer edilebilmesidir. Bunu gerçekleştiren iki katman arasındaki empedans uyumudur. Empedans uyumsuzluğuna bağlı olarak istenmeyen ışınlar, ışına diyagramındaki yan lob seviyesinde ve çapraz polarizasyon genliğinde artışa sebep olur. Bunu engellemek için iki katman arasındaki empedans uyumu sağlanmalıdır [68]. Çalışmamızda tasarlanması ve üretilmesi kolay olan mikroşerit hat besleme tekniği sunulmuştur. Mikroşerit hatlı beslemenin düzlemsel bazı eksikliklerinden dolayı [30] modifiye edilmiş içe girintili beslemeli (inset fed) DMA Şekil.4.3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.3.1. Mikroşerit beslemeli DMA

TLM denklemlerinden (2.1) - (2.16) eşitlikleri kullanılarak, mikroşerit beslemeli DMA yamanın fiziksel boyutları Çizelge 4.4'te verilmiştir.

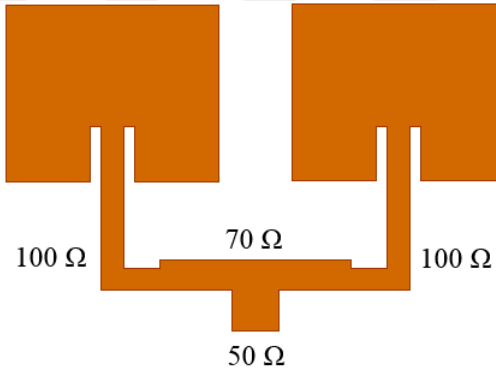
İletim hattı modeli ile elde edilen DMA çoğaltılarak 1x2 dizi anten oluşturulmuştur. Dizi anten oluşturulurken, ışına yapan yamaların birbirlerine bağlandıkları mikroşerit hatlar, 50  $\Omega$  giriş portuna sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan yamaların birleştirilmesi sırasında her bir antenin giriş empedansı 100  $\Omega$  olarak seçilip giriş portuna bağlanması için çeyrek dalga dönüştürücü kullanılmıştır.



Çizelge 4.4. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri

Parametre	Boyut (mm)
<i>Yamanın Genişliği (W)</i>	44.71
<i>Yamanın Uzunluğu (L)</i>	37.06
<i>Besleme Hattının Genişliği (wf)</i>	4.68
<i>Besleme Noktasının Derinliği (yo)</i>	11.5

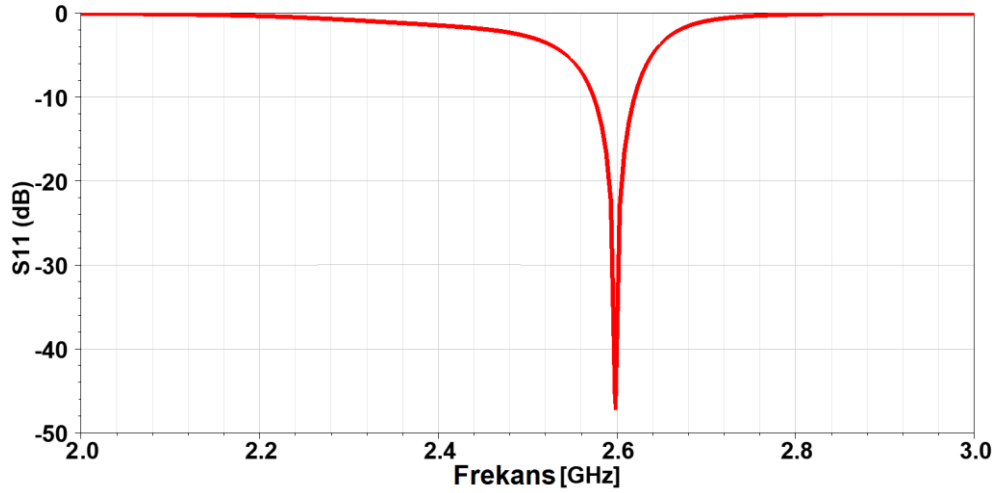
Bir antenin ayrı ayrı beslenmesi idealde en iyi sonucu elde etmek için uygun bir yöntem olarak bilinir. Fakat pratik uygulamalardaki zorluklar ve artan maliyetten dolayı ayrı kaynaklar kullanmak yerine, merkezi bir kaynaktan elde edilen gücün birden fazla anten elemanını uyarması amaçlanır. Şekil 4.3.2'de HFSS ile modellenip tasarlanan doğrusal 1x2 dizi antenin yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.3.2. Doğrusal 1x2 dizi anten yapısı

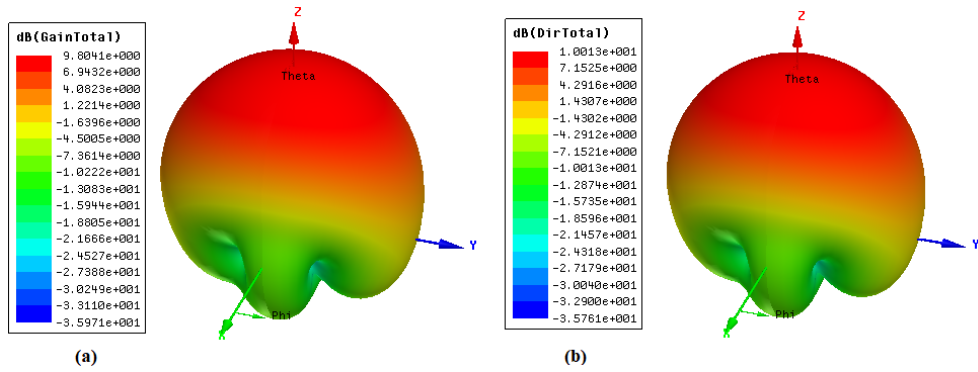
HFSS programı ile analiz edilen doğrusal 1x2 dizi antenin RL (S11) karakteristik eğrisi Şekil 4.3.3'te gösterilmiştir.

9.54 dB geri-dönüş kaybı kriteri referans alınarak [36] simülasyon sonucu incelendiğinde, önerilen anten maksimum ışınımı 2.6 GHz merkez frekansında yapmaktadır. Önerilen antenin çalışma frekansında VSWR değeri 1.008 ve RL değeri -47.19 dB elde edilmiştir. Simülasyon sonuçları ( $RL \leq -9.54$  dB) ve ( $VSWR \leq 2$ ) kapsam alanında uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.3.3. Doğrusal 1x2 dizi antenin RL grafiği

Antenin performansını gösteren önemli parametrelerden biride kazançtır. (2.19)'da verilen kazanç eşitliğinde kazancın yönlülüğe oranı, antenin verimini gösterir. Önerilen dizi antenin verimi ( $\eta$ ) 0.95 olarak bulunmuştur. Şekil 4.3.4'te önerilen antenin 2.6 GHz merkez frekansında 3 boyutlu kazanç ve yönlülük grafikleri gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde ana lob Z eksenı yönünde, maksimum kazanç 9.8 dBi, maksimum yönlülük 10 dBi'dir. Aradaki kazanç kaybı kullanılan dielektrik yalıtkan malzemenin kayıplı bir yapıya sahip olmasındandır. Malzemenin kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) 0.0012 olduğu için az miktarda olsa kayba neden olmuştur.



Şekil 4.3.4. Doğrusal 1x2 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışıma örüntüsü

Çizelge 4.5'de başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin çıkış değerleri karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada WiMAX uygulamaları için uygun olan 2.6 GHz'de 10 dBi yönelticiliğine sahip 1x2 dizi anten tasarlanmış ve çıkış performans parametrelerinden RL ve kazanç değerleri gösterilmiştir. Küçük boyutlu ve yüksek kazançlı tasarlanan mikroşerit anten günümüzün iletişim cihazları için uygun bir yapıdadır.

Çizelge 4.5. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin karşılaştırılması

Anten eleman sayısı	S11 (dB)	Kazanç (dBi)	Yönlülük (dBi)
Tek	-23.48	7.58	7.82
1x2	-47.19	9.85	10.01

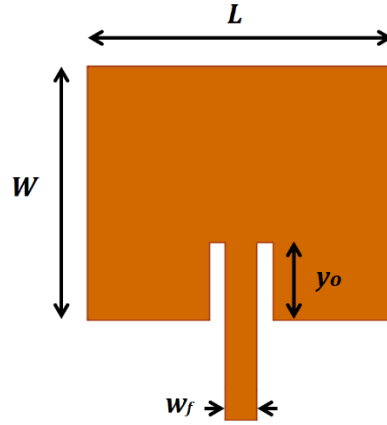
#### 4.4. Yüksek Kazançlı, Yönlü ve Üçlü Bant Dikdörtgen Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı

Bu kısımda 2.45 GHz merkez frekansı başta olmak üzere 1.8 GHz ve 2.9 GHz frekanslarında çalışan, yüksek kazançlı ve mikroşerit hat beslemeli 1x2 DMA dizi tasarımı amaçlanmıştır. HFSS kullanılarak tasarımı yapılan bu antenin 3 boyutlu kazanç ve yönlülük özellikleri simüle edilmiştir. Tasarlanan dizi antenin giriş empedansı hat empedansından büyük olduğundan, empedans eşlemesi mikroşerit hat besleme ve çeyrek dalga dönüştürücü ile yapılmıştır. Sonuçlar, önerilen anten parametrelerinin GSM1800, Wi-Fi ve WiMAX [67] uygulamaları için yeterli olduğunu göstermektedir.

Tasarımda yalıtkan malzeme profili için dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) düşük olan Rogers Ultralam 1217™ tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.45$  GHz
- $\epsilon_r = 2.17$  ( $\tan\delta = 0.0009$ )
- $h = 3.175$  mm

Besleme tekniğinin seçiminde bir çok etken devreye girer. Bunlardan en önemlisi besleme tekniği ile anten gücünün, besleme hattı ile ışıma yapan yama arasında verimli bir şekilde transfer edilebilmesidir. Bunu gerçekleştiren iki katman arasındaki empedans uyumudur. Empedans uyumsuzluğuna bağlı olarak istenmeyen ışımlar, ışıma diyagramındaki yan lob seviyesinde ve çapraz polarizasyon genliğinde artışa sebep olur. Bunu engellemek için iki katman arasındaki empedans uyumu sağlanmalıdır [68]. Çalışmamızda tasarlanması ve üretilmesi kolay olan mikroşerit hat besleme tekniği sunulmuştur. Mikroşerit hatlı beslemenin düzlemsel bazı eksikliklerinden dolayı [30] modifiye edilmiş içe girintili beslemeli (inset fed) DMA Şekil 4.4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.4.1. Mikroşerit beslemeli DMA

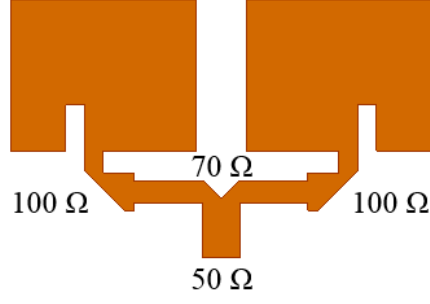
TLM denklemlerinden (2.1) - (2.16) eşitlikleri kullanılarak, mikroşerit beslemeli DMA yamanın fiziksel boyutları Çizelge 4.6’da verilmiştir.

Çizelge 4.6. Mikroşerit beslemeli DMA’nın fiziksel özellikleri

Parametre	Boyut (mm)
<i>Yamanın Genişliği (W)</i>	48.63
<i>Yamanın Uzunluğu (L)</i>	39.72
<i>Besleme Hattının Genişliği (wf)</i>	2.868
<i>Besleme Noktasının Derinliği (yo)</i>	12.37

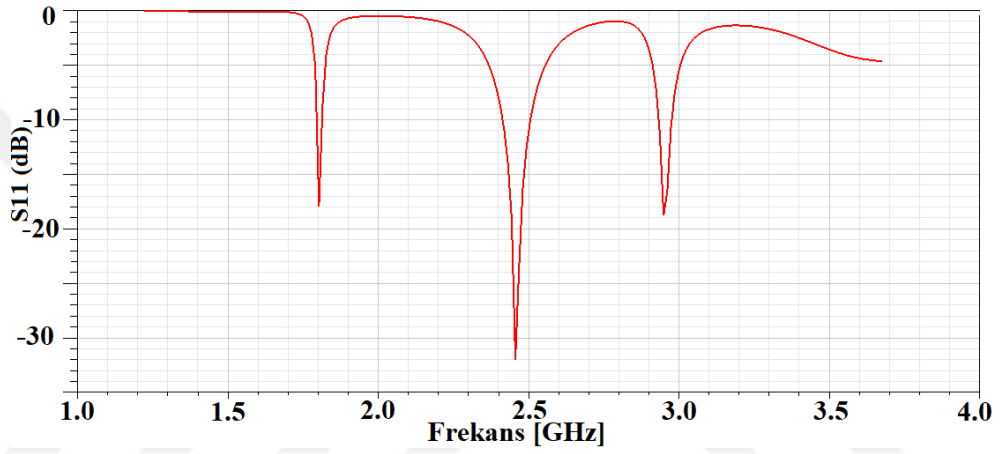
İletim hattı modeli ile elde edilen DMA modifiye edilip, çoğaltılarak 1x2 dizi anten oluşturulmuştur. Dizi anten oluşturulurken, ışıma yapan yamaların birbirlerine bağlandıkları mikroşerit hatlar, 50  $\Omega$  giriş portuna sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan yamaların birleştirilmesi sırasında her bir antenin giriş empedansı 100  $\Omega$  olarak seçilip giriş portuna bağlanması için çeyrek dalga dönüştürücü kullanılmıştır.

Bir antenin ayrı ayrı beslenmesi idealde en iyi sonucu elde etmek için uygun bir yöntem olarak bilinir. Fakat pratik uygulamalardaki zorluklar ve artan maliyetten dolayı ayrı kaynaklar kullanmak yerine, merkezi bir kaynaktan elde edilen gücün birden fazla anten elemanını uyarması amaçlanır. Şekil 4.4.2’de HFSS ile modellenip tasarlanan doğrusal 1x2 dizi antenin yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.4.2. Doğrusal 1x2 dizi anten yapısı

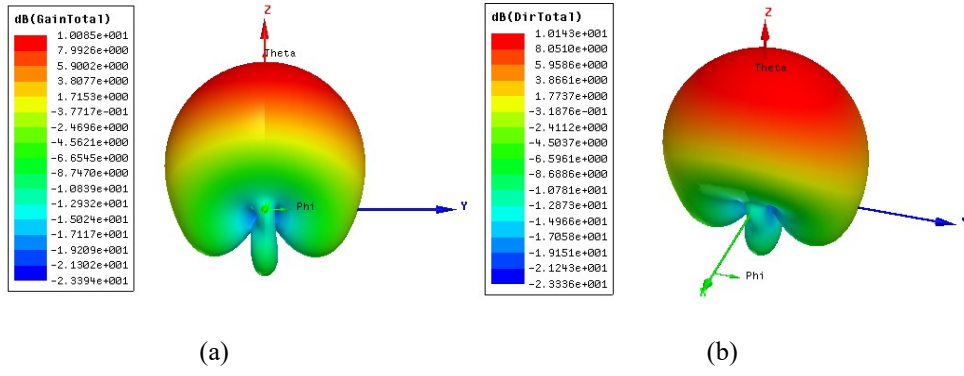
HFSS programı ile analiz edilen doğrusal 1x2 dizi antenin RL (S11) karakteristik eğrisi Şekil 4.4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.4.3. Doğrusal 1x2 dizi antenin RL grafiği

9.54 dB geri-dönüş kaybı kriteri referans alınarak [36] simülasyon sonucu incelendiğinde, önerilen antenin maksimum ışımları 2.45 GHz merkez frekansı başta olmak üzere 1.8 GHz ve 2.9 GHz frekanslarında yapmaktadır. Önerilen antenin merkez çalışma frekansında VSWR değeri 0.43 dB RL -31.98 dB elde edilmiştir. Simülasyon sonuçları ( $RL \geq -10\text{dB}$ ) ve ( $VSWR \leq 2$ ) kapsam alanında uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.

Antenin performansını gösteren önemli parametrelerden biride kazançtır. (2.19)'da verilen kazanç eşitliğinde kazancın yönlülüğe oranı, antenin verimini gösterir. Önerilen dizi antenin verimi ( $\eta$ ) 0.99 olarak bulunmuştur. Şekil 4.4.4'te önerilen antenin 2.45 GHz merkez frekansında 3 boyutlu kazanç ve yönlülük grafikleri gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde ana lob Z eksenini yönünde, maksimum kazanç 10.09 dBi, maksimum yönlülük 10.14 dBi'dir. Aradaki kazanç kaybı kullanılan dielektrik yalıtkan malzemenin kayıplı bir yapıya sahip olmasındandır. Malzemenin kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) 0.0009 olduğu için az miktarda olsa kayba neden olmuştur.



Şekil 4.4.4. Doğrusal 1x2 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışıma örüntüsü

Çizelge 4.7’de başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin çıkış değerleri karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.7. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin karşılaştırılması

Anten eleman sayısı	S11 (dB)	Kazanç (dBi)	Yönlülük (dBi)
<b>Tek</b>	-15.78	7.93	8.02
<b>1x2</b>	-31.98	10.09	10.14

Bu çalışmada GSM1800, Wi-Fi ve WiMAX uygulamaları için uygun olan merkez frekansı 2.45 GHz’de 10 dBi yönelticiliğine sahip 1x2 dizi anten tasarlanmış ve benzetim değerleri gösterilmiştir. Küçük boyutlu ve yüksek kazançlı tasarlanan mikroşerit anten günümüzün iletişim cihazları için uygun bir yapıdadır. Geliştirilen dizi antenin S-parametrelerine bakıldığında, dış mekânlarda GSM1800, Wi-Fi, WiMAX aralığında çalışan haberleşme sistemleri için ayarlanarak çok bantlı fonksiyonel bir anten düşünülebilir.

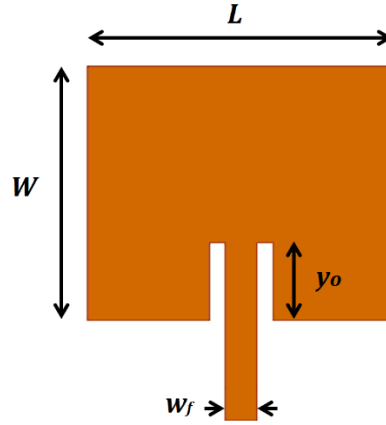
#### 4.5. Asimetrik Şekilli Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı

Bu kısımda 2.54 GHz ile 3 GHz frekanslarında çalışan, yüksek kazançlı ve mikroşerit hat beslemeli 1x2 DMA dizi tasarımı amaçlanmıştır. HFSS kullanılarak tasarımı yapılan bu antenin 3 boyutlu kazanç ve yönlülük özellikleri simüle edilmiştir. Tasarlanan dizi antenin giriş empedansı hat empedansından büyük olduğundan, empedans eşlemesi mikroşerit hat besleme ve çeyrek dalga dönüştürücü ile yapılmıştır. Sonuçlar, WiMAX sertifika bandı (2.5 - 2.69) GHz [64] aralığında baskın moda olduğu gözlenmiştir.

Tasarımda yalıtkan malzeme profili için dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) düşük olan Rogers Ultralam 1217™ tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.6$  GHz
- $\epsilon_r = 2.17$  ( $\tan\delta = 0.0009$ )
- $h = 1.575$  mm

Besleme tekniğinin seçiminde bir çok etken devreye girer. Bunlardan en önemlisi besleme tekniği ile anten gücünün, besleme hattı ile ışımaya yapan yama arasında verimli bir şekilde transfer edilebilmesidir. Bunu gerçekleştiren iki katman arasındaki empedans uyumudur. Empedans uyumsuzluğuna bağlı olarak istenmeyen ışımalar, ışımaya diyagramındaki yan lob seviyesinde ve çapraz polarizasyon genliğinde artışa sebep olur. Bunu engellemek için iki katman arasındaki empedans uyumu sağlanmalıdır [68]. Çalışmamızda tasarlanması ve üretilmesi kolay olan mikroşerit hat besleme tekniği sunulmuştur. Mikroşerit hatlı beslemenin düzlemsel bazı eksikliklerinden dolayı [30] modifiye edilmiş içe girintili beslemeli (inset fed) DMA Şekil.4.5.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.5.1. Mikroşerit beslemeli DMA

TLM denklemlerinden (2.1) - (2.16) eşitlikleri kullanılarak, mikroşerit beslemeli DMA yamanın fiziksel boyutları Çizelge 4.8’de verilmiştir.

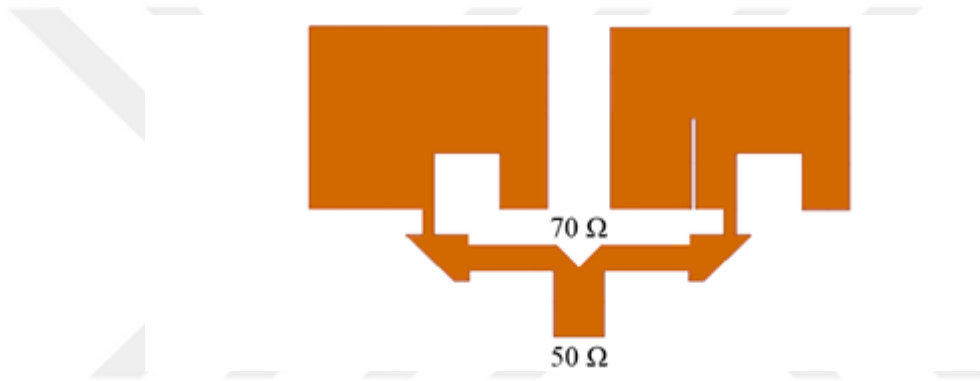
İletim hattı modeli ile elde edilen DMA modifiye edilip çoğaltılarak 1x2 dizi anten oluşturulmuştur. Dizi anten oluşturulurken, ışımaya yapan yamaların birbirlerine bağlandıkları mikroşerit hat, 50  $\Omega$  giriş portuna sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan yamaların birleştirilmesi sırasında her bir antenin giriş empedansı uygun empedans aralığına getirilerek giriş portuna bağlanması için çeyrek dalga dönüştürücü kullanılmıştır.

Bir antenin ayrı ayrı beslenmesi, idealde en iyi sonucu elde etmek için uygun bir yöntem olarak bilinir. Fakat pratik uygulamalardaki zorluklar ve artan maliyetten dolayı ayrı kaynaklar kullanmak yerine, merkezi bir kaynaktan elde edilen gücün birden fazla anten elemanını uyarması amaçlanır.

Çizelge 4.8. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri

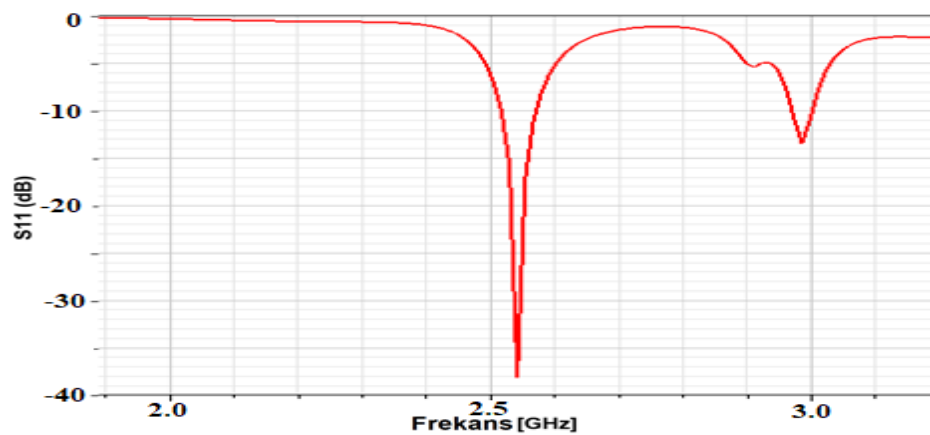
Parametre	Boyut (mm)
<i>Yamanın Genişliği (W)</i>	44.71
<i>Yamanın Uzunluğu (L)</i>	37.06
<i>Besleme Hattının Genişliği (wf)</i>	4.678
<i>Besleme Noktasının Derinliği (yo)</i>	11.40

Şekil 4.5.2'de HFSS ile modellenip tasarlanan doğrusal 1x2 dizi antenin yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.5.2. Doğrusal 1x2 dizi anten yapısı

HFSS programı ile analiz edilen doğrusal 1x2 dizi antenin RL (S11) karakteristik eğrisi Şekil 4.5.3'te gösterilmiştir.

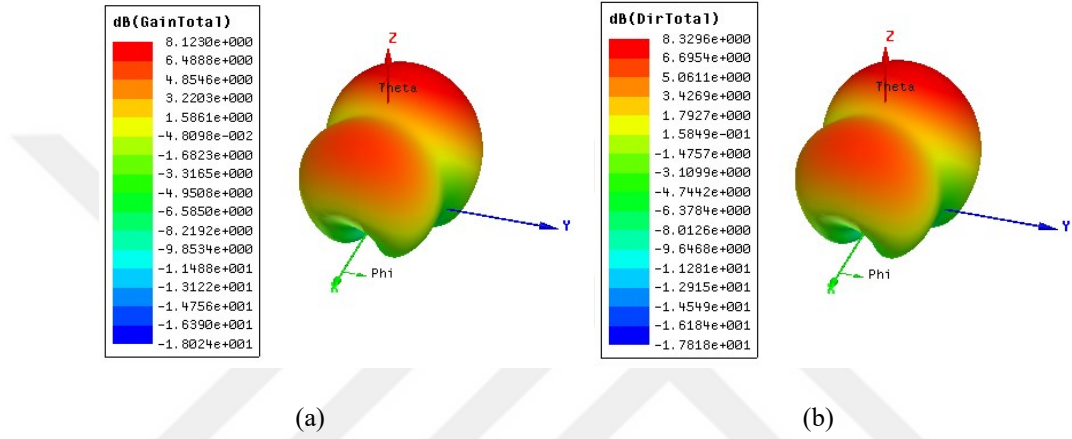


Şekil 4.5.3. Doğrusal 1x2 dizi antenin RL grafiği

9.54 dB geri-dönüş kaybı kriteri referans alınarak [36] simülasyon sonucu incelendiğinde, önerilen anten maksimum ışınımı 2.54 GHz frekansında ve ikinci frekansı yaklaşık 3 GHz'de yapmaktadır. Önerilen antenin maksimum ışınım yaptığı frekansın VSWR değeri 1.013 ve RL



değeri -38.11 dB elde edilmiştir. Simülasyon sonuçları ( $RL \leq -9.54$  dB) ve ( $VSWR \leq 2$ ) kapsam alanında uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Antenin performansını gösteren önemli parametrelerden biride kazançtır. (2.19)'da verilen kazanç eşitliğinde kazancın yönlülüğe oranı, antenin verimini gösterir. Önerilen dizi antenin verimi ( $\eta$ ) 0.98 olarak bulunmuştur. Şekil 4.5.4'te önerilen antenin 2.54 GHz ve 3 GHz frekanslarında 3 boyutlu kazanç ve yönlülük grafikleri gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde ana lob Z eksenı yönünde, maksimum kazanç 8.12 dBi, maksimum yönlülük 8.32 dBi'dir. Aradaki kazanç kaybı kullanılan dielektrik yalıtkan malzemenin kayıplı bir yapıya sahip olmasındandır. Malzemenin kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) 0.0009 olduğu için az miktarda olsa kayba neden olmuştur.



Şekil 4.5.4. Doğrusal 1x2 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışıma örüntüsü

Çizelge 4.9'da başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin çıkış değerleri karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.9. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x2 dizi antenin karşılaştırılması

Anten eleman sayısı	S11 (dB)	Kazanç (dBi)	Yönlülük (dBi)
Tek	-23.48	7.58	7.82
1x2	-38.11	8.12	8.32

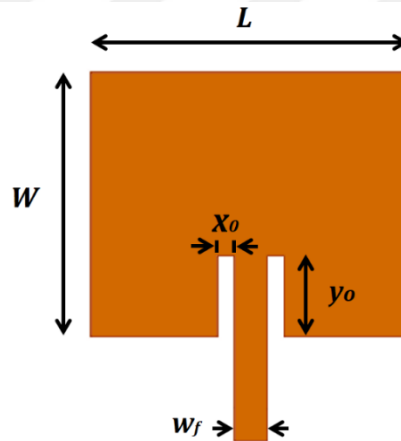
Bu çalışmada kablosuz uygulamaları için uygun olan 2.54 GHz'de 8.32 dBi yönlülüğüne sahip 1x2 dizi anten tasarlanmış ve çıkış performans parametrelerinden RL ve kazanç değerleri gösterilmiştir. Küçük boyutlu ve yüksek kazançlı tasarlanan mikroşerit anten günümüzün iletişim cihazları için uygun bir yapıdadır.

#### 4.6. FR4 Tabanlı Mikroşerit Dizi Antenlerde Kazanç Artırımı

Bu kısımda çeyrek dalga ve şerit bükme tekniklerine dayanan mikroşerit hat beslemeli (1x4) doğrusal DMA dizisi HFSS ile tasarlanıp optimize ve simüle edilmiştir. Daha sonra prototipi hazırlanan anten üretilip VNA ile test edilmiştir. Tasarlanan antenin performansı, RL, giriş empedansı ve kazanç yönünden başlangıç DMA ile karşılaştırılmıştır. Yalıtkan malzeme seçiminde, üretimi kolay ve düşük maliyetli FR4 malzeme tercih edilmiş olup başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.6$  GHz
- $\epsilon_r = 4.4$  ( $\tan\delta = 0.016$ )
- $h = 1.6$  mm

Mikroşerit hatlı beslemenin düzlemsel bazı eksikliklerinden dolayı [30] modifiye edilmiş içe girintili beslemeli (inset fed) ile DMA tasarlanmıştır. Geometrik yapısı Şekil.4.6.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.6.1. Mikroşerit beslemeli DMA

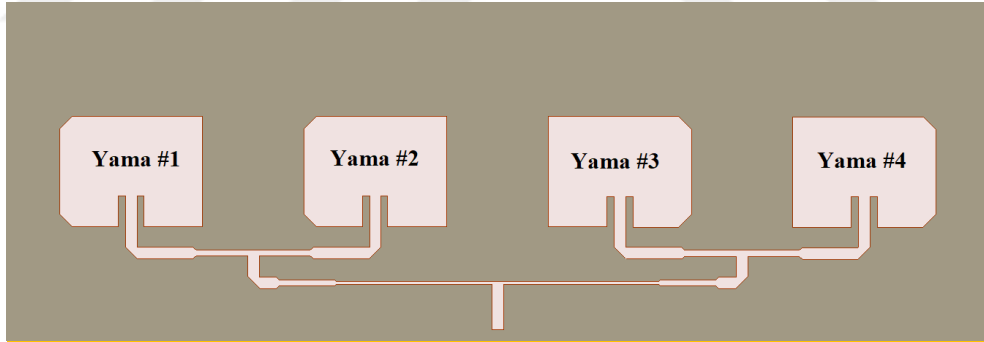
Anten modellemesi ve simülasyon sonuçları için, HFSS kullanılmıştır. TLM denklemlerindeki (2.1) - (2.16) hesaplamalar sonucunda elde edilen sayısal değerler ile simülasyon sonuçları istenen düzeyde olmadığından, olası tasarım değişimleri arasında daha iyi veya daha uygun bir tasarım örneği bulmak için HFSS paketinde kullanılan parametrik çalışmalar yapılmıştır [55] ve uygun sonuçlar elde edilmiştir. Mikroşerit beslemeli DMA yamanın fiziksel boyutları Çizelge 4.10'da verilmiştir.

Anten tasarımlarında empedans eşleştirme; RL, BW, kazanç gibi optimum performans parametrelerini elde etmek için kullanılan bir yoldur. Genellikle antenin empedansı 50  $\Omega$  besleme hattına uyarlanır çünkü tüm mikrohatlar ve mikrodalga kaynakları 50  $\Omega$  karakteristik empedansla üretilir. Bu nedenle, anten tasarımı uygulamasında empedans eşleşmesi büyük önem taşımaktadır [60,69].

Çizelge 4.10. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri

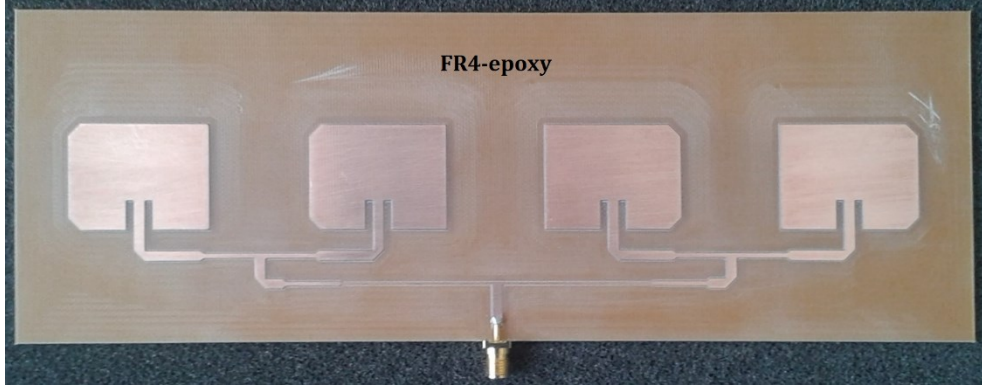
Parametre	Boyut (mm)
<i>Yamanın Genişliği (W)</i>	35.11
<i>Yamanın Uzunluğu (L)</i>	27.17
<i>Besleme Hattının Genişliği (wf)</i>	2.868
<i>Besleme Noktasının Genişliği (xo)</i>	1.75
<i>Besleme Noktasının Derinliği (yo)</i>	7.5

Optimize edilmiş DMA'nın yama elemanlarının sayısını artırarak doğrusal bir 1x4 mikroşerit dizi anten tasarlanmıştır. Doğrusal dizi, bir çizgi boyunca düzenlenen N ögesinden oluşur. Doğrusal bir dizi anten tasarlarken, her bir eleman arasındaki mesafenin  $d \leq \lambda_0$  aralığında olmasına dikkat edilmelidir. Dizi elemanları simetrik olarak seçilir, böylece antenin radyasyon düzeni belirli bir yönde elde edilebilir [34,55]. HFSS ile modellenip tasarlanan dizi anten geometrisi, Şekil 4.6.2'de, prototipi hazırlanıp üretilen dizi anten ise Şekil 4.6.3'te gösterilmiştir.



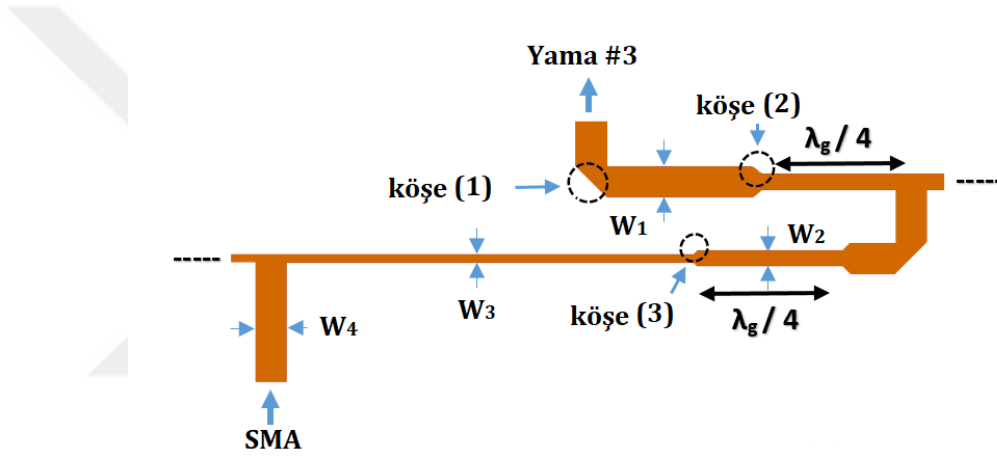
Şekil 4.6.2. Modellenen mikroşerit dizi anten

Dizi anten tasarımında, giriş sinyal gücünü dizi elemanlarına eşit miktarlarda iletmek için bir çeyrek dalga dönüştürücü tekniği kullanılmıştır. Şekil 4.6.4'te, iletim hattının güç dağıtım modeli gösterilmektedir. Önerilen dizi anten tasarımında iletim hattının her köşesine ait  $r_c$  değerleri Çizelge 4.11'de, iletim hattı genişlikleri  $W_i$  Çizelge 4.12'de verilmiştir. 1x4 dizi antenin bağlandığı mikroşerit hat 50  $\Omega$  Dişi SMA prob olacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 4.6.3. Üretilen mikroşerit dizi anten

Dizi elemanlarının bağlanması sırasında, her antenin giriş empedansı  $50 \Omega$  olarak ayarlanmıştır.



Şekil 4.6.4. İletim hattının güç dağıtım modeli

Çizelge 4.11. 1x4 dizi antenin iletim hattı köşe parametreleri

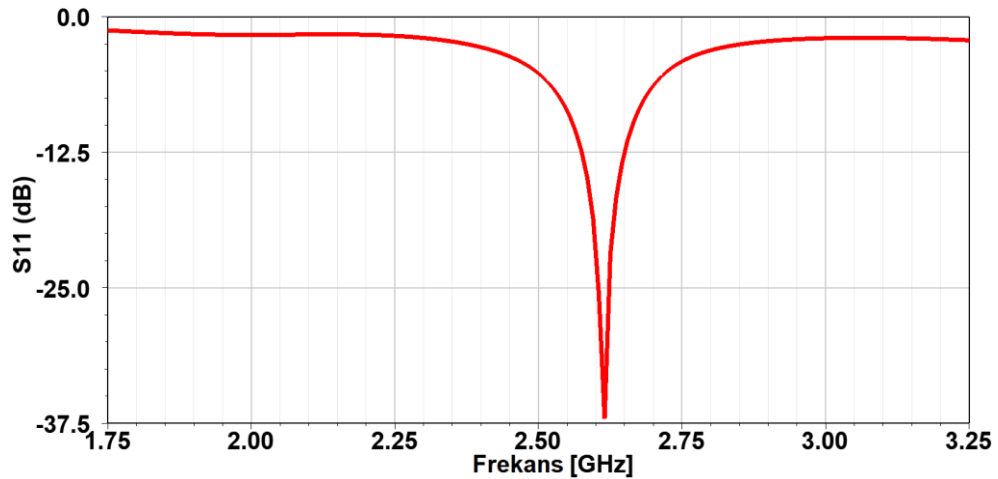
Köşe No	$r_c$ (mm)
(1)	2.16
(2)	1.68
(3)	0.81

Çizelge 4.12. 1x4 dizi antenin iletim hattı genişlik parametreleri

Şerit Genişlik No	Değer (mm)
$W_1$	3.00
$W_2$	1.56
$W_3$	0.67
$W_4$	2.86

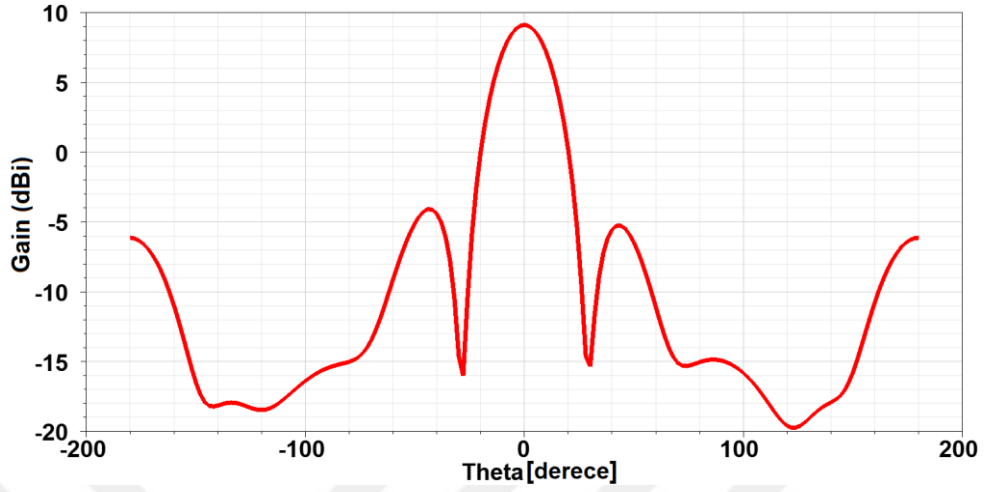
Çeyrek dalga dönüştürücü, besleme noktası ile yayılan dizi elemanlar arasında daha iyi bir geçiş sağlamak, uygun bir besleme yeri bulmak ve geri dönüş kaybını azaltmak için kullanılmıştır. Dizi elemanları arasındaki mesafe, kuplajı minimuma indirmek için serbest alan dalga boyunun yarısı ( $\lambda_0/2$ ), besleme hatlarındaki her bir bölümün uzunluğu ise  $\lambda_g / 4$  olarak alınır [60]. Ancak daha iyi eşleşme için minimum geri dönüş kaybını sağlayacak şekilde hat uzunlukları optimize edilerek bulunmuştur.

HFSS programı ile analiz edilen doğrusal 1x4 dizi antenin RL (S11) karakteristik eğrisi Şekil 4.6.5’de gösterilmiştir. Simülasyon sonucu -9.54 dB geri dönüş kaybı kriterine göre incelendiğinde, anten 2.6 GHz frekansında maksimum ışınım yapmaktadır. Antenin çalışma frekansındaki geri dönüş kaybı -37.05 dB ve VSWR değeri 1.03’tür. Simülasyon sonucunun ( $RL \leq -9.54$  dB) ve ( $VSWR \leq 2$ ) kapsama alanında tutarlı olduğu gözlenmiştir. Önerilen anten Wimax-2 (2.496 - 2.690) GHz arasında değişmektedir [70].



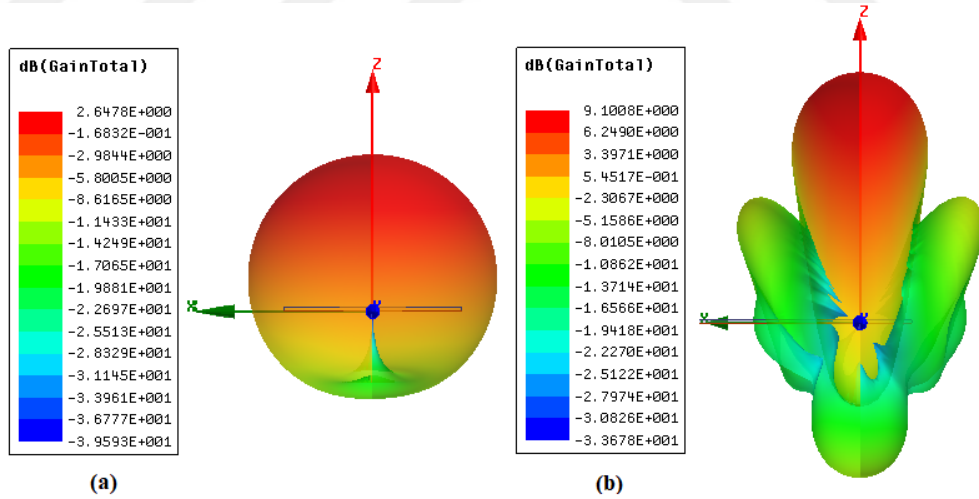
Şekil 4.6.5. Doğrusal 1x4 dizi antenin RL grafiği

Optimize edilmiş başlangıç DMA'nın giriş empedansı  $54 \Omega$  iken, 1x4 dizi DMA'nın giriş empedansı  $51 \Omega$  elde edildi. Tasarlanan dizi antenin giriş empedansı,  $50 \Omega$  besleme hattı ile uyum içindedir. Aşağıdaki Şekil 4.6.6'da 2 boyutlu kazanç eğrisi gösterilmiştir.



Şekil 4.6.6. 1x4 dizi antenin 2 boyutlu kazanç eğrisi

Sayısal haberleşmenin yapıldığı iletişim ortamlarda mesafe arttıkça, anten kazancı önem arz eder. Dolayısıyla belli bir mesafe için ışma performansı yüksek olan antenlere ihtiyaç vardır. Dizi antenler bu ihtiyacı karşılar. Şekil 4.6.7'de, başlangıç DMA ile önerilen 1x4 dizi DMA'nın 2.6 GHz frekansındaki 3 boyutlu kazanç grafiği gösterilmiştir.



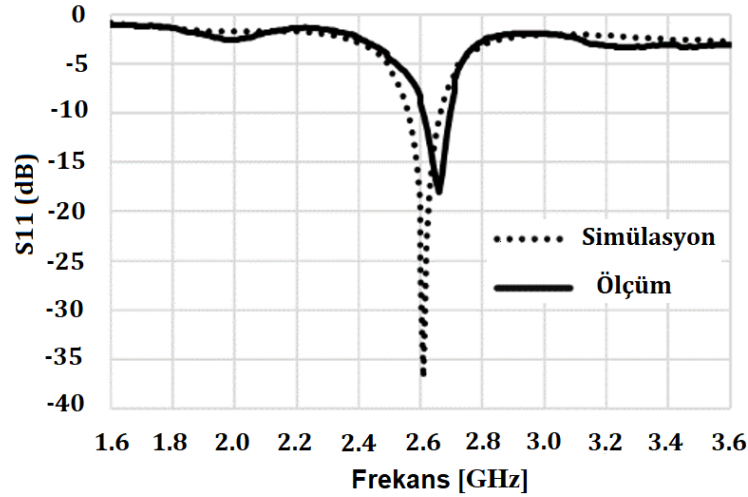
Şekil 4.6.7. (a) Başlangıç DMA (b) 1x4 dizi DMA'nın 3 boyutlu kazanç-ışma örüntüsü

Tek elemanlı anten tarafından üretilen kazanç  $2.84 \text{ dBi}$  iken, çeyrek dalga dönüştürücü beslemeli 1x4 dizi anten,  $9.10 \text{ dBi}$  kazanç sağlamıştır. Her iki anten karşılaştırıldığında, 1x4 dizi antenin ışmanın yönlü ve ana lob bölgesinde odaklandığı sonucuna varılabilir. Başlangıç DMA ve 1x4 dizi DMA arasındaki karşılaştırma Çizelge 4.13'te verilmiştir.

Çizelge 4.13. Başlangıç DMA ile 1x4 dizi DMA'nın karşılaştırılması

Parametre	Başlangıç DMA	1x4 Dizi DMA
Yalıtkan Malzeme	FR4	FR4
Kalınlık (mm)	1.6	1.6
RL (dB)	-25.08	-37.10
Kazanç (dBi)	2.64	9.10 (6.46 dB kazanç artırım)

1x4 dizi antenin simülasyon ve ölçüm ile elde edilen RL (S11) frekans yanıtları, Şekil 4.6.8'de gösterilmiştir. HFSS ile bulunan -37.10 dB RL ile VNA tarafından ölçülen -19.40 dB RL genlik farkı üretim aşamasındaki hatalardan kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.6.8. 1x4 dizi antenin simülasyon ve ölçüm RL grafiği

Düşük kazançlı FR4 malzemesi kullanılarak tasarlanan dizi antenin teori, modelleme ve üretim de uyum sağlandığı vakit yüksek performans eğilimi sergilediği görülmüştür.

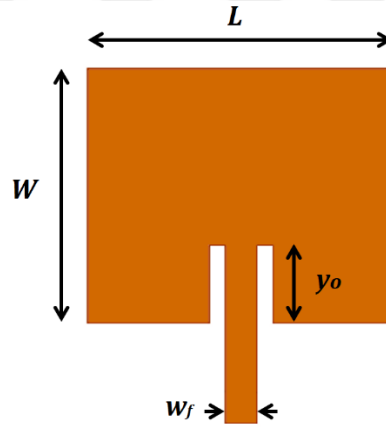
#### 4.7. S Bant Uygulamaları için Yüksek Kazançlı 1x4 Dizi Anten Tasarımı

Bu kısımda 2.45 GHz ile 2.9 GHz frekanslarında çalışan, yüksek kazançlı ve mikroşerit hat beslemeli 1x4 DMA dizi tasarımı amaçlanmıştır. HFSS kullanılarak tasarımı yapılan bu antenin 3 boyutlu kazanç ve yönlülük özellikleri simüle edilmiştir. Tasarlanan dizi antenin giriş empedansı hat empedansından büyük olduğundan, empedans eşlemesi mikroşerit hat besleme ve çeyrek dalga dönüştürücü ile yapılmıştır.

Tasarımda yalıtkan malzeme profili için dielektrik geçirgenliği ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) düşük olan Rogers Duroid 5880™ tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.45$  GHz
- $\epsilon_r = 2.2$  ( $\tan\delta = 0.0009$ )
- $h = 3.175$  mm

Besleme tekniğinin seçiminde bir çok etken devreye girer. Bunlardan en önemlisi besleme tekniği ile anten gücünün, besleme hattı ile ışına yapan yama arasında verimli bir şekilde transfer edilebilmesidir. Bunu gerçekleştiren iki katman arasındaki empedans uyumudur. Empedans uyumsuzluğuna bağlı olarak istenmeyen ışımalar, ışın diyagramındaki yan lob seviyesinde ve çapraz polarizasyon genliğinde artışa sebep olur. Bunu engellemek için iki katman arasındaki empedans uyumu sağlanmalıdır [68]. Çalışmamızda tasarlanması ve üretilmesi kolay olan mikroşerit hat besleme tekniği sunulmuştur. Mikroşerit hatlı beslemenin düzlemsel bazı eksikliklerinden dolayı [30] modifiye edilmiş içe girintili beslemeli (inset fed) DMA Şekil.4.7.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.7.1. Mikroşerit beslemeli DMA

Mikroşerit Antenin fiziksel parametre değerleri TLM denklemlerinden (2.1) - (2.16) yararlanılarak Şekil 4.7.2'de JAVA programlama dili kullanılarak NetBeans IDE 8.2 editöründe [71] geliştirilen uygulama ile bulunmuştur. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri Çizelge 4.14'te verilmiştir.





Şekil 4.7.2. Java ile geliştirilen TLM arayüzü

İletim hattı modeli ile elde edilen DMA modifiye edilip çoğaltılarak 1x4 dizi anten oluşturulmuştur. Dizi anten oluşturulurken, ışıma yapan yamaların birbirlerine bağlandıkları mikroşerit hatlar, 50  $\Omega$  giriş portuna sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan yamaların birleştirilmesi sırasında her bir antenin giriş empedansı 100  $\Omega$  olarak seçilip giriş portuna bağlanması için çeyrek dalga dönüştürücü kullanılmıştır.

Çizelge 4.14. Mikroşerit beslemeli DMA'nın fiziksel özellikleri

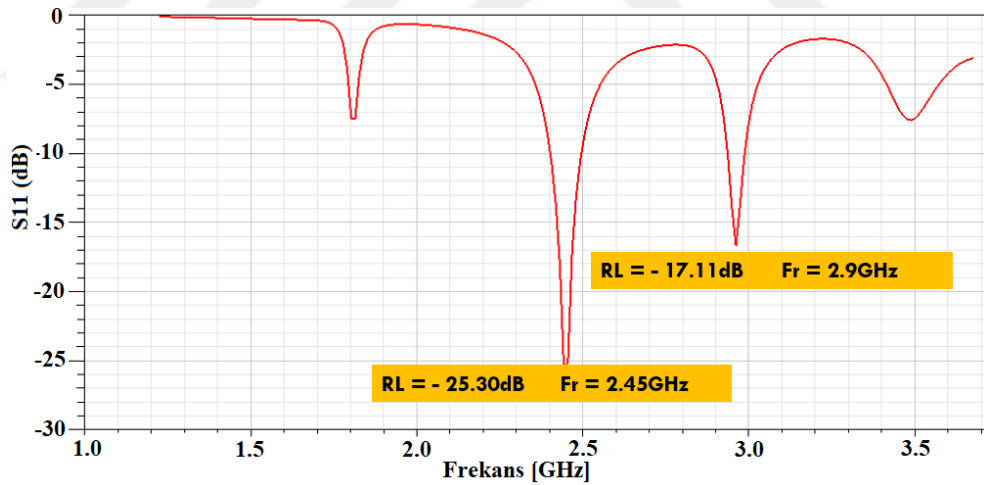
Parametre	Boyut (mm)
<i>Yamanın Genişliği (W)</i>	48.40
<i>Yamanın Uzunluğu (L)</i>	39.46
<i>Besleme Hattının Genişliği (wf)</i>	9.78
<i>Besleme Noktasının Derinliği (yo)</i>	12.05

Bir antenin ayrı ayrı beslenmesi idealde en iyi sonucu elde etmek için uygun bir yöntem olarak bilinir. Fakat pratik uygulamalardaki zorluklar ve artan maliyetten dolayı ayrı kaynaklar kullanmak yerine, merkezi bir kaynaktan elde edilen gücün birden fazla anten elemanını uyarması amaçlanır. Şekil 4.7.3'te HFSS ile modellenip tasarlanan doğrusal 1x4 dizi antenin yapısı gösterilmiştir.



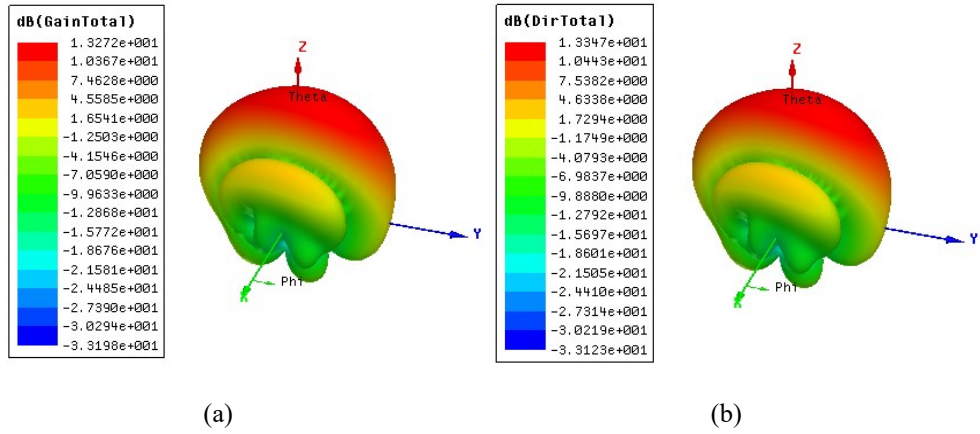
Şekil 4.7.3. Doğrusal 1x4 dizi anten yapısı

HFSS programı ile analiz edilen doğrusal 1x4 dizi antenin RL (S11) karakteristik eğrisi Şekil 4.7.4'te gösterilmiştir. 9.54 dB geri-dönüş kaybı kriteri referans alınarak [36] simülasyon sonucu incelendiğinde, önerilen anten maksimum ışınımı 2.45 GHz frekansında ve ikinci ışınımı 2.9 GHz frekansında yapmaktadır. Önerilen antenin ışınım yaptığı frekanslardaki RL değerleri sırasıyla -25.30 dB ve -17.11 dB elde edilmiştir. Antenin performansını gösteren önemli parametrelerden biride kazançtır. (2.19)'da verilen kazanç eşitliğinde kazancın yönlülüğe oranı, antenin verimini gösterir.



Şekil 4.7.4. Doğrusal 1x4 dizi antenin RL grafiği

Önerilen dizi antenin verimi ( $\eta$ ) 0.99 olarak bulunmuştur. Şekil 4.7.5'de önerilen antenin 2.45 GHz ve 2.9 GHz frekanslarında 3 boyutlu kazanç ve yönlülük grafikleri gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde ana lob Z eksenı yönünde, maksimum kazanç 13.27 dBi, maksimum yönlülük 13.34 dBi'dir. Malzemenin kayıp tanjantı ( $\tan\delta$ ) 0.0009 olduğu için çok az miktarda olsa kayba neden olmuştur.



Şekil 4.7.5. Doğrusal 1x4 dizi antenin 3-boyutlu (a) kazanç (b) yönlülük ışıma örüntüsü

Çizelge 4.15’de başlangıç anten ile amaçlanan 1x4 dizi antenin çıkış değerleri karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada S bant uygulamaları için düşünülen 2.45 GHz merkez frekanslı 1x4 dizi anten tasarlanmış ve çıkış performans parametrelerinden RL ve kazanç değerleri gösterilmiştir. Yüksek kazanç elde edilen mikroşerit anten S bant uygulamaları için uygun bir yapıdadır.

Çizelge 4.15. Başlangıç anten ile amaçlanan 1x4 dizi antenin karşılaştırılması

Anten eleman sayısı	S11 (dB)	Kazanç (dBi)	Yönlülük (dBi)
Tek	-23.48	7.58	7.82
1x4	-25.30	13.27	13.34

#### 4.8. Doğrusal ve Düzlemsel Mikroşerit Dizi Antenlerin Tasarımı ve Kazanç Yönünden Karşılaştırılması

Bu kısımda, S frekans bant aralığındaki çevresel algılama uygulamalarında kullanılacak iki farklı mikroşerit dizi anten tasarımı sunulmuştur. Yapılan bu çalışma doğrusal ve düzlemsel mikroşerit dizi antenlerin yüksek kazanç yönünden simülasyon sonuçlarının karşılaştırılmasını içermektedir. Dizi anten tasarımı aşamasında yüksek kazanç ile birlikte yönlü ışıma yapan anten modelleri amaçlanmıştır. Tasarım aşamasında dizi antenlerin iletim hattı kayıpları T-junction ve çeyrek dalga dönüşüm teknikleri kullanılarak optimize edilmeye çalışılmış ve empedans uyumu gerçekleştirilmiştir. Ayrıca iletim hattındaki istenilmeyen yansımaları

minimum seviyeye çekmek ve kapasitif yüklenmeyi azaltmak için dönemeçlerdeki gereksiz alanlar kaldırılmıştır. Antenlerin çıkış parametrelerinden VSWR ve kazanç diyagramları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Yalıtkan malzeme seçiminde, üretimi kolay ve düşük maliyetli FR4 malzeme tercih edilmiş olup başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 2.6$  GHz
- $\epsilon_r = 4.4$  ( $\tan\delta = 0.016$ )
- $h = 1.6$  mm

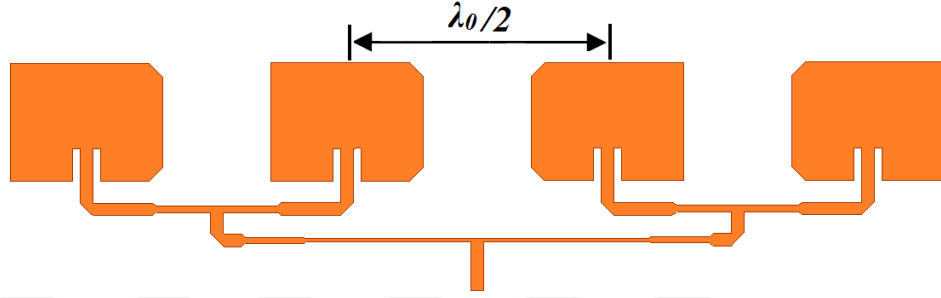
Kablosuz sistemlerde haberleşme genelde yönlü ışıma yapan antenler ile gerçekleşir. Kazanç faktörü, antenin ne oranda yönlü olduğunun bir göstergesidir. Ayrıca kazancı yüksek olan antenler kablosuz haberleşme sistemlerinde daha verimli çalışma olanağını sağlar. Bilindiği gibi MA'lar düşük kazançta sahiptirler ve genelde tek elemanlı MA istenilen gereksinimleri (kazanç, yönlülük) karşılayamamaktadır. Bundan dolayı birden fazla elemanlı MA'ların geometrik olarak yerleştirilmesiyle oluşturulan dizi antenlere ihtiyaç duyulur. Antenin ışıma örüntüsünün istenilen yönde elde edilebilmesi için dizi elemanları simetrik seçilir. Tasarım kolaylığı ve geometrik yapıları nedeniyle MA'lar, en çok kullanılan dizi anten türlerinden biridir [34]. Doğrusal mikroşerit diziler yelpaze şeklindeki kapsam alanları için kullanılır ve ayrıca düzlemsel diziler için bir yapı bloğu oluşturabilir. Düzlemsel mikroşerit diziler ise kalem ışını oluşturmak için kullanılır ve dizi öğeleri çeşitli şekillerde beslenebilir [72]. Besleme yöntemlerden mikroşerit hatlı besleme tercih edilmiştir. Mikroşerit hatlı beslemenin düzlemsel bazı eksikliklerinden dolayı [30] modifiye edilmiş içe girintili beslemeli (inset fed) ile başlangıç anteni tasarlanmıştır.

TLM ile elde edilen MA'nın ışımayı gerçekleştiren yama eleman sayısı çoğaltılarak doğrusal ve düzlemsel dizi antenler tasarlandı. Dizi anten tasarımının amacı, minimum yan lob seviyesiyle en yüksek kazanç ve yönlendirmeyi elde etmektir. Düzlemsel diziler, daha küçük yan loblar oluşturan simetrik bir ışıma sağladıklarından daha fonksiyoneldir. Antenin ışıma demetini bu yapılandırmayla kontrol etmek daha elverişlidir. Doğrusal veya düzlemsel anten tasarlanırken her bir eleman arasındaki mesafenin boşluk dalga boyundan küçük veya eşit  $d \leq \lambda_0$  olmasına dikkat edilmelidir [49].

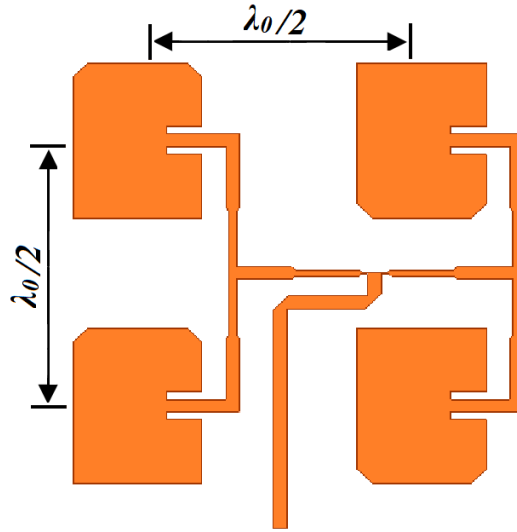
Doğrusal veya düzlemsel dizi antenlerde yama eleman sayısı artıkça birden fazla dönemeç içereceğinden, mikroşerit iletim hattı oldukça karmaşık bir hale gelebilir. Mikroşerit beslemeli dizi anten tasarlanırken, yansıma seviyelerini ve dönemeçlerin elektriksel uzunluklarını dikkate alıp dönemeç kenar alanlarının bir kısmını kaldırarak, yansıma seviyesi düşürülebilir. Ayrıca bükülme ile dönemeçlerdeki gereksiz alanlar kaldırılıp istenilmeyen

kapasitif yüklenme bir miktar azaltılabilir [60]. HFSS ile modellenen dizi antenler Şekil 4.8.1 ve Şekil 4.8.2’de gösterilmiştir.

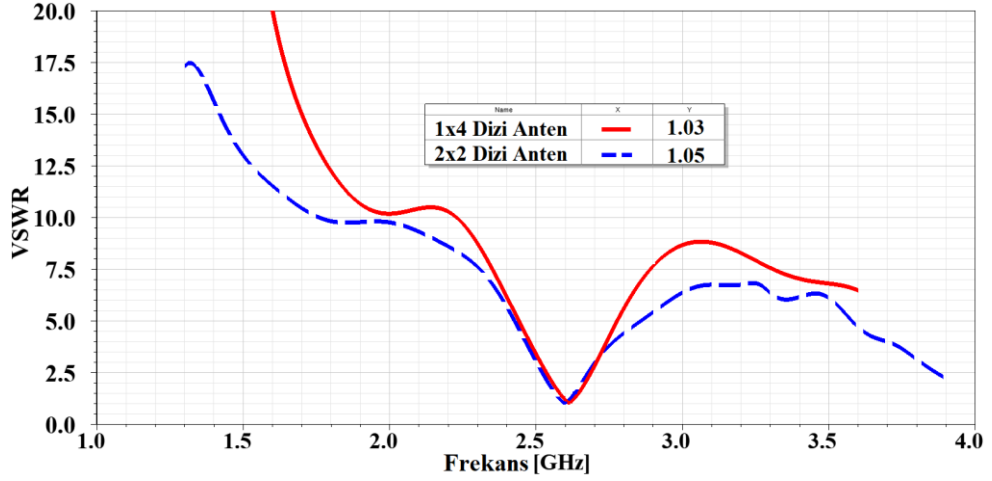
Durağan dalganın maksimum ve minimum genliği arasındaki oranı temsil eden VSWR parametresi, sayısal olarak antenin ne kadar uyumlu bir empedansa sahip olduğunu açıklar. 1x4 ve 2x2 dizi antenlerin 2.6 GHz’de sergiledikleri VSWR grafiği Şekil 4.8.3’te karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.



Şekil 4.8.1. Doğrusal 1x4 mikroşerit dizi anten



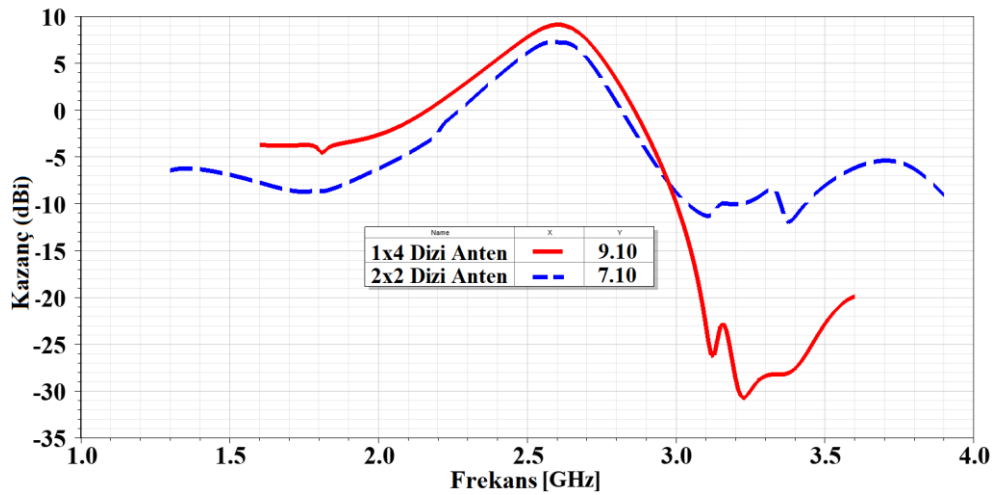
Şekil 4.8.2. Düzlemsel 2x2 mikroşerit dizi anten



Şekil 4.8.3. 1x4 ile 2x2 dizi antenlerin VSWR grafiği

Şekil 4.8.3'te gösterilen VSWR grafiği incelendiğinde; 1x4 dizi antenin 1.03 ve 2x2 dizi antenin 1.05 gibi düşük değerler ile iletim hattı - yük arasındaki empedans farkından meydana gelen geri yansımaların çok düşük seviyede olduğunu göstermektedir. VSWR değeri 2 den büyük değerlerde ise iletim hattına verilen gücün verimli olarak kullanılmadığı ve geri yansıdığı belirtir. Doğrusal 1x4 dizi anten ile düzlemsel 2x2 dizi anten için kazanç karşılaştırması Şekil 4.8.4'te gösterilmiştir.

Kazanç grafiğine bakıldığında doğrusal 1x4 dizi antenin düzlemsel 2x2 antene göre merkez frekans bölgesinde performans yönünden üstün geldiği görülmektedir. Çizelge 4.16'da üç farklı antenin RL ve kazanç yönünden karşılaştırılması yapılmıştır.



Şekil 4.8.4. 1x4 ile 2x2 dizi antenlerin kazanç grafiği

Çizelge 4.16. Başlangıç, doğrusal ve düzlemsel dizi antenin karşılaştırılması

Anten	Frekans (GHz)	RL (dB)	Kazanç (dBi)
Başlangıç	2.60	-25.08	2.64
Düzlemsel 2x2 Dizi	2.59	-32.30	7.10
Doğrusal 1x4 Dizi	2.61	-37.03	9.10

Çalışma kapsamında MA'ların (eleman adedi ve konumları da dikkate alındığında) doğrusal veya düzlemsel dizilimleri tekli MA'lara göre daha iyi bir performans sergilediğini göstermiştir.

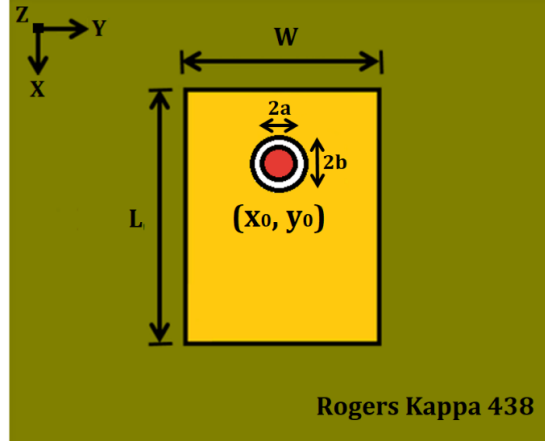
#### 4.9. X Bant Uygulamaları için Yüksek Kazanlı ve Koaksiyel Beslemeli Değiştirilebilir Dikdörtgen Mikroserit Anten Tasarımı

Bu çalışma, X bandları bağlamında (8 - 12) GHz aralığında ışıma yapan yüksek kazanlı DMA modelini ve tasarımını sunmaktadır. İstenen modda ışıma yapabilme, giriş empedans değerini seçebilme ve besleme noktasının pozisyonunu ayarlayabilme gibi esnek yapılarından dolayı [29], çalışmamızda temaslı besleme tekniklerinden koaksiyel besleme tercih edilmiştir. Koaksiyel ağ tekniği kullanılarak yüksek kazanç ve ışıma örüntü özellikleri elde edilmiştir.

Yalıtkan malzeme seçiminde, FR4 laminatlara göre daha iyi performans ve daha güvenilir bir alternatif sunan düşük maliyetli Rogers Kappa 438 malzeme tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

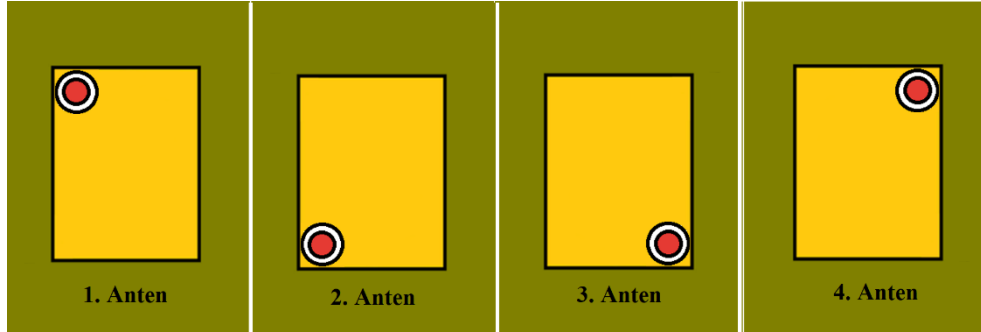
- $f_r = 10$  GHz
- $\epsilon_r = 4.38$  ( $\tan\delta = 0.005$ )
- $h = 2.4$  mm

Başlangıç anten için yama boyutu ve giriş besleme konumu TLM denklemlerinden (2.1) - (2.7), (2.15-a) ve (2.16) eşitliklerinden yararlanılarak bulunmuştur. Koaksiyel beslemeli DMA Şekil 4.9.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.9.1. Koaksiyel beslemeli DMA

Anten modellemesi ve simülasyon sonuçları için HFSS kullanılmıştır. TLM denklemlerindeki (2.1) - (2.16) hesaplamalar sonucunda elde edilen sayısal değerler ile simülasyon sonuçları istenen düzeyde olmadığından, olası tasarım değişimleri arasında daha iyi veya daha uygun bir tasarım örneği bulmak için HFSS paketinde kullanılan parametrik çalışmalar yapılmıştır [55] ve uygun sonuçlar elde edilmiştir. Işımayı gerçekleştiren yamanın boyutu ve besleme noktasının konumu kaydırılarak kazanç değerinin değiştiği görülmüştür. Besleme konumunun farklı köşelerdeki geometrik yapısı Şekil 4.9.2’de gösterilmiştir.



Şekil 4.9.2. Yama üzerinde farklı besleme noktalarının geometrik yapıları

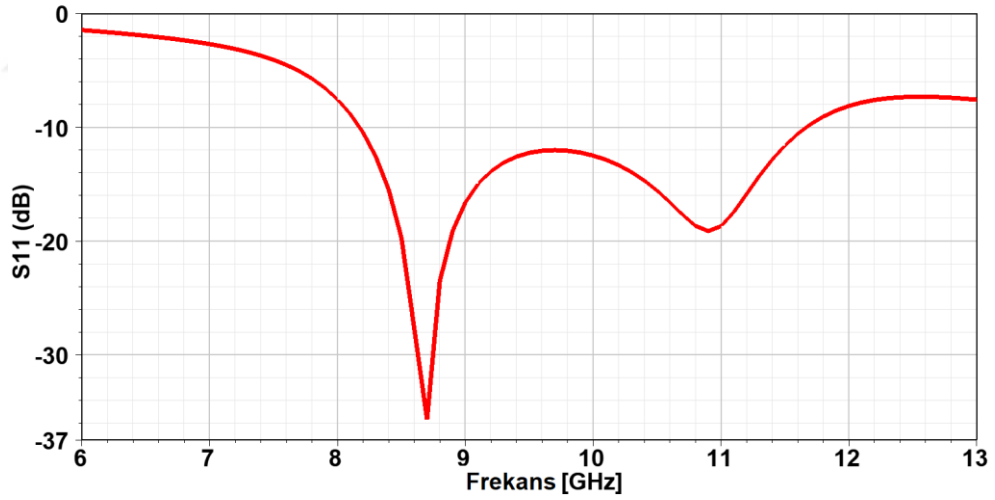
Koaksiyel beslemeli DMA yamanın fiziksel boyutları Çizelge 4.17’de verilmiştir. HFSS ile tasarlanan antenin simülasyon sonuçlarından (RL), Şekil 4.9.3’te gösterilmiştir. Önerilen anten ışımaları 8.7 GHz ve 11 GHz frekanslarında gerçekleştirmiştir.  $RL \leq -9.54$  dB ve  $VSWR \leq 2$  kriterleri göz önüne alındığında yaklaşık (8-12) GHz aralığında 4 GHz bant genişliği elde edilmiştir.



Önerilen antenin 8.7 GHz’de kazanç değeri 5.84 dBi, RL değeri -34 dB ve VSWR değeri 1.03, 11 GHz’de kazanç değeri 11.65 dBi, RL değeri -18 dB ve VSWR değeri 1.26 olarak elde edildi.

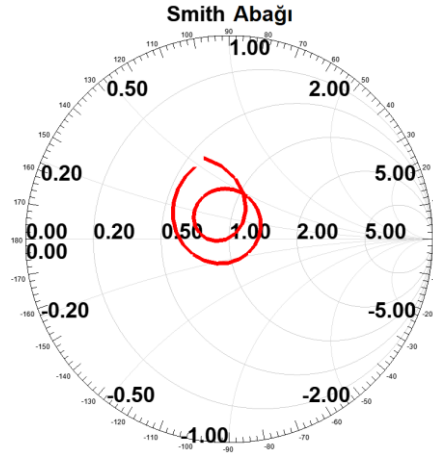
Çizelge 4.17. Tasarlanan koaksiyel beslemeli DMA’nın fiziksel özellikleri

Parametre	Boyut (mm)
<i>Yamanın Genişliği (W)</i>	8.9
<i>Yamanın Uzunluğu (L)</i>	5.4
<i>İç iletken yarıçap (2a)</i>	1.28
<i>Dış iletken yarıçap (2b)</i>	4.1
<i>Besleme Noktasının yatay uzaklığı (xo)</i>	3.75
<i>Besleme Noktasının dikey uzaklığı (yo)</i>	2



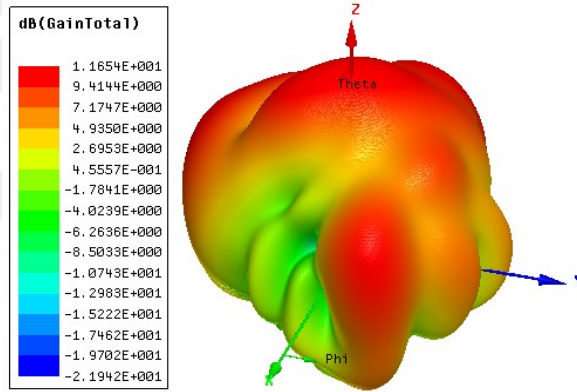
Şekil 4.9.3. Önerilen antenin RL (S11) grafiği

Önerilen antenin smith abağı (empedans eğrisi) Şekil 4.9.4’te gösterilmiştir. Çalışma frekans aralığındaki (8 – 12) GHz olası tüm empedansların gösterimi ve bu empedansların  $VSWR \leq 2$  dairesine düşen kısımları görülmektedir.



Şekil 4.9.4. Önerilen antenin smith abağı

Önerilen antenin (8-12) GHz frekans aralığındaki maksimum kazanç sağladığı 11 GHz deki 3 boyutlu kazanç grafiğı Şekil 4.9.5’de gösterilmiştir.



Şekil 4.9.5. Önerilen antenin kazanç-ışırma örüntü grafiğı

Anten besleme konumunun kazanç üzerindeki etkisi Çizelge 4.18’de verilmiştir.

Çizelge 4.18. Anten besleme konumunun kazanç üzerindeki etkisi

Anten	$(x_0, y_0)$ mm	Kazanç (dBi)
1. Anten	-3.75, -2	9.46
2. Anten	-3.75, 2	9.08
3. Anten	3.75, 2	11.65
4. Anten	3.75, -2	8.82

Bu çalışmada, X bandında çalışabilen dairesel yayımlı, yüksek kazançlı bir anten tasarlandı ve simüle edildi. Anten, uygun yüksek kazancı yakaladığında en iyi ışınma örüntü desenini gösterir. Antenin besleme noktasındaki maksimum kazanç ( $x_0 = 3.75, y_0 = 2$ ) 14 dBi bulunmuştur. Tasarlanan anten küçük boyutlu, yüksek kazançlı ve günümüzün iletişim cihazları için uygun bir yapıdadır.

#### 4.10. 5.8 GHz ISM ve 10 GHz X Bant Uygulamaları için Yüksek Kazançlı, Çift Bantlı ve İki Katmanlı Minyatür Mikroşerit Antenin Geliştirilmesi

Bu kısımda, MA'ların performans gelişimi için literatürde kullanılan birkaç farklı yöntemi bir araya getirerek adım adım 5.8 GHz ve 10 GHz'de çalışan iki katmanlı istiflenmiş minyatür MA'nın kazancının nasıl artırılacağı açıklanmıştır.

Yalıtkan malzeme seçiminde, maliyeti ucuz ve yaygın olarak kullanılan FR4 tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

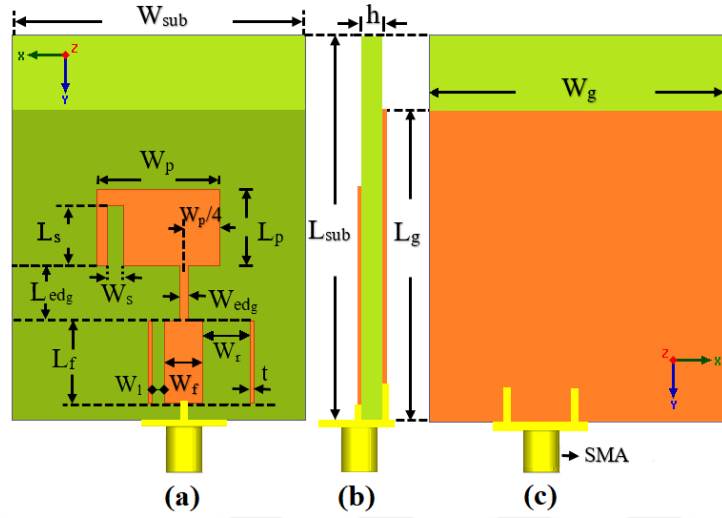
- $f_r = 10$  GHz
- $\epsilon_r = 4.4$  ( $\tan\delta = 0.016$ )
- $h = 1.6$  mm

MA'nın düşük kazanç ve dar bant genişliği gibi bilinen dezavantajların üstesinden gelmek için literatürde çeşitli yöntemler kullanılır. Bunlardan bazıları; ışınma yapan alanda (yama) oluk açma [73-74], giriş empedans uygunluğu [75-76], kusurlu zemin yapısı (DGS) [77-81], yamaya uygun pozisyonlarda farklı şekilli parazitik yamaların eklenmesi [82-83], çok katmanlı yapılar [84-85].

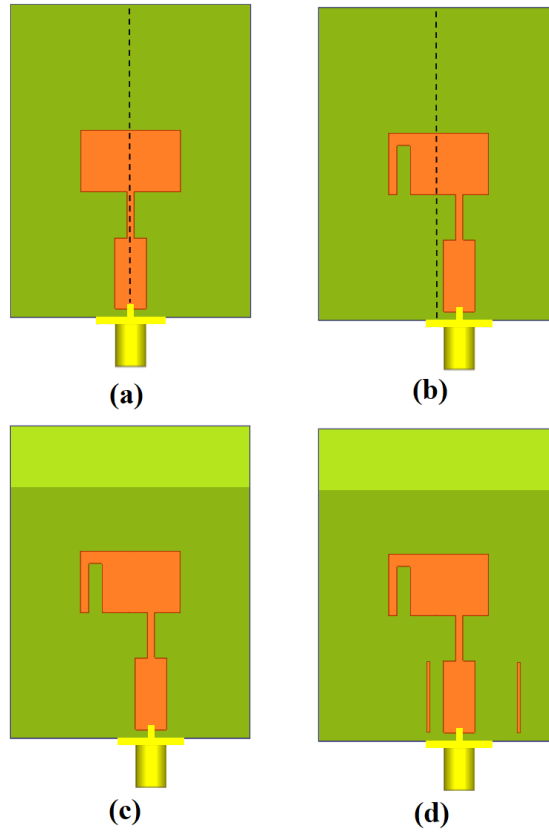
Bu yöntemler kullanılarak 5.8 GHz ISM ve 10 GHz X-Bant Radar uygulamalarında çalışan çift bantlı, iki katmanlı istiflenmiş MA'nın kazancının artırılması ve geliştirilmesi için çalışılmıştır. Frekans ne kadar yüksek olursa, anten boyutları o kadar küçük olur. Antenimiz başlangıçta 10 GHz'e göre tasarlandığından ve ardından 5.8 GHz frekansında ikinci bir çalışma frekansı eklendiğinden, tasarlanan anten boyutları 5.8 GHz bandında tasarlanan antenden boyut olarak daha küçük olmuştur. Önerilen antenin geometrik yapısı, Şekil 4.10.1'de gösterilmiştir. Tasarımın her bir adımı HFSS'nin parametrik analizi kullanılarak gerçekleştirildi. Önerilen antenin tasarım evreleri dört adımda Şekil 4.10.2'de gösterilmiştir.

1. adımda, 10 GHz rezonans frekansında çalışan çeyrek dalga dönüşümlü MA'nın tasarımı yapıldı. TLM denklemlerindeki (2.1) - (2.16) hesaplamalar sonucunda elde edilen sayısal değerler ile simülasyon sonuçları istenen düzeyde olmadığından HFSS paketinde kullanılan parametrik analizler [56] ile uygun sonuçlar elde edilmiştir. 2. adımda, başlangıç MA üzerinde çift bant karakteristiği elde etmek için oluk açma yöntemi kullanıldı. Ardından, besleme

pozisyonu antenin daha etkin ışıma yapması için değiştirildi. Açılan oluğun farklı uzunluk ve genişlik değerleri için RL değişikliği, Şekil 4.10.3'te gösterilmiştir.



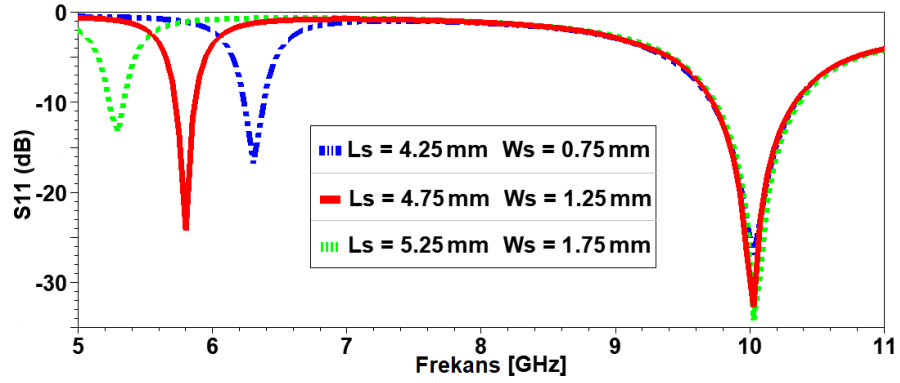
Şekil 4.10.1. Önerilen antenin geometrik yapısı (a) önden, (b) yandan, (c) alttan görünüm



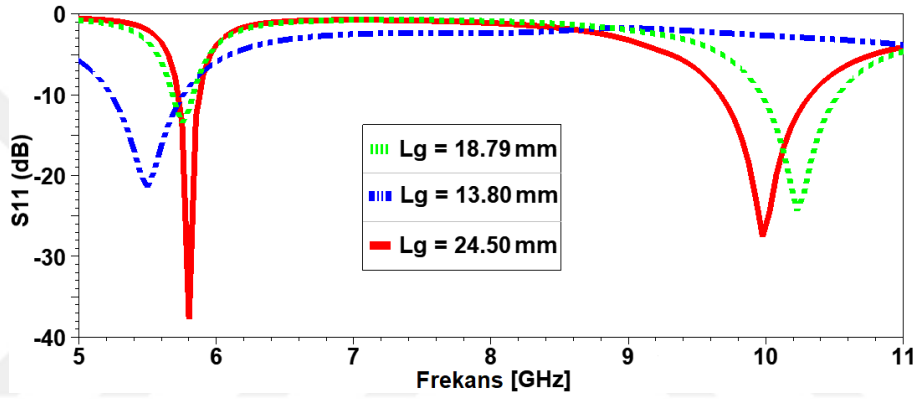
Şekil 4.10.2. Anten tasarım adımları: (a) başlangıç anten (Adım # 1), (b) oluk ve besleme konumu (Adım # 2) (c) DGS (Adım # 3) (d) parazitik eleman (Adım # 4)

3. adımda, DGS yöntemi kazanç iyileştirme için kullanıldı. Antenin farklı zemin uzunlukları için geri dönüş kaybı değişikliği, Şekil 4.10.4'te gösterilmiştir. 4. adımda, daha fazla geri dönüş kaybı ve kazanç iyileştirilmesi için besleme hattının sağına ve soluna en uygun şekilde

paralel olarak parazitik elemanlar yerleştirildi. Parazitik elemanların farklı konumları için geri dönüş kaybı değişikliği, Şekil 4.10.5’de gösterilmiştir.

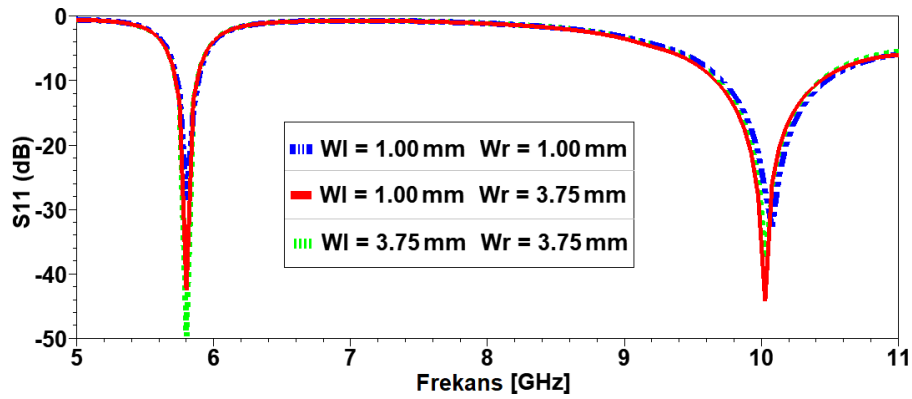


Şekil 4.10.3. Açılan oluğun farklı uzunluk ve genişlik değerleri için RL grafiği

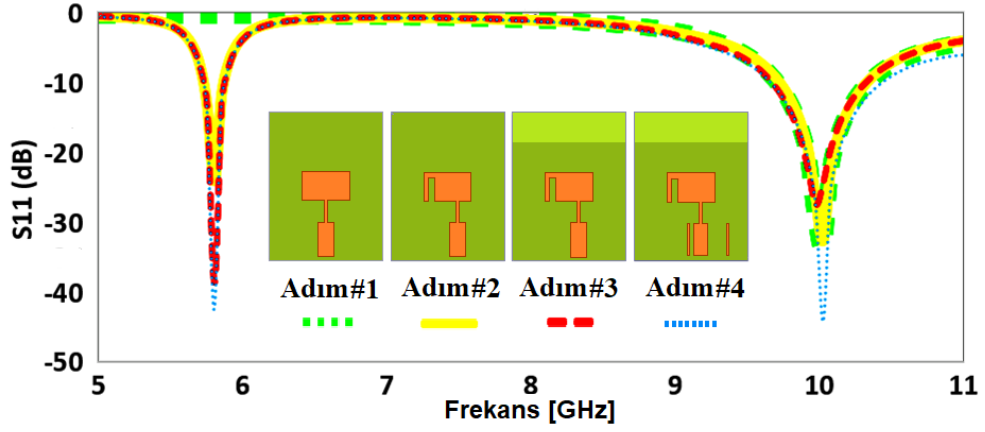


Şekil 4.10.4. Farklı zemin (DGS) uzunlukları için RL grafiği

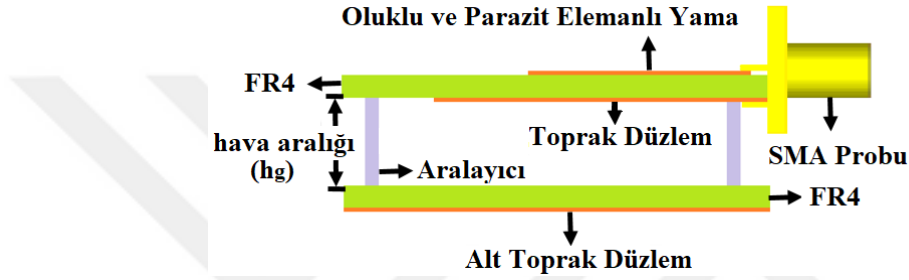
Tasarım evresinde kullanılan antenlerin RL ( $S_{11}$ ) üzerindeki etkileri, Şekil 4.10.6’da gösterilmiştir. Son olarak olarak (Adım 5), 4. adımda kullanılan MA yapısının alt bölümüne daha fazla kazanç artışı sağlamak için Şekil 4.10.7’de gösterildiği gibi hava boşluklu ve tek taraflı ikinci bir katman eklenmiştir. İkinci bir FR4 katmanı kullanma nedeni anten yapısına bir hava boşluğu eklemektir. Hava boşluğu, kullanılan yalıtkan malzemenin yüksek kaybını azaltarak kazanc arttırımı sağlar [34].



Şekil 4.10.5. Parazitik elemanların farklı konumları için RL grafiği



Şekil 4.10.6. Tasarım evresinde kullanılan antenlerin RL üzerindeki etkileri



Şekil 4.10.7. Önerilen anten yapısının yandan görünümü

Oluşturulan hava boşluğu, hem yayılan düzlemin etkin dielektrik geçirgenliğini  $\epsilon_r$  hem de kayıplı tanjant  $\tan\delta$  üzerindeki elektrik alan yoğunluğunu azaltır. Yapılan çalışmada FR4 malzemesinin yüksek yalıtım kaybını azaltmak için hava boşluğu kullanılarak efektif dielektrik geçirgenliği  $\epsilon_{eff}$  azaltılmıştır [31]. Sonuç olarak hava boşluğu yüksekliği ( $hg$ ) HFSS ile optimum değeri parametrik çalışma sonucu 7.5 mm olarak bulunmuştur. Hava boşluğu yüksekliğine karşı kazanç değerleri Çizelge 4.19’da verilmiştir.

Çizelge 4.19. Hava boşluğu yüksekliğine karşı kazanç değerleri

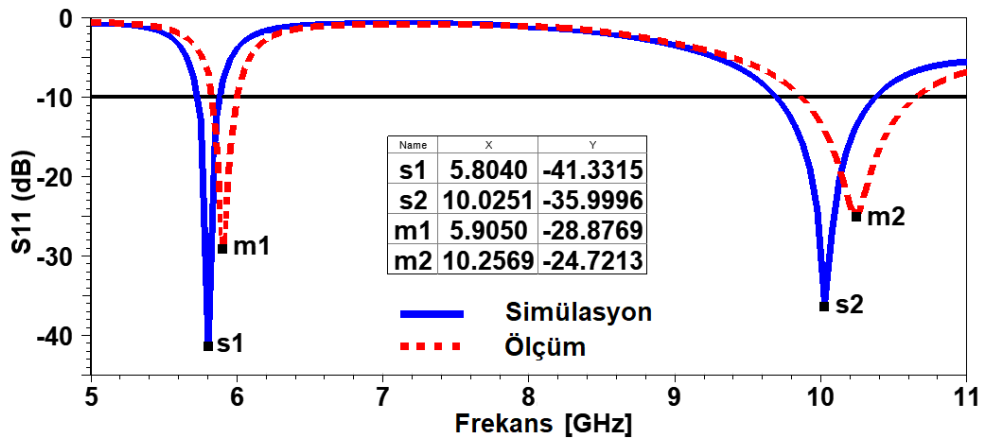
Hava boşluğu yüksekliği (hg) mm	Kazanç (dBi)	
	5.8 GHz	10 GHz
3.5	3.56	6.68
5.5	3.72	6.79
7.5	4.11	7.15
9.5	4.03	6.74

Son olarak, HFSS ile yürütülen parametrik çalışmalar sonucu önerilen antenin fiziksel parametreleri Çizelge 4.20’de gösterilmiştir.

Çizelge 4.20. Önerilen antenin fiziksel özellikleri

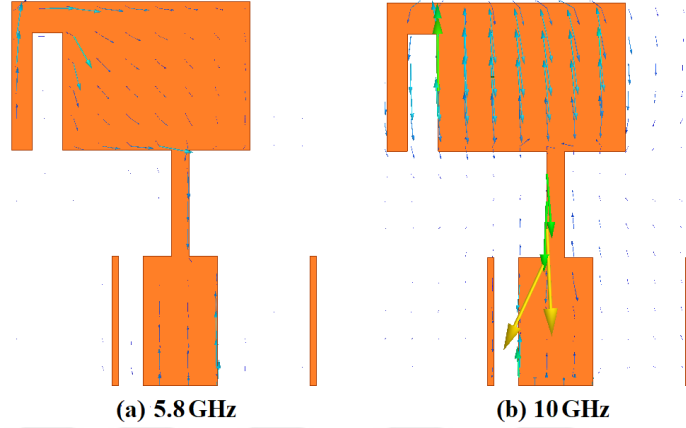
Parametre	Boyut (mm)	Parametre	Boyut (mm)
$L_{sub}$	30	$L_{edge}$	4.3
$W_{sub}$	23	$W_{edge}$	0.7
$L_p$	6	$L_f$	6.5
$W_p$	9.6	$W_f$	3
$L_g$	24.5	$W_r$	3.75
$W_g$	23	$W_l$	1
$L_s$	4.75	$t$	0.25
$W_s$	1.25	$h$	1.575

Önerilen antenin performans parametrelerinden RL, yüzey akımı dağılımı, ışıma örüntüsü ve kazanç / yönlülük değerleri HFSS ile analiz edilmiş, 10 kHz-20 GHz’i kapsayan bir portatif VNA kullanılarak RL ölçümü yapılmıştır. Çift bantlı antenin 5.8 GHz ve 10 GHz frekanslarındaki geri dönüş kaybı RL grafiği, Şekil 4.10.8’de gösterilmiştir. Ölçülen sonuç değeri sistematik olarak daha yüksek frekanslara kaymıştır. Bu kullanılan epoksi malzemenin dielektrik sabitinin katalog bilgilerinin yanlışlığı ya da üretim ve ölçüm işlemlerinde hatalara bağlanabilir. Şekil 4.10.8’e göre, önerilen antenin simüle edilen ve ölçülen S11  $\leq -9.54$  dB bant genişlikleri sırasıyla 5.8 GHz’de 160 MHz ve 10 GHz’de 680 MHz ile 5.8 GHz’de 176 MHz ve 10 GHz’de 785 MHz’dir.



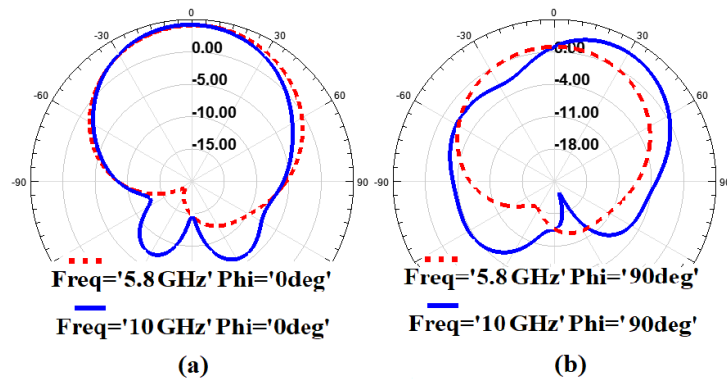
Şekil 4.10.8. Önerilen antenin simülasyon ve ölçüm RL grafiği

Şekil 4.10.9’da gösterilen yüzey akımı dağılımlarına bakıldığında, 10 GHz’deki akım, 5.8 GHz’den daha güçlü ve daha süreklidir ve ayrıca yama kenarlarında ve çeyrek dalga bölgelerinde yoğunlaşmıştır. Yüzey akım dağılımı, oluk kısmının 5.8 GHz’de yayıldığını ve yamanın 10 GHz’de etkin olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.10.9. Önerilen anten üzerindeki yüzey akımı dağılımları

Önerilen antenin her iki çalışma frekansında simüle edilmiş uzak alan ışınım örüntüsü desenleri Şekil 4.10.10’da gösterilmiştir. Anten kazancı, sırasıyla 5.8 GHz’de 4.11 dBi ve 10 GHz’de 7.15 dBi’dir. Şekil 4.10.11, tasarlanan antenin 5.8 GHz ve 10 GHz frekansları için kazanç ve yönlülüğünü göstermektedir. Burada, sadece birkaç frekans seçilmiş ve böylece kazanç ve yönlendirme değerleri yerel olarak gösterilmiştir. Tasarım evrelerinin anten kazancı üzerindeki etkileri Çizelge 4.21’de verilmiştir.



Şekil 4.10.10. Simüle edilmiş uzak alan ışınım desenleri:

(a) E Düzlemi (x-z) (b) H Düzlemi (y-z)





Şekil 4.10.11. 5.8 GHz ve 10 GHz band'ları için kazanç ve yönlülük eğrisi

Antenin 5.8 GHz'deki yönlülüğü 6.85 dBi ve kazanç 4.11 dBi'dir ve 10 GHz'deki yönlülüğü 8.65 dBi ve kazanç 7.15 dBi'dir. FR4 yalıtkan malzemesi kayıplı olduğundan, verim düşüktür. Bu nedenle yönlülük değeri kazanç değerinden çok daha yüksek çıkmıştır. Önerilen anten yakın zamanda yayınlanan çalışmalarla karşılaştırılmıştır. Çeşitli parametreler açısından karşılaştırma Çizelge 4.22'de verilmiştir. Bu çalışmada, literatürde antenlerin performansının iyileştirilmesi için kullanılan birkaç farklı yöntemi birleştirerek adım adım 5.8 GHz ve 10 GHz'de çalışan minyatürleştirilmiş çift bantlı bir MA'nın kazancının nasıl artırılacağı açıklanmıştır. Beş sistematik adımdan oluşan tasarım yaklaşımı tanımlanıp, tasarımı doğrulamak ve anten yapısını optimize etmek için parametrik analiz yapılmıştır. Performans olarak RL, VSWR ve kazanç açısından karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.21. Tasarım evrelerinin anten kazancı üzerindeki etkisi

Tasarım Adımları	Kazanç (dBi)	
	5.8 GHz	10 GHz
1. Adım	-	5.46
2. Adım	1.78	5.46
3. Adım	2.40	6.26
4. Adım	2.28	6.55
5. Adım	4.11	7.15

Çizelge 4.22. Literatürde çalışılan benzer diğer antenler ile karşılaştırma

Referans	[47]		[86]		[87]		[88]		Önerilen	
Boyut (mm <sup>2</sup> )	1140		100		484		3600		690	
Kalınlık (mm)	1.57		1		1.6		1		1.57	
Malzeme	Rogers		FR4		FR4		Rogers		FR4	
Rezonans Frekanslar (GHz)	8.2	9.9	9.2	11.7	3.4	5.5	5.3	6.1	5.8	10
Bant Genişliği (MHz)	1028	1030	266	450	700	680	230	360	160	680
VSWR	1.15	1.16	1.04	1.09	-		-		1.01	1.03
Kazanç (dBi)	2.96	4.24	4.34	4.59	2.04	3.44	7.00	5.00	4.11	7.15

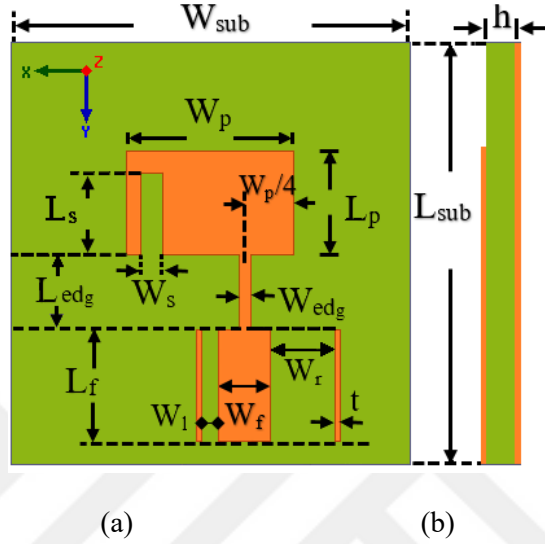
Önerilen anten, Wi-Fi (5.8 GHz) ve Radar (10 GHz) uygulamaları için çift bantlı iletişim sistemlerinde kullanılabilir. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının uyumluluğu, tasarlanan antenin kompakt boyutu (23 mm x 30 mm) ayrıca basit yapılı ve düşük maliyetli olması önerilen anteni pratik uygulamalar için uygun kılmaktadır.

#### 4.11. Yüksek Kazançlı, Minyatür ve Çift Bantlı Mikroşerit Anten Tasarımı

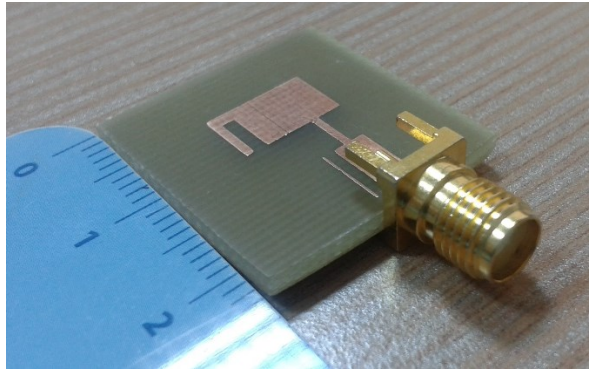
Bu kısımda, MPA'ların performans gelişimi için mevcut literatürde kullanılan farklı yöntemler kullanılarak 5.8 GHz ve 10 GHz'de çalışılan kompakt, minyatür MA tasarlanmıştır. Yalıtkan malzeme seçiminde, piyasada yaygın olarak kullanılan maliyet uygun FR4 tercih edilmiştir. Başlangıç antenin tasarım parametreleri şu şekilde belirlenmiştir.

- $f_r = 10$  GHz
- $\epsilon_r = 4.4$  ( $\tan\delta = 0.016$ )
- $h = 1.6$  mm

MA'nın düşük kazanç ve dar bant genişliği gibi bilinen dezavantajların üstesinden gelmek için literatürde çeşitli yöntemler kullanılır [73-85] ve [89-90]. Bu yöntemlerden yararlanılarak yüksek kazançlı minyatür kompakt anten tasarımına gidilmiştir. Önerilen antenin geometrik yapısı, Şekil 4.11.1 de gösterilmiştir. Prototipi hazırlanıp üretilen minyatür anten ise Şekil 4.11.2'de gösterilmiştir. Tasarımın her bir adımı HFSS'nin parametrik analizi kullanılarak gerçekleştirilip Şekil 4.11.3'te gösterilmiştir.

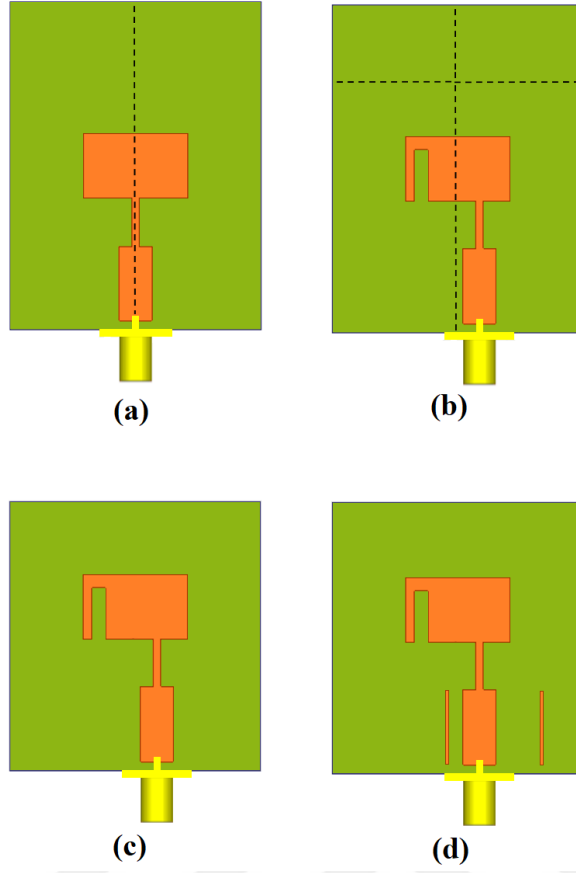


Şekil 4.11.1. Önerilen antenin (a) önden ve (b) yandan geometrik yapısı



Şekil 4.11.2. Üretilen minyatür antenin fotoğrafı

1. adımda, 10 GHz rezonans frekansında çalışan çeyrek dalga dönüşümlü MA'nın tasarımını yapıldı. TLM denklemlerindeki (2.1) - (2.16) hesaplamalar sonucunda elde edilen sayısal değerler ile simülasyon sonuçları istenen düzeyde olmadığından HFSS paketinde kullanılan parametrik analizler [55] ile uygun sonuçlar elde edilmiştir.

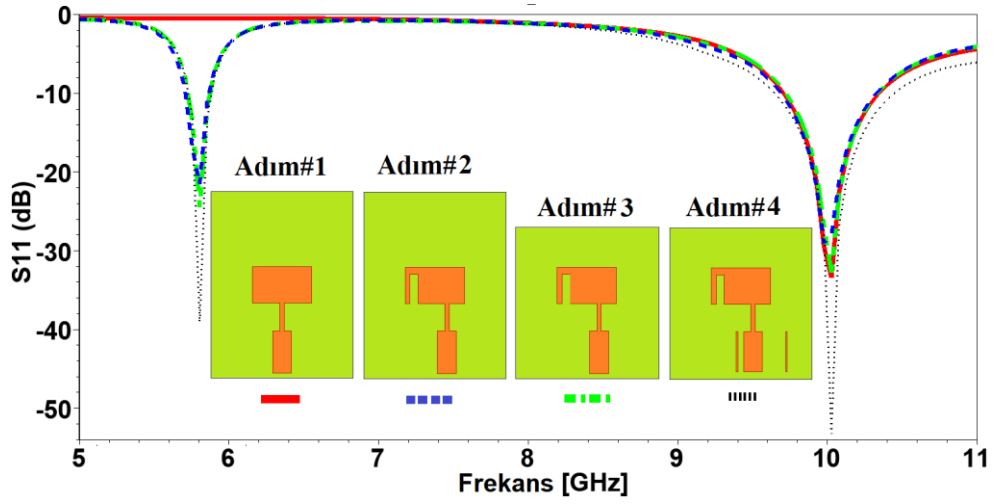


Şekil 4.11.3. Anten tasarım adımları: (a) başlangıç anten (Adım # 1), (b) oluk ve besleme konumu (Adım # 2) (c) CSS (Adım # 3) (d) parazitik eleman (Adım # 4)

2. adımda, başlangıç MA üzerinde çift bant karakteristiği elde etmek için oluk açma yöntemi kullanıldı. Ardından, besleme pozisyonu antenin daha etkin ışıma yapması için değiştirildi.

3. Adımda normal yalıtkan malzemenin alt tabakasını kazımak yerine kesme yöntemi kullanıldı. Yapılandırılmış yöntemin avantajı, anten kazancını artırarak, toplam boyutunu azaltmaya yardımcı olmasıdır. Bu yöntem, minyatür anten tasarımları için bir yenilik sunar ve literatürde kullanılan yöntemlere eklenebilir [47,91].

4. adımda, geri dönüş kaybı ve kazanç iyileştirmesi için besleme hattının sağına ve soluna en uygun şekilde paralel olarak parazitik elemanlar yerleştirildi. Tasarım evresinde kullanılan antenlerin RL (S11) üzerindeki etkileri, Şekil 4.11.4'de gösterilmiştir. Önerilen antenin performans parametrelerinden RL, yüzey akımı dağılımı ve kazanç / verim değerleri HFSS ile analiz edilerek, 10 kHz - 20 GHz'i kapsayan bir portatif VNA kullanılarak RL ölçümü yapılmıştır.



Şekil 4.11.4. Tasarım evresinde kullanılan antenlerin RL üzerindeki etkileri

Çizelge 4.23. RL yönünden tasarım adımlarının karşılaştırılması

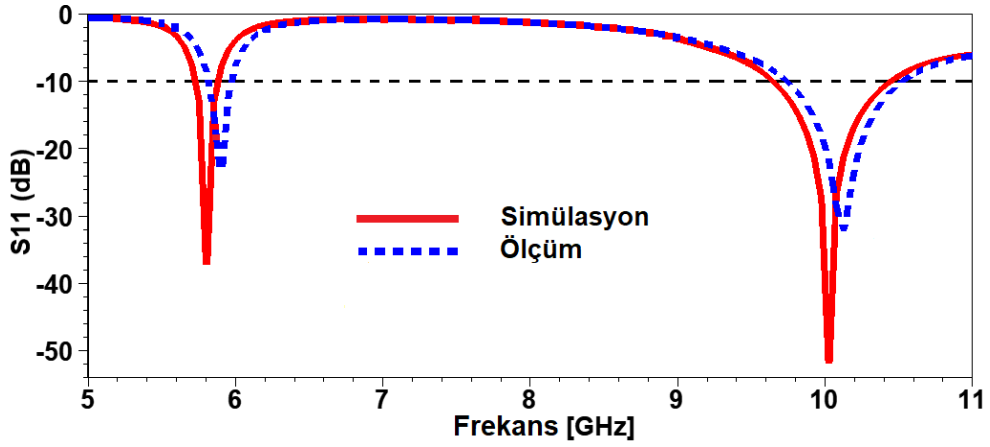
Tasarım Adımları	RL (dB)	
	5.8 GHz	10 GHz
1. Adım	-	34.41
2. Adım	26.67	29.75
3. Adım	21.45	28.36
4. Adım	38.97	53.20

Çizelge 4.24. Önerilen antenin fiziksel özellikleri

Parametre	Boyut (mm)	Parametre	Boyut (mm)
$L_{sub}$	23	$L_{edge}$	4.3
$W_{sub}$	23	$W_{edge}$	0.7
$L_p$	6	$L_f$	6.5
$W_p$	9.6	$W_f$	3
$L_s$	4.75	$W_r$	3.75
$W_s$	1.25	$W_l$	1
$h$	1.575	$t$	0.25

Çift bandlı antenin 5.8 GHz ve 10 GHz frekanslarındaki geri dönüş kaybı RL grafiği, Şekil 4.11.5'de gösterilmiştir. Ölçülen sonuç değeri sistematik olarak daha yüksek frekanslara

kaymıştır. Bu kullanılan epoksi malzemenin dielektrik sabitinin katalog bilgilerinin yanlışlığı ya da üretim ve ölçüm işlemlerinde hatalara bağlanabilir. Çizelge 4.25’de, önerilen antenin simüle edilen ve ölçülen  $S_{11} \leq -9.54$  dB bant genişlikleri verilmiştir.

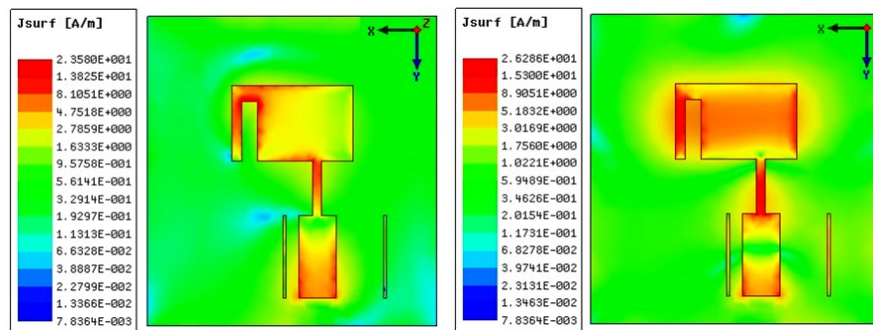


Şekil 4.11.5. Önerilen antenin simülasyon ve ölçüm RL grafiği

Şekil 4.11.6’da gösterilen yüzey akımı dağılımlarına bakıldığında, 10 GHz’deki akım, 5.8 GHz’den daha güçlü ve daha süreklidir ve ayrıca yama kenarlarında ve çeyrek dalga bölgelerinde yoğunlaşmıştır. Yüzey akım dağılımı, oluk kısmının 5.8 GHz’de yayıldığı ve yamanın 10 GHz’de etkin olduğunu göstermektedir.

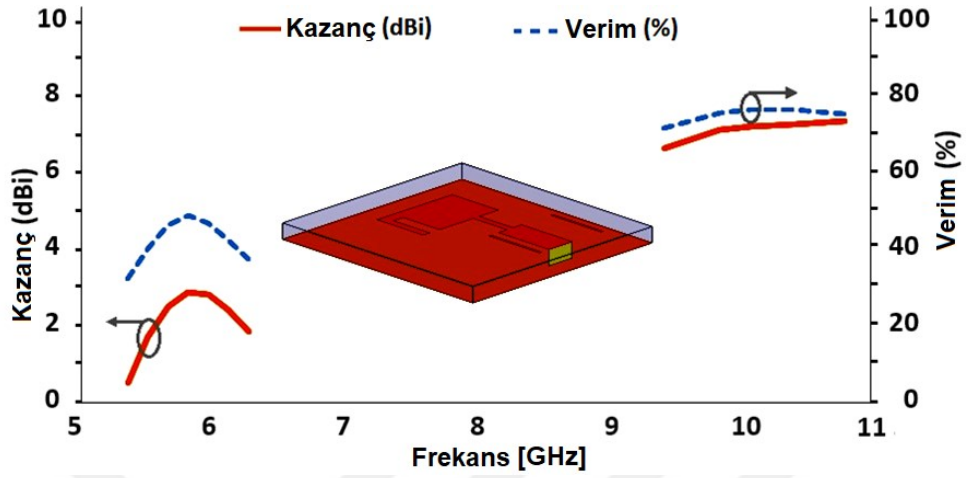
Çizelge 4.25. Simüle edilen ve ölçülen sonuçların karşılaştırılması

Önerilen Anten	Frekans (GHz)	Bant Genişliği (MHz)	Return Loss (dB)	VSWR
Simülasyon	5.80	5.75 GHz - 5.88 GHz (160)	-38.97	1.022
	10.02	9.64 GHz - 10.44 GHz (800)	-53.20	1.004
Ölçüm	5.95	5.81 GHz-5.98 GHz (170)	-24.74	1.154
	10.27	9.74 GHz-10.52 GHz (780)	-32.68	1.132



Şekil 4.11.6. Önerilen antenin simüle yüzey akımı dağılımları: (a) 5.8 GHz ve (b) 10 GHz

Şekil 4.11.7’de, önerilen antenin 5.8 GHz ve 10 GHz frekansları için kazanç ve radyasyon verimliliğini göstermektedir. Burada, kazanç ve radyasyon verimliliği değerlerinin yerel olarak gösterilmesi için sadece birkaç frekans seçilmiştir.



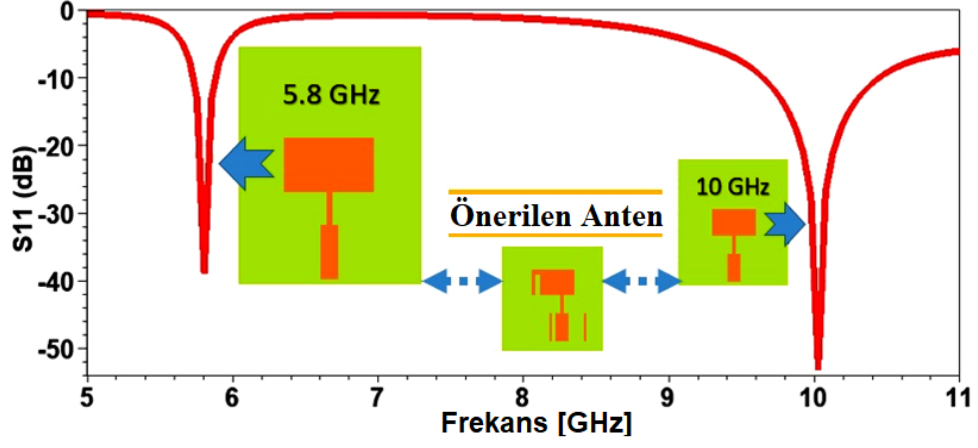
Şekil 4.11.7. Önerilen antenin kazanç ve radyasyon verimlilik eğrisi

Önerilen çift bantlı minyatür antenin sırasıyla 5.8 GHz ve 10 GHz frekanslarında kazanç değerleri 2.88 dBi ve 7.24 dBi, radyasyon verimi ise %49 ve %77 olarak bulunmuştur. Tasarım evrelerinin anten kazancı üzerindeki etkileri Çizelge 4.26’da verilmiştir.

Çizelge 4.26. Tasarım evrelerinin anten kazancı üzerindeki etkisi

Tasarım Adımları	Kazanç (dBi)	
	5.8 GHz	10 GHz
1. Adım	-	5.46
2. Adım	2.59	5.84
3. Adım	2.66	7.04
4. Adım	<b>2.88</b>	<b>7.24</b>

Tasarlanan anten aslında kendi başına küçük olmasına rağmen, çift bant özelliği ile iki ayrı antenin işini yapmasına izin verdiği için kompakt olarak kabul edilebilir. Şekil 4.11.8, 5.8 GHz ve 10 GHz bandı için geleneksel yama anteni ve minyatür antenin karşılaştırmasını göstermektedir.



Şekil 4.11.8. 5.8 GHz ve 10 GHz bandı için konvansiyonel yama antenler ile tasarlanan minyatür antenin karşılaştırılması

Önerilen anten yakın zamanda yayınlanan çalışmalarla karşılaştırılmıştır. Çeşitli parametreler açısından karşılaştırma Çizelge 4.27’de verilmiştir.

Çizelge 4.27. Literatürde çalışılan benzer diğer antenler ile karşılaştırma

Referans	Rezonans Frekans Sayısı	Boyut (mm <sup>2</sup> )	Kalınlık (mm)	Malzeme	En Yüksek Kazanç (dBi)
[6]	2	100	1	FR4	4.59
[87]	2	484	1.6	FR4	3.44
[92]	3	616	1	FR4	4.12
[93]	3	1520	1.6	FR4	1.84
[94]	2	1140	1.57	Rogers	4.24
[95]	2	900	1.6	FR4	5.00
[96]	3	740	0.5	Rogers	4.39
[97]	2	1270	1.6	FR4	5.00
[98]	3	300	1.6	FR4	5.80
<b>Önerilen</b>	2	529	1.6	FR4	<b>7.24</b>



Bu çalışmada, antenlerin performans iyileştirilmesi için literatürde kullanılan birkaç farklı yöntem birleştirilerek adım adım 5.8 GHz ve 10 GHz'de çalışan minyatürleştirilmiş kompakt bir MA'nın kazancının nasıl artırılacağı açıklanmıştır.

Yama antenlerinin performans iyileştirmesi için dört sistematik adımdan oluşan tasarım yaklaşımı tanıtıldı. Önerilen tasarımı doğrulamak ve anten yapısını optimize etmek için parametrik analizlere gidilerek; geri dönüş kaybı, durgun dalga oranı ve kazanç açısından karşılaştırmalar yapılmıştır. Hedeflenen antenin Wi-Fi (5.8 GHz) ve Radar (10 GHz) uygulamaları için çift bantlı iletişim sistemlerinde kullanılabilir olması, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının uyumluluğu, kompakt boyutu (23 mm x 23 mm), pratik uygulamalar için uygun kılmalıdır.



## 5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında mikroşerit antenlerin farklı dielektrik malzemeler üzerindeki etkisi araştırılarak yüksek kazançlı, kompakt boyutlu, tekli ve çoklu frekanslarda ışıma yapan anten tasarımlarına yer verilmiştir. Hedeflenen çıktılara ulaşabilmek için akademik alanda anten tasarım süreci gözden geçirilmiş ve gerekli materyal temin edilerek uygulanacak yöntemler araştırılmıştır. Yapılan benzetim, tasarım ve deneysel incelemelerden aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Günümüz teknolojisinde bir anten tasarımı için prototip kart çıkarılmadan önce bilgisayar ortamında modellenerek test edilmesi gerekir. Bu amaçla, modelleme ve tasarım adımlarında elektromanyetik yapıları sonlu elemanlar yöntemi ile çözen ve ticari bir yazılım olan HFSS kullanımı iyi sonuçlar elde etmeye imkan sağlamaktadır.

Mikroşerit antenlerin tasarım modelleri, iletim hattı ve koaksiyel besleme yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İstenilen performans özelliklerine ulaşabilmek için ışıma yapan yama ve zemin düzleminde bir takım parametrik değişiklikler temelinde eniyileme yapılmıştır. Tasarım modelleri tamamlanan ve performans parametresine sahip farklı antenlerin prototip örnekleri çıkartılmıştır. Baskı devre kartı ile çıkartılan prototip antenler vektör ağ analizör ve standart mikrodalga test düzeneği kullanılarak deneysel olarak incelenmiş ve çıkış karakteristikleri belirlenmiştir. Deneylerde prototip antenlerin parazitik yama ekleme, oluk açma, dizi elemanları oluşturma gibi farklı geometrik yapılarının çıkış karakteristikleri ölçülmüştür. Deneysel incelemelerden elde edilen sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırılmış ve çıkan sonuçların birbirleri ile uyumlu ve karşılaştırılabilir olduğu gözlemlenmiştir.

Pratik uygulamalarda yaygın olarak kullanılan mevcut dielektrik malzemelerin geometrik yapılarından dolayı tez çalışmamızda doğrusal ve düzlemsel mikroşerit anten çeşitleri üzerinde durulmuştur. HFSS ile modellenip tasarlanan antenlerin çıkış karakteristiklerinden anten kazancının 13.27 dBi düzeylerine ulaştığı saptanmıştır. Benzetim modelinin hesaplamalarına göre daha iyi dielektrik özelliklere sahip olan malzemelerin kullanılmasıyla tasarlanan prototip antenlerden daha yüksek kazanç elde edilebileceği görülmüştür. Bu çalışmada hedeflenen yüksek kazançlı mikroşerit anten prototipleri için, dielektrik geçirgenliği 4.4, kalınlığı 1.6/-/3.2 mm olan FR4 malzeme kullanılmıştır. Bu malzemenin kullanılmasının başlıca sebebi ise tasarım çalışmalarında Türkiye’de kolay erişilebilir olması ve bununla birlikte tümüyle yerli ve milli olacak mikroşerit anten modellerine zemin hazırlanması için tercih edilmiştir.

HFSS optimum benzetim modeli ve yapısal değişimler yapılarak mikroşerit antenlerdeki bazı dezavantajların avantajlara dönüştürüle bilmesi olanakları incelenmiştir. Anten kazancını yükseltmek için FR4'e göre dielektrik geçirgenliği ve kayıp tanjantı daha düşük olan yalıtkan malzemeler temin edilerek (örneğin Rogers, RT Duroid gibi) anten prototipleri elde edilebilir. Ayrıca biyomedikal uygulamalar için esnek yapılı dielektrik malzemeler ve nanoteknoloji bazında yapılmış yeni tür dielektrik malzemeler kullanılarak farklı mikroşerit anten modelleri geliştirilebilir.

HFSS benzetim yöntemi ve yapısal değişimler kullanılarak uzay ve uydu teknolojileri, radar sistemleri, kablosuz haberleşme ve diğer alanlarda uygulanacak yüksek kazançlı mikroşerit antenlerin optimum modellenmesinin ve tasarımının gerçekleştirilmesi için önerilerde bulunulmuştur. Tasarlanacak antenlerin başlangıç fiziksel parametre değerleri, JAVA dili ile geliştirilen arayüzle bulunmuş ve benzetim programında kullanılmıştır ayrıca anten geometrisinin yapısal değişikliklerinden, oluk açma ve dizi elemanları oluşturma evrelerine çeyrek dalga dönüşümü, şerit bükme ve t-kavşak yöntemleri dahil edilmiş güçlendirilen HFSS ile optimum modelleme ve tasarım gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmasında tasarlanmış mikroşerit anten prototip modellerinin deneysel incelenmesi sonuçları ile teorik sonuçlar arasında fark olduğu da saptanmıştır. Bu hataların anten prototip modellerinin yapılışında kullanılan teknolojik işlemlerden kaynaklandığı görülmüştür. Bu nedenle benzetim modelinden elde edilen yüksek kazançlı antenin tasarımını gerçekleştirmek için çağdaş teknolojik işlemlerin kullanılması veya ileri teknolojilerin uygulanmasının önemi ayrıca vurgulanmıştır.

## KAYNAKLAR

- [1] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House Boston, London, 2003, 407.
- [2] K. L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, Wiley, 2002.
- [3] A. S. Azini, M. R. Kamarudin, *Transparent antenna design for WiMAX application*, Progress in Electromagnetics Research, 138 (2013) 133 – 141.
- [4] D. Srija, S. Poulami, S. Sushanta, B. Sushanta, S. Debasree, S. P. P. Sarkar, *Microstrip array antenna with wideband high gain*, Accepted in International Journal of Pure and Applied Physics, 5 (2015) 562-564.
- [5] E. Karaca, *Dairesel Polarizasyonda Çalışan L Şeklinde Çevrilmiş Şeritlere Sahip Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu Beslemeli Kare Slot Anten Tasarımı*, M.S. Thesis, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul 2013.
- [6] A. S. Bhadouria, M. Kumar, *Microstrip X-band antenna with improvement in performance using DGS*, Electrical and Electronic Engineering, 4:2 (2014) 31-35.
- [7] A. Ahmad, F. Syeda, I. Naqvi, Y. Âmin, H. Tenhunen, *Design, fabrication, and measurements of extended L-shaped multiband antenna for wireless applications*, Applied Computational Electromagnetics Society Journal, 33:4 (2018).
- [8] Y. A. Fadhel, M. Ataş, R. M. Abdulhakim, *Miniaturization of a planar strip shaped monopole antenna for WLAN applications*, Journal of University of Duhok, 20:1 (2017) 77-89.
- [9] E. Levine, G. Malamud, D. Treves, *A study of microstrip array antennas with the feed network*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 37:4 (1989).
- [10] A. Elhamraoui, E. Abdelmounim, J. Zbitou, H. Bennis, M. Latrach, *A new design of a microstrip antenna with modified ground for RFID applications*, International Journal of Intelligent Engineering and Systems, 11:6 (2018) 44-51.
- [11] P. Bhattacharjee, V. Hanumante, S. Roy, *Design of U-slot rectangular patch antenna for wireless LAN at 2.45 GHz*, 9th International Conference on Microwaves, Antenna, Propagation and Remote Sensing, (2013).
- [12] A. Arora, A. Khemchandani, Y. Rawat, S. Singhai, G. Chaitanya, *Comparative study of different feeding techniques for rectangular microstrip patch antenna*, International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering, 3:5 (2015) 32-35.
- [13] J. W. Kim, T. H. Jung, H. K. Ryu, J. M. Woo, C. S. Eun, D. K Lee, *Compact multiband microstrip antenna using inverted L and T shaped parasitic elements*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 12 (2013) 1299 – 1302.
- [14] I. Zahraoui, J. Zbitou, A. Errkik, E. Abdelmounim, A. S. Mediavilla, *A novel printed multiband low cost antenna for WLAN and WIMAX applications*, International Journal of Microwave and Optical Technology, 11:2 (2016) 131-136.

- [15] A. R. Albino, C. Balanis, *Gain enhancement in microstrip patch antennas using hybrid substrates*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 12 (2013) 476-479.
- [16] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *Development of a High Gain, Double Band and Two Layer Miniaturized Microstrip Antenna for 5.8 GHz ISM and 10 GHz X Band Applications*, Applied Computational Electromagnetics Society (ACES), 34:10 (2019) 1568-1575.
- [17] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, H. Acar, *High gain and coax fed modify rectangular microstrip antenna design for X band application*, European Journal of Technic (EJT), 7:1 (2017) 42-48.
- [18] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *High gain array antenna design of wireless communication applications*, European Journal of Technic (EJT), 6:2 (2016) 145-151.
- [19] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *Design and analysis of directive microstrip array antenna*, Advanced Research in Electrical & Electronics Systems (AREES), 1:1 (2016) 6-13.
- [20] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *Doğrusal ve düzlemsel mikroşerit dizi antenlerin tasarımı ve kazanç yönünden karşılaştırılması*, Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisi, 9:2 (2018) 617-624.
- [21] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *High gain microstrip antenna design for 2.4 GHz WLAN application*, Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 23 (2015) 556-559.
- [22] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *High gain rectangular microstrip array antenna design at 2.6 GHz*, Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 24 (2016) 581-584.
- [23] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *SHF uygulamaları için kompakt mikroşerit anten tasarımı ve analizi*, International Engineering, Science and Education, (2017) 339-345.
- [24] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, A. R. Çelik, *High Gain, Directional and Triple Band Rectangular Microstrip Array Antenna Design*, International Conference on Advanced Technology & Sciences (ICAT'16), (2016) 549-553.
- [25] İ. Ataş, M. B. Kurt, T. Abbasov, *Geniş Bandlı Koaksiyel Beslemeli Düzlemsel Mikroşerit Anten Tasarımı*, Elektromanyetik Alanlar ve Etkileri Sempozyumu, (2015) 215-218.
- [26] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons - Interscience, USA, 2005, 811-882.
- [27] D. M. Pozar, *Microstrip Antennas*, Proceeding of the IEEE, 80:1 (1992) 79-91.
- [28] J. R. James, P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, The Institution of Engineering and Technology, London, 1988, 1350.
- [29] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, USA, 2003, 451.
- [30] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, London, 2001.
- [31] I. Akkaya, *Antenler ve Propagasyon*, Sistem Yayıncılık, İstanbul, 1997, 285.

- [32] C. L. Mak, H. Wong, K. M. Luk, *High-gain and wide-band single-layer patch antenna for wireless communications*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 54:1 (2005) 33- 40.
- [33] Y. Huang, K. Boyle, *Antennas: From Theory to Practice*, John Wiley & Sons Ltd, USA, 2008, 78-194.
- [34] D. M. Pozar, D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas, the Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, IEEE Press, New York, 1995.
- [35] J. K. Smith, F. W. Hopwood, K. A. Leahy, *MEM Switch Technology in Radar*, IEEE Radar Conference, Nov. 2000.
- [36] B. R. Norvell, R. J. Hancock, J. K. Smith, M.L. Pugh, S.W. Theis, and J. Kviatkofsky, *Micro Electro Mechanical Switch (MEMS) Technology Applied to Electronically Scanned Arrays for Space Based Radar*, IEEE Aerospace Conference Proceedings, 3:1 (1999) 239-247.
- [37] A. Ghafar, *Design of a Compact Microstrip Antenna at 2.4 GHz*, M.S. Thesis, Department Electrical Engineering, University Teknologi Malaysia, November, 2005.
- [38] I. A. Hamieh, *A 77 GHz Reconfigurable Micromachined Microstrip Antenna Array*, M.S. Thesis, University of Windsor Scholarship, Canada, 2012.
- [39] L. Sevgi, *EMC ve Antenler: I – Tanımlar*, Doğuş Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Ağustos, 2005.
- [40] P. Shu, Q. Feng, *Design of a compact quad-band hybrid antenna for compass/WiMAX/WLAN applications*, Progress In. Electromagnetics Research, 138 (2013) 585–598.
- [41] Papapolymerou, Student Member, IEEE, Rhonda Franklin Drayton, Member, IEEE, and Linda P. B. Katehi, Fellow, IEEE, *Micromachined Patch Antennas*, IEEE Transactions Antennas and Propagation, 46:2 (1998).
- [42] C. K. Ghosh, S. K. Parui, *Design, Analysis and Optimization of A Slotted Microstrip Patch Antenna Array at Frequency 5.25 GHz for WLAN-SDMA System*, International Journal on Electrical Engineering and Informatics, 2:2 (2010) 102-112.
- [43] P. Bartia, *Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas*, Artech House, Canada, 1991.
- [44] W. F. Richards, *Microstrip Antennas, Theory, Applications and Design*, Van Norstrand Reinhold Company, New York, 1988.
- [45] A. F. Alsager, *Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays*, M.S. Thesis, Electrical Engineering - Communications and Signal Processing, B.Sc., University of Boras, January, 2011.
- [46] Anonymous. (2019). <http://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/48026/9/09-chapter%03.pdf> (on-line access on 27 Mar, 2019).

- [47] M. T. Islam, M. Samsuzzaman, *Miniaturized Dual Band Multi slotted Patch Antenna on Polytetrafluoroethylene Glass Microfiber Reinforced for C/X Band Applications*, Hindawi Publishing Corporation the Scientific World Journal, (2014).
- [48] I. Yarovsky, E. Evans, *Computer simulation of structure and properties of crosslinked polymers: application to epoxy resins*. Polymer, 43:3 (2002) 963–969.
- [49] R. Vejasegaran, *Design of Array Antenna for Body Centric Communication*, M.S. Thesis, Telecommunications-Antenna and Propagation, University of Malaya Kuala Lumpur, 2017.
- [50] Anonymous. (2018). [https://www.lpkfusa.com/products/pcb\\_prototyping/machines/protomat\\_s63](https://www.lpkfusa.com/products/pcb_prototyping/machines/protomat_s63) (on-line access on 21 May, 2018).
- [51] Anonymous. (2019). [http://www.megacircuit.com/detailed\\_material\\_selector\\_guide.htm](http://www.megacircuit.com/detailed_material_selector_guide.htm) (on-line access on 12 Apr, 2019).
- [52] Anonymous. (2019). <https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/kappa-438-laminates> (on-line access on 12 Apr, 2019).
- [53] Anonymous. (2019). <https://www.sunstone.com/pcb-manufacturing-capabilities/detailed-capabilities/pcb-materials/fr-4-material> (on-line access on 12 Apr, 2019).
- [54] Anonymous. (2017). [https://www.anritsu.com/en-US/test\\_measurement/products/ms2028c](https://www.anritsu.com/en-US/test_measurement/products/ms2028c) (on-line access on 01 Feb, 2017).
- [55] Introduction to Optimetrics (ANSYS HFSS for Antenna Design), 2015.0 Release, Ansoft Corporation, Pittsburgh, 15219, USA.
- [56] Anonymous. (2016). <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss> (on-line access on 07 Jan, 2016).
- [57] G. Bozdağ, *Novel Microstrip Antennas for Multiband and Wideband Applications*, M.S. Thesis, Electronics and Communication Engineering, İzmir Institute of Technology, July 2014.
- [58] M. Khodier, N. Dib, J. Ababneh, *Design of multi-band multi section transmission line transformer using particle swarm optimization*, Electrical Engineering, 90:4 (2007) 293–300.
- [59] J. Stiles, *The Chebyshev matching transformer*, The University of 20. Kansas, Department of EECS. (2010) 1–16.
- [60] A. Slimani, S. D. Bennani, A. E. Alami, M. Amellal, *Gain and bandwidth enhancement of New Planar microstrip array antennas geometry for C band weather radar applications*, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 9:5 (2016) 1139-1146.
- [61] G. N. Daniel, *Optimization of Microstrip Patch Antenna Array for Hyperthermic Treatment of Superficial Disease*, San Francisco State University/ABD, (2000).
- [62] H. J. Visser, *Equivalent length design equations for right-angled microstrip bends*, in Proc. EuCAP2007, Edinburgh, UK, (2007).

- [63] R. J. P. Douville, D. S. James, *Experimental study of symmetric microstrip bends and their compensation*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 26:3 (1978) 175–182.
- [64] A. A. Smith, JR. Fellow, *IEEE Press/Chapman & Hall Publisher Series on Microwave Technology and RF*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, 1998.
- [65] M. Özenç, M. E. Aydemir, A. Öncü, *1,26 GHz rezonans frekansında çalışan çift tabakalı yüksek kazançlı mikroşerit dikdörtgen yama anten tasarımı*, Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, (2013) 743.
- [66] R. Q. Lee, K. F. Lee, *Characteristics of a two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna*, Electronics. Lett., (1987) 1070-1072.
- [67] T. Mulluk, *WiMAX Standards and Regulations*, ITU Regional Development Forum CIS, CEE and Baltic Countries "Bridging the ICT Standardization Gap in developing countries" 10-11 June 2008, Tashkent (Uzbekistan).
- [68] O. Çolak, *Tek Darbe Mikroşerit Dizi Anten Tasarımı*, M.S. Thesis, Deniz Harp Okulu Deniz Bölümler Ve Mühendisliği Enstitüsü, İstanbul 2013.
- [69] S. Sonia, C. C. Tripathi, R. Rahul, *Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna*, Indian Journal of Science & Technology, 10:28 (2017) 1-16.
- [70] Z. Abedin, *Circular Microstrip Patch Antenna Design for LTE, ISM, WIMAX*, Advances on Broad-Band Wireless Computing, Communication and Applications, 12 (2017) 718-727.
- [71] Anonymous. (2016). NetbeansIDE 8.2. <https://netbeans.org/> (on-line access on 21 November, 2016).
- [72] Anonymous. (2019). [https://www.microwavejournal.com/articles/3144 a practical guide to the design of microstrip antenna arrays](https://www.microwavejournal.com/articles/3144-a-practical-guide-to-the-design-of-microstrip-antenna-arrays) (on-line access on 12 Apr, 2019).
- [73] A. Srilakshmil, N. V. Koteswararao, D. Srinivasarao, *X Band Printed Microstrip Compact Antenna with Lots in Ground Plane and Patch*, Recent Advances in Intelligent Computational Systems, IEEE, (2011) 851-855.
- [74] A. Elboushi, A. R. Sebak, *High Gain Hybrid DRA / Horn Antenna for MMW Applications*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), (2014).
- [75] C. U. Ndujiuba, A. O. Oloyede, *Selecting Best Feeding Technique of a Rectangular Patch Antenna for an Application*, International Journal of Electromagnetics and Applications, 5:3 (2015) 99-107.
- [76] H. Zhang, U. Zhou, Z. Wu, H. Xin, R. W. Ziolkowski, *Designs of Ultra Wideband (UWB) Printed Elliptical Monopole*, Microwave and Optical Technology Letters, 52 (2010) 466–471.
- [77] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Shi, X. Q. Chen, *An Overview On Defected Ground Structure*, Progress in Electromagnetic Research B, 7 (2008) 173–189.



- [78] A. Desai, T. Upadhyaya, R. Patel, S. Bhatt, P. Mankodi, *Wideband High Gain Fractal Antenna for Wireless Applications*, Progress in Electromagnetics Research Letters, 74 (2018) 125–130.
- [79] A. K. Arya, M. V. Kartikeyan, A. Patnaik, *Defected Ground Structure in The Perspective of Microstrip Antenna*, Frequenz, 64:5-6 (2010) 79- 84.
- [80] F. Y. Zulkifli, E. T. Rahardjo, D. Hartanto, *Radiation Properties Enhancement of Triangular Patch Microstrip Antenna Array Using Hexagonal Defected Ground Structure*, Progress in Electromagnetics Research, 5 (2008) 101 –109.
- [81] D. Marotkar, P. Zade, V. Kapur, *To Study the Effect of DGS on Antenna Parameters*, International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering, vol. 3, no. 7, July 2015.
- [82] Z. H. Tu, Q. X. Chu, Q. Y. Zhang, *High-Gain Slot Antenna with Parasitic Patch and Windowed Metallic Superstrate*, Progress in Electromagnetics Research Letters, 15 (2010) 27–36.
- [83] Q. Rao, T. A. Denidni, R. H. Johnston, *A New Aperture Coupled Microstrip Slot Antenna*, IEEE Trans. Antennas and Propagation, 53:9 (2005) 2818–2826.
- [84] R. N. Tiwari, P. Singh, B. K. Kanaujia, *Dual U-Slot Loaded Patch Antenna with a Modified L-Probe Feeding*, Journal Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe), 16:3 (2017).
- [85] N. S. Nafea, A. Ismail, S. A. R. Abdullah, *Low Side Lobe Level Multilayer Antenna for Wireless Applications*, Progress In Electromagnetics Research Letters, 58 (2016), 105–111.
- [86] A. S. Bhadouria, and M. Kumar, *Microstrip X-band Antenna with Improvement in Performance using DGS*, Electrical and Electronic Engineering, 4:2 (2014) 31-35.
- [87] D. K. Naji, *Compact Design of Dual-band Fractal Ring Antenna for WiMAX and WLAN Applications*, International Journal of Electromagnetics and Applications, 6:2 (2016) 42-50.
- [88] F. R. Rostami, G. Moradi, R. S. Shirazi, *Dual-Band Wide-Angle Circularly-Polarized Microstrip Antenna by Ferrite Ring Inserted in Its Cavity Domain*, Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES), 32:1 (2017).
- [89] A. Sharma, P. Khanna, A. Kumar, *A CPW-Fed Structure Shaped Substrate Wideband Microstrip Antenna for Wireless*, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 2:16 (2017) 419-443.
- [90] K. Costa, V. Dmitriev, *Planar Monopole UWB Antennas with Cuts at the Edges and Parasitic Loops*, Ultra Wideband Communications: Novel Trends – Antennas and Propagation, (2011) 143-154.
- [91] M. R. Zaman, M. T. Islam, N. Misran, J. S. Mandeep, *Analysis of resonance response performance of C band antenna using parasitic element*, Hindawi Publishing Corporation the Scientific World Journal, (2014).
- [92] Y. W. Shi, L. Xiong, M. G. Chen, *Compact Triple-Band Monopole Antenna for WLAN/WiMAX-Band USB Dongle Applications*, ETRI Journal, 1:37 (2015) 21-25.

- [93] A. Ahmad, F. Syeda, I. Naqvi, Y. Amin, H. Tenhunen, *Design, fabrication, and measurements of extended L-shaped multiband antenna for wireless applications*, Applied Computational Electromagnetics Society Journal, 33:4 (2018).
- [94] B. Datta, A. Das, A. Kundu, S. Chatterjee, M. Mukherjee, S. K. Chowdhury, *Twice-band irregular rectangular cut-in microstrip patch antenna for microwave communication*, International Conference on Information Communication and Embedded System, (2013).
- [95] S. Tripathi, E. R. Saxena, E. M. Kumar, A.K. Jaiswal, *Performance of microstrip patch antenna for dual band application*, International Journal of Engineering and Techniques, 4:1 (2018).
- [96] A. Z. Manouare, S. Ibnyaich, A. Idrissi, A. Ghammaz, *Miniaturized triple wideband CPW-fed patch antenna with a defected ground structure for WLAN/WiMAX applications*, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 15:3 (2016) 157-169.
- [97] S. Jo, H. Choi, B. Shin, S. Oh, J. Lee, *A CPW-fed rectangular ring monopole antenna for WLAN applications*, International Journal of Antennas and Propagation, 1 (2014) 1-6.
- [98] M. H. Ullah, J. S. Mandeep, N. Misran, B. Yatim, M. T. Islam, *Design and Prototyping of a Compact 2S Shaped Dual-Band Patch Antenna*, Elektronika Ir Elektrotechnika, 20:1 (2014) 92-95.

## ÖZGEÇMİŞ

**Adı Soyadı:** İsa ATAŞ

**Doğum Yeri ve Tarihi:** Diyarbakır 1975

**Adres:** Dicle Üniversitesi Diyarbakır Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Bilgisayar Teknolojileri Bölümü 21280 Diyarbakır

**E-posta:** isa\_atas@dicle.edu.tr

**Lisans:** Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği

**Yüksek Lisans:** Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği

### **Mesleki Deneyim:**

Dicle Üniversitesi Siirt Meslek Yüksekokulu Elektrik Bölümü 2004 - 2007 yılları arasında Öğretim Görevliliği

Dicle Üniversitesi Diyarbakır Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Bilgisayar Teknolojileri Bölümü 2007 yılından beri Öğretim Görevliliği