

**ÇİFT FREKANSLI ÇİFT KUTUPLAMALI DİKDÖRTGEN  
MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI VE ANALİZİ**

**THE DESIGN AND ANALYSIS OF DUAL FREQUENCY  
DUAL POLARIZED RECTANGULAR MICROSTRIP  
ANTENNA**

**FARUK ÖZTÜRK**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2010

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından **ELEKTRİK-ELEKTRONİK ANABİLİM DALI** 'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan :.....  
Doç. Dr. Erkan AFACAN

Üye (Danışman) :.....  
Prof. Dr. Erdem YAZGAN

Üye :.....  
Doç. Dr. Uğur BAYSAL

Üye :.....  
Doç. Dr. Elif AYDIN

Üye :.....  
Yrd. Doç. Dr. Mehmet DEMİRER

ONAY

Bu tez ...../...../..... tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

Prof.Dr. Adil DENİZLİ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

# ÇİFT FREKANSLI ÇİFT KUTUPLAMALI DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI VE ANALİZİ

Faruk ÖZTÜRK

## ÖZ

Bu çalışmanın amacı çift frekanslı ve/veya çift kutuplamalı mikroşerit anten tasarlamak, benzetimini yapmak ve bu anteni üreterek ölçüm sonuçlarını elde etmektir. Kablosuz haberleşme sistemlerinin yayılması geniş bantlı veya çoklu bağımsız bantlı çalışan çok fonksiyonlu antenlere olan talebi artırmaktadır. Bu talep, bir mikroşerit anten tasarlamak için çok fazla çaba sarfedilmesine neden olmaktadır. Bu çalışmada çift frekanslı dört farklı mikroşerit anten incelenmiştir. Bu antenlerden ilki ortak düzlemlili boşluk kuplajlı merkezde kısa devre edilmiş mikroşerit anten, ikincisi eğik açıklık beslemeli yığın mikroşerit anten, üçüncüsü ofset besleme hatlı eğik açıklık kuplajlı yığın mikroşerit anten ve sonuncusu çift frekanslı dairesel kutuplamalı GPS antenidir. Ortak düzlemlili boşluk kuplajlı mikroşerit antenin MATLAB ve IE3D programı ile benzetimi yapılmıştır. Ayrıca, üretilen bu antenin geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) parametresi ölçülmüştür. Elde edilen benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Diğer antenlerin yalnızca IE3D ile yapılan benzetimleri ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Kablosuz haberleşme için yeterli empedans bant genişliği ve kazanç sağlayan ofset besleme hatlı eğik açıklık kuplajlı yığın mikroşerit anten özgün olarak tasarlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** mikroşerit anten, çift frekans, çift kutuplama, eğik açıklık, ofset besleme.

Danışman: Prof.Dr. Erdem YAZGAN, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı

# THE DESIGN AND ANALYSIS OF DUAL FREQUENCY DUAL POLARIZED RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNA

Faruk ÖZTÜRK

## ABSTRACT

The purpose of this work is to design, simulate, produce and measure a dual frequency and/or dual polarized microstrip antenna. Expansion of wireless communication systems has increased the demand for multi-functional antennas that operate over broad frequency bands or multiple independent bands. This demand has created much effort into the design of a microstrip antenna. In this work, four different types of dual frequency antennas were studied. The first of these antennas is coplanar gap coupled center shorted microstrip antenna, the second is inclined aperture coupled stacked microstrip antenna, the third is offset feed line inclined aperture coupled stacked microstrip antenna and the last one is dual frequency circular polarized GPS antenna. Coplanar gap coupled microstrip antenna was simulated by using MATLAB and IE3D. Also, this antenna was produced and then the return loss ( $S_{11}$ ) parameter of this antenna was measured. The results of simulation and measurement were compared. The IE3D simulation results were compared with measured results for the other antennas. The offset feedline inclined aperture coupled stacked microstrip antenna that achieves sufficient impedance bandwidth and gain for wireless communication was designed.

**Keywords:** microstrip antenna, dual frequency, dual polarization, inclined slot, offset feed line.

Advisor: Prof.Dr. Erdem YAZGAN, Hacettepe University, Department of Electrical-Electronics Engineering

## **TEŞEKKÜR**

Bu tezin hazırlanmasında engin bilgi birikimi ve tecrübesi ile bana destek olan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Erdem YAZGAN'a,

Yüksek lisans çalışmalarımnda gerekli kolaylığı ve desteği sağlayan başta Yzb. Mehmet TİKEN olmak üzere tüm mesai arkadaşlarıma,

Manevi desteğiyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan sevgili eşime ve aileme,

Yaşama sevincim canım kızıma,

teşekkürü bir borç bilirim.

## İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZ .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	v
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	ix
1. GİRİŞ .....	1
2. MİKROŞERİT (YAMA) ANTENLER .....	3
2.1. Besleme Yöntemleri .....	4
2.2 Analiz Yöntemleri .....	6
3. DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT (YAMA) ANTENİN ANALİTİK MODELLERİ .....	7
3.1. İletim Hattı Modeli .....	7
3.1.1 Kenar etkileri (Fringing effects) .....	7
3.1.2 Etkin uzunluk, rezonans frekansı ve etkin genişlik .....	8
3.2 Kovuk modeli (Cavity model) .....	10
3.2.1 Alan dağılımı .....	11
3.2.2 Eşdeğer akım yoğunlukları .....	14
4. BOŞLUK KUPLAJLI VE KISA DEVRE EDİLMİŞ MİKROŞERİT ANTENİN ANALİZİ .....	19
4.1 Boşluk Kuplajlı Mikroşerit Anten Analizi .....	19
4.2 Kısadevre Pinli Dikdörtgen Mikroşerit Antenin Rezonans Frekansı .....	27
4.2 Merkezde Kısa Devre Edilmiş Ortak Düzlemli Boşluk Kuplajlı Dikdörtgen Mikroşerit Antenin Analizi .....	29
5. AÇIKLIK KUPLAJLI MİKROŞERİT ANTEN .....	37
5.1 Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Anten Parametrelerinin Performansa Etkileri .....	38
5.1.1 Besleme hattının etkisi .....	38
5.1.2 Açıklık boyutlarının etkileri .....	39
5.1.3 Açıklığın konumunun etkisi .....	40
5.1.3 Alt tabaka parametrelerinin etkileri .....	40
5.1.4 Açıklığın şeklinin etkisi .....	40
5.2 Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Anten İçin İletim Hattı Modeli .....	41
5.3 Eğik Açıklık Tarafından Beslenen Çift Frekanslı Ve Çift Polarize Mikroşerit Anten .....	46
5.4 Ofset Besleme Hatlı Açıklık Kuplajlı Yığın Mikroşerit Anten Tasarımı ve Üretimi .....	51
6. DAİRESEL KUTUPLAMALI ÇİFT FREKANSLI MİKROŞERİT ANTEN .....	60
6.1 Dairesel Kutuplama .....	60
6.1.1 Dairesel Kutuplamalı Çift-Beslemeli Mikroşerit Anten .....	60
6.1.1 Dairesel Kutuplamalı Tek-Beslemeli Mikroşerit Anten .....	61
6.2 Dairesel Kutuplamalı Çift Frekanslı GPS Anten Tasarımı .....	62
6.2.1 Anten tasarımı .....	63
7. SONUÇ .....	70
8. EK-1. LİNEER, DAİRESEL VE ELİPTİK KUTUPLAMA .....	72
KAYNAKLAR .....	74
ÖZGEÇMİŞ .....	77

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Mikroşerit antenin (a) Üstten (b) Yandan görünümü .....	3
Şekil 2.2 Mikroşerit antenler için besleme yöntemleri (a) Mikroşerit hat besleme (b) Koaksiyel hat besleme (c) Açıklık kuplaj besleme (d) Yakınlık kuplaj besleme.....	5
Şekil 3.1. Kenar etkileri (Fringing effects) (a). Mikroşerit hat, (b) Elektrik alan çizgileri (c) Etkin dielektrik sabiti geometrisi. ....	7
Şekil 3.2. Dikdörtgen mikroşerit yamanın fiziksel ve etkin uzunlukları (a). Üstten görünüm (b). Yandan görünüm .....	9
Şekil 3.3 Mikroşerit yama üzerindeki yük dağılımı ve akım yoğunluğu yaratılması. ....	10
Şekil 3.4 Dikdörtgen mikroşerit yama geometrisi.....	12
Şekil 3.5 Dikdörtgen mikroşerit yamanın ışılan yuvalarının elektrik alan ve manyetik akım yoğunlukları. ....	16
Şekil 3.6 Dikdörtgen mikroşerit yamanın ışılma yapmayan yuvalarının elektrik alan ve manyetik akım yoğunlukları. ....	17
Şekil 4.1. Anten geometrisi (Açık uçlu mikroşerit hat ve asimetrik boşluk). ....	19
Şekil 4.2. Açık uçlu mikroşerit hat.....	20
Şekil 4.3. Açık uçlu mikroşerit hattın eşdeğer devresi. ....	20
Şekil 4.4 Asimetrik boşluğun eşdeğer devresi.. ....	23
Şekil 4.5. (a) Yamanın eşdeğer devresi. (b) Birleşik anten devre modeli. ....	25
Şekil 4.6 Boşluk kuplajlı mikroşerit antenin toplam eşdeğer devresi. ....	25
Şekil 4.7. Kısa devre pinleri [13]. ....	27
Şekil 4.8 Kenardan koaksiyel prop beslemeli, kısa devre pinli dikdörtgen mikroşerit antenin (a) eşdeğer iletim hattı devresi (b) geometrisi [26].....	28
Şekil 4.9 Merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlili boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroşerit anten geometrisi [14]. ....	29
Şekil 4.10 Merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlili boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroşerit antenin eşdeğer iletim hattı devresi. ....	30
Şekil 4.11 MATLAB kullanılarak hesaplama ile elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu. ....	34
Şekil 4.12 Kısa devre pini eklenmeden IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.....	34

Şekil 4.13 Kısa devre pini eklenmiş antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.....	35
Şekil 4.14 Kısa devre pini eklenmiş aynı antenin CST programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu. ....	35
Şekil 4.15 Zhao [14] tarafından elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.....	36
Şekil 4.16 Kısa devre pini eklenmiş antenin ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ). ....	36
Şekil 5.1 Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin açık görünümü. ....	37
Şekil 5.2 Açıklık kuplajlı mikroşerit anten için empedans uyumlandırma teknikleri (a) Geniş-merkezli besleme hattı (b) Çift-ofset besleme hattı [10].....	39
Şekil 5.3 Değişik şekil ve boyutlarda açıklıklar (a) Dikdörtgen (b) Uzun dikdörtgen (c) Bowtie (d) H-şekilli (e) Geniş dikdörtgen (f) Kum saati şekilli [36]. ....	41
Şekil 5.4 Açıklık kuplajlı mikroşerit anten için basitleştirilmiş eşdeğer devre. ....	42
Şekil 5.5 Toprak düzlemi içerisinde bulunan açıklıktan beslenen dikdörtgen mikroşerit antenin iletim hattı eşdeğer devresi. ....	43
Şekil 5.6 Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin MATLAB kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu. ( $w=1.5\text{mm}$ , $L_s=22.5\text{mm}$ , $L = 47\text{ mm}$ , $W = 20\text{ mm}$ , $h_2 = 4\text{ mm}$ , $l_a = 40\text{ mm}$ , $w_a = 1\text{ mm}$ , $h_1 = 0.8\text{mm}$ , $\epsilon_{rf}=4.4$ , $\epsilon_{ra}=1$ ) .	45
Şekil 5.7 Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen benzetim sonucu. ( $w=1.5\text{mm}$ , $L_s=22.5\text{mm}$ , $L = 47\text{ mm}$ , $W = 20\text{ mm}$ , $h_2 = 4\text{ mm}$ , $l_a = 40\text{ mm}$ , $w_a = 1\text{ mm}$ , $h_1 = 0.8\text{mm}$ , $\epsilon_{rf}=4.4$ , $\epsilon_{ra}=1$ ).....	45
Şekil 5.8 Çift frekanslı mikroşerit antenin geometrisi. ( $L = 47\text{ mm}$ , $W = 20\text{ mm}$ , $h = 4\text{ mm}$ , $l = 40\text{ mm}$ , $w = 1\text{ mm}$ , $\alpha = 20^\circ$ , $g = 6\text{ mm}$ , $l_p = 45\text{ mm}$ , $w_p = 7.5\text{ mm}$ , $L_s = 22.5\text{ mm}$ ) [18]. ....	46
Şekil 5.9 Önerilen anten için (a) alt frekans (b) üst frekans bandında ölçülen ve benzetim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) [18].....	47
Şekil 5.10 IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.....	47
Şekil 5.11 Üretimi yapılan antenin (a) üstten (b) alttan görünümü. ....	48
Şekil 5.12 Üretimi yapılan anten için ölçülen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ). ....	48
Şekil 5.13 Önerilen anten için 2.43 GHz'de IE3D programı kullanılarak elde edilen (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni. ....	49
Şekil 5.14 Önerilen anten için 2.43 GHz'de ölçülen ışınma deseni [18]. ....	49



Şekil 5.15 Önerilen anten için 5.2 GHz'de IE3D programı kullanılarak elde edilen (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni. ....	50
Şekil 5.16 Önerilen anten için 5.2 GHz'de ölçülen ışınma deseni [18]. ....	50
Şekil 5.17 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin geometrisi. ....	51
Şekil 5.18 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu. ....	53
Şekil 5.19 Üretilen ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin (a) alttan (b) üstten (c) yandan görünümü (d) parazitik yamalar (e) ana yama (f) toprak düzlemi. ....	54
Şekil 5.20 Üretilen ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin ölçülen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ). ....	54
Şekil 5.21 Antenlerin geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ölçümlerinde kullanılan test düzeneği. ....	55
Şekil 5.22 Tasarlanan ve üretilen ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen ve ölçülen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ). ....	55
Şekil 5.23 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen kazanç benzetimi. ....	56
Şekil 5.24 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin 2.6 GHz için (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni. ....	56
Şekil 5.25 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin 5.5 GHz için (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni. ....	57
Şekil 5.26 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin giriş empedansı. ....	58
Şekil 5.27 2.6 GHz Frekansında (a) Üst yama ve alt yamanın elektrik akım dağılımı (b) Besleme hattının ve açıklığın elektrik ve manyetik akım dağılımı. ....	59
Şekil 5.28 5.5 GHz Frekansında (a) Üst yama ve alt yamanın elektrik akım dağılımı (b) Besleme hattı ile açıklığın elektrik ve manyetik akım dağılımı. ....	59
Şekil 6.1 Çift beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri (a) dairesel yama (b) kare yama. ....	61
Şekil 6.2 Tek beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri (a) dairesel yama (b) kare yama. ....	61

Şekil 6.3 Çeşitli tek beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri: (a) köşegen beslemeli kareye yakın yama; (b) iki saplamalı (c) iki çentikli (d) iki köşesi kesilmiş (e) iki köşesi çentikli (f) köşegen açıklıklı kare yamalar [19]. .....	62
Şekil 6.4 Dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS anteninin geometrisi. ( $L_1=64.8\text{mm}$ , $L_2=51.2\text{mm}$ , $T_1=6\text{mm}$ , $T_2=4.3\text{mm}$ , $F=19.5\text{mm}$ , $h=1.6\text{mm}$ , $\epsilon_r=3.38$ ).....	64
Şekil 6.5 Dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS anteninin benzetim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ). .....	65
Şekil 6.6 Üretilen GPS anteninin (a) üst yama (b) alt yama (c) toprak düzlemi görünümü. ....	65
Şekil 6.7 Üretilen GPS anteninin ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ). .....	66
Şekil 6.8 Tasarlanan GPS anteninin benzetim sonucu elde edilen kazanç grafiği. .....	66
Şekil 6.9 Tasarlanan GPS anteninin benzetim sonucu elde edilen eksenel oran grafiği.....	67
Şekil 6.10 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS anteninin (a) üstten (b) yandan görünümü. ....	68
Şekil 6.11 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS anteninin (a) alt yama (b) üst yama geometrisi. ( $L_1=60\text{mm}$ , $\Delta L_1=6\text{mm}$ , $l_1=22.4\text{mm}$ , $L_2=50\text{mm}$ , $\Delta L_2=4.4\text{mm}$ , $l_2=13.8\text{mm}$ , $f=12.5\text{mm}$ , $h=1.6\text{mm}$ , $\epsilon_r=3.38$ ).....	68
Şekil 6.12 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS anteninin benzetim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ )......	69
Şekil 6.13 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS anteninin benzetim sonucu elde edilen eksenel oran grafiği. .....	69
Şekil E1.1 Eliptik kutuplanan dalga. ....	73

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$A_x, A_y, A_z$	Sırasıyla x, y ve z Eksenlerindeki Vektör Potansiyeli
AF	Dizi Faktörü
AR	Eksenel oran
B	Kapatif suseptans
c	Işık Hızı
$C_L$	Açık Devre İletkenin Terminal Kapasitansı
$C_s$	Boşluk Kuplaj Kapasitansı
$C_p$	Levha Kapasitansı
d	Besleme Probenun / Kısa Devre Pininin Çapı
dB	Desibel
E	Elektrik Alan Şiddeti
$f_{op}$	İşletim Frekansı
$f_r$	Rezonans Frekansı
FDTD	Sonlu Fark Zaman Düzlemi
G	İletkenlik
GPS	Küresel Konumlama Sistemi (Global Positioning System)
h	Alt Tabaka Kalınlığı
H	Manyetik Alan Şiddeti
$J_0(.)$	Sıfırıncı Derece Bessel Fonksiyonu
$\vec{J}_b$	Alt Akım Yoğunluğu

$\vec{J}_s$	Eşdeğer Elektrik Akım Yoğunluğu
$\vec{J}_t$	Yanal Akım Yoğunluğu
$k_x, k_y, k_z$	Sırasıyla x, y ve z Eksenlerindeki Dalga Sayısı
L	Antenin Uzunluğu
$L_{\text{reff}}$	Antenin Etkin Uzunluğu
$L_s$	Açık Devre Uyumlandırma Uzunluğu
LHCP	Sol El Dairesel Kutuplama
mm	Milimetre
MoM	Moment Metodu (Method of Moments)
$\vec{M}_s$	Eşdeğer Manyetik Akım Yoğunluğu
$Q_T$	Toplam Kalite Faktörü
$R_{\text{in}}$	Giriş Direnci
RHCP	Sağ El Dairesel Kutuplama
$S_{11}$	Geri Dönüş Kaybı
t	Yamanın Kalınlığı
$\tan\delta$	Dielektrik Alt Tabakanın Tanjant Kaybı
TM	Enine Manyetik Alan (Transverse Magnetic Field)
VSWR	Voltaj Duran Dalga Oranı
W	Antenin Genişliği
$\omega$	Radyan Frekansı
$X_{\text{in}}$	Giriş Reaktansı

$X_S$	Kısa Devre Pinin Endüktif Reaktansı
$Y$	Admitans
$Z_0$	Karakteristik Empedans
$Z_{in}$	Giriş Empedansı
$Z_{mn}$	(m,n)' nci Modun Etkisi Katılmış Empedans
$\epsilon_0$	Boşluktaki Dielektrik Sabiti
$\epsilon_r$	Bağıl Dielektrik Sabiti
$\epsilon_{reff}$	Etkin Dielektrik Sabiti
$\Delta L$	Kenar Etkisinden Dolayı Yamanın Elektriksel Uzama Miktarı
$\lambda$	Dalga Boyu
$\delta_{eff}$	Etkin Kayıp Tanjantı
$\eta_0$	Boşluğun Karakteristik Empedansı ( $\eta_0 = 377\Omega$ )
$\eta$	Dielektrik Tabakanın Öz Empedansı
$\sigma$	Yamanın İletkenliği
$\xi$	Euler's Katsayısından Türetilmiş Sabit Sayı ( $\xi = 1.781072$ )
$\tau$	Yansıma Katsayısı
$\beta$	Yayılm Sabiti
$\mu_0$	Hava Geçirgenliği

## 1. GİRİŞ

Mikroşerit anten kavramı ilk olarak Deschamps [1] tarafından 1953 yılında tanıtıldı. Bununla birlikte ilk pratik uygulamalar 1970'li yıllarda Munson [2, 3] ve Howell [4] tarafından geliştirildi. Mikroşerit antenlerin, hafifliği, küçük hacmi ve basılı devre teknolojisi kullanılarak kolay üretilmesi gibi pek çok avantajları sayesinde çok sayıda uygulama için sayısız tasarımları yapılmıştır [5–9]. Mikroşerit antenler doğrusal, çift veya dairesel kutuplama yaratabilirler.

Son yıllarda özellikle cep telefonu, kablosuz haberleşme ve küresel konumlama sistemi (GPS) gibi kişisel ve mobil iletişim uygulamalarının hızlı bir şekilde artması ve hayatın her alanına girmesi daha küçük ve daha hafif mikroşerit antenlere olan ilgiyi artırmıştır. Bununla birlikte bu antenlerin önündeki en büyük engel sınırlı bant genişliğine sahip olmalarıdır. Bu yüzden mikroşerit antenler üzerinde özellikle çoklu frekans ve bant genişliğinin artırılması çalışmaları ağırlık kazanmıştır. Mikroşerit antenlerin çift veya çoklu frekans üretmeleri için farklı teknikler kullanılmıştır. Bu tekniklerden bazıları şu şekilde verilebilir:

- Bir veya daha fazla yamayı ana yamanın üzerine yığın şeklinde veya ana yama ile aynı düzleme parazitik olarak yerleştirmek yamaları ayrı ayrı veya aynı zamanda çalıştırmak için uygun besleme yöntemi kullanmak [10] [11] [12].
- Yamayı toprak düzlemine kısa devre etmek veya yama üzerinde yuva (slot) açmak [13] [14] [15] [16].
- Açıklık kuplajlı besleme yöntemi kullanmak [17].

Bu çalışmada çift frekanslı dört farklı mikroşerit anten incelenmiştir. Bu antenlerden ilki ortak düzlemlili boşluk kuplajlı merkezde kısa devre edilmiş mikroşerit anten, ikincisi eğik açıklık beslemeli yığın mikroşerit anten, üçüncüsü ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit anten ve sonuncusu çift frekanslı dairesel kutuplamalı GPS antenidir.

Birinci bölümde genel bir tanıtım ve çalışmanın kapsamı verilmiştir.

İkinci bölümde, mikroşerit antenler ile bu antenlerin besleme yöntemleri ve analiz teknikleri hakkında kısa bilgi verilmiştir.

Üçüncü bölümde, dikdörtgen mikroşerit antenlerin analitik modelleme tekniklerinden iletim hattı ve kovuk modelleri incelenmiştir.

Dördüncü bölümde, çift frekans ve çift kutuplama elde etmek için merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlili boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroşerit antenin öncelikle iletim hattı modelinden türetilen formüller kullanılarak MATLAB ile benzetimi yapılmıştır. Bu anten için hazır programlar (IE3D ve CST) kullanılarak da benzetim yapılmıştır. Son olarak bu anten üretilerek antenin ölçüm sonuçları alınmış ve benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu anten ile çift frekans elde edilmiş fakat performansın istenen düzeyde olmadığı görülmüştür.

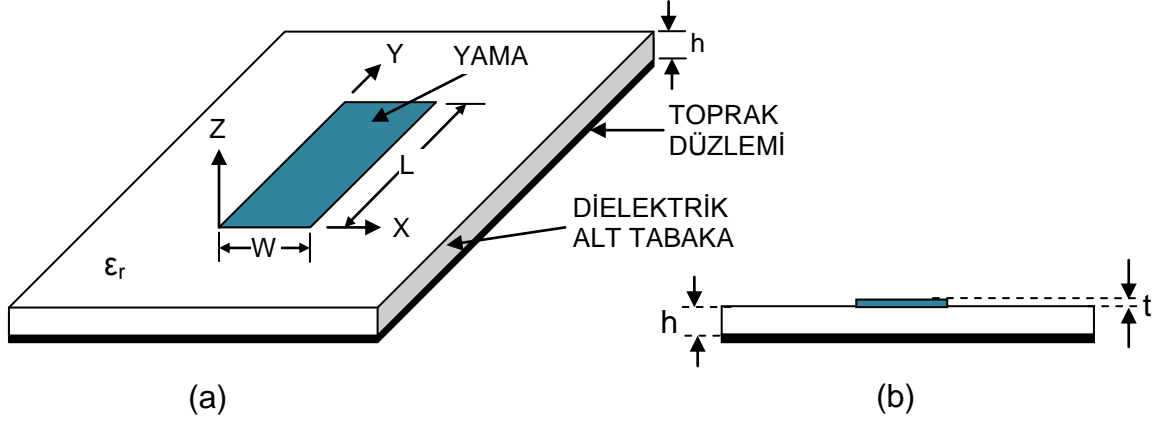
Beşinci bölümde açıklık kuplaj beslemeli mikroşerit antenler hakkında bilgi verilmiş ve bu besleme yönteminde performansa etki eden parametreler irdelenmiştir. Ardından çift frekans elde edebilmek için Row [18] tarafından önerilen eğik açıklık beslemeli mikroşerit anten incelenmiştir. Bu anten için geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ve ışınma deseni benzetimi yapılmıştır. Ayrıca bu antenin üretimi yapılarak elde edilen ölçüm sonuçları yazarın sonuçları ile kıyaslanmıştır. Çalışma bantları kablosuz yerel ağ bantlarını (Alt frekans bandı: 2.4-2.48 GHz ile üst frekans bandı: 4.8-5.8 GHz) karşılayan bu antende Row tarafından alt frekans bandında %5 ve üst frekans bandında %23 bant genişliği elde edilmiştir. Bant genişliğini artırmak için Targonski [10] tarafından kullanılan çift-ofset besleme yöntemi bu antene uygulanmış ve anten alt tabakaları ve yama parametreleri değiştirilerek yeni bir anten tasarlanmıştır. Tasarlanan yeni anten ile alt frekans bandında %13 ve üst frekans bandında %26.4 bant genişlikleri elde edilmiştir.

Altıncı bölümde dairesel kutuplamalı çift frekanslı mikroşerit antenler incelenmiştir. 1227 MHz ve 1575 MHz frekanslarında çalışan bir GPS anteni tasarlanmış ve bu antenin benzetimi yapılmıştır. Ayrıca bu antenin üretimi yapılarak elde edilen ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile kıyaslanmıştır.

Yedinci bölümde bu çalışmada elde edilen sonuçların değerlendirmesi yapılmıştır.

## 2. MİKROŞERİT (YAMA) ANTENLER

Bir mikroşerit anten en basit şekliyle yalıtkan alt tabakanın bir tarafında ışığıyan metalik bir yama ve diğer tarafında toprak düzleminde oluşur. Dikdörtgen mikroşerit antenin üstten ve yandan görünümü Şekil 2.1’de verilmiştir. Bununla birlikte kare, çember, üçgen, yarım çember ve halka gibi diğer şekiller de kullanılmaktadır.



Şekil 2.1. Mikroşerit antenin (a) Üstten (b) Yandan görünümü

Mikroşerit antenin pek çok avantajları vardır [19], bunlardan bazıları şunlardır:

- Hafifliği
- Üretim maliyetinin düşüklüğü ve kolayca çok sayıda üretilebilmesi.
- Basit besleme ile lineer ve dairesel kutuplama elde edilebilmesi.
- Çift-kutuplama ve çift frekanslı antenlerin kolayca yapılabilmesi.
- Mikrodalga devrelere kolayca entegre edilebilmesi.
- Besleme hatları ve uyumlandırma devrelerinin antenle birlikte üretilebilmesi.

Bununla birlikte mikroşerit antenler geleneksel antenlere göre bazı kısıtlamalara sahiptirler.

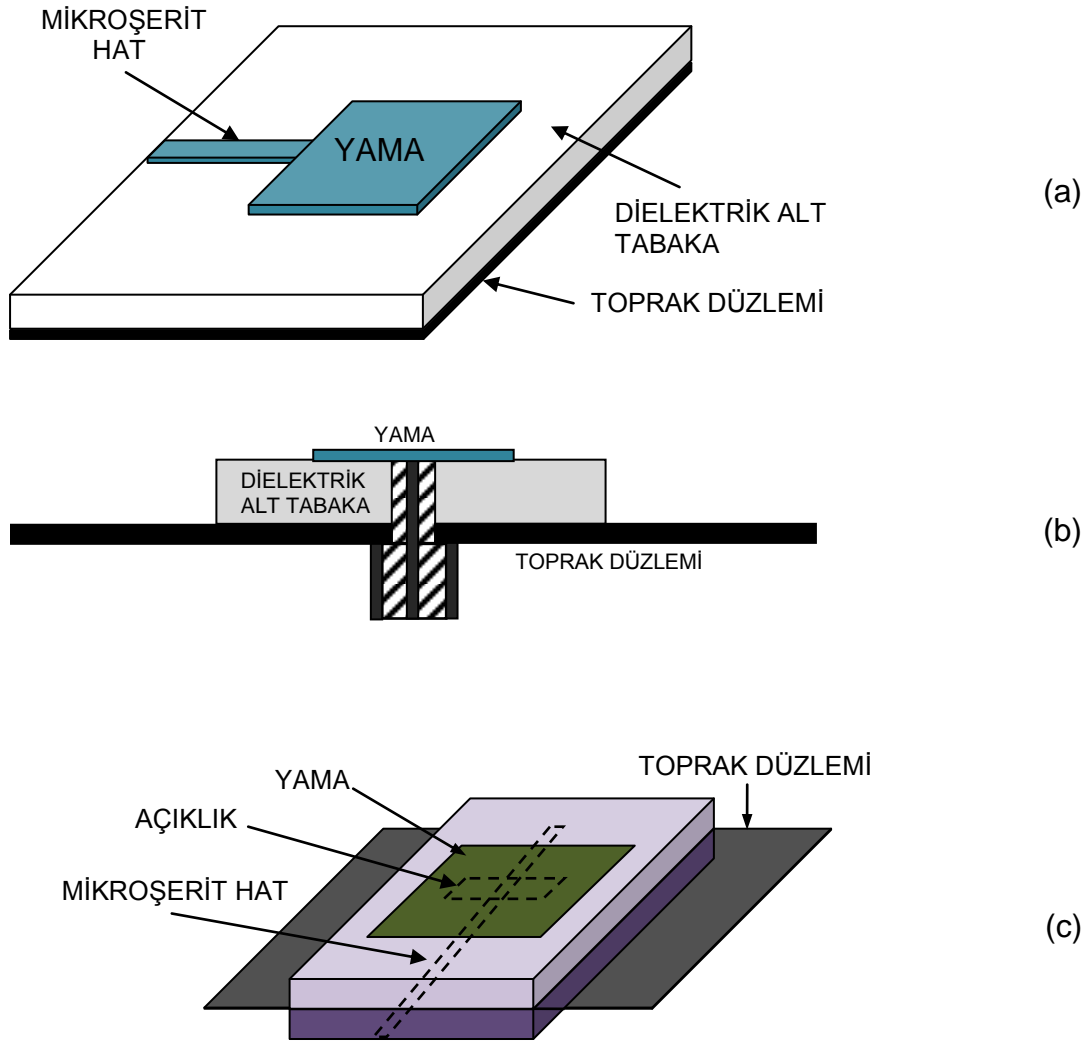
- Dar bantlıdırlar.
- Düşük kazançlıdırlar.

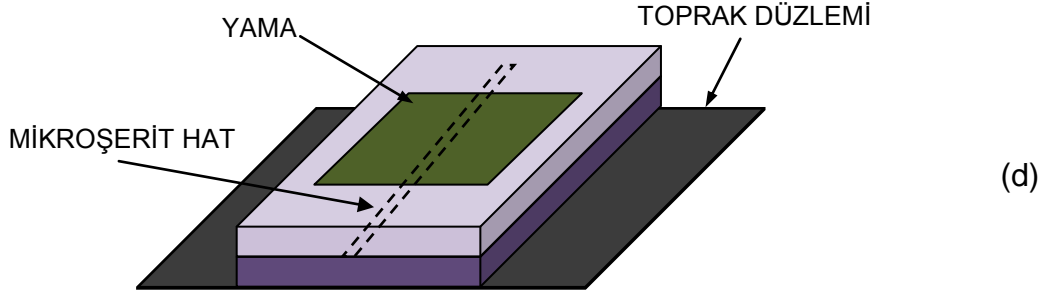


- Yüzey dalgaları üretir.
- Kutuplama netliği elde etmek zordur.
- Anten tiplerine bağlı olarak besleme hattından ve birleşim yerlerinden olan sahte ışınması (spurious radiation) mevcuttur.

## 2.1. Besleme Yöntemleri

Mikroşerit antenleri beslemek için pek çok yöntem kullanılabilir. En çok kullanılan dördü: mikroşerit hat, koaksiyel prob, açıklık kuplajı (aperture coupling) ve yakınlık kuplajı (proximity coupling) yöntemleridir. Bu yöntemler Şekil 2.2.'de verilmiştir.





Şekil 2.2 Mikroşerit antenler için besleme yöntemleri (a) Mikroşerit hat besleme (b) Koaksiyel hat besleme (c) Açıklık kuplaj besleme (d) Yakınlık kuplaj besleme

Mikroşerit hat, genelde yamaya kıyasla çok daha dar iletken bir şerittir. Mikroşerit hat ile yama aynı düzlemde bulunur ve yama, mikroşerit hattın devamı olarak düşünülebilir bu yüzden de mikroşerit hat beslemenin üretimi kolaydır. Ayrıca uyumlandırması basit ve modellemesi de daha kolaydır. Bu besleme türünde hat yamaya direk bağlı olabileceği gibi boşluk kuplajlı (gap coupled) da olabilir. Bu besleme türünde alt tabakanın yüksekliği arttıkça, yüzey dalgaları ve sahte besleme ışması artar. Bu da pratik uygulamalarda bant genişliğini sınırlar (tipik %2-5).

İç iletkeni ışıyan yamaya bağlanırken dış iletkeni toprak düzlemine bağlanan koaksiyel hat beslemesi de yaygın olarak kullanılmaktadır. Koaksiyel hat besleme tipinde de üretim ve uyumlandırma kolaydır ayrıca sahte ışma miktarı da düşüktür. Bununla birlikte bant genişliği dardır ve modellemesi zordur; özellikle kalın alt tabakalar ( $h > 0.02\lambda_0$ ) için. Mikroşerit hat ve prob beslemeleri doğaları gereği asimetriktir bu da çapraz-kutuplama ışmasına yol açan yüksek seviye modlarını yaratır.

Yukarıda bahsedilen iki yöntemin sorunlarından bazılarını aşmak için besleme ile yamanın direk bağlanmadığı Şekil 2.2.c'de verilen açıklık-kuplajlı (aperture-coupled) besleme yöntemi ortaya çıkmıştır. Bu yöntemde alan, mikroşerit hat beslemeden kuplaj yoluyla ışıma yapan yamaya toprak düzlemi üzerinde açılan elektriksel olarak küçük bir açıklık üzerinden iletilir. Kuplajlama yapan açıklık, yapının simetrisine bağlı olarak çapraz-kutuplamayı azaltmak için genelde yamanın altında ortalanır. Açıklığın şekli, büyüklüğü ve konumu mikroşerit hattın yamaya olan kuplaj miktarını belirler. Açıklık, rezonans olabilir de olmayabilir de.

Rezonans olması durumunda açıklık, yamanın rezonans noktasına ek başka bir rezonans noktası sağlayacağı için bant genişliğini artırır fakat bu durumda da geri yansıma artar. Sonuç olarak genelde rezonans olmayan açıklık kullanılır. En iyi anten performansını sağlamak için iki katmanın alt tabaka parametreleri farklı değerlerde seçilebilir. Bu besleme yöntemi ile üretim zordur fakat yüksek bant genişliği sağlar [20].

Yakınlık kuplajı (proximity-coupled) olarak da bilinen elektromanyetik kuplaj Şekil 2.2.d'de verilmiştir. Besleme hattı yama ile toprak düzlemi arasına iki yalıtkan ortamı ayıracak şekilde yerleştirilir. Bu besleme yönteminin avantajları sahte ışımının önüne geçilmesi, iki farklı ortamın özelliklerini doğru şekilde seçerek istenen performansın elde edilmesi ve tüm alt tabakanın kalınlığı arttığı için bant genişliğinin yükselmesidir. Dezavantajları ise iki katmanın düzgün bir şekilde hizalanması gerekliliği ve toplam anten kalınlığının artmasıdır.

## **2.2 Analiz Yöntemleri**

Mikroşerit antenleri analiz etmek için pek çok yöntem vardır. Bu yöntemlerden en çok kullanılanlar: İletim hattı, kovuk ve tam dalga yöntemleridir. Tam dalga yöntemleri şunlardır: İntegral denklemleri, moment metodu (MoM) ve FDTD) [21]. İletim hattı modellemesi en basit olandır, iyi bir fiziksel kavrama sağlar. Fakat daha az doğruluğa ve daha zor kuplaj modellemesine sahiptir. Bu modelle ilgili daha detaylı bilgi Bölüm 3.1'de verilmiştir.

Kovuk modeli, iletim hattı modeline göre daha karmaşık olmasına rağmen daha fazla doğruluğa sahiptir. İyi fiziksel kavrama vermesi ve kuplaj modellemesi oldukça zor olmasına rağmen başarıyla kullanılmıştır. Kovuk modeli 3.2'de daha detaylı incelenmiştir. Tam dalga modelleri doğru uygulandığında genel olarak çok kesin, çok yönlü ve uygulama alanı geniştir. Bununla birlikte oldukça karmaşık modellerdir ve genellikle düşük fiziksel kavrama verir.

Bu çalışmada yukarıda bahsedilen modellerden iletim hattı modeli ve MOM yöntemi kullanılmıştır. İletim hattı modeli kullanılarak yazılan MATLAB programları ile karmaşık olmayan antenler için benzetim yapılmıştır. Daha karmaşık antenler için ise Zeland firmasına ait, MOM yöntemini esas alan IE3D hazır programı kullanılarak benzetimler yapılmıştır.

### 3. DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT (YAMA) ANTENİN ANALİTİK MODELLERİ

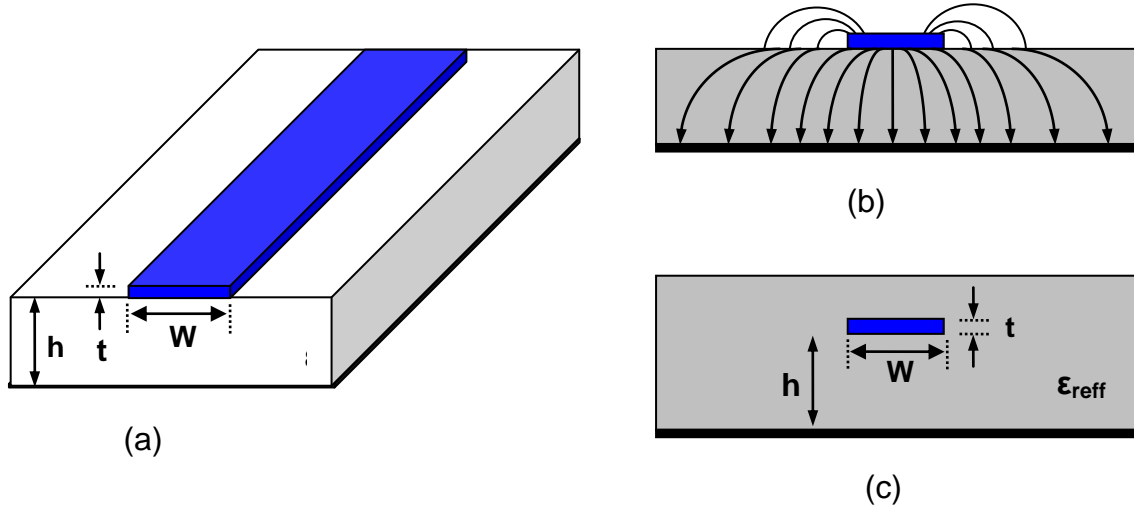
Dikdörtgen mikroşerit antenler en yaygın kullanılan mikroşerit anten türüdür. İletim hattı ve kovuk modelleri kullanılarak modellenmesi çok kolaydır.

#### 3.1. İletim Hattı Modeli

İletim hattı modeli en basit modelleme yöntemidir fakat doğruluğu ve çok yönlülüğü azdır.

##### 3.1.1 Kenar etkileri (Fringing effects)

Yamanın boyutları uzunluk ve genişlik boyunca sınırlı olduğu için yamanın kenarlarındaki alanlar kırılıma uğrar. Bu durum, Şekil 3.1.a,b' de [21] mikroşerit antenin uzunluğu boyunca yani ışılan kenarlar için gösterilmiştir. Aynı durum genişlik için de uygulanabilir. Kenarlardaki kırılımin büyüklüğü yamanın boyutları ve alt tabakanın kalınlığının bir fonksiyonudur. Temel E-Düzlem için kenar etkisi yamanın uzunluğunun ( $L$ ), alt tabakanın yüksekliğine ( $h$ ) oranının ( $L/h$ ) ve alt tabakanın dielektrik sabitinin ( $\epsilon_r$ ) bir fonksiyonudur. Mikroşerit antenler için  $L/h \gg 1$  olduğundan kenar etkisi azalır; bununla birlikte kesinlikle göz önünde bulundurulması gerekir. Çünkü antenin rezonans frekansını etkiler. Aynı durum genişlik için de uygulanabilir.



Şekil 3.1. Kenar etkileri (Fringing effects) (a). Mikroşerit hat, (b) Elektrik alan çizgileri (c) Etkin dielektrik sabiti geometrisi.

Şekil 3.1 (a)'da verilen mikroşerit hat için tipik elektrik alan çizgileri Şekil 3.1 (b)'de gösterilmiştir. Şekilden de görülebildiği gibi, elektrik alan çizgilerinin çoğu alt

tabakanın içinde yer alır ve çizgilerin geri kalan kısmı da havada bulunur.  $W/h \gg 1$  ve  $\epsilon_r \gg 1$  olduğu için elektrik alan çizgileri çoğunlukla alt tabakada yoğunlaşır. Bu durumda kenar etkisi mikroşerit hattı elektriksel olarak fiziksel boyutlarından daha geniş gösterir. Dalgaların bir kısmı alt tabakada bir kısmı da havada buldukları için kenar etkisini ve hattaki dalga yayılımını karşılamak için etkin dielektrik sabiti ( $\epsilon_{reff}$ ) ortaya konmuştur. Etkin dielektrik sabitini ortaya koyabilmek için, mikroşerit hattın orta iletkeninin özgül boyutları ve toprak düzleminde yüksekliğiyle Şekil 3.1 (c)'de verildiği gibi bir dielektrik ortam içerisine gömüldüğünü kabul edelim. Etkin dielektrik sabiti, düzgün dağılımlı dielektrik malzemenin dielektrik sabiti olarak tanımlanır. Bu şekilde Şekil 3.1 (c)'de görülen hat her yerde, Şekil 3.1 (a)'daki gerçek hat gibi aynı elektriksel karakteristiğe sahip olur.

Şekil 3.1.a'daki gibi alt tabaka üzerinde hava ile birlikte bulunan bir mikroşerit hat için, etkin dielektrik sabiti  $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon$  arası değerler alır. Etkin dielektrik sabiti basitleştirilmiş olarak şu şekilde hesaplanır:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.1)$$

Burada  $W/h > 1$  olduğu kabul edilir.

### 3.1.2 Etkin uzunluk, rezonans frekansı ve etkin genişlik

Kenar etkisinden dolayı, mikroşerit antenin yaması elektriksel olarak fiziksel boyutlarından daha geniş görünür. Temel H-düzlemi için (xy-düzlemi), bu durum Şekil 3.2'de gösterilmiştir. Burada yamanın boyutları uzunluk boyunca her iki kenardan  $\Delta L$  uzunluğunda genişletilmiştir.  $\Delta L$  uzunluğu etkin dielektrik sabiti ( $\epsilon_{reff}$ ) ve genişlik/yükseklik oranının ( $W/h$ ) bir fonksiyonudur. Çok popüler ve pratik bir yaklaşım ile uzunluktaki normalize edilmiş eklenti şu şekilde verilir [21]:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.2)$$

Yamanın boyutları her iki kenardan  $\Delta L$  uzunluğunda genişletildiği için yamanın etkin uzunluğu şimdi (TM<sub>100</sub> modu için kenar etkisi olmadan  $L = \lambda/2$ 'dir.)

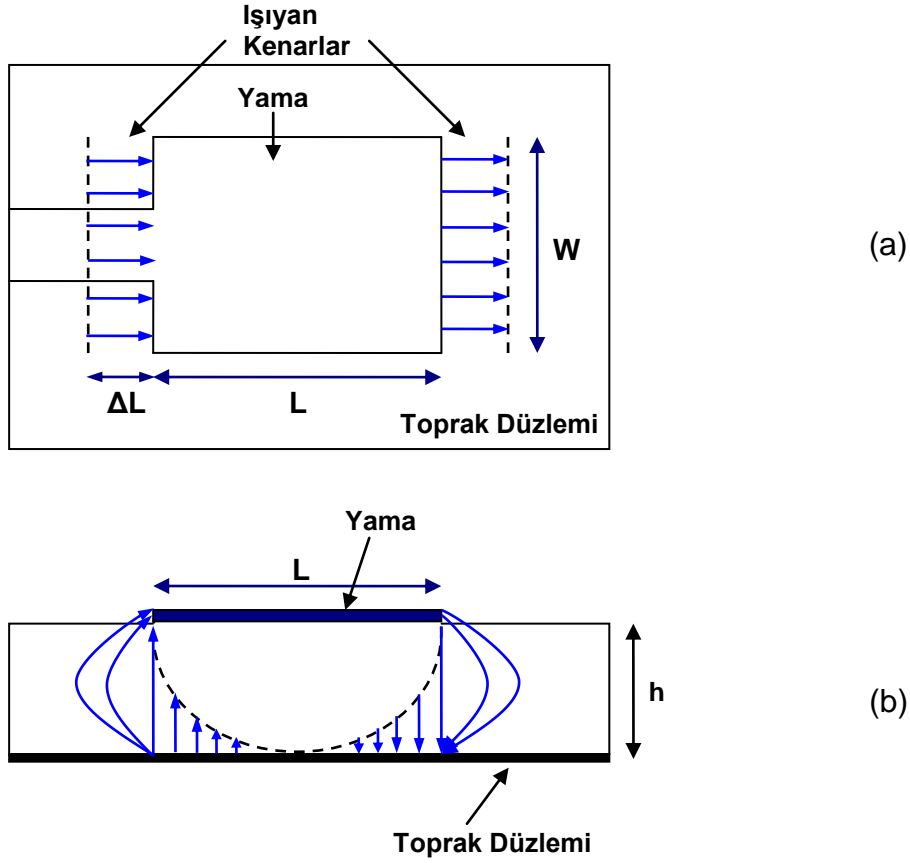
$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.3)$$

olur.  $TM_{100}$  baskın modu için, mikroşerit antenin rezonans frekansı uzunluğunun bir fonksiyonudur. Genellikle şu şekilde verilir:

$$(f_r)_{100} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

burada  $c$  boşluktaki ışık hızıdır ve aşağıdaki eşitlikle verilir

$$c = \frac{1}{\sqrt{(\mu_0\epsilon_0)}} \quad (3.5)$$



Şekil 3.2. Dikdörtgen mikroşerit yamanın fiziksel ve etkin uzunlukları (a). Üstten görünüm (b). Yandan görünüm

(Eş. 3.4) kenar etkisini göz önüne almadığı için kenar etkisini içerecek şekilde geliştirilmelidir:

$$(f_{rc})_{100} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (3.6)$$

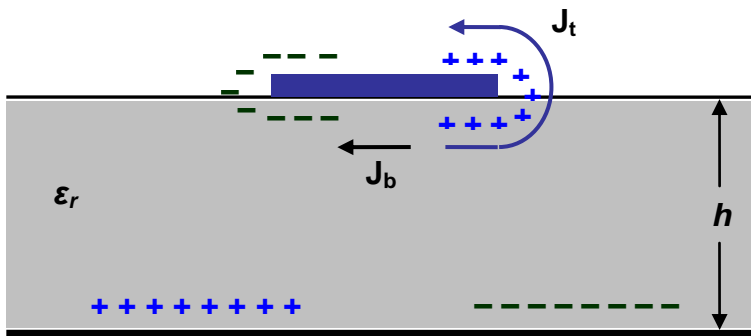
Etkin bir ışımaya için yamanın genişliği aşağıdaki eşitlikle verilir.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.7)$$

Yamanın genişliği antenin rezonans direncini etkiler, yamanın genişliği arttıkça direnç düşer.

### 3.2 Kovuk modeli (Cavity model)

Bir mikroşerit antenin ışımaya mekanizmasını anlamak için öncelikle anten üzerinde bulunan yakın alan bileşenlerini analiz etmek gerekir. Kovuk modeli, mikroşerit antenin elektrik ve manyetik alanlarının matematiksel çözümünü sağlar. Bu modelde mikroşerit antenler dielektrik yüklü kovuklara benzetilir ve yüksek seviyeli rezonans sergilerler. Yama ve toprak düzlemi arasında oluşan normalize edilmiş alanları bulabilmek için yama ve toprak düzlemleri mükemmel elektrik iletkenler, kenarlar da mükemmel manyetik iletken duvarlar (açık devre) olarak kabul edilir. Mikroşerit yama enerjilendiği zaman toprak düzlemi üzerinde olduğu kadar yamanın üst ve alt yüzeylerinde de Şekil 3.3'te görüldüğü gibi bir yük dağılımı oluşur.



Şekil 3.3 Mikroşerit yama üzerindeki yük dağılımı ve akım yoğunluğu yaratılması.

Yük dağılımı iki mekanizma ile kontrol edilir: çekme ve itme mekanizmaları [22]. Yamanın alt yüzeyinin yük yoğunluğunu sağlama eğiliminde olan çekme mekanizması yamanın alt yüzeyi ve toprak düzlemi üzerinde bulunan karşılıklı zıt

yükler arasındadır. Bazı yükleri yamanın alt yüzeyinden kenarlara ve üst yüzeye doğru itme eğiliminde olan itme mekanizması yamanın alt yüzeyindeki benzer yükler arasındadır. Bu yüklerin hareketi, ilgili akım yoğunlukları  $J_b$  ve  $J_t$  'yi sırasıyla yamanın alt ve üst yüzeylerinde, Şekil 3.3'te görüldüğü gibi oluşturur. Çoğu pratik mikroşerit uygulamalarında yükseklik/genişlik oranı çok küçük olduğundan çekme mekanizması baskındır ve çoğu yük yoğunluğu ile akım akışı yamanın altında kalır. Akımın küçük bir miktarı yamanın kenarlarından üst yüzeye doğru akar.

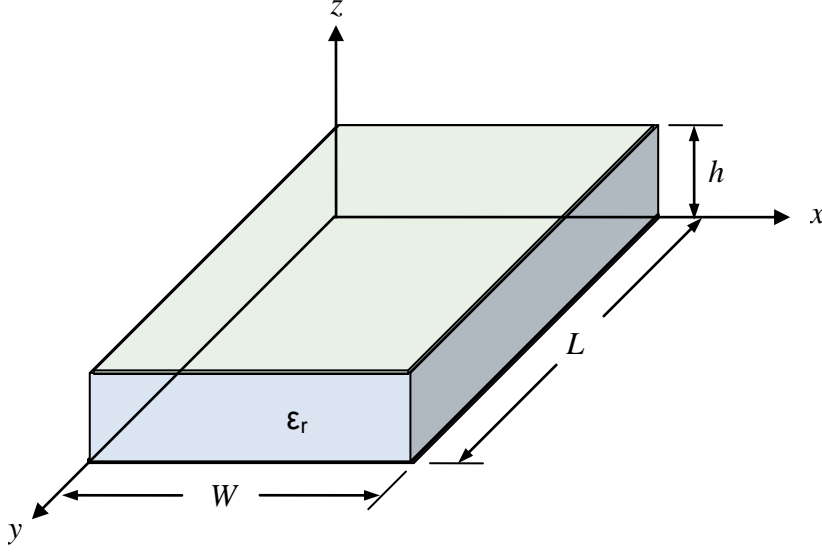
Eğer mikroşerit anten yalnızca kovuk olarak davransaydı bu, elektrik ve manyetik alanların mutlak genliklerini bulmak için yeterli olmazdı. Kovuk modelini kullanarak mikroşeridi kayıplı yapmak için etkin kayıp tanjantı ( $\delta_{eff}$ ) ortaya konarak kayıp hesaba katılır. Artık anten gibi davranan kovuğun kayıp mekanizmasını göstermek için etkin kayıp tanjantı uygun seçilmelidir, bu da antenin kalite çarpanının ( $Q$ ) tersidir ( $\delta_{eff} = 1/Q$ ).

Mikroşeritin kalınlığı genelde çok küçük olduğu için yalıtkan alt tabakada (yama ile toprak düzlemi arası) üretilen dalgalar yamanın kenarına ulaştıklarında önemli ölçüde kırılıma uğrarlar. Bunun sonucunda gelen enerjinin sadece küçük bir bölümü ışınım yapar bu yüzden anten çok verimsiz kabul edilir. Yamanın altındaki alanların biçimi kosinüs dalga fonksiyonları ile ifade edilen duran dalgadır. Alt tabakanın yüksekliği çok küçük olduğu için ( $h \ll \lambda$ ,  $\lambda$  : yalıtkan içerisindeki dalga boyudur), yükseklik boyunca alan değişimleri sabit kabul edilecektir. Buna ek olarak çok küçük alt tabaka yüksekliğinden dolayı yamanın kenarları boyunca kenar etkisi de çok küçük olacaktır. Bu şekilde elektrik alanı yamanın yüzeyine neredeyse diktir. Bu yüzden kovuk içerisinde sadece  $TM^x$  alan konfigürasyonları göz önünde bulundurulur.

### 3.2.1 Alan dağılımı

Balanis, kovuk modeli için alan dağılımlarını vektör potansiyel yaklaşımını kullanarak bulmuştur [21]. Şekil 3.4'te görüldüğü gibi dielektrik alt tabaka malzemesinin yamanın kenarlarında kesildiği ve yamanın kenarlarının dışına taşmadığı kabul edilir.  $A_z$  vektör potansiyeli homojen dalga denklemini sağlamalıdır.





Şekil 3.4 Dikdörtgen mikroşerit yama geometrisi.

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0 \quad (3.8)$$

Bu denklemin genel çözümü değişkenleri ayırma yöntemi kullanılarak şu şekilde verilir.

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] \cdot [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] \cdot [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (3.9)$$

Burada  $k_x$ ,  $k_y$  ve  $k_z$  sırasıyla x, y ve z eksenlerindeki dalga sayılarıdır. Bunlar sınır koşullarına bağlı olarak bulunabilir. Kovuk içerisindeki elektrik ve manyetik alanların  $A_z$  vektör potansiyeliyle ilişkileri aşağıdaki eşitliklerle verilmiştir [23].

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Sınır koşullarına bağlı olarak

$$\begin{aligned}
& E_y(0 \leq x' \leq W, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) \\
& = E_y(0 \leq x' \leq W, 0 \leq y' \leq L, z' = h) = 0 \\
& H_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq h) \\
& = H_y(x' = W, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq h) = 0 \\
& H_x(0 \leq x' \leq W, y' = 0, 0 \leq z' \leq h) \\
& = H_x(0 \leq x' \leq W, y' = L, 0 \leq z' \leq h) = 0
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Kovuk içerisindeki alanları göstermek için üstel eksenler  $x'$ ,  $y'$ ,  $z'$  kullanılır. Sınır koşulları uygulandığında  $B_1=0$  olarak bulunur ve

$$k_x = \frac{m\pi}{W}, \quad m = 0,1,2,\dots \tag{3.12}$$

Aynı şekilde, sınır koşullarını uygulayarak  $B_3 = 0$  olduğu gösterilebilir ve

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, \quad n = 0,1,2,\dots \tag{3.13}$$

Son olarak, sınır koşullarını uygulayarak  $B_2 = 0$  olduğu gösterilebilir ve

$$k_z = \frac{p\pi}{h}, \quad p = 0,1,2,\dots \tag{3.14}$$

Böylece kovuk içerisindeki  $A_x$  vektör potansiyelinin yeni eşitliği

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \tag{3.15}$$

Burada  $A_{mnp}$ , her  $mnp$  modu için genlik katsayılarını ifade eder.  $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z$  dalga sayıları sırasıyla Eş. 3.12, Eş. 3.13 ve Eş. 3.14'te verilmiştir. Burada  $m$ ,  $n$ ,  $p$  sırasıyla  $x$ ,  $y$ ,  $z$  eksenleri boyunca yarı çevrim alan değişimlerinin sayısını ifade eder ve  $m = n = p \neq 0$ 'dır.  $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z$  dalga sayıları, kısıt eşitliğine (constraint equation) bağlı olduğu için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2 = k_r^2 = w_r^2 \mu \epsilon \tag{3.16}$$

Kovuk için rezonans frekansları şu şekilde verilir

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (3.17)$$

Eş. 3.16'yı, Eş. 3.11'in içinde yerine koyarsak kovuk içerisindeki elektrik ve manyetik alanlar şu şekilde yazılır.

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{k_x k_z}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\ E_y &= -j \frac{k_x k_y}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \\ E_z &= -j \frac{(k^2 - k_z^2)}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \\ H_x &= \frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \\ H_y &= -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\ H_z &= 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

En düşük rezonans baskın modu hesaplamak için, rezonans frekanslarını incelemek gerekir. En düşük seviyeli rezonans frekansına sahip olan mod, baskın mod olarak ifade edilir. Bütün mikroşerit antenler için  $h \ll L$  ve  $h \ll W$  kabul edilir. Eğer  $L > W > h$  ise, en düşük frekanslı mod (baskın mod)  $TM_{100}^x$  olur ve rezonans frekansı şu şekilde verilir:

$$(f_r)_{100} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.19)$$

Burada c boşluktaki ışık hızıdır.

### 3.2.2 Eşdeğer akım yoğunlukları

Dörtkenar duvar, ışımının gerçekleştiği dört dar açıklığı temsil eder. Yamanın varlığını hesaba katmak için, mikroşerit yama, mikroşerit yamanın üst yüzeyinde alan eşdeğerlik ilkesini kullanarak (Huygen's Principle), eşdeğer elektrik akım yoğunluğu ( $\vec{J}_t$ ) ile temsil edilir. Dörtkenar açıklık eşdeğer elektrik akım yoğunluğu ( $\vec{J}_s$ ) ve eşdeğer manyetik akım yoğunluğu ( $\vec{M}_s$ ) ile ifade edilir.

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_a \quad (3.20)$$

ve

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_a \quad (3.21)$$

Burada  $\vec{E}_a$  ve  $\vec{H}_a$  sırasıyla açıklıklardaki elektrik ve manyetik alanları,  $\hat{n}$  dışarı doğru olan yüzey normalini ifade eder. Mikroşerit antenlerde çok küçük yükseklik/genişlik oranı için, yamanın üstündeki  $\vec{J}_t$  akım yoğunluğu yamanın altındaki  $\vec{J}_b$  akım yoğunluğundan çok küçük olur. Bu yüzden burada ihmal edilir ve sifıra eşitlenir. Ayrıca yamanın kenarları boyunca yanal manyetik alanlar çok küçüktür (idealde sıfırdır). Bu yüzden ilgili eşdeğer akım yoğunluğu ( $\vec{J}_s$ ) çok küçük olacaktır (idealde sıfır) ve burada da sıfır alınacaktır. Böylece sıfır olmayan akım yoğunluğu sadece, ışılan kovuğun dış kenarları boyunca eşdeğer manyetik akım yoğunluğu ( $\vec{M}_s$ ) olur ve Eş. 3.21 eşitliği ile verilmiştir. Toprak düzleminin varlığı, Eş. 3.21'de verilen eşdeğer manyetik akım yoğunluğunu iki katına çıkaran görüntü teorisi (image theory) ile hesaba katılabilir. Böylece son eşitlik, Eş. 3.21'de verilen manyetik akım yoğunluğunun iki katı olur.

$$\vec{M}_s = -2\hat{n} \times \vec{E}_a \quad (3.22)$$

Şekil 3.5'e göre yuva içerisinde yalnızca  $\vec{E}_z$  bileşeni vardır. Yukarıdaki eşitlik kullanılarak yuva içerisinde manyetik akım yoğunlukları aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} \vec{M}_1 &= -2(-\hat{a}_y) \times \hat{a}_z E_z = +\hat{a}_x 2E_0 \\ \vec{M}_2 &= -2(\hat{a}_y) \times -\hat{a}_z E_z = +\hat{a}_x 2E_0 \end{aligned} \quad (3.23)$$

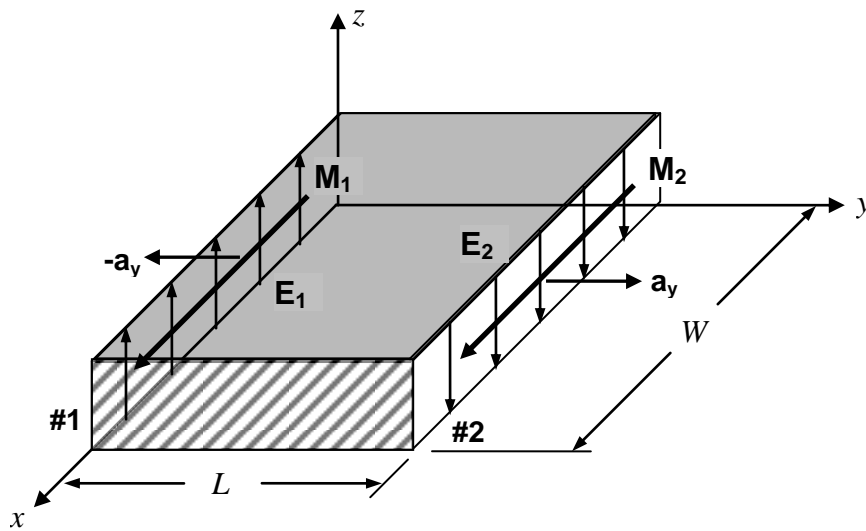
Mikroşerit anten, iletim hattı modeli kullanılarak, yamanın uzun kenarının uçlarında bulunan, iki adet ışılan yuva ile temsil edilir. Aynı şekilde bu modelde de mikroşerit anten, dört adet yuva (genişliği:  $W$ , yüksekliği:  $h$ ) ile temsil edilir. Bu yuvaların iki tanesi (yamanın uzunluğu ( $L$ ) tarafından ayrılan kenarlar), ışılan kenarlar olarak ifade edilir. Yuvalar trafo gibi davranan, çok düşük genlikli ve uzunluğu  $L$  olan paralel plaka iletim hattı ile ayrılırlar. İki yuvadaki alanların zıt kutuplamalı olması için iletim hattının uzunluğu yaklaşık  $\lambda/2$ 'dir (burada,  $\lambda$  alt

tabaka içerisindeki kılavuz dalga boyudur). Toprak düzlemine dik olan alan bileşenleri eş fazlıdır ve yamaya dik maksimum ışın yapar. Bu yüzden enine ışımlı antendir. Kovuk içerisindeki baskın modun  $TM_{100}^x$  olduğu kabul edilirse elektrik ve manyetik alan bileşenleri Eş. 3.17' den aşağıdaki forma indirgenir.

$$\begin{aligned}
 E_z &= E_0 \cos\left(\frac{\pi}{L} y'\right) \\
 H_x &= H_0 \sin\left(\frac{\pi}{L} y'\right) \\
 E_x = E_y = H_x = H_z &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

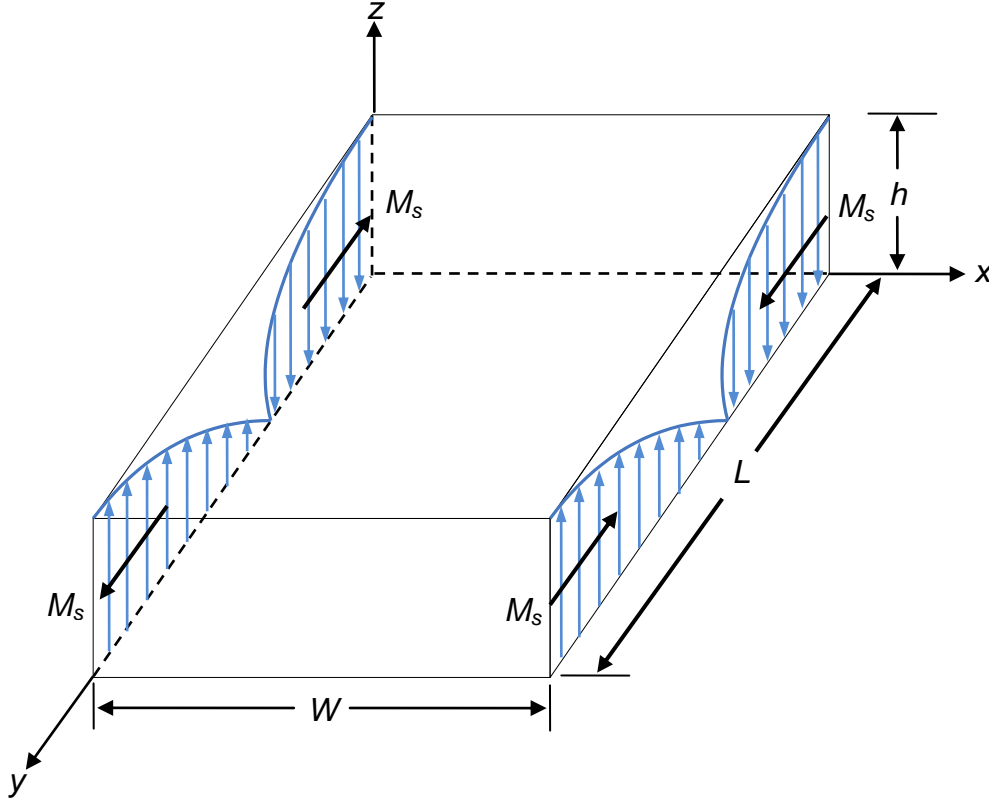
burada  $E_0 = -j\omega A_{100}$  ve  $H_0 = (\pi/\mu L)A_{100}$ 'dir. Elektrik alanı uzunluk boyunca faz tersinimine uğrar, bununla birlikte genişlik boyunca sabittir. Uzunluk boyunca faz tersinimi, antenin enine ışınma özelliğine sahip olması için gereklidir.

Her bir yuva, Eş.3.23'te verilen  $\vec{M}_s$  akım yoğunluğuna sahip manyetik dipol şeklinde aynı alanı eşdeğerlik ilkesine göre yayar. Şekil 3.5'te gösterilen eşdeğer manyetik akım yoğunlukları, her birinin genişliği  $W$  ve yüksekliği  $h$  olan iki yuva boyunca, aynı genlik ve aynı fazda olur. Bu yüzden bu iki yuva, aralarında  $L$  mesafe bulunan, aynı genlik ve aynı fazlı kaynakları (akım yoğunlukları) olan iki elemanlı bir dizi oluşturur. Böylece bu iki kaynak, yama ve toprak düzlemine dik, enine ışınma deseni oluşturacak şekilde toplanır.



Şekil 3.5 Dikdörtgen mikroşerit yamanın ışınan yuvalarının elektrik alan ve manyetik akım yoğunlukları.

Uzunlukları  $L$  ve yükseklikleri  $h$  olan diğer iki yuva için eşdeğer akım yoğunlukları Şekil 3.6'da görülmektedir. Her bir yuvadaki akım yoğunlukları aynı büyüklükte fakat ters yönlü olduğu için, temel H-düzleminde, bu iki yuva tarafından yayılan alanlar birbirlerini yok eder. Ayrıca E-düzleminde de alanlar birbirlerini yok ederler. Bu iki yuva tarafından yapılan ışıma diğer iki yuvaya kıyasla daha küçük olduğu için genelde bu yuvalar ışıma yapmayan yuvalar olarak anılır.



Şekil 3.6 Dikdörtgen mikroşerit yamanın ışıma yapmayan yuvalarının elektrik alan ve manyetik akım yoğunlukları.

İşıyan her bir yuva bağımsız birer kaynak olarak kabul edilir bu durumda iki yuvanın toplam etkisini hesaplayabilmek için dizi faktörünü (AF) de hesaba katmak gerekir. Dizi faktörü şu şekilde verilir [21].

$$(AF)_y = 2 \cos \left( \frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (3.25)$$

Burada  $L_{eff}$ , Eş. 3.3'te verilen etkin uzunluktur. Dizi faktörü de hesaba katılmış toplam elektrik alanı iki yuva için (ayrıca mikroşerit anten için) şu şekilde yazılır.

$$E_{\phi} = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \cos \theta \cos \phi \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Y)}{Y} \right\} \times \cos \left( \frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (3.26)$$

$$E_{\theta} = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \phi \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Y)}{Y} \right\} \times \cos \left( \frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (3.27)$$

Burada

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (3.28)$$

$$Y = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad (3.29)$$

Çok küçük yükseklikler için ( $k_0 h \ll 1$ )  $Z \rightarrow 0$  olur ve bu durumda Eş. 3.26 ve Eş. 3.27 aşağıdaki gibi kısaltılabilir.

$$E_{\phi} \cong +j \frac{2W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \cos \theta \cos \phi \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \right)}{\sin \theta \cos \phi} \right\} \cos \left( \frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (3.30)$$

$$E_{\theta} \cong +j \frac{2W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \phi \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \right)}{\sin \theta \cos \phi} \right\} \cos \left( \frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (3.31)$$

Mikroşerit anten için Y-Z düzlemi ( $\phi = 90^\circ$ ,  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  ve  $270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$ ) temel E-düzlemidir. Bu düzlem için yayılan alanlar aşağıdaki gibidir.

$$E_{\phi} = 0$$

$$E_{\theta} \cong +j \frac{2W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \cos \left( \frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \right) \quad (3.32)$$

Mikroşerit anten için X-Z düzlemi ( $\phi = 0^\circ$ ,  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  ve  $270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$ ) temel H-düzlemidir. Bu düzlem için yayılan alanlar aşağıdaki gibidir

$$E_{\phi} \cong +j \frac{2WE_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \cos \theta \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \right)}{\sin \theta} \right\} \quad (3.33)$$

$$E_{\theta} = 0$$

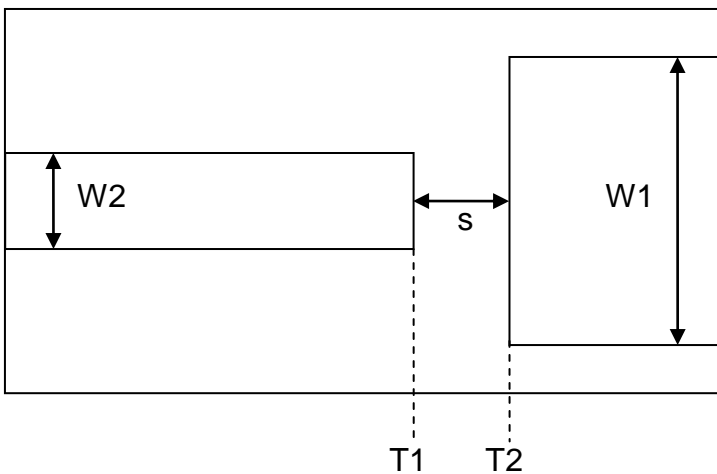
Yayılan alanlar için yukarıda verilen eşitliklerde ışılan yuvaların serbest uzayda olduğu kabul edilmiştir. Işıma desenini tam olarak ifade edebilmek için toprak düzleminin ve antenin alt tabakasının etkileri de göz önünde bulundurulmalıdır [20].

#### 4. BOŞLUK KUPLAJLI VE KISA DEVRE EDİLMİŞ MİKROŞERİT ANTENİN ANALİZİ

Merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlili boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroşerit antenini iletim hattı modeli kullanarak analiz etmek için öncelikle ortak düzlemde boşluk kuplajının etkisi ardından da kısa devre pininin etkisi ayrı ayrı ele alınmış ve burada türetilen formüller kullanılarak MATLAB programında bu antenin benzetimi yapılmıştır.

##### 4.1 Boşluk Kuplajlı Mikroşerit Anten Analizi

Boşluk kuplajının etkisini hesaplamak için Şekil 4.1'de verilen anten geometrisi kullanılmıştır [24]. Şekilde görüldüğü gibi anten  $W_2$  genişliğinde açık uçlu mikroşerit hat,  $s$  uzunluğunda boşluk ve  $W_1$  genişliğinde mikroşerit yamadan oluşmaktadır.



Şekil 4.1. Anten geometrisi (Açık uçlu mikroşerit hat ve asimetric boşluk).



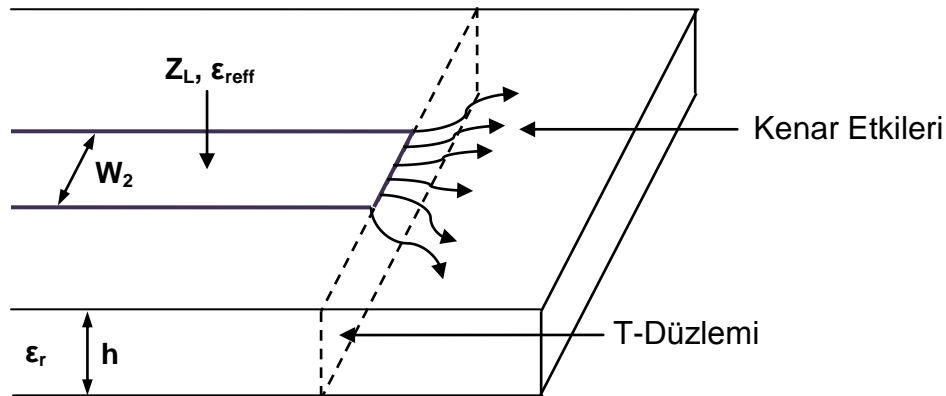
Açık uçlu mikroşerit hat, eşdeğer kapasitansı  $C_L$  ile gösterilen, Şekil 4.2'de gösterilen T referans düzleminde bulunan ve uç kısmında kenar etkisinden dolayı saçılan alana sahip gerçek bir açık devre olarak kabul edilir. İletim hattı T referans düzlemine kadar homojen dağılmış ve eşdeğer devresi Şekil 4.3'te gösterilmiştir.  $C_L$  kapasitansı ile iletim hattı parametreleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$C_L = \Delta_{il} \frac{\epsilon_{reff}}{Z_0 \times c} \quad (4.1)$$

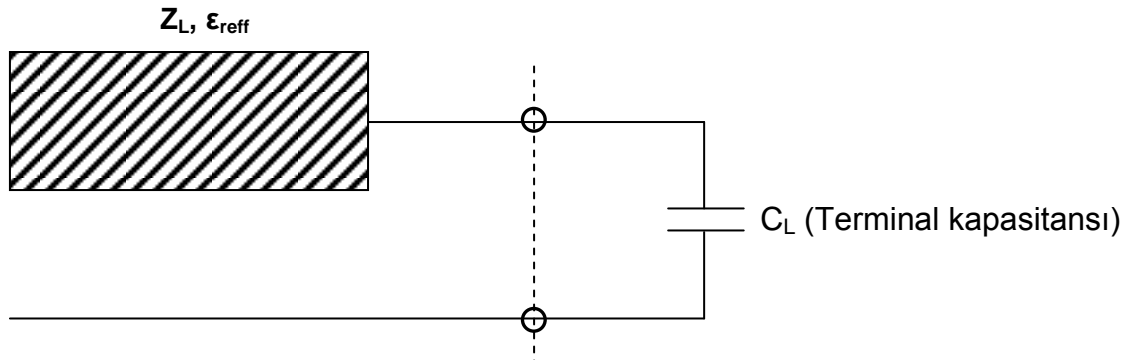
Burada  $Z_0$ , hattın karakteristik empedansı,  $\epsilon_{reff}$ , etkin dielektrik katsayısı ve  $\Delta_{il}$ , iletken uzama mesafesidir ve aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$\Delta_{il} = A \times C \times (E/D) \times h \quad (4.2)$$

Burada  $h$  dielektrik katmanın yüksekliğidir.



Şekil 4.2. Açık uçlu mikroşerit hat.



Şekil 4.3. Açık uçlu mikroşerit hattın eşdeğer devresi.

$$A = \frac{0.4349 \times \left\{ (\varepsilon_{eff}^{0.81} + 0.26) \left[ \left( \frac{W}{h} \right)^{0.8554} + 0.236 \right] \right\}}{(\varepsilon_{eff}^{0.81} - 0.189) \left[ \left( \frac{W}{h} \right)^{0.8554} + 0.87 \right]} \quad (4.3)$$

$$B = 1 + \frac{\left( \frac{W}{h} \right)^{0.371}}{(2.358\varepsilon_r + 1)} \quad (4.4)$$

$$C = 1 + \left( \frac{0.5274}{\varepsilon_{eff}^{0.9236}} \right) \tan^{-1} \left[ 0.084 \left( \frac{W}{h} \right)^{1.943/B} \right] \quad (4.5)$$

$$D = 1 + 0.0377[6 - 5 \exp\{0.036(1 - \varepsilon_r)\}] + \tan^{-1} \left[ 0.067 \left( \frac{W}{h} \right)^{1.456} \right] \quad (4.6)$$

$$E = 1 - 0.218 \exp \left[ -7.5 \left( \frac{W}{h} \right) \right] \quad (4.7)$$

0.01 ≤ W/h ≤ 100 ve 1 ≤ ε<sub>r</sub> ≤ 50 değerleri için hata oranı %2.5'ten daha düşüktür.

Mikroşerit hattaki boşluk genelde Şekil 4.1'de görüldüğü gibi asimetric formdadır. Yani boşluğun iki tarafındaki iletkenlerin genişlikleri farklıdır. Genelde her bir yama ve toprak düzlemi arasında elektrik alanları vardır. Boşluğun eşdeğer devresi Şekil 4.4'teki gibi π-devresi ile verilebilir. Eşdeğer devre boşluk kuplaj kapasitansı (C<sub>s</sub>) ile levha kapasitanslarını (C<sub>p1</sub> ve C<sub>p2</sub>) içerir. Boşluk eşdeğer devre elemanları frekansa bağımlıdır. Asimetric boşluğun eşdeğer devresinin C<sub>s</sub>, C<sub>p1</sub> ve C<sub>p2</sub> kapasitansları için kesin eşitlikler melez-mod (hybrid-mode) analizi ile türetilmiştir [24]. Eşitlikler aşağıdaki gibidir

$$C_s = 0.5 \times h \times Q_1 \times \exp(-1.86 \times S/h) \times [1 + 4.19 \times \{1 - \exp(0.785 \sqrt{h/W_2} \times W_1/W_2)\}] \quad (4.8)$$

$$C_{p2} = C_{L2} \times \left[ \frac{Q_2 + Q_3}{Q_2 + 1} \right] \quad (4.9)$$

$$C_{p1} = C_{L1} \times \left[ \frac{Q_2 + Q_4}{Q_2 + 1} \right] \quad (4.10)$$

burada

$$Q_1 = 0.04598 \left\{ 0.03 + \left( \frac{W_2}{h} \right)^{Q_5} \right\} (0.272 + \varepsilon_r \times 0.07) \quad (4.11)$$

$$Q_2 = 0.107 \left( \frac{W_2}{h} + 9 \right) \left( \frac{S}{h} \right)^{3.23} + 2.09 \left( \frac{S}{h} \right)^{1.05} \left[ \frac{1.5 + 0.3 \left( \frac{W_2}{h} \right)}{1 + 0.6 \left( \frac{W_2}{h} \right)} \right] \quad (4.12)$$

$$Q_3 = \exp \left[ -0.5978 \left( \frac{W_1}{W_2} \right)^{1.35} \right] - 0.55 \quad (4.13)$$

$$Q_4 = \exp \left[ -0.5978 \left( \frac{W_2}{W_1} \right)^{1.35} \right] - 0.55 \quad (4.14)$$

$$Q_5 = \frac{1.23}{\left[ 1 + 0.12 \left\{ \left( \frac{W_1}{W_2} \right) - 1 \right\}^{0.9} \right]} \quad (4.15)$$

Burada  $C_{L1}$  ve  $C_{L2}$ , açık devre iletkenlerin terminal kapasitansları,  $W_1$  yamanın genişliği,  $W_2$  besleme hattının genişliği,  $S$  boşluk uzunluğu,  $h$  dielektrik tabakanın kalınlığı ve  $\varepsilon_r$  bağıl dielektrik katsayısını ifade eder.

$(x,y)$  besleme noktası için yamanın giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) aşağıdaki gibi verilir.

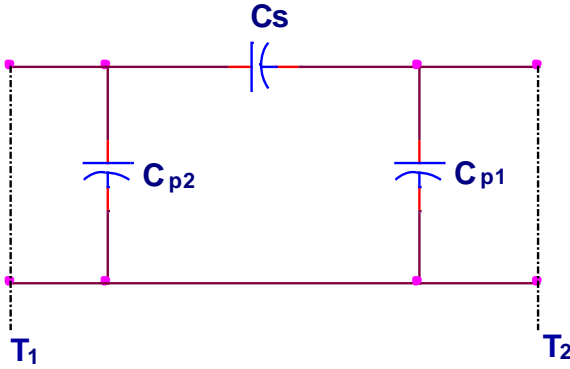
$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{-jk\eta \sum_{mn} \psi_{mn}^2(x,y)}{[k^2 \{(1-j)/Q\} - k_{mn}]} \\ &= \sum_{mn} Z_{mn} \end{aligned} \quad (4.16)$$

burada

$$\psi_{mn}(x, y) = \frac{\cos(m\pi x / a) \cos(n\pi y / b)}{\sqrt{ab / \varepsilon_{0m} \varepsilon_{0n}}} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{0m} &= 1 ; m = 0 \\ &= 2 ; m > 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{0n} &= 1 ; n = 0 \\ &= 2 ; n > 0 \end{aligned}$$



Şekil 4.4 Asimetrik boşluğun eşdeğer devresi..

$$\eta = \eta_0 (\mu_r / \varepsilon_r)^{1/2} = \text{dielektrik tabakanın öz empedansı} \quad (4.18)$$

$Q$  = etkin kalite faktörü

$$k_{mn} = [(m/a)^2 + (n/b)^2] = \text{karakteristik empedans}$$

$$k = [2\pi f \mu_r \varepsilon_r]^{1/2} / c = \text{dalga sayısı} \quad (4.19)$$

$Z_{mn}$  = (m,n)' nci modun etkisi katılmış empedans

$Z_{mn}$  empedansı  $R_{mn}$ ,  $L_{mn}$  ve  $C_{mn}$  elemanlarının paralel birleşimidir ve bu elemanlar aşağıdaki gibi verilir [5]

$$C_{mn} = \left[ \frac{ch\eta \sum \psi_{mn}(x, y)}{\sqrt{\varepsilon_r}} \right]^{-1} \quad (4.20)$$

$$L_{mn} = \frac{\epsilon_r}{C_{mn} k_{mn}^2 c^2} \quad (4.21)$$

$$R_{mn} = \frac{Q}{C_{mn} \omega} \quad (4.22)$$

Bu yüzden antenler Şekil 4.5'te gösterildiği gibi paralel rezonans devrelerinin seri kombinasyonu gibidir. Bu devre modeli antenler için düşük bant genişliği sınırlaması getirir. Çünkü  $Z_{in}$  empedansı, frekans ile çok fazla değişir. Eş.4.20 ve Eş.4.21 eşitlikleri göstermektedir ki m ve n artışları ile endüktif değer kapasitif değerden çok daha hızlı yükselmektedir. DC modda (düşük seviyeli mod) bir mikroşerit anten basit bir kapasitör gibi çalışacaktır. Çünkü yamanın içerisinde yarım dalga elektrik alan değişimleri olmayacaktır. Bu yüzden yeterince yüksek modda endüktans ( $L_{mn}$ ) baskın olacaktır. Orta seviye modlarda  $R_{mn}$ ,  $L_{mn}$  ve  $C_{mn}$  değerlerinin paralel kombinasyonu kullanılabilir. Yamanın direnci toplam kalite faktörüne bağlıdır ve şu şekilde verilir:

$$Q_T = \left[ \frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_D} + \frac{1}{Q_C} \right]^{-1} \quad (4.23)$$

burada:

$$Q_R = \frac{c \sqrt{\epsilon_{eff}}}{4fh} \quad (4.24)$$

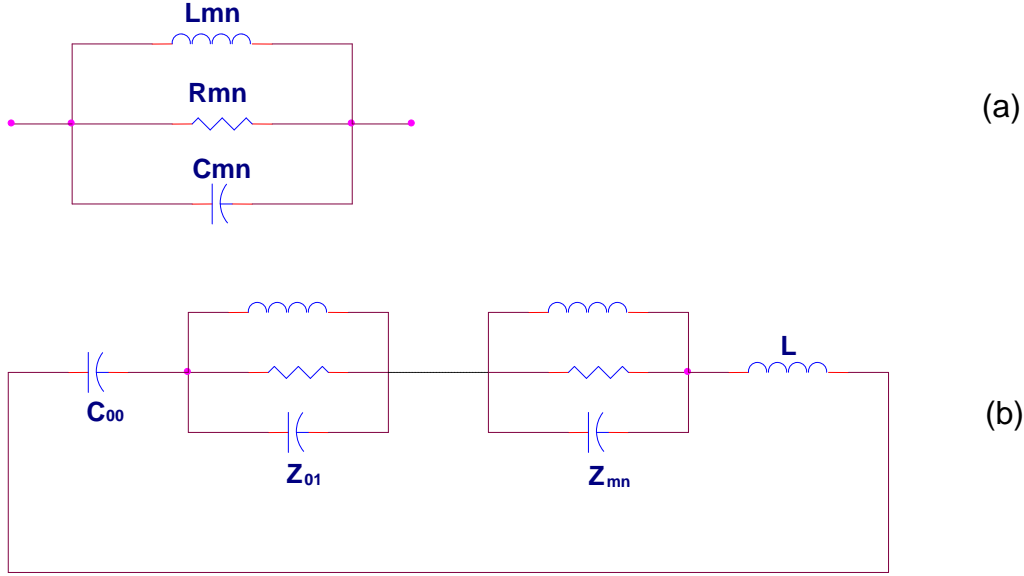
$$Q_D = \frac{1}{\tan \delta} \quad (4.25)$$

$$Q_C = 0.63 \times h \times \sqrt{\sigma \times f_{GHz}} \quad (4.26)$$

burada  $\sigma$  yamanın iletkenliği ve  $\tan \delta$  malzemenin tanjant kaybıdır.

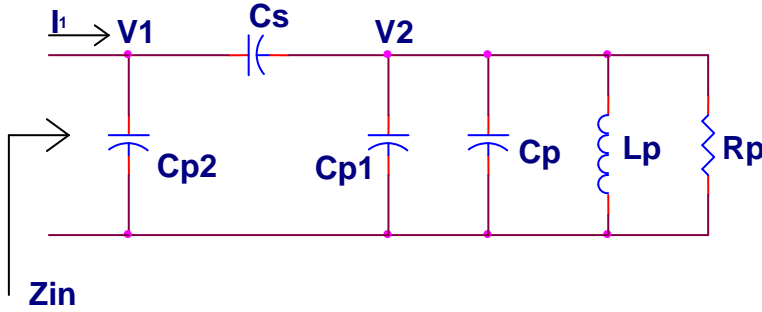
Yamanın eşdeğer empedansı:

$$Z_p = \left[ \frac{1}{R_{mn}} + j(\omega C_{mn} - 1/\omega L_{mn}) \right]^{-1} \quad (4.27)$$



Şekil 4.5. (a) Yamanın eşdeğer devresi. (b) Birleşik anten devre modeli.

Boşluğa sahip bir antenin toplam eşdeğer devresi ardışık iki devre şeklinde gerçekleşir. Bu iki devre Şekil 4.6'da gösterilen, antenin rezonans devresi ve boşluğun  $\pi$  eşdeğer devresidir. Şekil 4.6'da V1 ve V2 düğüm gerilimleri olsun, düğüm analizinin matrisi kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir [25].



Şekil 4.6 Boşluk kupaıjlı mikroşerit antenin toplam eşdeğer devresi.

$$\begin{bmatrix} [j\omega(C_{p2} + C_s)] & -j\omega C_s \\ -j\omega C_s & -j\omega C_{p1} + j\omega C_p + j\omega C_s + 1/R_p + 1/j\omega L_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} [j\omega(C_{p2} + C_s)] & -j\omega C_s \\ -j\omega C_s & -j\omega C_{p1} + j\omega C_p + j\omega C_s + 1/R_p + 1/j\omega L_p \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$= \frac{j\omega(C_{p2} + C_s)[\omega L_p + j\{\omega^2(C_{p1} + C_p + C_s)L_p R_p - R_p\}] + \omega^3 C_s^2 L_p R_p}{\omega L_p R_p}$$

V1 değerini bulmak için Cramer kuralı kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V_1 = \left[ \begin{array}{c} I_1 \\ 0 \end{array} \begin{array}{c} -j\omega C_s \\ -j\omega C_{p1} + j\omega C_p + j\omega C_s + 1/R_p + 1/j\omega L_p \end{array} \right] / \Delta \quad (4.30)$$

veya

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} \quad (4.31)$$

$$Z_{in} = \frac{\omega L_p + j\{\omega^2(C_{p1} + C_p + C_s)L_p R_p - R_p\}}{\omega R_p(C_{p2} + C_s) - \omega^3[(C_{p1} + C_p + C_s)(C_{p2} + C_s) + C_s^2]L_p R_p + j\omega^2(C_{p2} + C_s)L_p} \quad (4.32)$$

$Z_{in}$  aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

$$Z_{in} = \frac{R_1 + jX_1}{R_2 + jX_2} \quad (4.33)$$

Eş. 4.32 ve Eş. 4.33 eşitlikleri eşitlenerek ve her iki tarafın pay ve paydaları birleştirilerek aşağıdaki eşitlikler elde edilir:

$$R_1 = \omega L_p \quad (4.34)$$

$$R_2 = \omega R_p(C_{p2} + C_s) - \omega^3[(C_{p1} + C_p + C_s)(C_{p2} + C_s) + C_s^2]L_p R_p \quad (4.35)$$

$$X_1 = \omega^2(C_{p1} + C_p + C_s)L_p R_p - R_p \quad (4.36)$$

$$X_2 = \omega^2(C_{p2} + C_s)L_p \quad (4.37)$$

Eş. 4.33 eşitliği aşağıdaki gibi daha da sadeleştirilebilir:

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_2 + X_1 X_2}{R_2^2 + X_2^2} + j \frac{X_1 R_2 - R_1 X_2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (4.38)$$

veya

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (4.39)$$

Burada:

$$R_{in} = \frac{R_1 R_2 + X_1 X_2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (4.40)$$

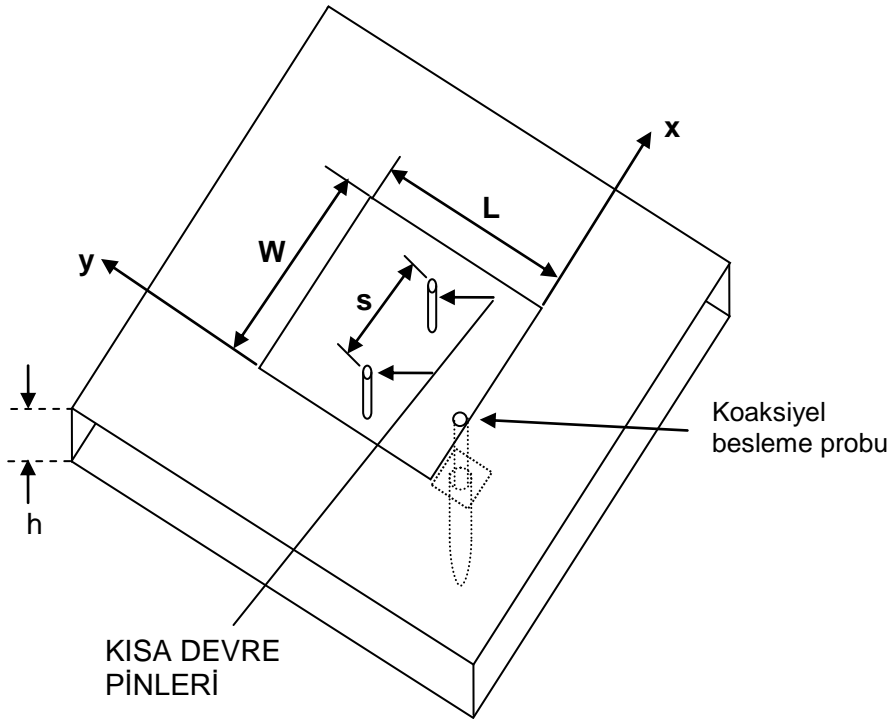
ve

$$X_{in} = \frac{X_1 R_2 - R_1 X_2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (4.41)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $R_{in}$  resistif,  $X_{in}$  ise reaktif giriş direncini ifade eder.

## 4.2 Kısa devre Pinli Dikdörtgen Mikroşerit Antenin Rezonans Frekansı

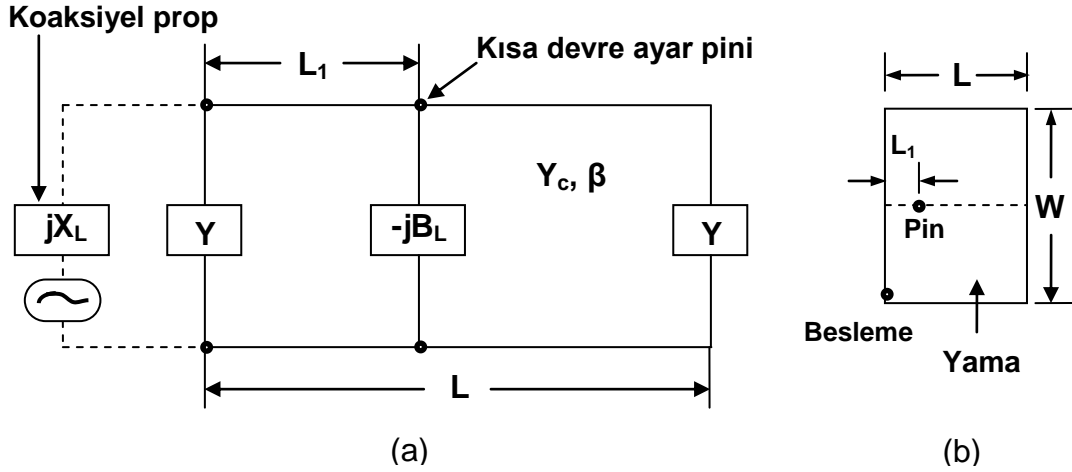
Mikroşerit antende reaktif yük, yamanın metal yüzeyi ile toprak düzlemi arasını kısa devre eden metalik pin ile tanıtılır. Bu kısa devre pinleri endüktans etkisi gösterir. Bu yüzden, kısa devre pini kullanılarak yapılan ayar, mikroşerit antenin giriş empedansını ve ışıma desenini önemli ölçüde değiştirmeden yamanın rezonans frekansını yükseltir. Bu teknik ilk olarak 1981 yılında Scaubert [13] tarafından tanıtılmıştır ve Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Burada kısa devre pinleri y ekseninde yamanın orta noktasına ( $y = L/2$ ) yerleştirilmiş ve iki adet kısa devre pini kullanılarak %20, daha fazla pin kullanılarak da %50 frekans artışı sağlanmıştır.



Şekil 4.7. Kısa devre pinleri [13].



Rezonans frekansındaki değişimi daha iyi açıklayabilmek için model Sengupta [26] tarafından yeniden ele alınmıştır. Sengupta tarafından kullanılan antenin geometrisi ve bu antenin eşdeğer iletim hattı devre modeli Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Kısa devre ayar pini eklenmiş anten için yeni işletim frekansı aşağıdaki gibi verilmiştir [26].



Şekil 4.8 Kenardan koaksiyel prop beslemeli, kısa devre pinli dikdörtgen mikroşerit antenin (a) eşdeğer iletim hattı devresi (b) geometrisi [26].

$$f_{op} = f_r \left[ 1 + \frac{2L}{\pi W \alpha} \frac{1}{\ln\left(\frac{2L}{\gamma \pi r_0}\right)} \cos^2\left(\frac{\pi L_1}{L}\right) \right] \quad (4.42)$$

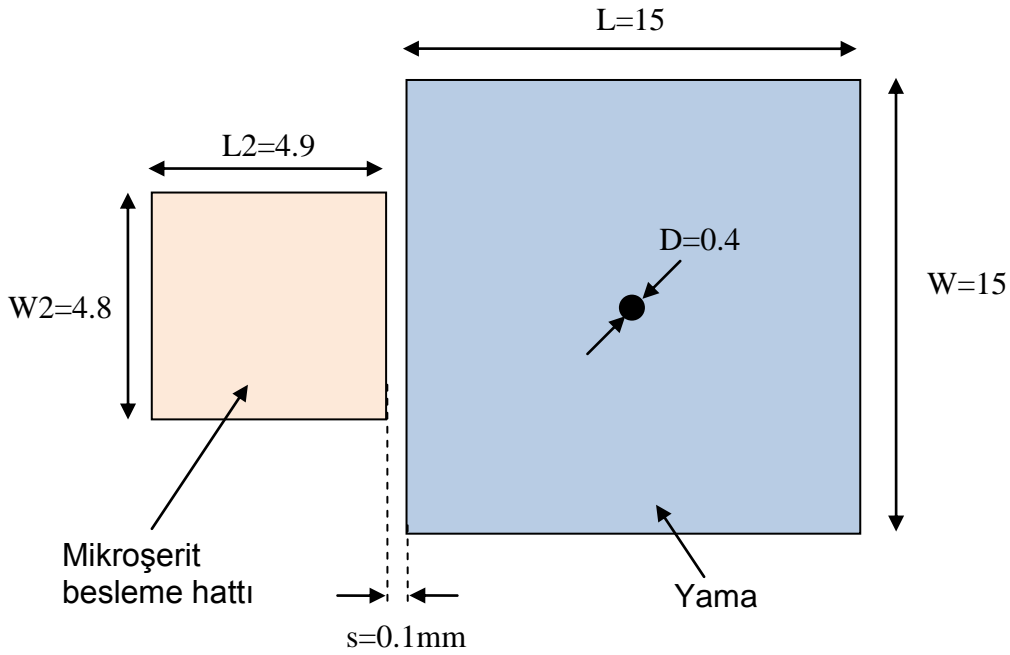
burada  $f_r$  kısa devre pini eklenmeden önceki antenin rezonans frekansdır ve aşağıdaki eşitlikle verilir [27].

$$f_r = f_0 \left[ \frac{1 - \frac{2h}{\epsilon_{eff} L \pi \alpha}}{1 + \frac{2h}{\epsilon_{eff} L \pi \alpha} \ln\left(\frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} 2L}{\gamma h}\right)} \right] \quad (4.43)$$

burada  $f_0$ , B'nin sıfır kabul edildiği durumdaki rezonans frekansdır ve Eş.3.4 ile verilmiştir. Eş 4.42’de  $L_1=L/2$  alındığında yani kısa devre pini merkeze yerleştirildiğinde işletim frekansının ( $f_{op}$ ) değişmediği görülmektedir.

## 4.2 Merkezde Kısa Devre Edilmiş Ortak Düzlemlı Boşluk Kuplajlı Dikdörtgen Mikroşerit Antenın Analizi

Zhao [14] tarafından önerilen ve Şekil 4.9'da geometrisi verilen anten için dielektrik alt tabaka olarak *Rogers RT / duroid 5880* ( $\epsilon_r = 2.2$  ve kalınlığı  $1.57 \text{ mm}$ ) kullanılmıştır. Bu anten için yamanın merkezine yama ile toprak düzlemi arasına  $0.2\text{mm}$  yarıçapında kısa devre pini eklenmiştir. Yapılan bu basit pin ekleme işlemi ile çift modlu ve çift frekanslı yeni anten elde edilmiştir.

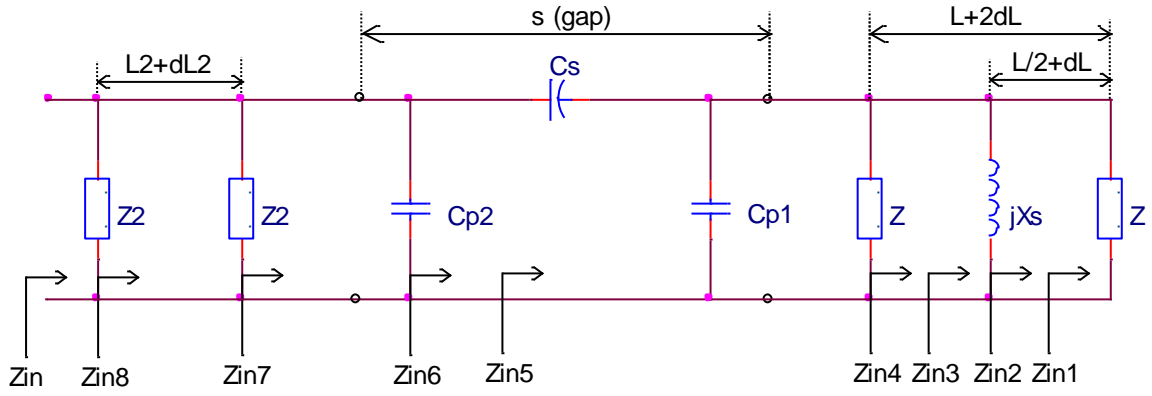


Şekil 4.9 Merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlı boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroşerit anten geometrisi [14].

Bu anten için eşdeğer iletim hattı devresi Şekil 4.10'da verilmiştir. Burada,  $C_s$  boşluk kuplaj kapasitansı,  $C_{p1}$  ve  $C_{p2}$  levha kapasitanslarıdır ve sırasıyla Eş. 4.8., Eş. 4.10 ve Eş. 4.9 ile verilmiştir. Işıyan kenarın yuva empedansı  $Z$  ve kısa devre pininin endüktif reaktansı  $X_s$  aşağıda verilmiştir.

Kısa devre pinin endüktif reaktansı aşağıdaki formül ile hesaplanır [28]:

$$X_s = X_p = \frac{\eta_0 \omega h}{2\pi c} \ln \left[ \frac{4c}{\xi \omega d \sqrt{\epsilon_r}} \right] \quad (4.44)$$



Şekil 4.10 Merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlili boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroserit antenin eşdeğer iletim hattı devresi.

Burada

$$\omega = 2\pi f \text{ (Radyan frekansı)}$$

$$\xi = 1.781072... \text{ (Euler's katsayısından türetilmiştir)}$$

$d$ : besleme probunun / kısa devre pininin çapı

$\eta_0 = 377\Omega$  (Boşluğun karakteristik empedansıdır ve aşağıdaki eşitlikle verilir.)

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (4.45)$$

$$G = \frac{\beta h}{2\alpha\epsilon_{eff}} \quad (4.46)$$

$$B = \frac{\beta h}{\pi\alpha\epsilon_e} \ln\left(\frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} 2\pi e}{\xi\beta h}\right) \quad (4.47)$$

Burada  $e = 2.71828$

$$Y = G + jB \quad (4.48)$$

$$Z = 1/Y \quad (4.49)$$

Aşağıda iletim hattı parametreleri verilmiştir [27].

$$Y_0 = \frac{W\alpha\sqrt{\epsilon_e}}{\eta_0 h} \quad (4.50)$$

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_e} \quad (4.51)$$

$$\alpha = 1 + 1.393 \frac{h}{W} + 0.667 \frac{h}{W} \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \quad (4.52)$$

Şekil 4.10'da eşdeğer devresi verilen antenin toplam giriş empedansını ( $Z_{in}$ ) hesaplayabilmek için şekilde gösterilen giriş empedansları tek tek hesaplanır.

$$Z_{in1} = \frac{Z_{0p} \left( Z + jZ_{0p} \tan \left( \beta \left( \frac{L_{eff}}{2} - r \right) \right) \right)}{Z_{0p} + jZ \tan \left( \beta \left( \frac{L_{eff}}{2} - r \right) \right)} \quad (4.53)$$

$Z_{in1}$ , yamanın kenarının ve yamanın kenarından ortasına kadar olan iletim hattının etkisini ifade eder.

$$Z_{in2} = \frac{Z_{in1} jX_s}{Z_{in1} + jX_s} \quad (4.54)$$

$Z_{in2}$ , yamanın ortasına yerleştirilen kısa devre pininin etkisini içerir.

$$Z_{in3} = \frac{Z_{0p} \left( Z_{in2} + jZ_{0p} \tan \left( \beta \left( \frac{L_{eff}}{2} \right) \right) \right)}{Z_{0p} + jZ_{in2} \tan \left( \beta \left( \frac{L_{eff}}{2} \right) \right)} \quad (4.55)$$

$Z_{in3}$ , yamanın ortasından diğer kenarına kadar olan iletim hattının etkisini içerir.

$$Z_{in4} = \frac{Z_{in3} Z}{Z_{in3} + Z} \quad (4.55)$$

$Z_{in4}$ , yamanın giriş empedansını ifade eder.

$$Z_{in5} = \frac{1}{jXC_s} + \frac{Z_{in4} \frac{1}{jXC_{p1}}}{Z_{in4} + \frac{1}{jXC_{p1}}} \quad (4.56)$$

$Z_{in5}$ , yamanın giriş empedansına ilave olarak  $C_s$  boşluk kuplaj kapasitansını ve  $C_{p1}$  levha kapasitansını içerir.

$$Z_{in6} = \frac{Z_{in5} \frac{1}{jXC_{p2}}}{Z_{in5} + \frac{1}{jXC_{p2}}} \quad (4.57)$$

$Z_{in6}$ ,  $Z_{in5}$ 'e ilave olarak  $C_{p2}$  levha kapasitansını da içerir.

$$Z_{in7} = \frac{Z_{in6}Z_2}{Z_{in6} + Z_2} \quad (4.58)$$

$Z_{in7}$ ,  $Z_{in6}$ 'ya ilave olarak mikroşerit besleme hattının bir kenarının etkisini de içerir.

$$Z_{in8} = \frac{Z_{0l}(Z_{in7} + jZ_{0l} \tan(\beta L_{eff2}))}{Z_{0l} + jZ_{in7} \tan(\beta L_{eff2})} \quad (4.59)$$

$Z_{in8}$ ,  $Z_{in7}$ 'ye ilave olarak mikroşerit besleme hattının uzunluğunun iletim hattı modeline etkisini de içerir.

$$Z_{in} = \frac{Z_{in8}Z_2}{Z_{in8} + Z_2} \quad (4.60)$$

Sonuç olarak eşdeğer devrenin toplam giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) elde edilir. Hesaplanan toplam giriş empedansı ve karakteristik empedans kullanılarak yansıma katsayısı aşağıda verilen eşitlik ile hesaplanabilir:

$$\tau = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (4.61)$$

Burada:  $\tau$  yansıma katsayısı,  $Z_0$  karakteristik empedans ( $Z_0 = 1/Y_0$ ).

Voltaj duran dalga oranı (VSWR) aşağıdaki eşitlikle hesaplanır:

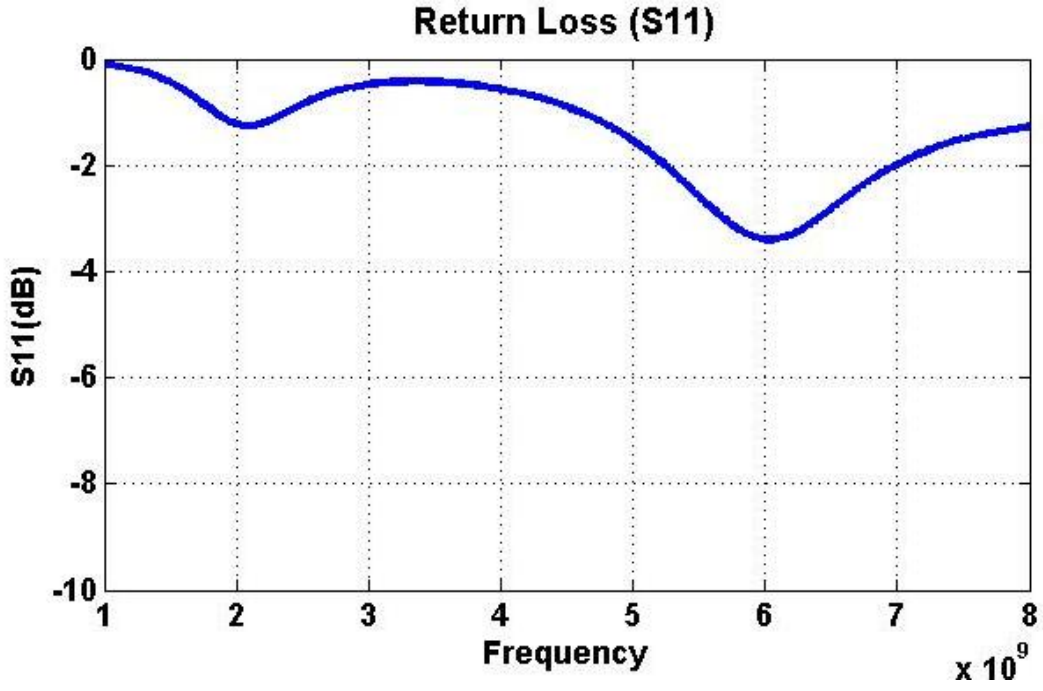
$$VSWR = \frac{1 + |\tau|}{1 - |\tau|} \quad (4.62)$$

Antenin istenen frekans bandındaki alma veya gönderme performansı genellikle VSWR veya geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ile ölçülür. Bu çalışmada antenlerin frekansa bağlı performansları geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) grafikleri ile verilmiştir. Bant genişliğinin hesaplanmasında, geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) grafiğinde -10dB'nin altı kullanılmaktadır.  $S_{11}$  aşağıdaki eşitlikle verilir.

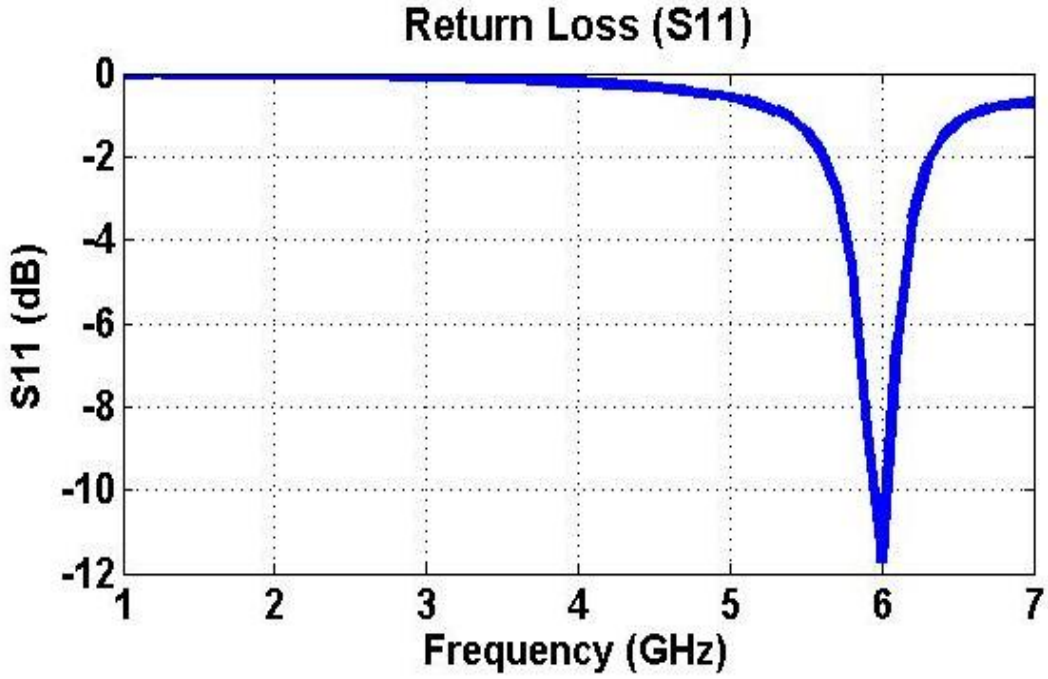
$$S_{11} = 20 \log |\tau| \text{ (dB)} \quad (4.63)$$

Şekil 4.9' da geometrisi verilen merkezde kısa devre edilmiş ortak düzlemlili boşluk kuplajlı dikdörtgen mikroşerit anten için Şekil 4.10'da verilen eşdeğer iletim hattı devresi ve yukarıda verilen eşitlikler kullanılarak MATLAB programı ile elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu Şekil 4.11'de verilmiştir. IE3D programı kullanılarak, kısa devre pini olmaksızın ve kısa devre pinli olarak elde edilen antenin geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetimi sırasıyla Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te verilmiştir.

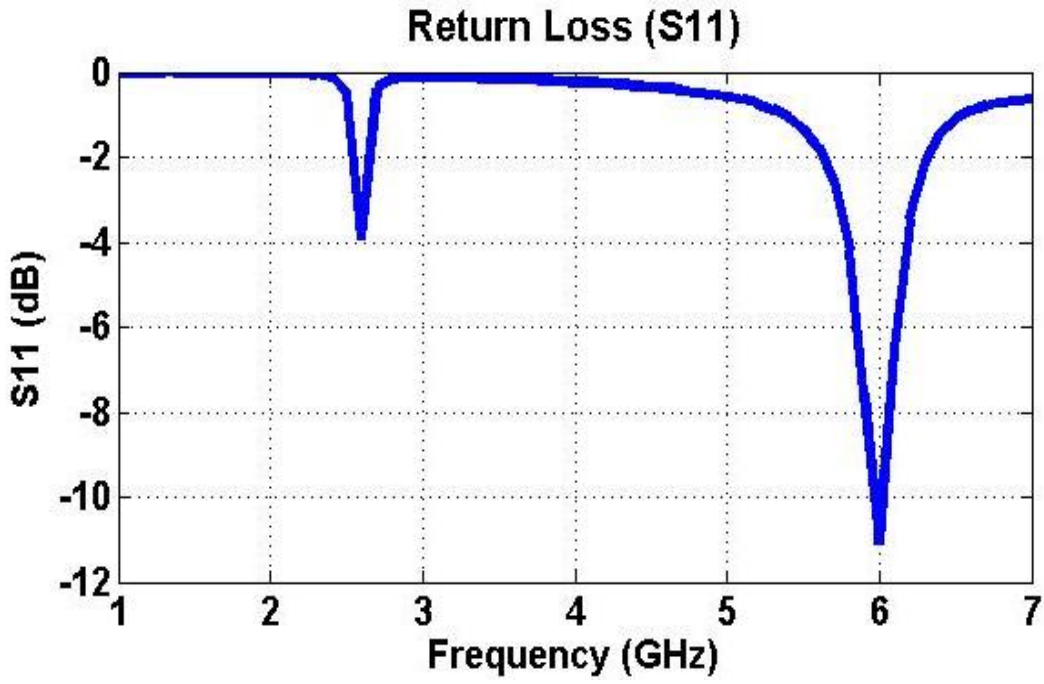
Kısa devre pininin etkisi, bu iki benzetim sonucu incelendiğinde açıkça görülmektedir. Eş. 4.42'de verilen eşitlikten de anlaşılacağı üzere kısa devre pini merkeze yerleştirildiğinde işletim frekansında bir değişim beklenmemektedir. Şekil 4.12 ve Şekil 4.13 incelendiğinde kısa devre pininin pin eklenmeden önceki frekans üzerinde hiçbir etkisi yoktur. Bununla birlikte kısa devre pininin eklenmesi yeni bir frekans ortaya çıkarmıştır.



Şekil 4.11 MATLAB kullanılarak hesaplama ile elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.

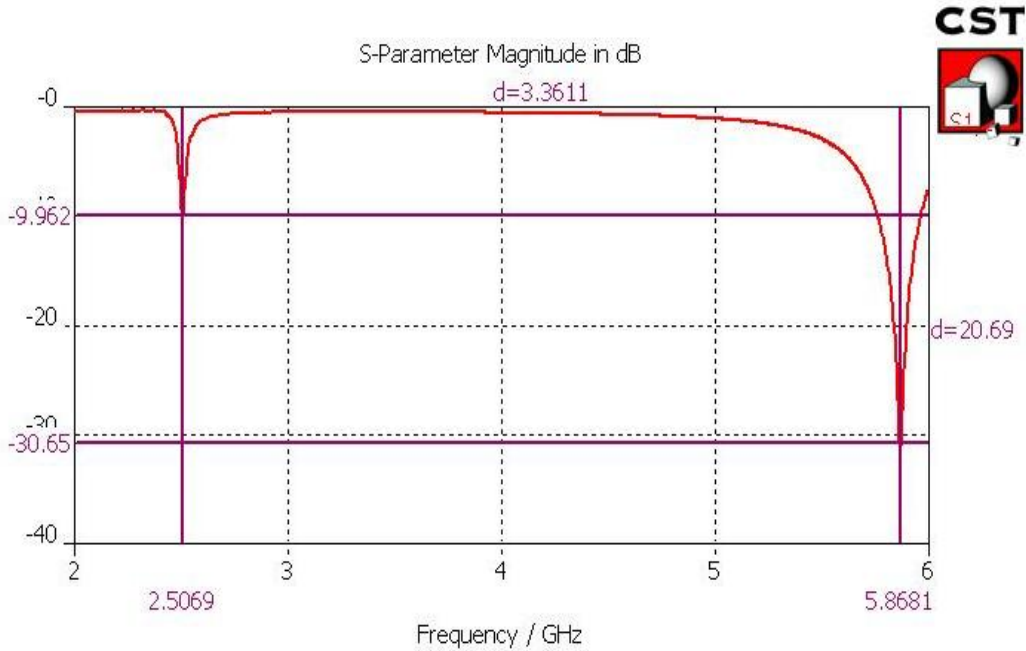


Şekil 4.12 Kısa devre pini eklenmeden IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.



Şekil 4.13 Kısa devre pini eklenmiş antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.

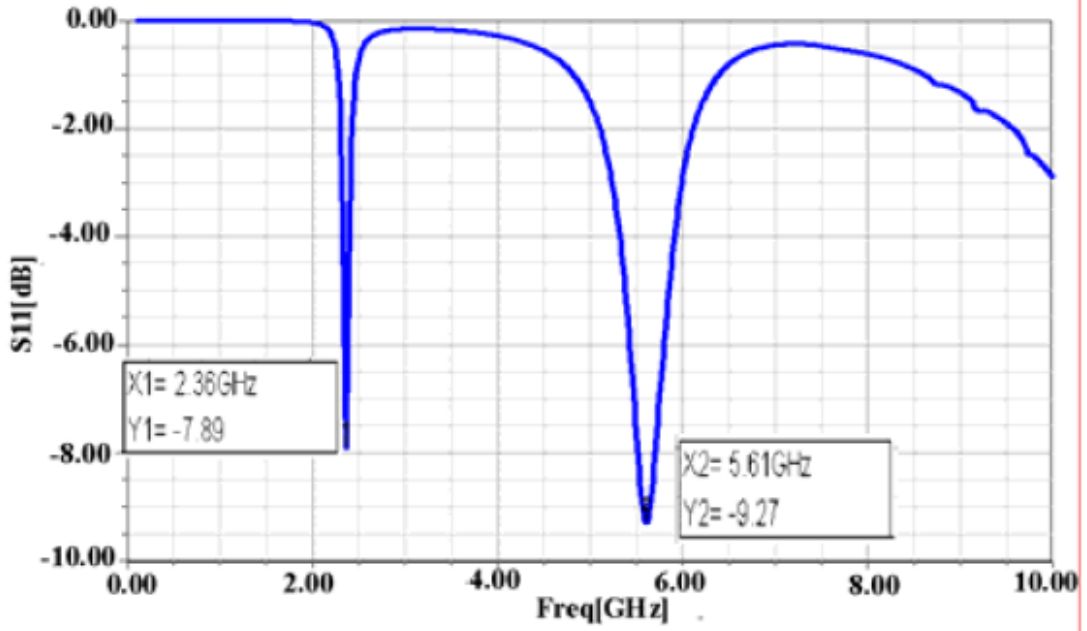
Aynı anten için CST programı kullanılarak da benzetim yapılmış ve elde edilen benzetim sonucu Şekil 4.14'te verilmiştir.



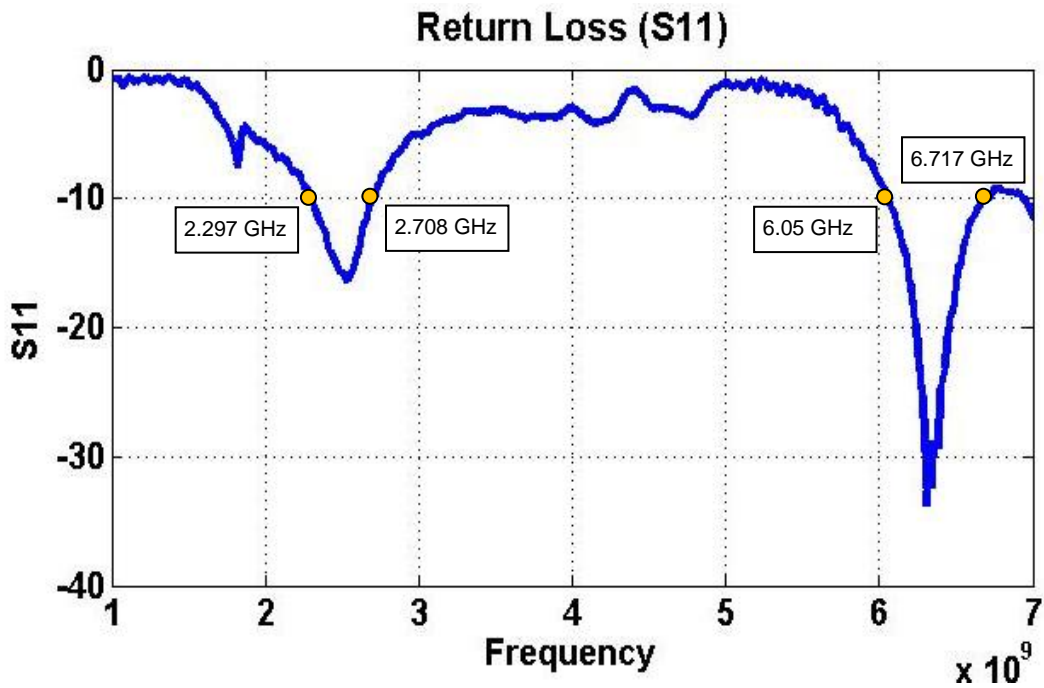
Şekil 4.14 Kısa devre pini eklenmiş aynı antenin CST programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.



Zhao [14] tarafından elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu Şekil 4.15'te verilmiştir. Bu antenin üretimi yapılarak geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ölçüm sonuçları alınmış ve Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.15 Zhao [14] tarafından elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.



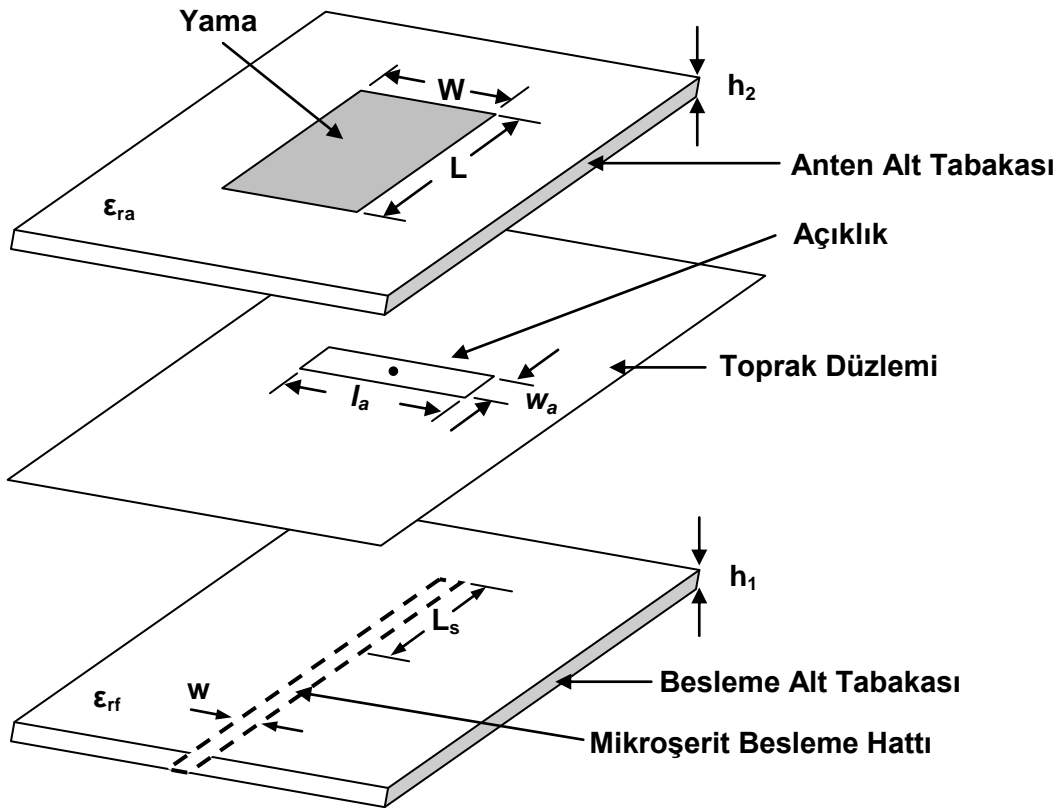
Şekil 4.16 Kısa devre pini eklenmiş antenin ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ).

İki farklı program kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları incelendiğinde aralarında çok fark olmadığı görülebilir. Sadece üst frekansta çok az bir kayma

vardır. Hazır programlar kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları ve iletim hattı modeli kullanılarak hazırlanan MATLAB benzetimi sonuçları performans hariç frekanslarda örtüşmektedir. Sadece alt frekansta bir miktar kayma mevcuttur. Ölçüm ile benzetim sonuçları kıyaslandığında ise ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) grafiğinde benzetime göre üst frekansın bir miktar yüksek olduğu alt frekansın yaklaşık aynı olduğu görülmektedir. Bu farklılığın nedeni benzetimde kullanılan alt tabaka ile üretimde kullanılan alt tabakanın farklı olmasıdır.

## 5. AÇIKLIK KUPLAJLI MİKROŞERİT ANTEN

Diğer besleme yöntemlerine göre pek çok avantaj sunan açıklık kuplajlı besleme yöntemi ilk olarak Pozar [29] tarafından tanıtılmıştır. Bu avantajlar, anteni sahte besleme ışımından (spurious radiation) ekranlaması, besleme ve anten için farklı uygun alt tabakaların kullanılması ve anten bant genişliğini artırmak için kalın alt tabaka kullanılması olarak özetlenebilir. Açıklık kuplajlı bir mikroşerit antenin açık görünümü Şekil 5.1’ de verilmiştir.



Şekil 5.1 Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin açık görünümü.

Bu anten dielektrik katsayısı  $\epsilon_{ra}$  ve yüksekliği  $h_2$  olan bir alt tabaka üzerinde bulunan  $(a \times b)$  boyutlarında dikdörtgen yamayı içerir. Mikroşerit yama, mikroşerit hat tarafından toprak düzleminde açılan açıklık yoluyla beslenir. Açıklığın boyutları  $(l_a \times w_a)$  ve merkezi  $(x_0, y_0)$ 'dır. Genişliği  $w$  olan mikroşerit hat, dielektrik katsayısı  $\epsilon_{rf}$  ve yüksekliği  $h_1$  olan bir alt tabakanın altında bulunur. Mikroşerit hattın karakteristik empedansı  $Z_{0m}$  ve açıklığına ise  $Z_{0s}$  olarak gösterilmiştir.

### 5.1 Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Anten Parametrelerinin Performansa Etkileri

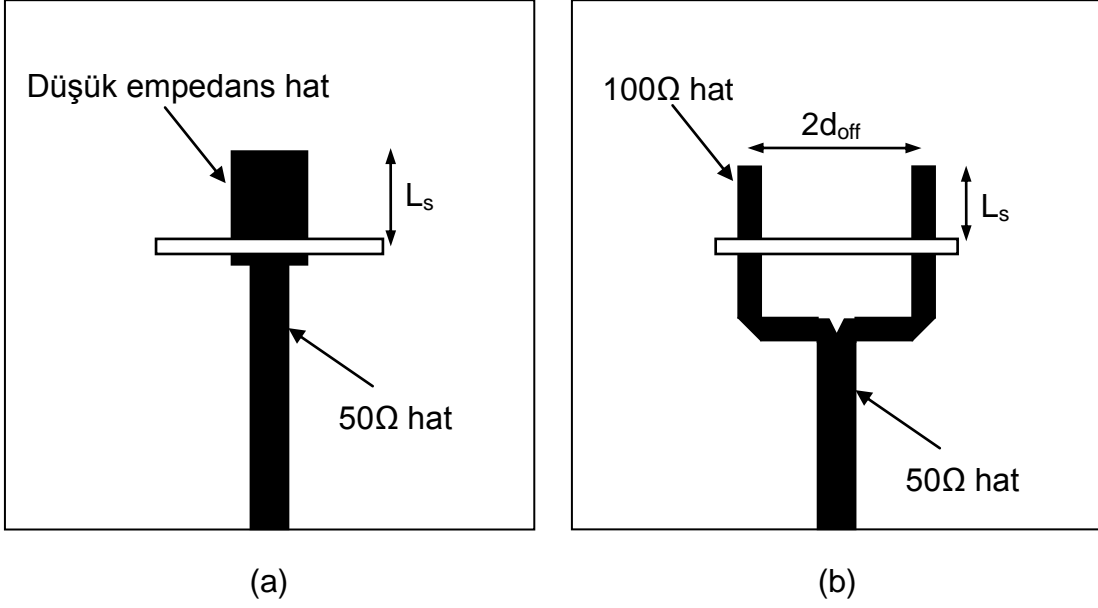
Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin performansı çeşitli parametrelere bağlıdır. Bu parametreler yamanın boyutları, şekli ve konumu, açıklığın boyutları, şekli ve konumu, alt tabakaların dielektrik sabitleri ve kalınlıkları ile mikroşerit besleme hattının boyutları olarak özetlenebilir. Yamanın uzunluğu, antenin rezonans frekansını belirler. Yamanın genişliği antenin rezonans direncini etkiler; genişliğin artması direncin düşmesine neden olur.

#### 5.1.1 Besleme hattının etkisi

$L_s$  açık devre uyumlandırmasının uzunluğu değiştirilerek antenin empedansında oluşan reaktif etki ortadan kaldırılmaya çalışılır.  $L_s$  uzunluğu tipik olarak  $\lambda/4$ 'den çok az daha kısadır.  $L_s$  uzunluğu ve  $Z_0$  karakteristik empedansının etkisinden oluşan  $Z_s$  empedansı aşağıdaki eşitlikle verilir.

$$Z_s = -jZ_0 \cot(\beta L_s) \quad (5.1)$$

Açıklık kuplajlı mikroşerit antende, besleme hattına olan kuplaj miktarı genelde açıklığın boyutları değiştirilerek kontrol edilmektedir. Bununla birlikte açıklığın da ışımaya yaptığı durumlarda açıklığın boyutları rahatlıkla değiştirilememektedir. Bu durumda kuplaj miktarı besleme hattı tarafından kontrol edilmelidir bunun için Şekil 5.2'de iki çözüm yöntemi sunulmuştur [10].



Şekil 5.2 Açıklık kupaıjlı mikroşerit anten için empedans uyumlandırma teknikleri (a) Geniş-merkezli besleme hattı (b) Çift-ofset besleme hattı [10].

Işıyan açıklığın kullanımı yüksek seviyeli kupaıjla neden olmaktadır. Bu da uygun empedans uyumlandırması ile düşürülebilir. Şekil 5.2.a'da verilen geniş merkezli besleme hattı, hattın genişlemesi ile birlikte kupaıj miktarını düşürmektedir. Bu teknik basit olmakla birlikte analizi zordur. Şekil 5.2.b'de verilen çift-ofset besleme hattında 50Ω'luk empedansa sahip ana besleme hattı reaktif güç birleştirici ile 100Ω'luk empedansa sahip iki hatta ayrılır. Bu besleme hattını kullanan rezonans açıklıklı yığın mikroşerit anten için %69 bant genişliği elde edilmiştir [10].

### 5.1.2 Açıklık boyutlarının etkileri

Mikroşerit yama, mikroşerit hat tarafından toprak düzlemindeki açıklık yoluyla kuple olur [19]. Dolayısıyla açıklığın uzunluğu ve genişliği kupaıj miktarını belirler. Ayrıca açıklığın uzunluğu mikroşerit antenin rezonans frekansını da etkiler. Açıklığın uzunluğunun artmasıyla kupaıj miktarı da artar, bu da rezonans giriş empedansının artmasına yol açar. Küçük açıklık uzunluğu düşük kupaıjla ve dolayısıyla rezonans direncinin düşmesine neden olur. Bu yüzden giriş empedansının istenen değerde elde edilebilmesi için açıklığın boyutları değiştirilebilir. Rezonans olmayan açıklık için açıklığın eninin boyuna oranı yaklaşık 1/10'dur. Açıklığın boyutlarının artması kupaıj miktarını artırdığı kadar geri yansıma miktarını da artırır. Dolayısıyla açıklığın boyutları gereğinden fazla artırılmamalıdır.

### 5.1.3 Açıklığın konumunun etkisi

Yamanın orta noktasının toprak düzlemine olan iz düşümü genelde açıklığın orta noktasını verir. Açıklığın bu konumunun uzunluk boyunca değişimi kuplaj miktarını ve giriş empedansını düşürür. Bu, beklenen bir durumdur çünkü yamanın uzunluğu boyunca akım değişimi sinüzoidaldir. Akım, merkezde maksimum, kenarlarda ise sıfırdır.

Açıklığın konumunun genişlik boyunca küçük değişimleri kuplaj miktarını fazla değiştirmez çünkü alan dağılımı yamanın genişliği boyunca sabittir. Değişim miktarı arttıkça kuplaj miktarı da biraz artar. Genelde, açıklık yamanın merkezine hizalı yerleştirilir. Çünkü bu durumda simetrik yayılım gözlenir ve çapraz-kutuplama karakteristiği istenen düzeyde olur [33].

### 5.1.3 Alt tabaka parametrelerinin etkileri

Besleme alt tabakasının dielektrik sabiti ( $\epsilon_{rf}$ ) arttıkça alan daha az uzar ve açıklığın elektriksel uzunluğu artar bu da kuplaj miktarını artırır. Kuplaj miktarının artması da giriş empedansını artırır. Alt tabakanın yüksekliği arttıkça kuplaj miktarı azalır ve empedans da düşer. Kuplaj miktarının bu azalması açıklığın uzunluğunun veya genişliğinin artırılması ile kompanze edilebilir. Ayrıca besleme alt tabakasının yüksekliğinin azalması besleme hattından olan sahte ışınım miktarını düşürür.

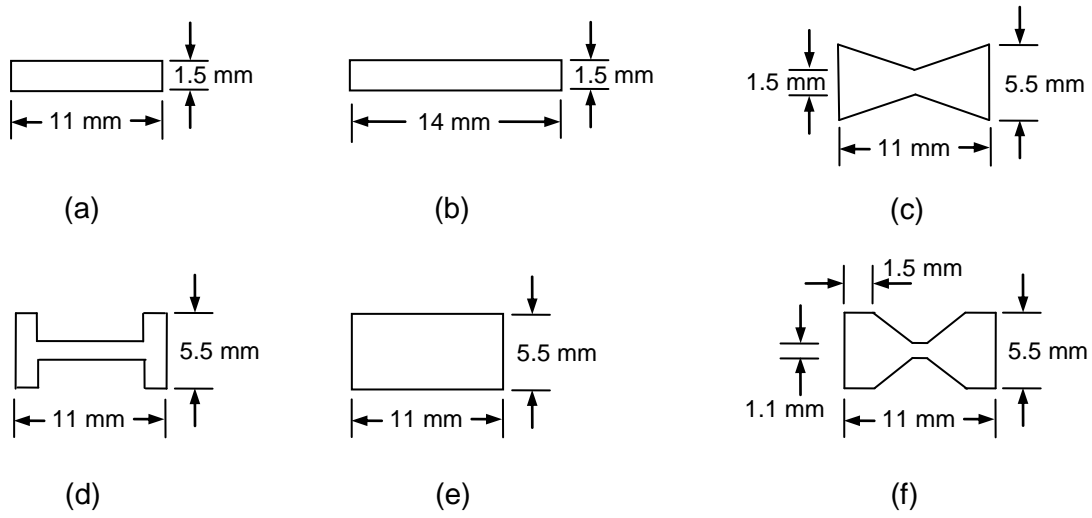
Anten alt tabakasının dielektrik sabiti ( $\epsilon_{ra}$ ), en çok antenin bant genişliğini ve ışınım verimliliğini etkiler. Düşük dielektrik sabiti bant genişliğini artırır ve yüzey dalgalarını azaltır. Anten alt tabakasının yüksekliği ( $h$ ) bant genişliğini ve kuplaj miktarını etkiler. Kalın alt tabaka bant genişliğini artırır bununla birlikte kuplaj miktarını azaltır.

### 5.1.4 Açıklığın şeklinin etkisi

Yayılan gücün çoğunluğunun yamadan olması için açıklığın boyutları genelde yamaya kıyasla daha küçük olur. Açıklıktan olan arka lob ışınımı genelde ana lobdan 15-20 dB daha az olur [34]. Yama açıklık yoluyla iletim hattına kuple olduğu ve bu yolla ışınım yaptığı için kuplaj miktarı açıklığın şekline ve boyutuna bağlıdır.

İlk olarak Pozar [29] tarafından 1985 yılında tanıtılan açıklık kuplajlı mikroşerit antende dairesel açıklık kullanılmıştır. Daha sonra dairesel açıklığa göre daha yüksek kuplaj miktarı sağlayan dikdörtgen açıklık kullanılmıştır [35]. O zamandan sonra daha küçük açıklık boyutlarında daha yüksek kuplaj elde etmek için bir çok açıklık şekli kullanılmıştır.

Kuplaj miktarı daha uzun veya daha geniş dikdörtgen açıklık kullanılarak artırılabilir. Ayrıca kuplaj miktarı dikdörtgen açıklık yerine H-şekilli açıklık kullanılarak daha da artırılabilir [36]. Şekil 5.3'te değişik şekil ve boyutlarda açıklıklar verilmiştir.

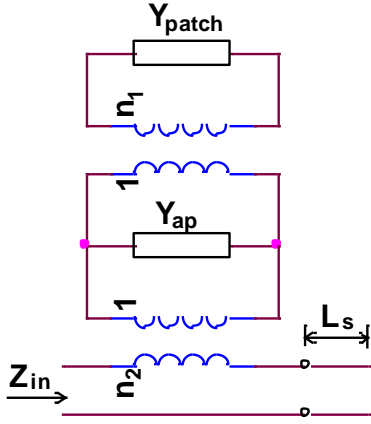


Şekil 5.3 Değişik şekil ve boyutlarda açıklıklar (a) Dikdörtgen (b) Uzun dikdörtgen (c) Bowtie (d) H-şekilli (e) Geniş dikdörtgen (f) Kum saati şekilli [36].

Bu açıklıklar kullanılarak elde edilen antenler için giriş empedansı ölçümleri yapılmıştır. Bu sonuçlara göre kum saati açıklıklı anten aynı boyutlu diğer antenlere göre rezonans giriş empedansında bariz bir artış göstermektedir. Sonuç olarak bu anten diğerlerine oranla daha yüksek kuplaj miktarına sahiptir, bu da daha küçük açıklık kullanımına imkan sağlar ve açıklıktan sahte geri yansıma oranının düşmesine neden olur.

## 5.2 Açıklık Kuplajlı Mikroşerit Anten İçin İletim Hattı Modeli

Açıklık kuplajlı mikroşerit anten için basitleştirilmiş eşdeğer devre Şekil 5.4'te [30] verilmiştir. Bu eşdeğer devrede yama,  $Y_{patch}$  ile açıklık ise  $Y_{ap}$  ile ifade edilmiştir.



Şekil 5.4 Açıklık kuplajlı mikroşerit anten için basitleştirilmiş eşdeğer devre.

Yamadan açıklığa olan kuplaj  $n_1$  sarım oranına sahip empedans dönüşümü ile tanımlanır. Burada verilen  $n_1$  kabaca açıklık tarafından kesilen yamanın akımının toplam yama akımına oranıdır ve aşağıdaki eşitlikle verilir.

$$n_1 = L_a / W \quad (5.2)$$

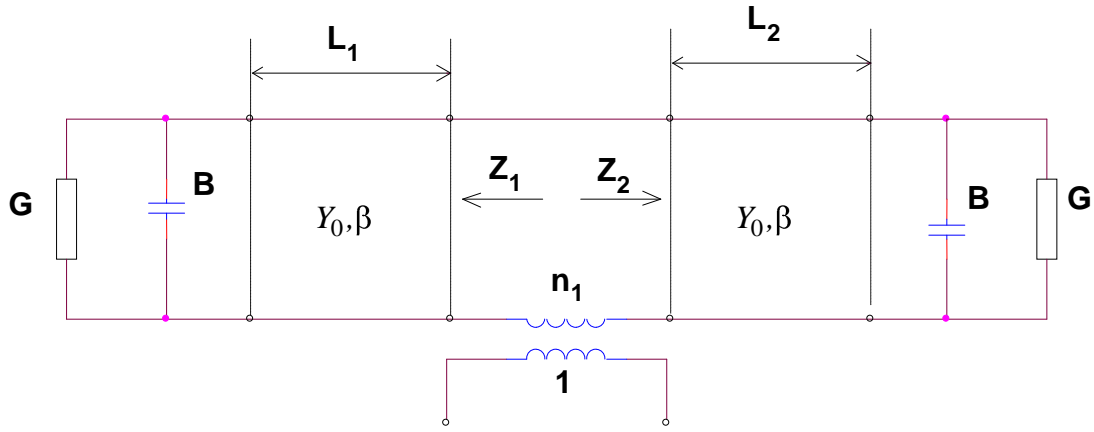
Yamanın admitansı açıklığın ortasında hesaplanır ve değeri basit iletim hattı modeli ile elde edilir. Eğer  $Z_1$  ve  $Z_2$  Şekil 5.5'te gösterilen açıklığın sağ ve soluna bakan empedanslar ise yamanın empedansı şu şekilde verilir.

$$Z_{patch} = Z_1 + Z_2 = 1/Y_1 + 1/Y_2 \quad (5.3)$$

Burada  $Y_1$  ve  $Y_2$  aşağıdaki eşitliklerle verilir.

$$Y_1 = Y_0 \frac{(G_r + jB_{open}) + jY_0 \tan(\beta L_1)}{Y_0 + j(G_r + jB_{open}) \tan(\beta L_1)}, \quad L_1 = x_0 \quad (5.4)$$

$$Y_2 = Y_0 \frac{(G_r + jB_{open}) + jY_0 \tan(\beta L_2)}{Y_0 + j(G_r + jB_{open}) \tan(\beta L_2)}, \quad L_2 = L - L_1 \quad (5.5)$$



Şekil 5.5 Toprak düzlemi içerisinde bulunan açıklıktan beslenen dikdörtgen mikroşerit antenin iletim hattı eşdeğer devresi.

Burada,  $(Y_0, \beta)$  dikdörtgen mikroşerit anteni genişliği  $b$  olan mikroşerit hat olarak karakterize eder.  $(G + jB)$  yamanın kenar admitansıdır ve  $G$  ile  $B$  sırasıyla Eş.4.46 ve Eş.4.47 ile verilmiştir.

Açıklığın süseptansı ( $Y_{ap}$ ) açıklığın kenarında depolanan enerjiyi tanımlar ve açıklık elektriksel olarak küçük olduğu için endüktiftir.  $Y_{ap}$  değeri kısa devre edilmiş açıklığın iletim hattı modelinden elde edilmiş ve aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$Y_{ap} = -j2Y_{os} \cot(\beta_s L_a / 2) \quad (5.6)$$

burada  $Y_{os} = 1/Z_0$  ve yuvanın karakteristik empedansı aşağıdaki gibi verilmiştir [31],

$$Z_0 = \frac{591.7}{\sqrt{\epsilon_r'} \ln\left(\frac{8W}{\pi w}\right)} = \frac{591.7(\lambda' / \lambda)}{\ln\left(\frac{8W}{\pi w}\right)} \text{ ohms} \quad \begin{array}{l} W / w > 3 \\ W / \lambda' \rightarrow 0 \end{array} \quad (5.7)$$

burada  $w$  açıklığın genişliğidir ve  $\lambda' / \lambda$  aşağıdaki gibi verilir

$$\lambda' / \lambda = \sqrt{1 / \epsilon_r'} = \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5.8)$$

Mikroşerit hattın yamaya olan kuplaj mekanizmasını ifade edebilmek için bir trafo kullanılır. Bu trafonun  $n_2$  dönüşüm oranı  $n_2 = \Delta V / V_0$  ile bulunur. Burada  $V_0$ , açıklığın voltajıdır. Sınırlı ve sınırsız boydaki açıklıklar için  $n_2$  çözümleri raporlanmıştır [32]. Sınırsız boyuttaki açıklık için  $n_2$  aşağıdaki gibi verilmiştir.



$$n_2 = \frac{J_0(\beta_s W / 2) J_0(\beta_m w_a / 2)}{\beta_s^2 + \beta_m^2} \left[ \frac{\beta_m^2 k_2 \varepsilon_{\text{reff}}}{k_2 \varepsilon_{\text{reff}} \cos k_1 h - k_1 \sin k_1 h} + \frac{\beta_s^2 k_1}{k_1 \cos k_1 h - k_2 \sin k_1 h} \right] \quad (5.9)$$

burada  $J_0(\cdot)$  sıfırıncı derece Bessel fonksiyonudur ve  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $\beta_s$  ve  $\beta_m$  aşağıdaki eşitliklerle verilir.

$$k_1 = k_0 \sqrt{|\varepsilon_{rf} - \varepsilon_{res} - \varepsilon_{rem}|} \quad (5.10)$$

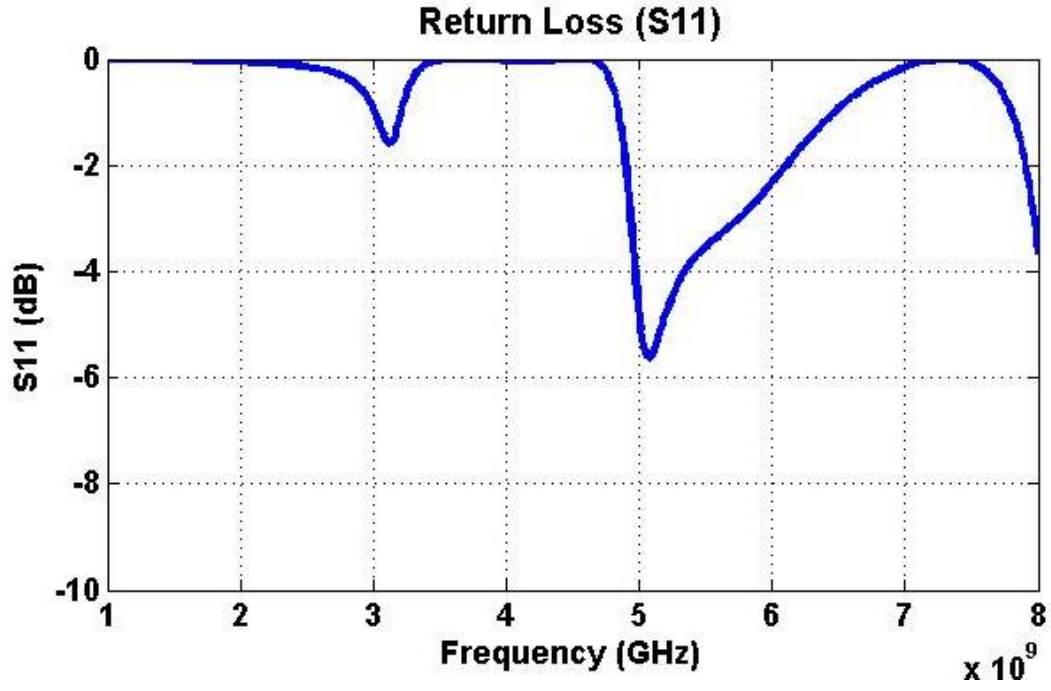
$$k_2 = k_0 \sqrt{|\varepsilon_{res} + \varepsilon_{rem} - 1|} \quad (5.11)$$

$$\beta_s = k_0 \sqrt{\varepsilon_{res}}, \quad \beta_m = k_0 \sqrt{\varepsilon_{rem}} \quad (5.12)$$

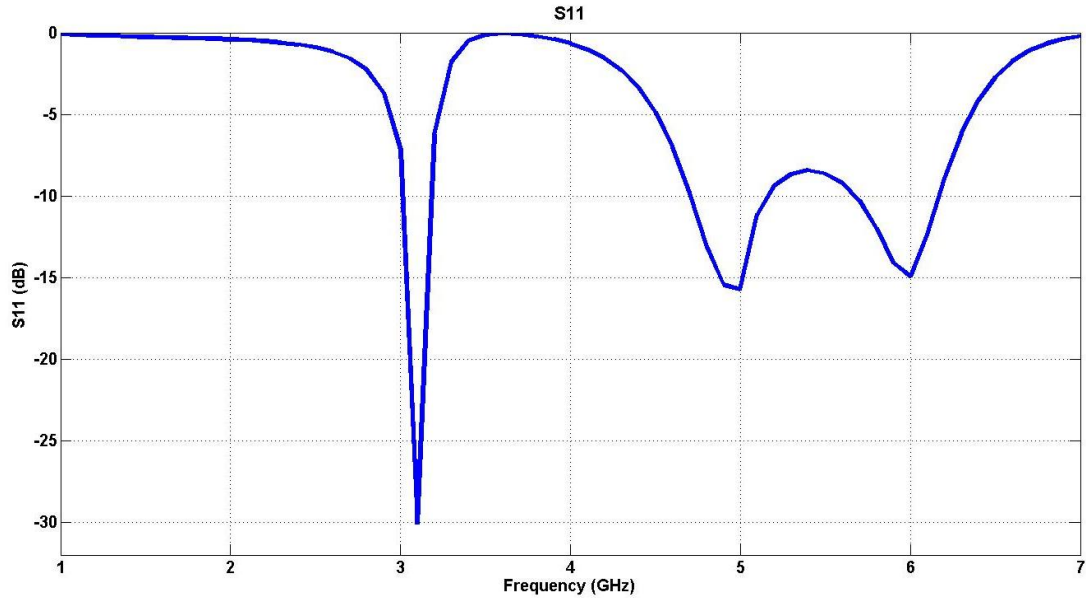
Burada  $(W, \varepsilon_{rem}, \beta_m, Z_{0m})$  mikroşerit hattın parametreleri ve  $(w_a, \varepsilon_{res}, \beta_s, Y_{0s})$  açıklık hattının parametreleridir ( $\varepsilon_{res} = \varepsilon_r'$ ). Mikroşerit hattın  $L_s$  açık devre uyumlandırma (open-circuited stub) uzunluğu dikkate alınırsa açıklığın merkezinden bakıldığında antenin giriş empedansı aşağıdaki gibi verilir.

$$Z_{in} = \frac{n_2^2}{n_1^2 Y_{\text{patch}} + Y_{\text{ap}}} - jZ_{0m} \cot(\beta_m L_s) \quad (5.13)$$

İletim hattı modeli ile elde edilen yukarıdaki eşitlikler kullanılarak Şekil 5.1'de geometrisi verilen açıklık kuplajlı bir mikroşerit anten için MATLAB programı ile elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu Şekil 5.6'da verilmiştir. İletim hattı modelinin karmaşık anten şekilleri için çok uygun olmaması nedeniyle basit bir anten modeli kullanılmıştır. Aynı anten için MoM yöntemini kullanan IE3D hazır programı ile elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu Şekil 5.7'de verilmiştir.



Şekil 5.6 Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin MATLAB kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu. ( $w=1.5\text{mm}$ ,  $L_s=22.5\text{mm}$ ,  $L = 47\text{ mm}$ ,  $W = 20\text{ mm}$ ,  $h_2 = 4\text{ mm}$ ,  $l_a = 40\text{ mm}$ ,  $w_a = 1\text{ mm}$ ,  $h_1 = 0.8\text{mm}$ ,  $\epsilon_{rf}=4.4$ ,  $\epsilon_{ra}=1$ )

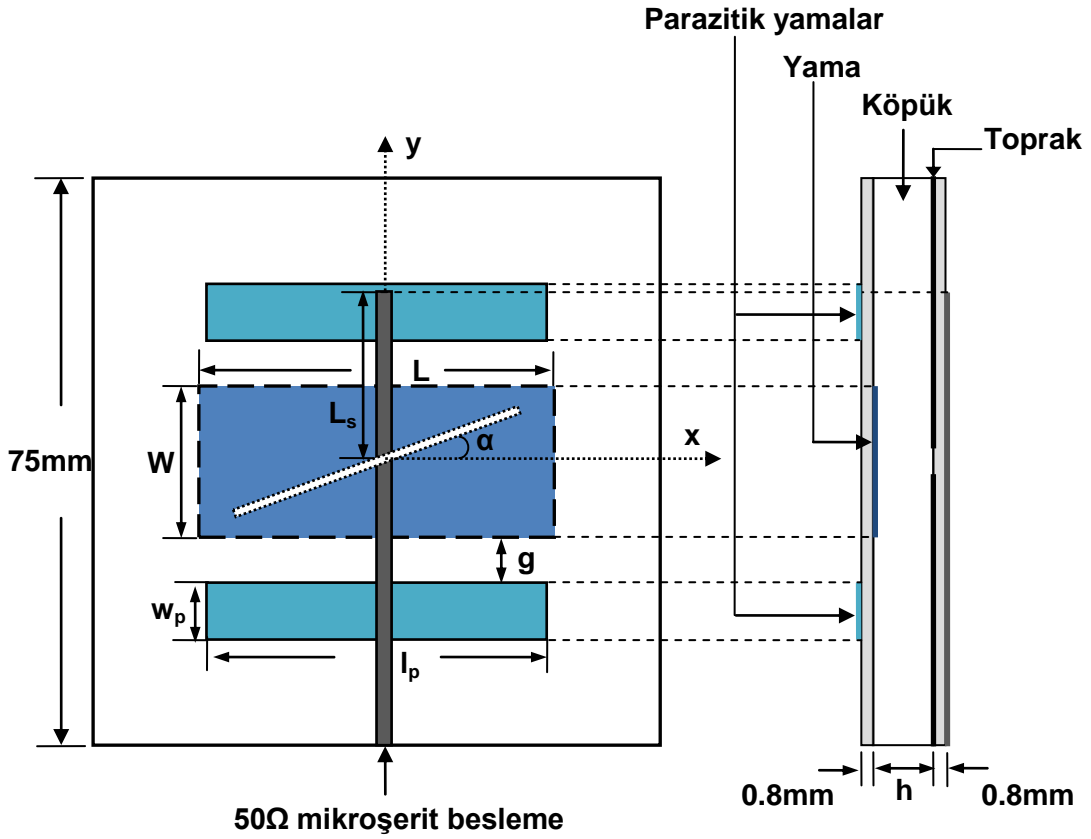


Şekil 5.7 Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen benzetim sonucu. ( $w=1.5\text{mm}$ ,  $L_s=22.5\text{mm}$ ,  $L = 47\text{ mm}$ ,  $W = 20\text{ mm}$ ,  $h_2 = 4\text{ mm}$ ,  $l_a = 40\text{ mm}$ ,  $w_a = 1\text{ mm}$ ,  $h_1 = 0.8\text{mm}$ ,  $\epsilon_{rf}=4.4$ ,  $\epsilon_{ra}=1$ )

Bu iki benzetim çizimleri incelendiğinde MoM yönteminin iletim hattı modeline göre daha başarılı sonuç verdiği açıkça görülmektedir.

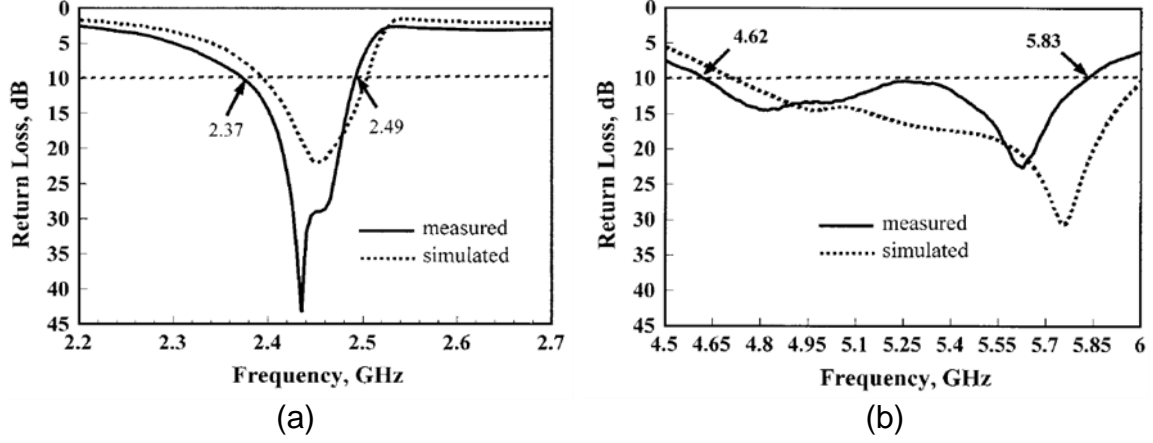
### 5.3 Eğik Açıklık Tarafından Beslenen Çift Frekanslı Ve Çift Polarize Mikroşerit Anten

Row [18] tarafından önerilen eğik açıklık beslemeli mikroşerit anten geometrisi Şekil 5.8’de verilmiştir. Antende iki adet 0.8mm kalınlığında FR4 alt tabaka ( $\epsilon_r=4.4$ ) ve 4mm kalınlığında köpük kullanılmıştır. Önerilen anten tek beslemeli olup çift frekans bandında ve çift polarize olarak çalışmaktadır. Çift frekans elde etmek için eğik açıklık kullanılmıştır. Çalışma bantları kablosuz yerel ağ bantlarını (2.4 GHz ile 5.2 GHz) karşılayan mikroşerit antende bant genişliğini artırmak için rezonans açıklık ve ek parazitik yamalar kullanılmıştır.



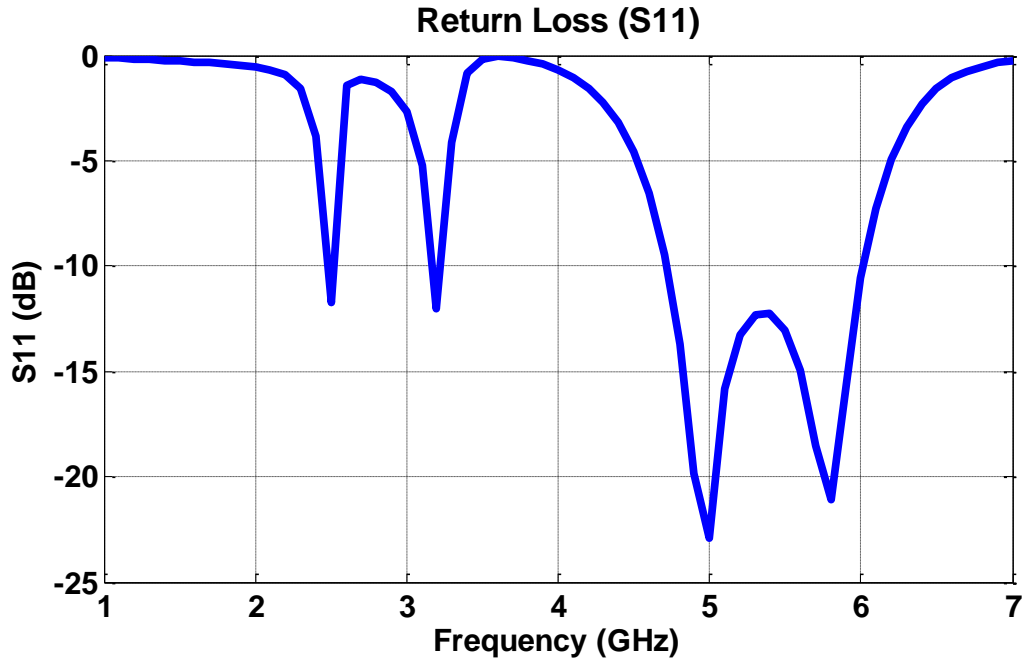
Şekil 5.8 Çift frekanslı mikroşerit antenin geometrisi. ( $L = 47$  mm,  $W = 20$  mm,  $h = 4$  mm,  $l = 40$  mm,  $w = 1$  mm,  $\alpha = 20^\circ$ ,  $g = 6$  mm,  $l_p = 45$  mm,  $w_p = 7.5$  mm,  $L_s = 22.5$  mm) [18].

Bu anten için Row tarafından benzetim ve ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) sonuçları alt frekans bandı ve üst frekans bandı için Şekil 5.9’da verilmiştir. Alt frekans bandında %5 ve üst frekans bandında %23 bant genişliği elde edilmiştir.

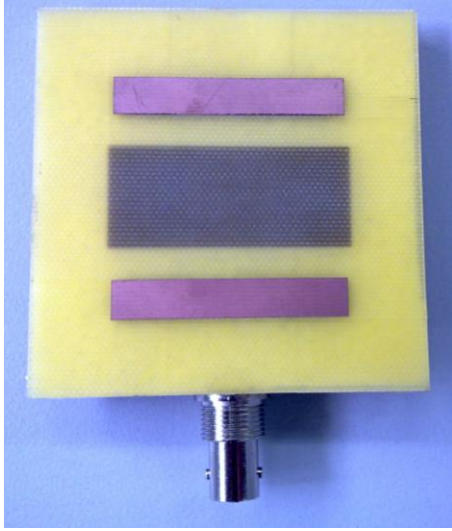


Şekil 5.9 Önerilen anten için (a) alt frekans (b) üst frekans bandında ölçülen ve benzetim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) [18].

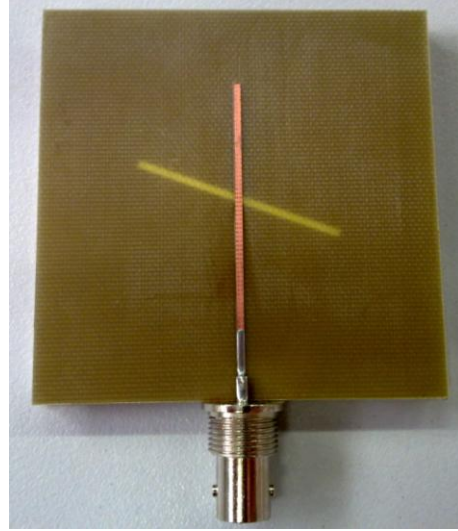
Şekil 5.8'de geometrisi verilen anten için IE3D programı kullanılarak geri dönüş kaybı benzetimi yapılmış ve elde edilen sonuç Şekil 5.10'da verilmiştir. Ayrıca bu antenin üretimi yapılmış ve fotoğrafları Şekil 5.11'de verilmiştir. Üretimi yapılan bu anten için geri dönüş kaybı ölçüm sonuçları Şekil 5.12'de verilmiştir. Alt frekans bandında 2.35 GHz – 2.43 GHz (%3.2) ve üst frekans bandında 4.75 GHz – 6.08 GHz (%24.4) bant genişliği elde edilmiştir.



Şekil 5.10 IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.

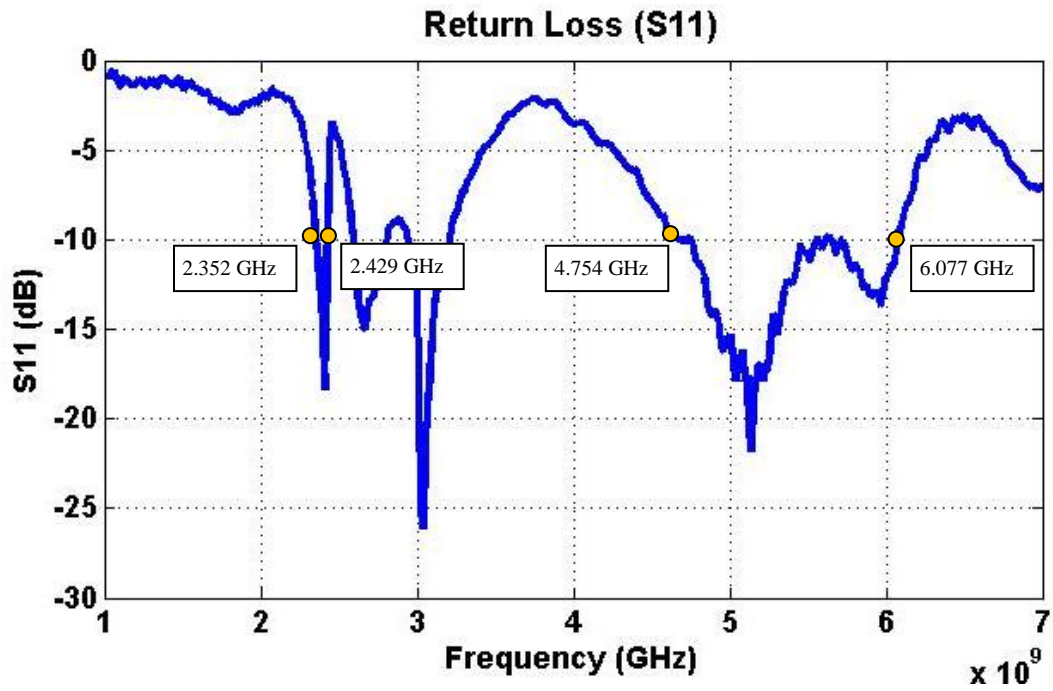


(a)



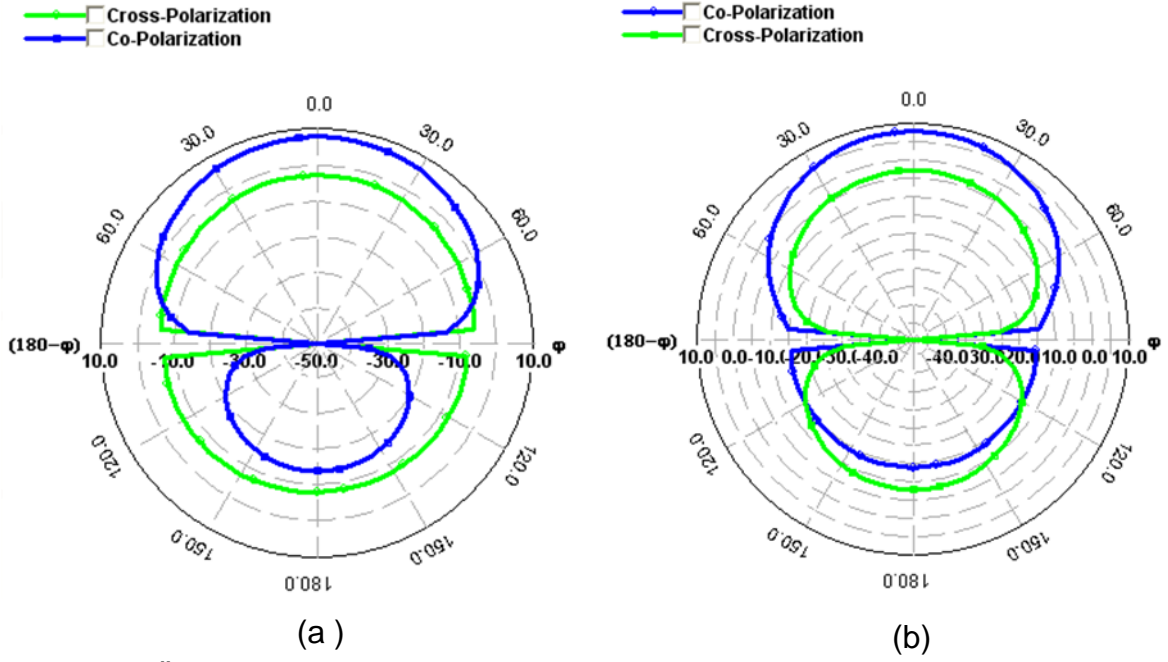
(b)

Şekil 5.11 Üretimi yapılan antenin (a) üstten (b) alttan görünümü.

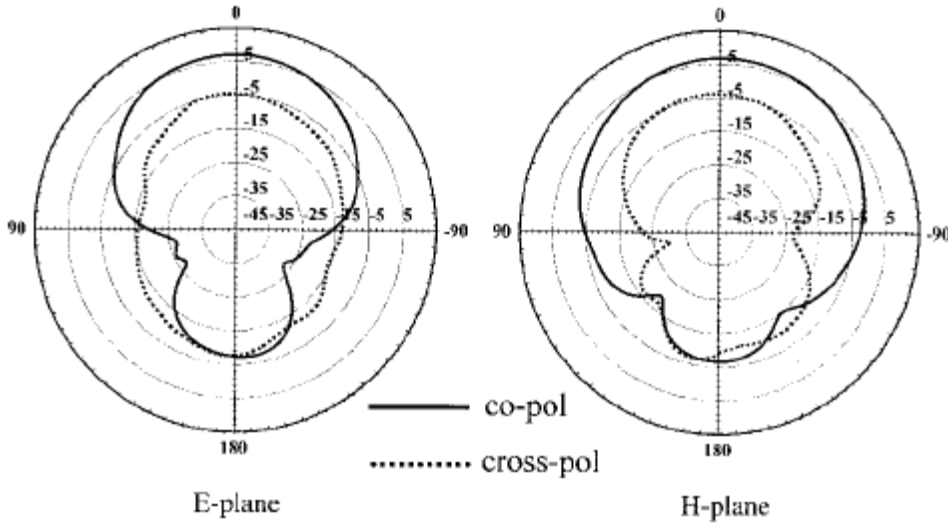


Şekil 5.12 Üretimi yapılan anten için ölçülen geri dönüş kaybı (S11).

Önerilen anten için E-Düzlemi ve H-Düzlemlerinde, 2.43 GHz'de IE3D programı kullanılarak elde edilen ışınım deseni Şekil 5.13'te verilmiştir. Aynı frekansta Row [18] tarafından ölçülen ışınım deseni Şekil 5.14'te verilmiştir. Bu anten için E-Düzlemi ve H-Düzlemlerinde, 5.2 GHz'de IE3D programı kullanılarak elde edilen ışınım deseni Şekil 5.15'te verilmiştir. Aynı frekansta Row [18] tarafından ölçülen ışınım deseni Şekil 5.16'da verilmiştir.

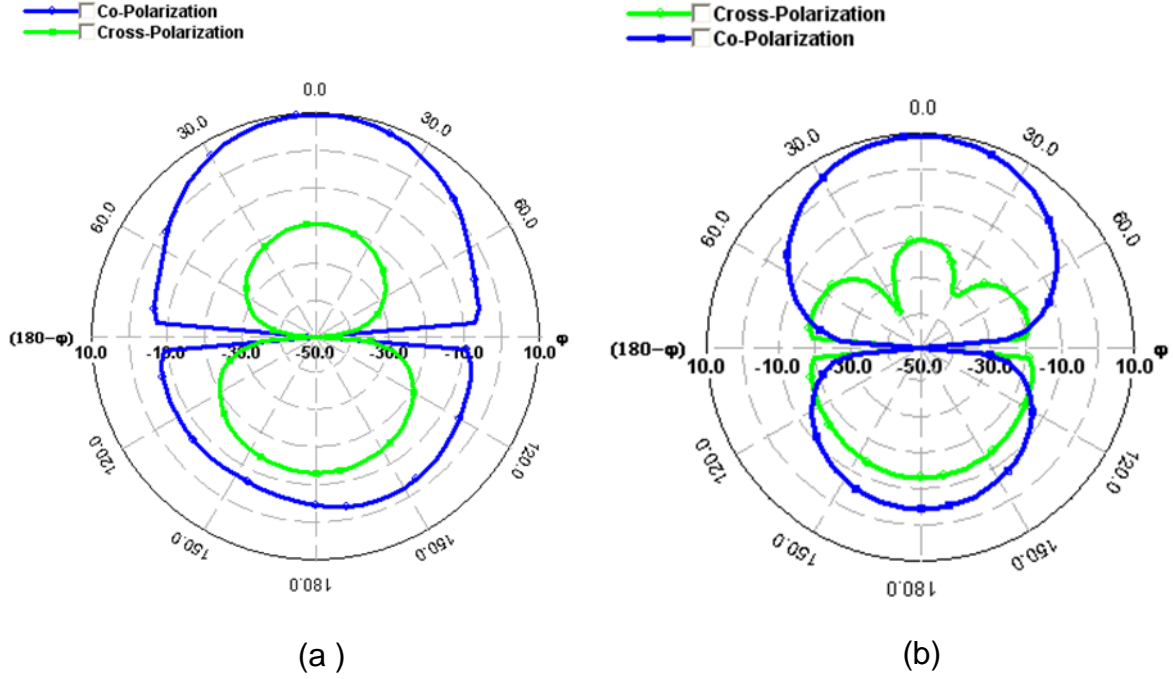


Şekil 5.13 Önerilen anten için 2.43 GHz’de IE3D programı kullanılarak elde edilen (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni.

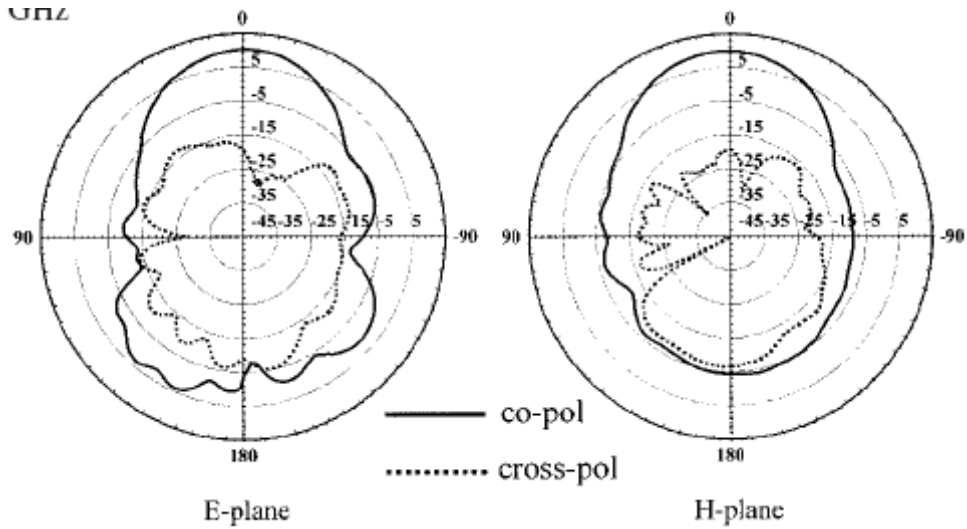


Şekil 5.14 Önerilen anten için 2.43 GHz’de ölçülen ışınma deseni [18].

2.43 GHz frekansı için benzetim sonucu elde edilen E ve H-Düzlemlerindeki ışınma desenleri incelendiğinde kazancın tepe değerinin 7.8 dBi civarında olduğu görülmektedir. Row tarafından ölçülen kazancın tepe değeri de 7 dBi civarında verilmiştir. Ortak kutuplama - çapraz kutuplama oranı 10.8 dBi ve ileri - geri yayılım oranı ise 22.3 dBi civarındadır. Işınma deseniindeki benzetim ve ölçüm arasındaki temel farklılık, benzetimin toprak düzlemini sonsuz kabul etmesidir. Fakat pratik uygulamalarda toprak düzlemi sonsuz değildir. Açıklık kuplajlı mikroşerit antenlerde ileri yayılım yama, geri yayılım ise açıklık tarafından gerçekleştirilir.



Şekil 5.15 Önerilen anten için 5.2 GHz'de IE3D programı kullanılarak elde edilen (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni.

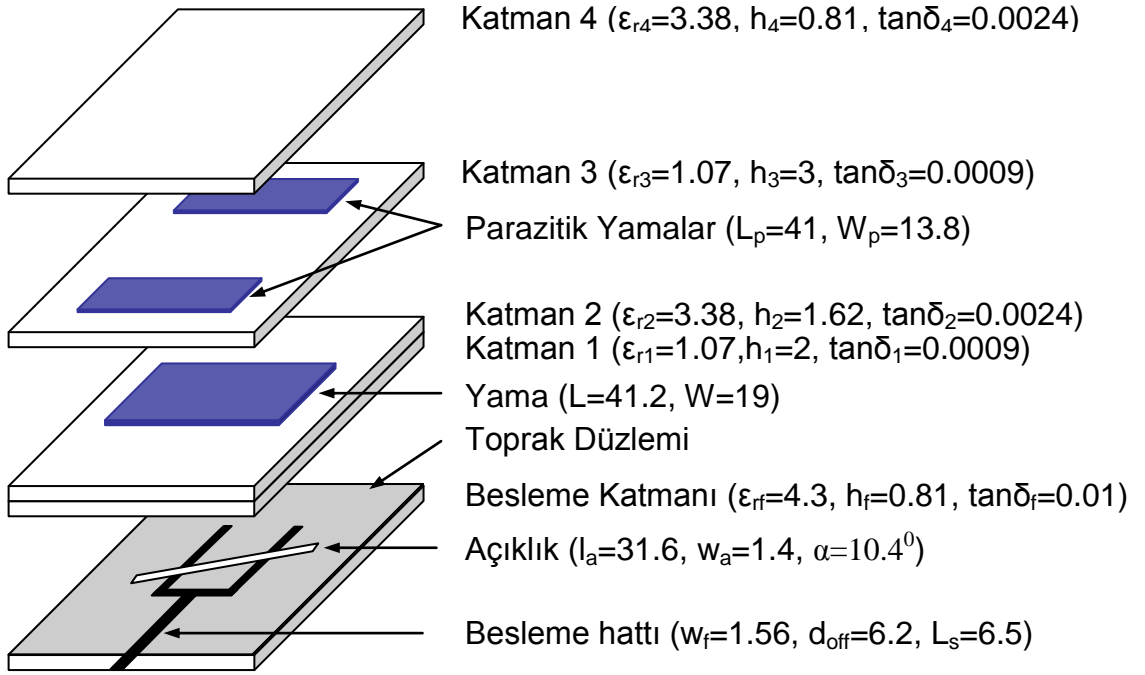


Şekil 5.16 Önerilen anten için 5.2 GHz'de ölçülen ışınma deseni [18].

5.2 GHz frekansı için benzetim sonucu elde edilen E ve H-Düzlemlerindeki ışınma desenleri incelendiğinde kazancın tepe değerinin 9.2 dBi civarında olduğu görülmektedir. Row tarafından ölçülen kazancın tepe değeri de 10 dBi civarında verilmiştir. Ortak kutuplama - çapraz kutuplama oranı 29 dBi ve ileri ışınma- geri ışınma oranı ise 14.2 dBi civarındadır. Buradaki ileri ışınma - geri ışınma oranının yüksek olmasının nedeni açıklığın ışınma yapmasıdır.

## 5.4 Ofset Besleme Hatlı Açıklık Kuplajlı Yığın Mikroşerit Anten Tasarımı ve Üretimi

Bölüm 5.3'te incelenen eğik açıklık kuplajlı mikroşerit anten ile kablosuz haberleşme gereksinimleri karşılanmakla birlikte bu antenin geri yansıma oranı ve ortak polar / çapraz polar oranları yüksektir. Bant genişliğini artırmak için Şekil 5.2.b'de verilen ofset besleme hattı ve eğik açıklık kullanılarak Şekil 5.17'de geometrisi verilen yeni bir anten tasarlanmış, üretilmiş ve test edilmiştir.



Şekil 5.17 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin geometrisi.

Açıklık, ışınım yaptığı için empedans uyumlandırması besleme hattında ofset şekilli besleme hattı kullanılarak yapılmıştır. Ofset besleme hattının ana kolu  $50\Omega$ , yan kolları ise  $100\Omega$  olacak şekilde besleme hattının genişlikleri ayarlanmıştır. Empedans uyumlandırması için ayrıca  $L_s$  uyumlandırma uzunluğu da her iki frekans bandını kapsayacak şekilde hassas olarak ayarlanmıştır. Besleme katında sahte ışınım miktarını düşürmek için daha yüksek dielektrik katsayısına sahip FR4 ( $\epsilon_{rf}=4.3$ ) alt tabakası kullanılmıştır.

Anten alt tabakası olarak farklı boyutlarda 4 katman kullanılmıştır. Her bir katmanın farklı amacı vardır. Bant genişliğini artırmak için anten alt tabakasının toplam dielektrik katsayısının düşürülmesi ve yüksekliğinin artırılması gerekir. Bunu

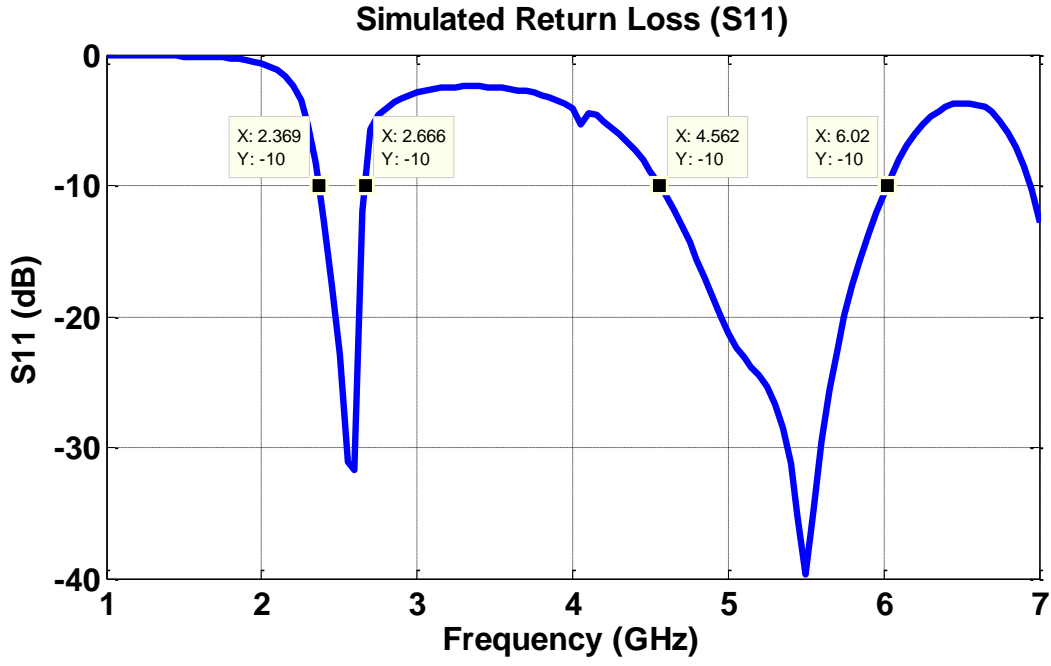


sağlamak için toprak düzlemi ile katman2 arasında 2mm kalınlığında hava boşluğu ve aynı şekilde ana yama ile parazitik yamalar arasında 3mm kalınlığında hava boşluğu kullanılmıştır. Ana yama, Rogers Corp. firmasına ait RO4003C ( $\epsilon_r=3.38$ ) alt tabakasının üzerinde yer almaktadır. Parazitik yamalar da aynı tip RO4003C alt tabakasının alt yüzeyinde yer almaktadır. Parazitik yamaların üzerinde yer alan bu alt tabaka antenin ışıma kazancını artırmak için kullanılmıştır.

Ana yama, ışılan açıklık ile kuple olurken parazitik yamalar ana yamaya yakınlık kuplajı ile kuple olur. Açıklıktan ana yamaya olan kuplaj miktarı açıklığın boyutlarına ve aralarındaki alt tabakaların yüksekliği ile dielektrik sabitine bağlıdır. Açıklığın boyutları arttıkça kuplaj miktarı da artar. Dielektrik alt tabakanın yüksekliği arttıkça kuplaj miktarı azalır. Geniş bantlı çift-frekans elde etmek için ana yama ile parazitik yamaların boyutları uygun seçilmelidir. Bunu sağlayabilmek için tasarlanan antende ana yama ve parazitik yamaların boyutları optimize edilmiştir.

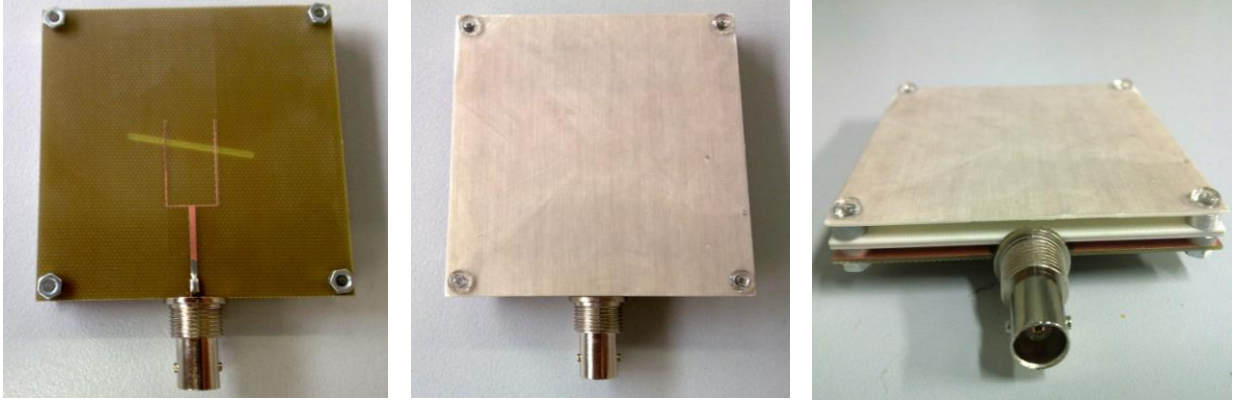
Tasarlanan antenin benzetimi sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ), Şekil 5.18'de verilmiştir. Kablosuz yerel ağ gereksinimleri, alt frekans bandı için 2.4-2.48 GHz (%3.3) ve üst frekans bandı için 4.8-5.8 GHz (%19) verilmiştir. Tasarlanan anten için benzetim sonucu alt frekans bandında 2.37-2.66 GHz (%11.5) ve üst frekans bandında 4.56-6 GHz (%27.6) bant genişlikleri elde edilmiştir. Bu bant genişlikleri gereksinimlerin çok üzerindedir.

Tasarlanan bu anten üretilmiş ve Şekil 5.19'da verilmiştir. Üretilen bu antenin ölçülen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) sonucu Şekil 5.20'de verilmiştir. Geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ölçümleri Şekil 5.21'de verilen düzenek kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 5.18 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) benzetim sonucu.

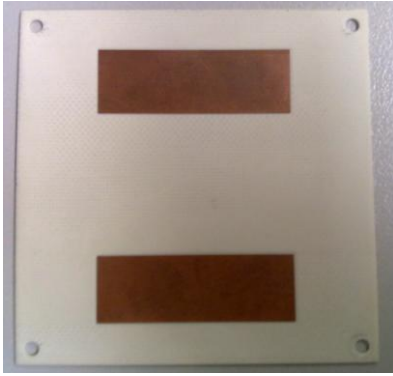
Ölçüm sonuçlarına göre bu anten için alt frekans bandında 2.37-2.72 GHz (%13.5) ve üst frekans bandında 4.53-6.5 GHz (%35.6) bant genişlikleri elde edilmiştir. Bu anten için benzetim ve ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) grafikleri Şekil 5.22'de birlikte verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü üzere benzetim ve ölçüm sonuçları çok yakındır. Üst frekans bandında ölçüm sonucu elde edilen bant genişliği benzetime göre daha fazladır.



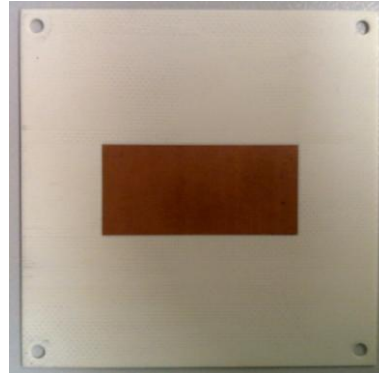
(a)

(b)

(c)



(d)

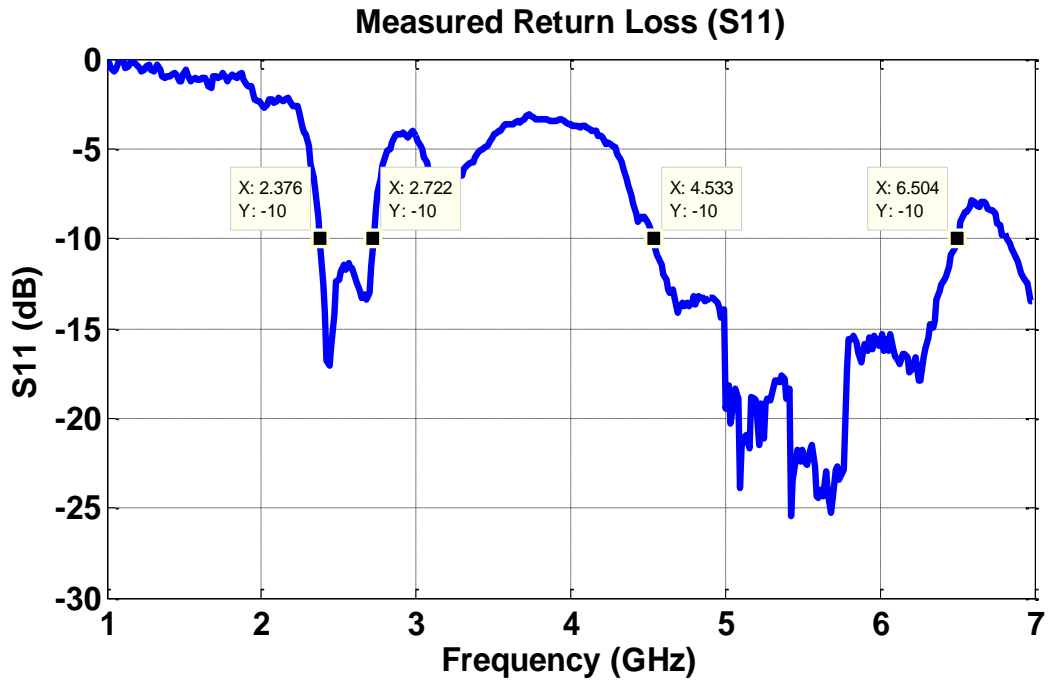


(e)

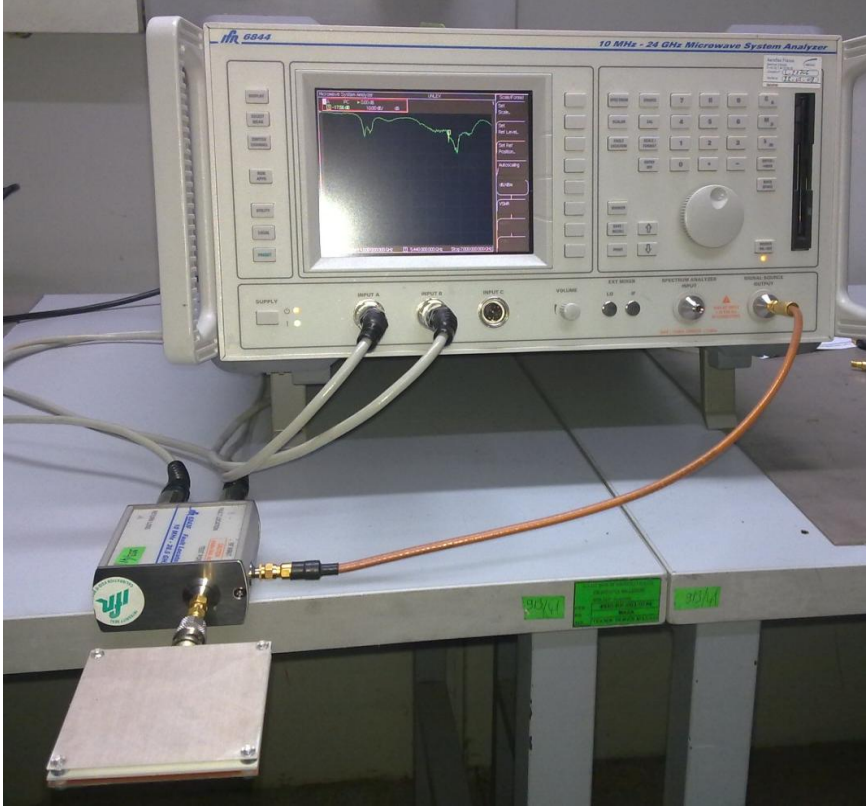


(f)

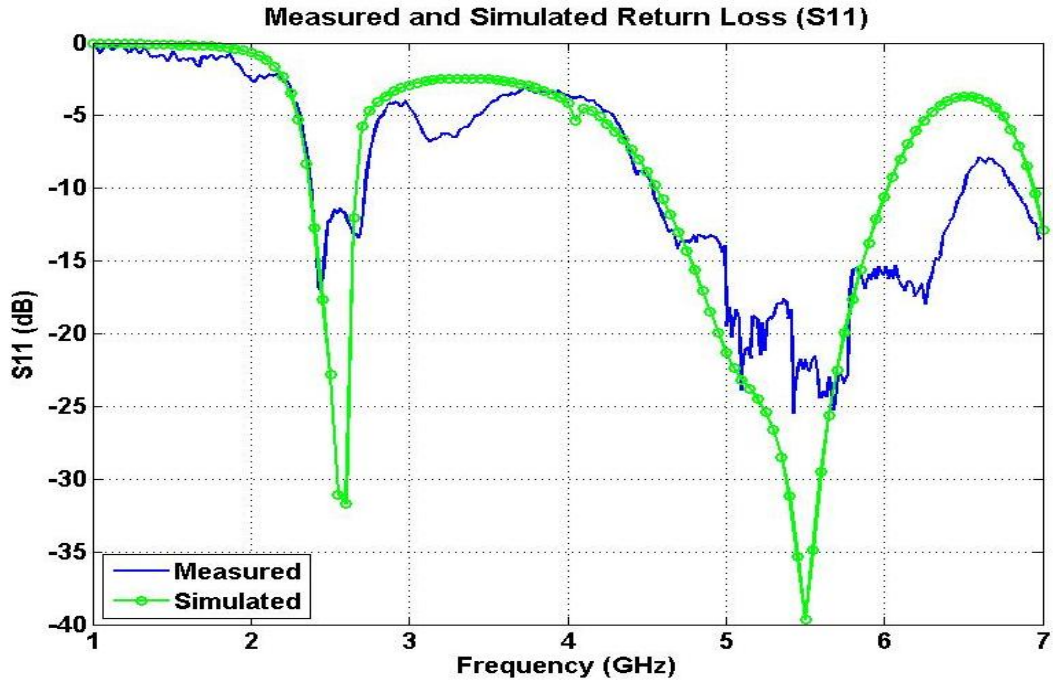
Şekil 5.19 Üretilen ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin (a) alttan (b) üstten (c) yandan görünümü (d) parazitik yamalar (e) ana yama (f) toprak düzlemi.



Şekil 5.20 Üretilen ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin ölçülen geri dönüş kaybı (S<sub>11</sub>).

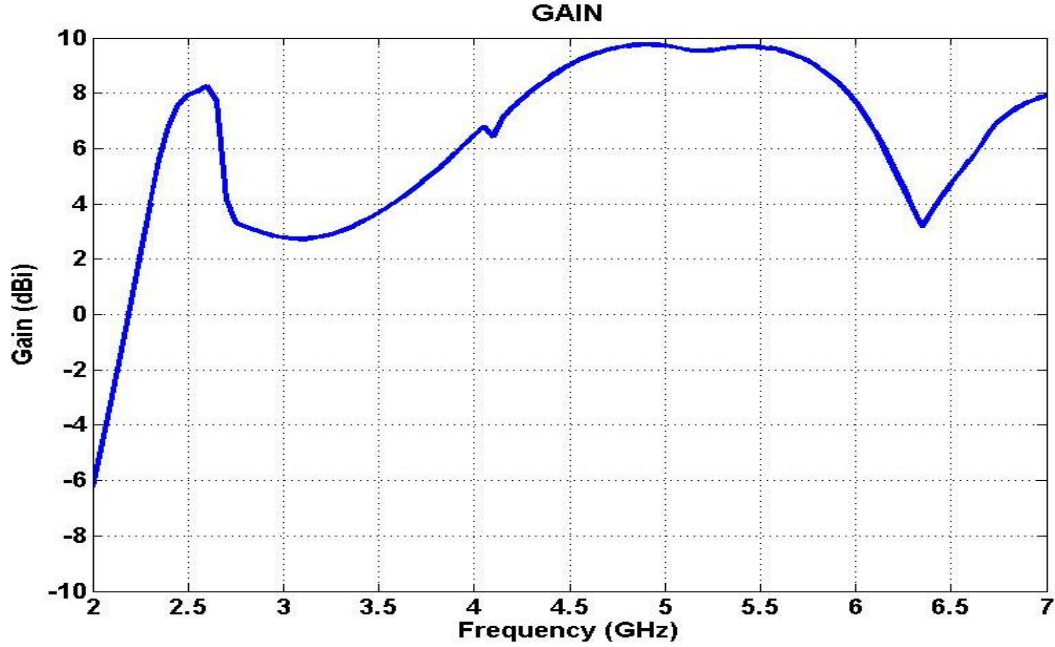


Şekil 5.21 Antenlerin geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ölçümlerinde kullanılan test düzeneği.

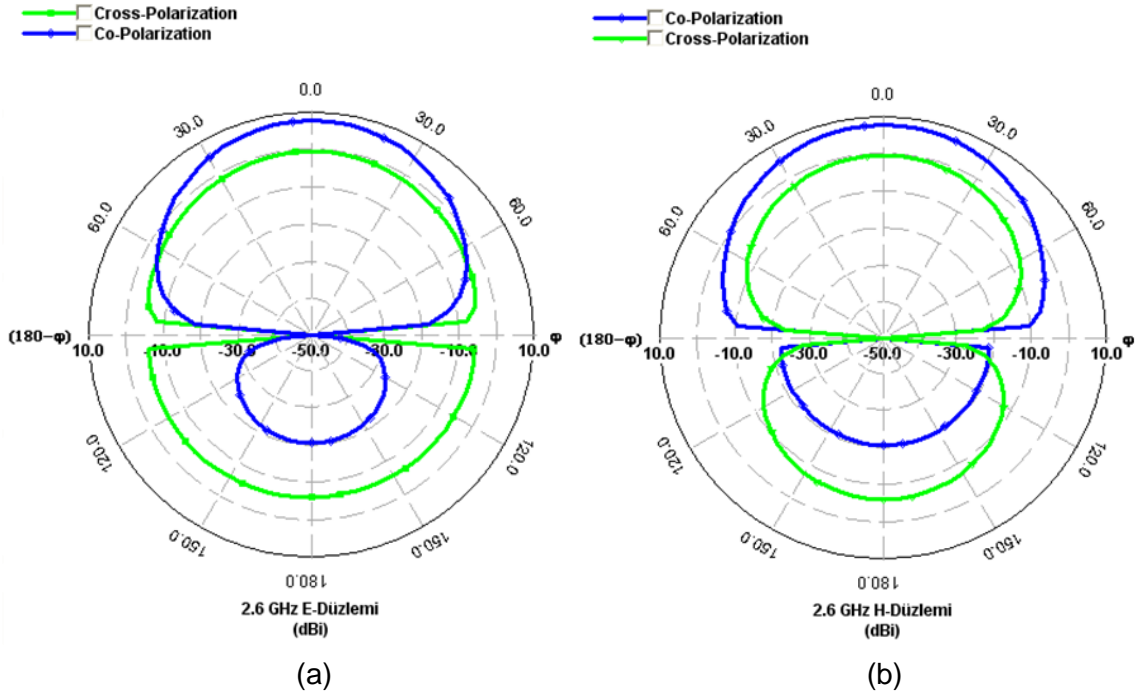


Şekil 5.22 Tasarlanan ve üretilen ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen ve ölçülen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ).

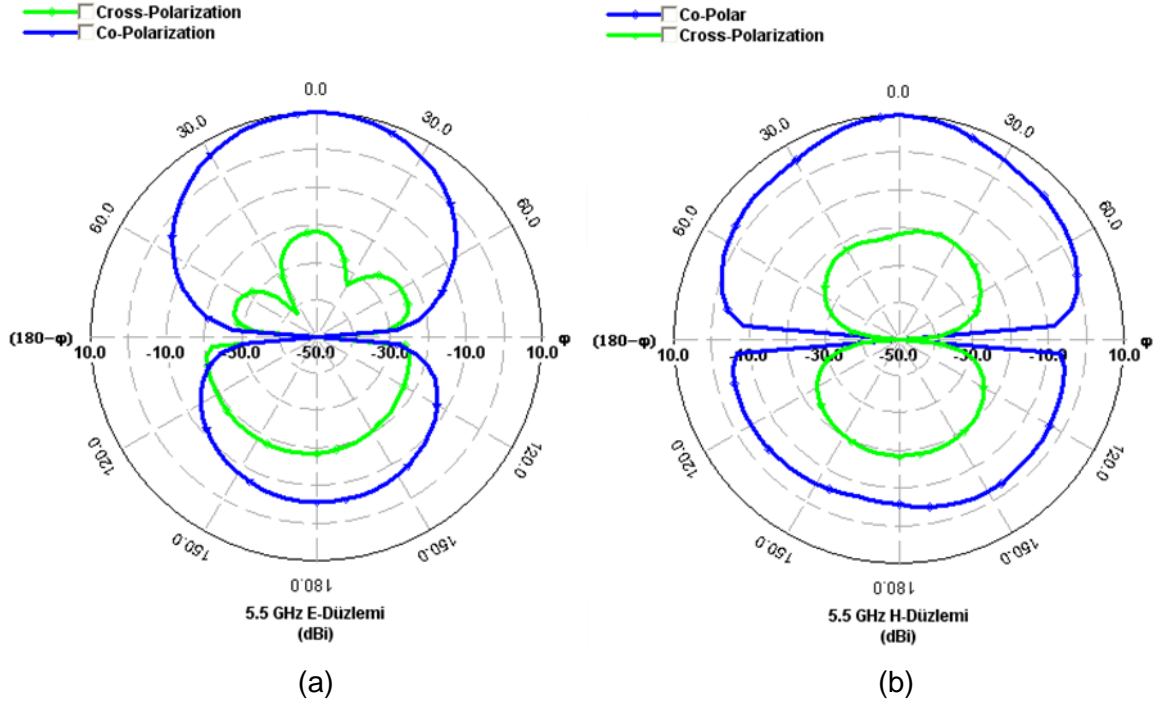
Tasarlanan anten için benzetim sonucu elde edilen kazanç grafiği Şekil 5.23'te verilmiştir. 2.6 GHz'de ve 5.5 GHz'de IE3D programı kullanılarak elde edilen E-Düzlemi ve H-Düzlemlerindeki ışınma desenleri sırasıyla Şekil 5.24'te ve Şekil 5.25'te verilmiştir.



Şekil 5.23 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin IE3D programı kullanılarak elde edilen kazanç benzetimi.



Şekil 5.24 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin 2.6 GHz için (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni.

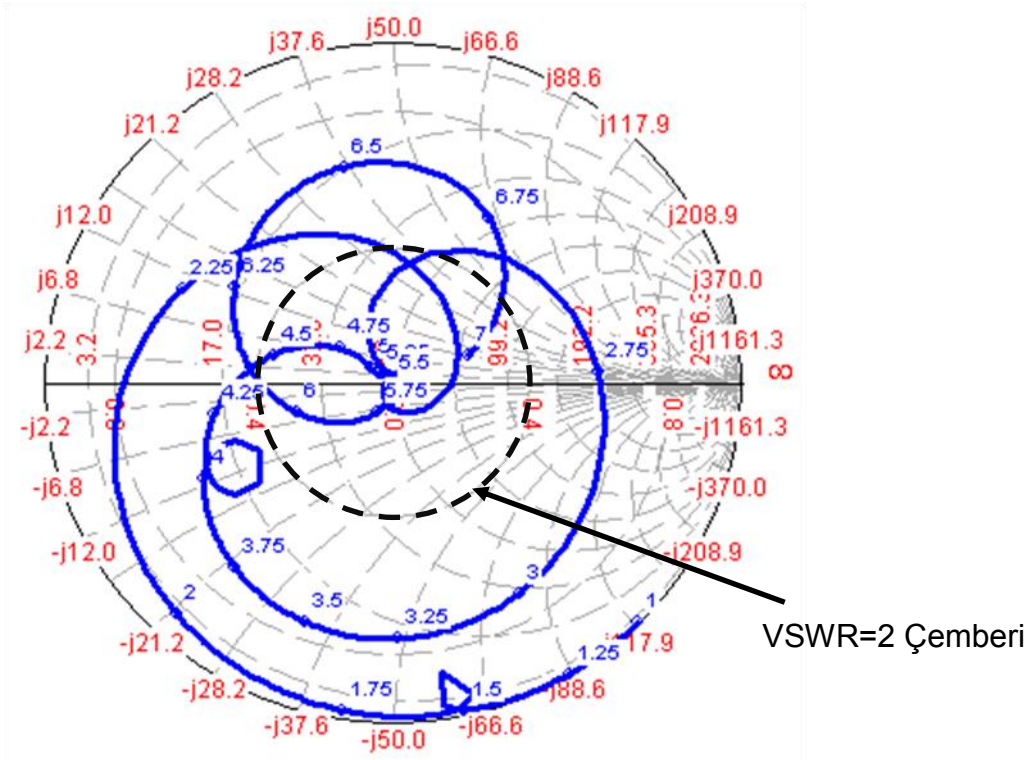


Şekil 5.25 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin 5.5 GHz için (a) E-Düzlemi (b) H-Düzlemi ışınma deseni.

Şekil 5.23'te verilen kazanç benzetimi incelendiğinde düşük frekans bandı için en yüksek 8.26 dBi yüksek frekans bandı için ise en yüksek 9.75 dBi kazanç elde edildiği görülmektedir. Şekil 5.24'te verilen 2.6 GHz frekansı için benzetim sonucu elde edilen E ve H-Düzlemlerindeki ışınma desenleri incelendiğinde ortak kutuplama - çapraz kutuplama oranı 8.3 dBi ve ileri ışınma– geri ışınma oranı ise 28.8 dBi civarında olduğu görülmektedir. Burada ileri – geri ışınma oranı tatmin edici seviyede olmakla birlikte çapraz kutuplama oranı yüksektir.

Şekil 5.25'te verilen 5.5 GHz frekansı için benzetim sonucu elde edilen E ve H-Düzlemlerindeki ışınma desenleri incelendiğinde ortak kutuplama - çapraz kutuplama oranı 32 dBi ve ileri ışınma– geri ışınma oranı ise 15.7 dBi civarında olduğu görülmektedir. Burada ileri – geri ışınma oranı bir miktar yüksek olmakla birlikte çapraz kutuplama oranı oldukça düşüktür. Buradaki ileri ışınma – geri ışınma oranının bir miktar yüksek olmasının nedeni açıklığın ışınma yapmasıdır.

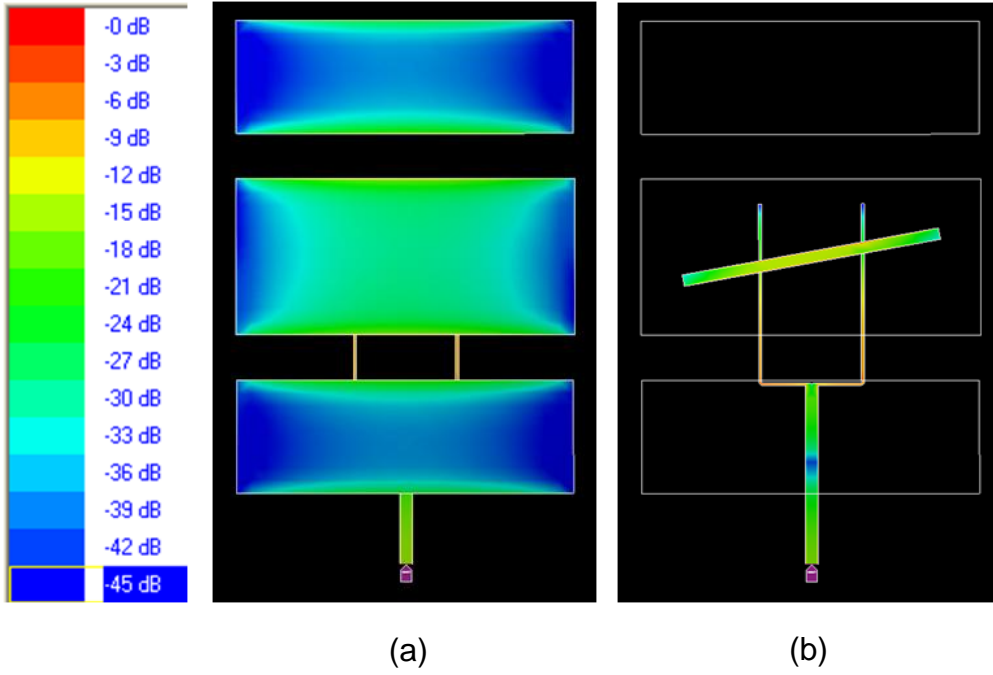
Tasarlanan antenin giriş empedansının frekansa bağlı değişimi Smith abağına çizdirilmiş ve Şekil 5.26'da verilmiştir.



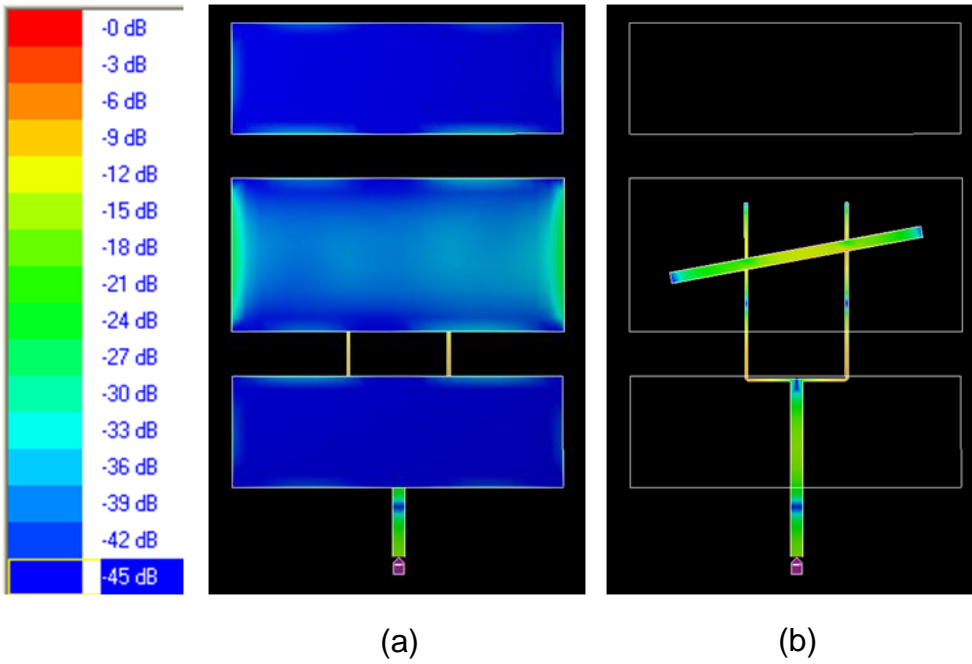
Şekil 5.26 Tasarlanan ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit antenin giriş empedansı.

Yukarıdaki şekilde giriş empedans yörüngesinin merkezde alt ve üst frekans bantları için ayrı ayrı döngü oluşturduğu görülmektedir. Bu döngüler merkeze ne kadar yakınsa empedans uyumlandırması o kadar başarılıdır. Ayrıca döngüler ne kadar büyükse bant genişliği de o kadar fazladır. Şekilden de görüldüğü gibi her iki döngü de VSWR=2 çemberinin içerisinde yer almaktadır.

Üst yama, alt yama ve besleme hattının elektrik akım dağılımı ile açıklığın manyetik akım dağılımı 2.6 GHz ve 5.5 GHz frekanslarında sırasıyla Şekil 5.27 ve Şekil 5.28'de verilmiştir.



Şekil 5.27 2.6 GHz Frekansında (a) Üst yama ve alt yamanın elektrik akım dağılımı (b) Besleme hattının ve açıklığın elektrik ve manyetik akım dağılımı.



Şekil 5.28 5.5 GHz Frekansında (a) Üst yama ve alt yamanın elektrik akım dağılımı (b) Besleme hattı ile açıklığın elektrik ve manyetik akım dağılımı.

Düşük frekansta ana yama ve parazitik yamaların uzun kenarı ışıma yaparken yüksek frekansta kısa kenarlar ışıma yapmaktadır. Ayrıca açıklığın da ışıma yaptığı görülmektedir.



## 6. DAİRESEL KUTUPLAMALI ÇİFT FREKANSLI MİKROŞERİT ANTEN

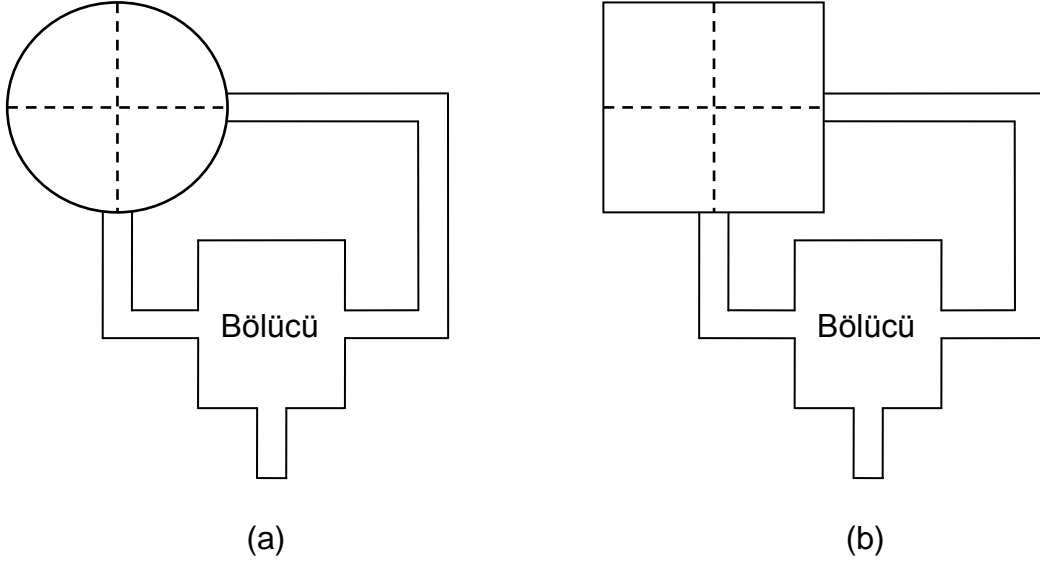
### 6.1 Dairesel Kutuplama

Dairesel kutuplamalı mikroşerit antenler bir çok haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemler arasında uydu haberleşmesi, küresel konumlama sistemi (GPS) ve kablosuz yerel ağ uygulamaları sayılabilir. Dairesel kutuplamada kullanılan aksenel oranın hesaplanması detaylı olarak Ek 1'de verilmiştir.

Dairesel kutuplama, mikroşerit antenler tarafından değişik şekillerde oluşturulabilir. Temel olarak mikroşerit antenler dairesele kutuplama üretirken kullandıkları besleme metoduna göre sınıflandırılırlar. Bu metotlardan en yaygın kullanılan iki tanesi çift-besleme ile tek-besleme metotlarıdır. Harici bir eleman kullanma ihtiyacı olmadan dairesele kutuplama üretebildikleri için tek-beslemeli antenler kullanışlıdırlar.

#### 6.1.1 Dairesel Kutuplamalı Çift-Beslemeli Mikroşerit Anten

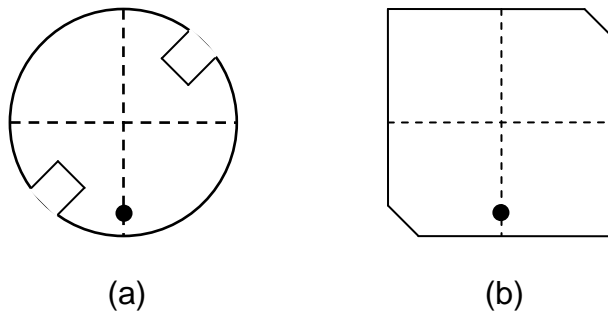
Harici güç bölücü kullanan çift-beslemeli dairesele kutuplamalı mikroşerit anten tipleri Şekil 6.1'de verilmiştir. Burada yama genellikle kare veya daire şeklindedir. Bir birine dik çift besleme, aynı genlikte fakat  $90^0$  faz farklı bir birine dik iki mod üretir. Dairesel kutuplama üretmek için çeşitli harici güç bölücüleri kullanılabilir. Bunlar: Wilkinson güç bölücü, T-biçimli güç bölücü, çeyrek dalga hibrit ve halka hibrittir [20]. Çeyrek dalga hibrit, girişi aynı genlikli fakat  $90^0$  faz farklı iki çıkışa böler. Bununla birlikte diğer bölücü tipleri  $90^0$  faz farkı için çıkış kollarından birinde çeyrek dalga boylu hatta ihtiyaç duyar. Sonuç olarak çeyrek dalga hibrit, daha geniş aksenel oran (axial ratio) bant genişliği sağlar.



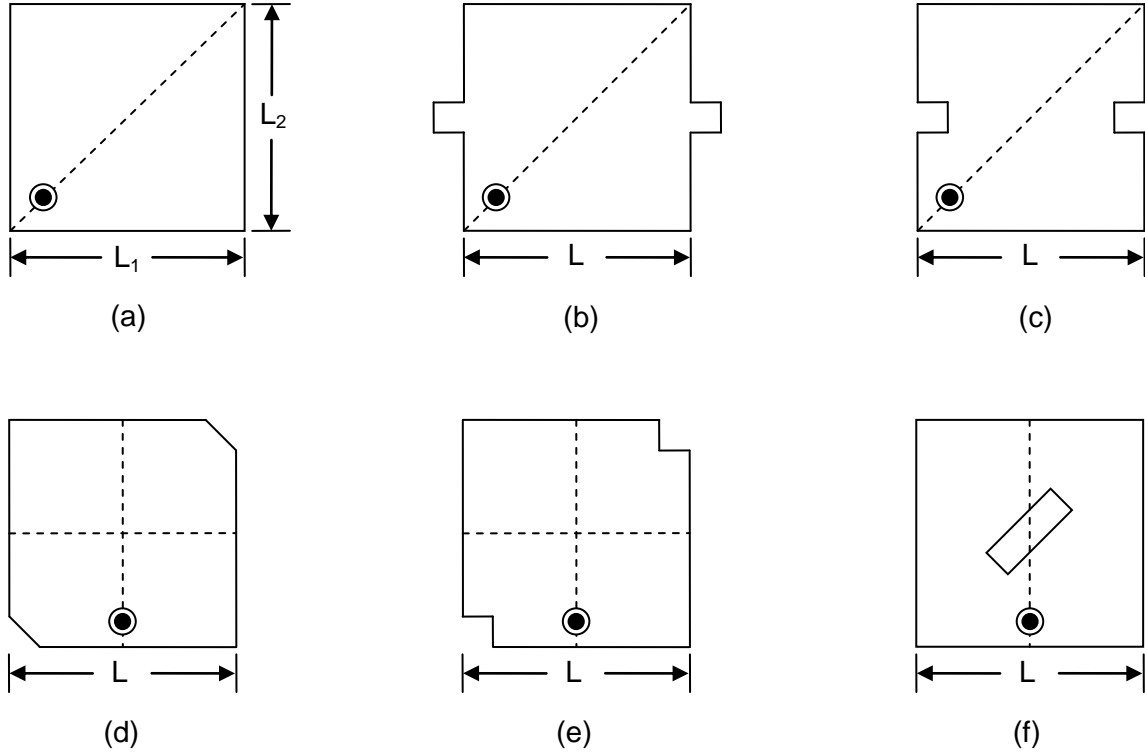
Şekil 6.1 Çift beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri (a) dairesel yama (b) kare yama.

### 6.1.1 Dairesel Kutuplamalı Tek-Beslemeli Mikroşerit Anten

Tek-beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri Şekil 6.2’de verilmiştir. Harici güç bölücü devreli çift beslemeli yamaların yerleştirilmesinin zor olduğu yerlerde tek noktadan beslemeli yamaların kullanımı tercih edilir. Tek noktadan beslemeli bir yama genellikle doğrusal kutuplamalı ışına yapar. Dairesel kutuplama için yamanın şeklinde belirli noktalarda ufak değişiklikler yapmak gereklidir. Dairesel kutuplama için yamada yapılabilecek değişiklikler Şekil 6.3’te verilmiştir.



Şekil 6.2 Tek beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri (a) dairesel yama (b) kare yama.



Şekil 6.3 Çeşitli tek beslemeli dairesel kutuplamalı mikroşerit anten tipleri: (a) köşegen beslemeli kareye yakın yama; (b) iki saplamalı (c) iki çentikli (d) iki köşesi kesilmiş (e) iki köşesi çentikli (f) köşegen açıklıklı kare yamalar [19].

Şekil 6.3(a)'da verilen köşegen eksen boyunca tek beslemeli kareye yakın yama dairesel kutuplama yaratmak için kullanılan en basit yöntemlerden biridir. Dik iki kenarın uzunluklarının oranı ( $L_1/L_2$ ) genelde alt tabaka parametrelerine bağlı olarak 1.01-1.1 aralığındadır.

Dairesel kutuplama yaratmak için kareye yakın yama kullanmak yerine Şekil 6.3(b), (c), (d), (e), (f)'de verilen kare yamada modifikasyon yapma yöntemi de kullanılabilir. Kare yamada tek bir saplama eklemek ya da tek bir çentik açmak da dairesel kutuplama yaratabilir fakat bu konfigürasyon simetrik olmaz. Kare yamada açılan çentiğin veya kare yamaya yapılan saplamanın alanları düşük eksen oranı elde etmek için çok önemlidir. Dairesel kutuplama elde etmek için kare yamaya saplama eklemek, yamadan açıklık veya çentik çıkarmak yerine yamaya kısa devre pini veya çip direnç eklemek de kullanılabilir [19].

## 6.2 Dairesel Kutuplamalı Çift Frekanslı GPS Anten Tasarımı

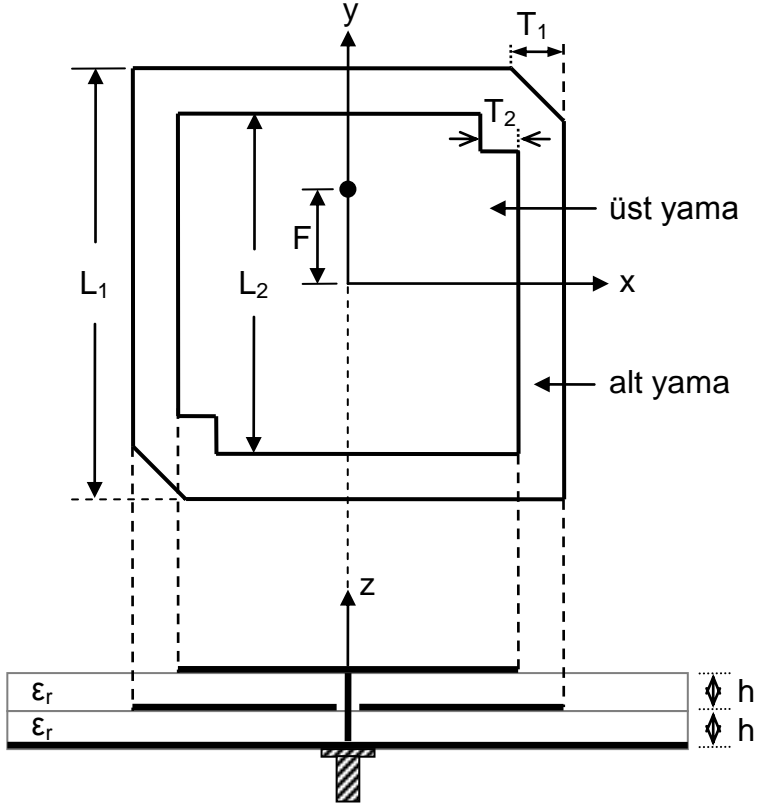
GPS, son yıllarda bir çok uygulamada sıklıkla kullanılmaktadır. GPS alıcı anteni olarak dairesel kutuplamalı mikroşerit antenler sahip oldukları avantajlar sayesinde

yaygın olarak kullanılmaktadır. GPS alıcısında çoklu yol (multi-path) etkisini azaltmak için dairesel kutuplamalı antenler kullanılmaktadır. GPS alıcısında, uydudan gönderilen sinyalin iyonosferik gecikmesini düzeltebilmek için her iki L1 (1575 MHz) ve L2 (1227 MHz) frekans bandının da kapsanması gerekmektedir. Her iki frekans için de bant genişlikleri 24 MHz ve sağ el dairesel kutuplama kullanılmaktadır.

### 6.2.1 Anten tasarımı

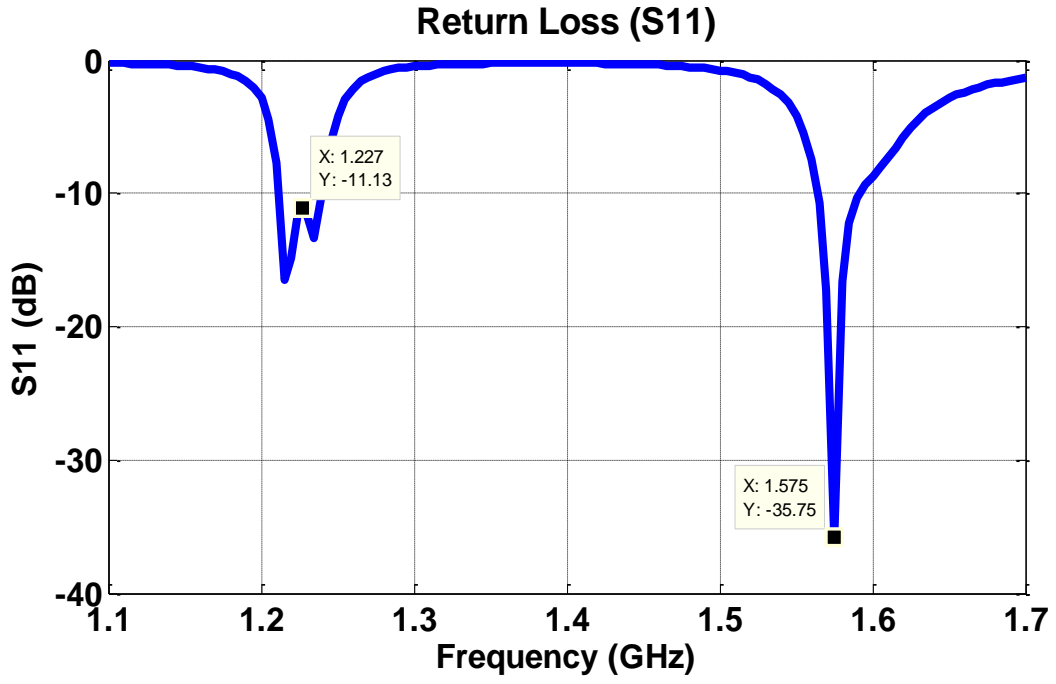
Tasarlanan antenin geometrisi Şekil 6.4'te verilmiştir. Bu tasarımda üst yamadan beslemeli koaksiyel prob besleme hattı kullanılmıştır. Burada her biri  $h=1.6$  mm kalınlığında ve dielektrik katsayısı  $\epsilon_r = 3.38$  olan iki adet RO4003 alt tabakası üst üste kullanılmıştır. Alt yama iki alt tabakanın arasına, üst yama ise üst alt tabakanın üstüne yerleştirilmiştir. Koaksiyel prob üst yamaya bağlanmıştır. Alt yama üst yamaya kuple olarak ışımaya yapar.

$L_2 \times L_2$  boyutlarına sahip olan üst yamanın iki köşesinden  $T_2 \times T_2$  boyutlarında birer kare kesilmiştir. Aynı şekilde  $L_1 \times L_1$  boyutlarına sahip alt yamanın iki köşesinden  $T_1 \times T_1$  boyutlarında birer ikizkenar üçgen kesilmiştir.  $T_1$  ve  $T_2$ 'nin boyutları dairesel kutuplamanın aksenel oranını belirler. Kare yamanın iki köşesinden kırılması iki dik modun ( $TM_{10}$  ve  $TM_{01}$ ) ortaya çıkmasını sağlar. Ayrıca probun uygun noktadan beslenmesi bu iki modun  $90^\circ$  faz farklı ve aynı genlikte dairesel kutuplama üretmesini sağlar. Prob, Şekil 6.4'te görüldüğü gibi y eksenini boyunca yerleştirilirse mikroşerit anten, sağ el dairesel kutuplaması üretir. Probun pozisyonu antenin empedans uyumlandırmasını sağlar. Bu mikroşerit antende üst yama 1575 MHz frekansında ve alt yama da 1227 MHz frekansında ışımaya yapar.

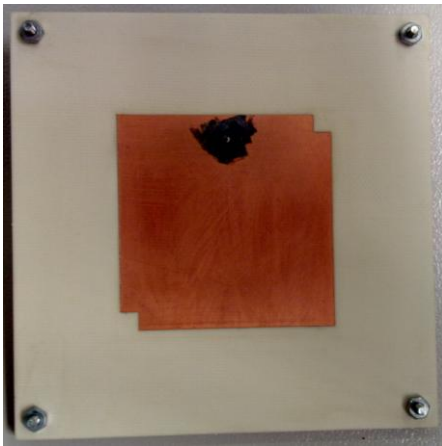


Şekil 6.4 Dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS antenin geometrisi. ( $L_1=64.8\text{mm}$ ,  $L_2=51.2\text{mm}$ ,  $T_1=6\text{mm}$ ,  $T_2=4.3\text{mm}$ ,  $F=19.5\text{mm}$ ,  $h=1.6\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3.38$ )

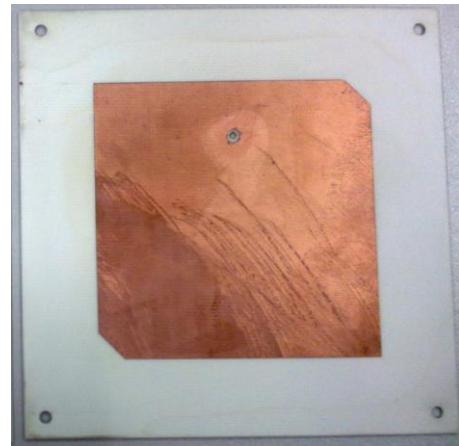
Tasarlanan antenin benzetimi sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) Şekil 6.5'te verilmiştir. Alt ve üst frekansların her ikisinin de  $-10\text{dB}$  seviyesinin altında olduğu görülmektedir. Tasarlanan bu GPS antenin üretimi yapılmış ve Şekil 6.6'da verilmiştir. Üretilen GPS antenin ölçülen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) grafiği Şekil 6.7'de verilmiştir. Tasarlanan GPS antenin benzetim sonucu elde edilen kazanç grafiği Şekil 6.8'de verilmiştir.



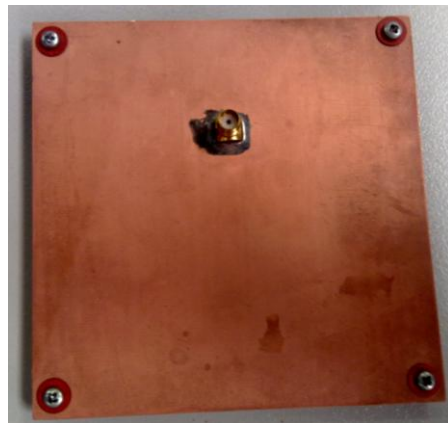
Şekil 6.5 Dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS antenin benzetim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ).



(a)

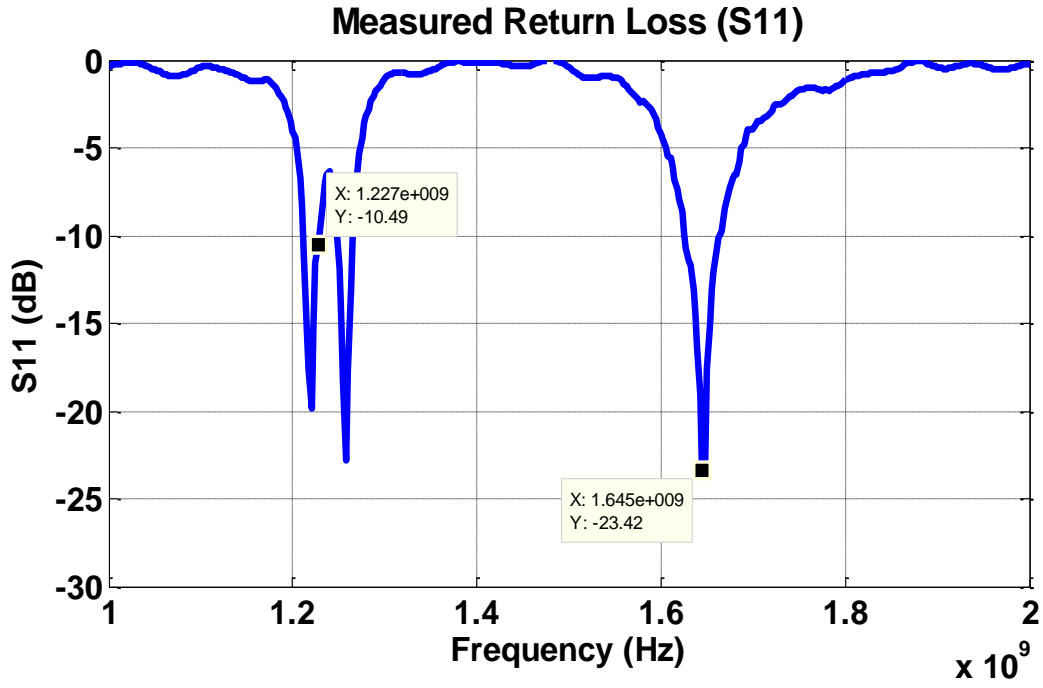


(b)

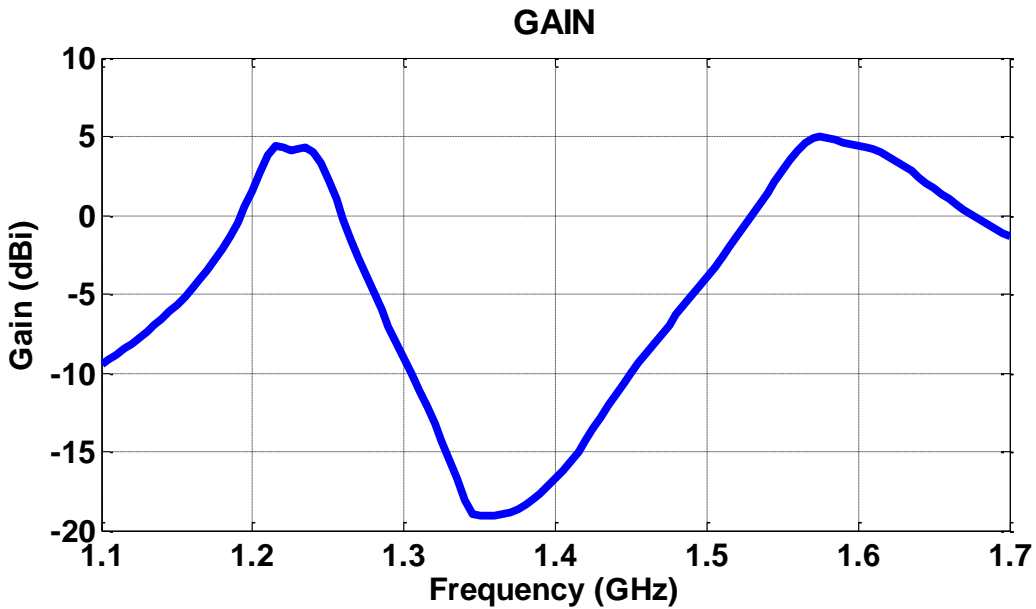


(c)

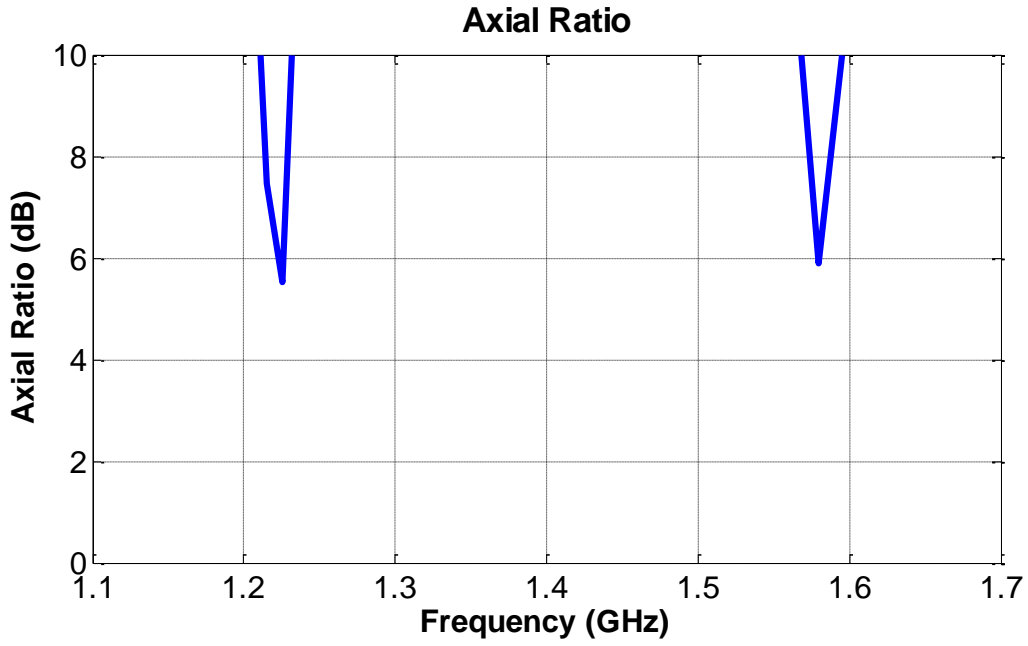
Şekil 6.6 Üretilen GPS antenin (a) üst yama (b) alt yama (c) toprak düzlemi görünümü.



Şekil 6.7 Üretilen GPS antenin ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı (S<sub>11</sub>). Ölçüm sonucu elde edilen yukarıdaki geri dönüş kaybı (S<sub>11</sub>) grafiği incelendiğinde alt frekansın istenen düzeyde ve benzetim ile benzer olmakla birlikte üst frekansın bir miktar kayık olduğu görülmektedir.



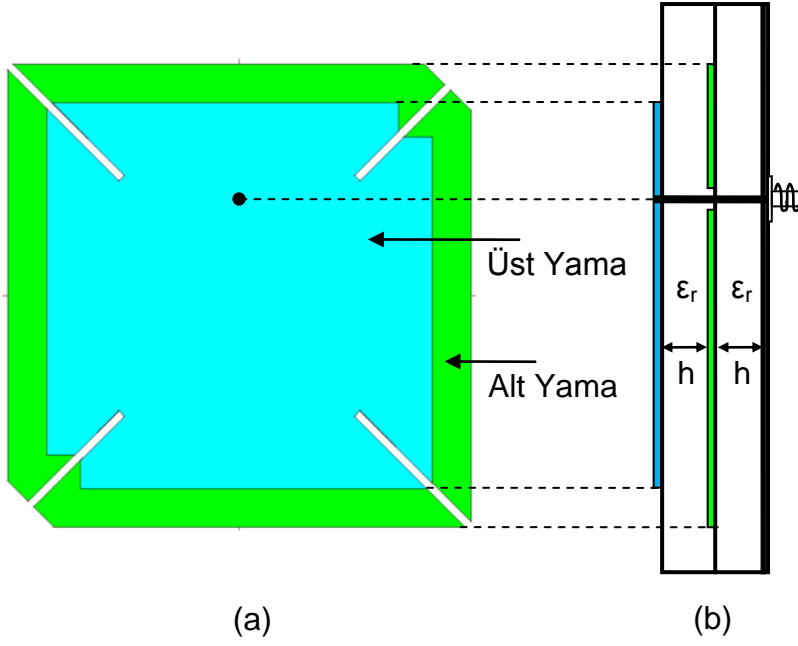
Şekil 6.8 Tasarlanan GPS antenin benzetim sonucu elde edilen kazanç grafiği. Tasarlanan antenin benzetim sonucuna göre alt ve üst frekanslar için kazancı 5 dBi civarındadır. Tasarlanan antenin benzetim sonucu elde edilen eksenel oran grafiği Şekil 6.9'da verilmiştir.



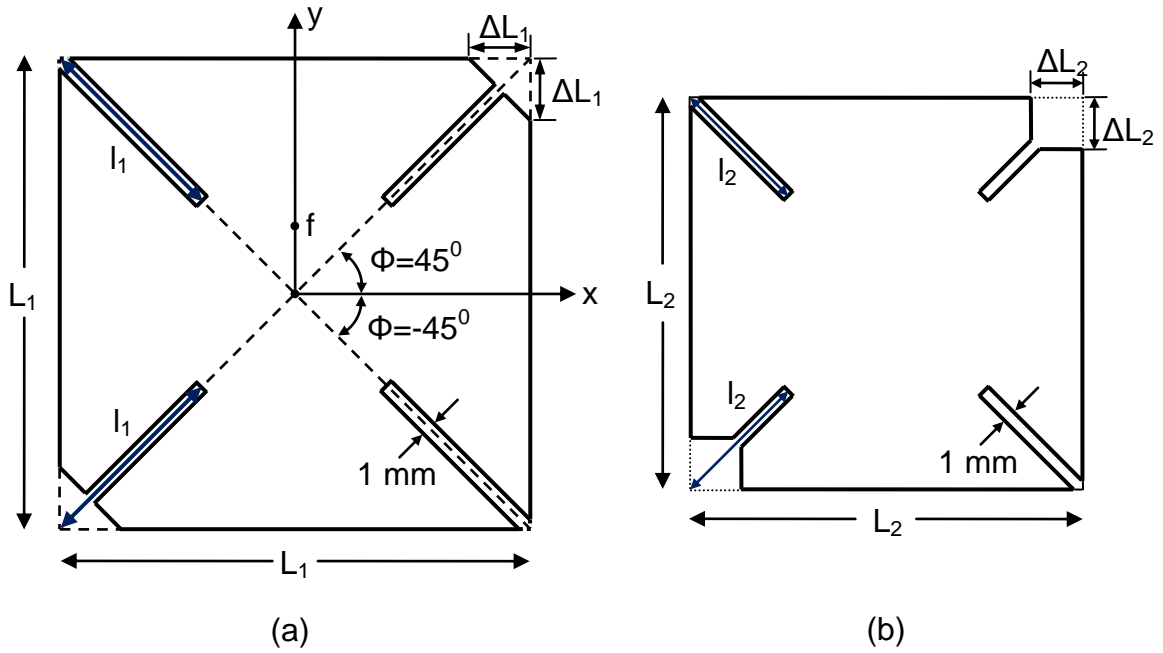
Şekil 6.9 Tasarlanan GPS antenin benzetim sonucu elde edilen eksenel oran grafiği.

Şekilden de görüldüğü üzere eksenel oran dairesel kutuplama için istenen seviyenin (-3 dB'nin altı) üzerindedir. Bu durumu düzeltmek için yapılan denemelerden olumlu sonuç alınamadığından, daha iyi eksenel oran başarımı elde edebilmek için yeni bir anten tasarlanmış ve bu antenin genel görünümü Şekil 6.10'da, geometrisi Şekil 6.11'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi alt ve üst yamaların dört köşesinden ince kesikler açılmıştır. Bu teknik anten boyutlarını küçültmek (%36 oranında) ve dairesel kutuplama için esneklik sağlamak amacıyla Chen [37] tarafından kullanılmıştır. Tasarlanan antenin geri dönüş kaybı ve eksenel oran benzetimi yapılmış ve sırasıyla Şekil 6.12 ve Şekil 6.13'de verilmiştir.

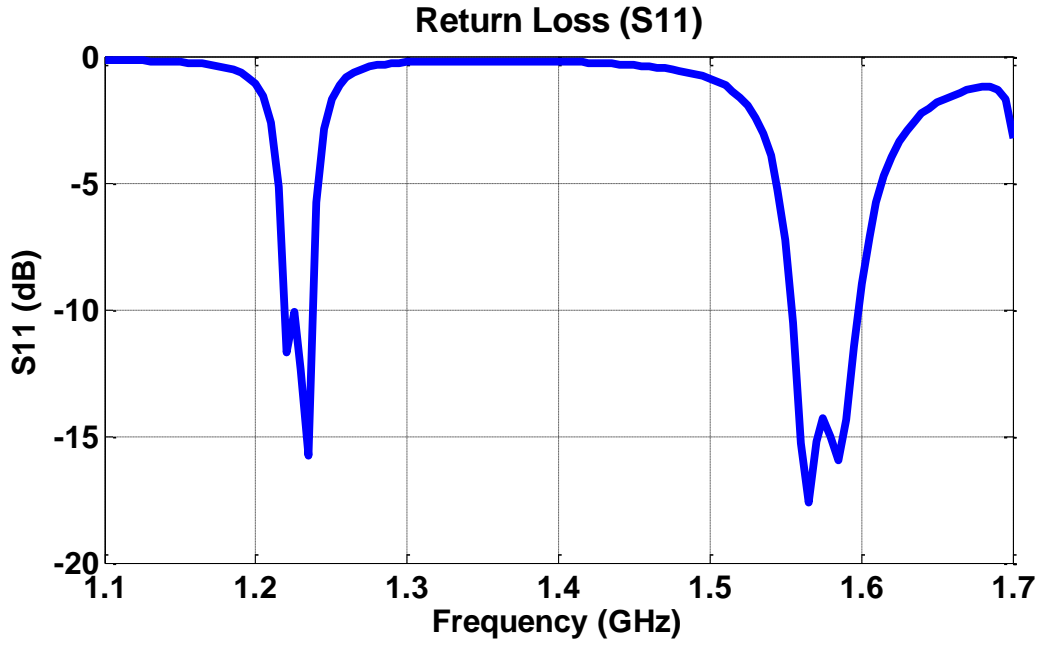




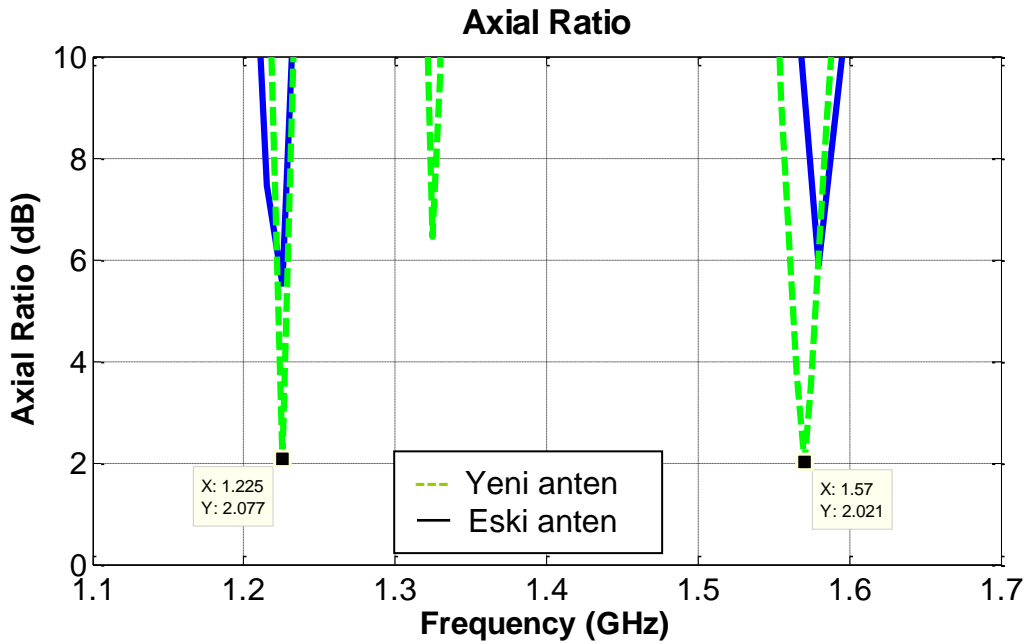
Şekil 6.10 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS antenin (a) üstten (b) yandan görünümü.



Şekil 6.11 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS antenin (a) alt yama (b) üst yama geometrisi. ( $L_1=60\text{mm}$ ,  $\Delta L_1=6\text{mm}$ ,  $l_1=22.4\text{mm}$ ,  $L_2=50\text{mm}$ ,  $\Delta L_2=4.4\text{mm}$ ,  $l_2=13.8\text{mm}$ ,  $f=12.5\text{mm}$ ,  $h=1.6\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3.38$ )



Şekil 6.12 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS antenin benzetim sonucu elde edilen geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ).



Şekil 6.13 Köşelerinden kırılmış ve ince kesikler açılmış dairesel kutuplamalı çift frekanslı GPS antenin benzetim sonucu elde edilen aksel oran grafiği.

Tasarlanan antenin geri dönüş kaybı benzetimine göre alt frekansta 20 MHz (1.22 GHz-1.24 GHz), üst frekansta 50 MHz (1.55 GHz – 1.6 GHz) bant genişlikleri elde edilmiştir. Bu anten için aksel oran başarımı önceki antenin aksel oranına göre daha fazladır. Bu durum Şekil 6.13'te de açıkça görülmektedir. Kesikli çizgi yeni tasarlanan antenin aksel oranını göstermektedir, alt ve üst frekanslar için yaklaşık 2 dB seviyeleri elde edilmiştir.

## 7. SONUÇ

Bu çalışmanın amacı çift frekanslı ve/veya çift kutuplamalı dikdörtgen mikroşerit anten tasarlamak ve bu antenin benzetimini yapmaktır. Literatür taraması yapılarak çift frekanslı mikroşerit antenler ve analiz teknikleri araştırılmıştır. Bu çalışmada çift frekanslı dört farklı mikroşerit anten üzerinde çalışılmıştır. Bu antenlerden ilki, ortak düzlemlili boşluk kuplajlı merkezde kısa devre edilmiş mikroşerit anten, ikincisi eğik açıklık beslemeli yığın mikroşerit anten, üçüncüsü ofset besleme hatlı açıklık kuplajlı yığın mikroşerit anten ve sonuncusu çift frekanslı dairesel kutuplamalı GPS antenidir.

Ortak düzlemlili boşluk kuplajlı merkezde kısa devre edilmiş mikroşerit antenin iletim hattı modeli esas alınarak MATLAB ile hazırlanan program kullanılarak ve MoM modelini kullanan IE3D programı ile geri dönüş kaybı benzetimi yapılmıştır. MoM modelinin çok daha kesin sonuç verdiği görülmektedir. Bu antenin tek katmanlı olması ve yüksekliğinin az olması nedeniyle bant genişliği sınırlıdır.

Ortak düzlemlili mikroşerit antenlerin bant genişliğinin sınırlı olması nedeniyle bant genişliği daha fazla olan açıklık kuplajlı mikroşerit antenler üzerinde durulmuştur. Açıklık kuplajlı mikroşerit antenin iletim hattı modeli ile benzetimi yapılmış ve anten geometrisi karmaşıktıkça bu modelin yetersiz olduğu görülmüştür. Çift frekanslı açıklık kuplajlı mikroşerit anten için Row [18] tarafından önerilen anten örnek alınmıştır. Bu antende çift frekans elde etmek için eğik açıklık kullanılmış, bant genişliğini artırmak için ise ışın yapan açıklık ve yığın şeklinde yerleştirilmiş parazitik yamalar kullanılmıştır. Bu antenin IE3D ile benzetimi yapılmış ardından üretimi yapılarak ölçüm ile geri dönüş kaybı sonuçları elde edilmiştir. Çalışma bantları kablosuz yerel ağ bantlarını (Alt frekans bandı: 2.4-2.48 GHz ile üst frekans bandı: 4.8-5.8 GHz) karşılayan bu antende Row tarafından alt frekans bandında %5 ve üst frekans bandında %23 bant genişliği elde edilmiştir. Bu çalışmada elde edilen benzetim ve ölçüm sonuçları da Row tarafından verilen sonuçlarla benzer olmakla birlikte alt frekans bandında %5 seviyesine erişilememiştir.

Row tarafından önerilen antenin bant genişliğini daha da artırmak için ofset besleme hattı ve eğik açıklık kullanılarak yeni bir anten tasarlanmış, üretilmiş ve ölçüm sonuçları alınmıştır. Tasarlanan anten için benzetim sonucu alt frekans

bandında 2.37-2.66 GHz (%11.5) ve üst frekans bandında 4.56-6 GHz (%27.6) bant genişlikleri elde edilmiştir. Ölçüm sonucu ise alt frekans bandında 2.37-2.72 GHz (%13.5) ve üst frekans bandında 4.53-6.5 GHz (%35.7) bant genişlikleri elde edilmiştir. Bu anten için bant genişlikleri gereksinimlerin çok üzerinde olmakla birlikte alt frekans bandında çapraz kutuplama oranı ve üst frekans bandında ise ileri – geri ışınma oranı yüksektir. Ayrıca üst frekans bandında ışınma deseni simetrik değildir. Bunun nedeni de açıklığın simetrik olmamasıdır. Bu anten için düşük frekans bandında en yüksek 8.26 dBi yüksek frekans bandında ise en yüksek 9.75 dBi kazanç elde edilmiştir. Bir mikroşerit anten için beklenen kazanç seviyesinin 5-7 dB olduğu düşünülürse bu anten için elde edilen kazanç seviyeleri oldukça iyidir.

Son olarak dairesel kutuplamalı çift frekanslı bir mikroşerit GPS anteni tasarlanmış, üretilmiş ve geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ölçülmüştür. Geri dönüş kaybı ( $S_{11}$ ) ölçüm ile benzetim sonuçları kıyaslandığında alt frekans için sonuçlar benzer olmakla birlikte üst frekans bandında bir miktar kayma görülmektedir. Bu antende dairesel kutuplama için aksel oran (axial ratio) da göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca, bu antenin günümüz şartlarında kullanılabilir bir anten olabilmesi için boyutlarının da küçültülmesi gereklidir. Aksel oranda iyileşme ve boyutlarda küçülme elde edebilmek için yeni bir anten tasarlanmış ve bu antenle bu iki değerde de bir miktar iyileşme görülmüştür. Bununla birlikte boyutlarda ciddi manada küçülme elde edebilmek için dielektrik katsayısı çok daha yüksek alt tabaka kullanımı gerekmektedir.

## 8. EK-1. LİNEER, DAİRESEL VE ELİPTİK KUTUPLAMA

Bir elektromanyetik dalganın kutuplaması lineer, dairesel veya eliptik olabilir. Negatif z yönünde hareket eden bir düzlem dalgasının anlık alanı şu şekilde verilir [19] :

$$\vec{E}(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (\text{Ek 1.1})$$

burada

$$E_x(z, t) = E_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (\text{Ek 1.2})$$

$$E_y(z, t) = E_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (\text{Ek 1.3})$$

olarak verilir. Burada, sırasıyla  $E_x$  ve  $E_y$  ile  $\phi_x$  ve  $\phi_y$ , x ve y bileşenlerinin maksimum büyüklükleri ile faz açılarını ifade eder.

Lineer kutuplama için iki bileşen arasındaki faz farkı aşağıdaki gibi olmalıdır.

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{Ek 1.4})$$

İki bileşenin büyüklüklerinin eşit olduğu ( $E_x = E_y$ ) ve faz farkının ( $\Delta\phi$ ),  $\pi/2$ 'nin tek katı olduğu zaman dalga dairesel kutuplanır.

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} + (2n + 1/2)\pi, & \text{RHCP} \\ - (2n + 1/2)\pi, & \text{LHCP} \end{cases} \quad (\text{Ek 1.5})$$

Faz farkı  $+(2n+1/2)\pi$  ise sağ el dairesel kutuplama (RHCP),  $-(2n+1/2)\pi$  ise sol el dairesel kutuplama (LHCP) oluşur. Eğer,  $E_x \neq E_y$  veya  $\Delta\phi$  Eş 6.5'te verilen şartları sağlamıyorsa bu durumda kutuplama Şekil Ek 1.1'de verildiği gib eliptik bir şekil alır. Bu durumda dairesel kutuplamalı antenin performansı aksenal oran (AR) ile tanımlanır. Aksenal oran, elipsin uzun ekseninin kısa eksene oranıdır ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$AR = \frac{OA}{OB} \quad (\text{Ek 1.6})$$

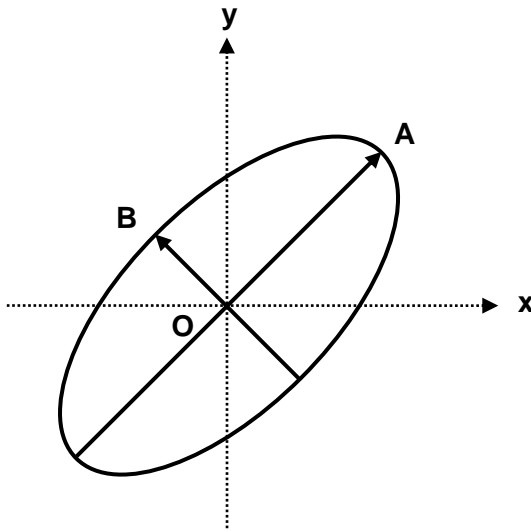
burada

$$OA = \left[ \frac{E_x^2 + E_y^2 + (E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi))^{1/2}}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{Ek 1.7})$$

ve

$$OB = \left[ \frac{E_x^2 + E_y^2 - (E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi))^{1/2}}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{Ek 1.8})$$

olur.



Şekil E1.1 Eliptik kutuplanan dalga.

Dairesel kutuplama için  $OA = OB$  ( $AR=1$ ) olurken lineer kutuplama için  $AR \rightarrow \infty$  olur. Çoğu pratik uygulamada dairesel kutuplama başarımı için aksenal oranın sınır değeri 3 dB ve altı kabul edilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Deschamps, G. A., "Microstrip Microwave Antennas," Proc. 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [2] Munson, R. E., "Single Slot Cavity Antennas Assembly," U.S. Patent No. 3713162, January 23, 1973.
- [3] Munson, R. E., "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-22, 1974, pp. 74–78.
- [4] Howell, J. Q., "Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-23, January 1975, pp. 90–93.
- [5] Bahl, I.J. ve Bhartia, P., Microstrip Antennas, Artech House, 1980.
- [6] Carver, K. R., and Mink, J. W., "Microstrip Antenna Technology," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-29, January 1981, pp. 2–24.
- [7] Mailloux, R. J., et al., "Microstrip Array Technology," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-29, January 1981, pp. 25–37.
- [8] James, J. R., et al., "Some Recent Development in Microstrip Antenna Design," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-29, January 1981, pp. 124–128.
- [9] James, J. R., and Hall, P. S., Handbook of Microstrip Antennas, Vol. 1, London: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [10] Targonski, S.D., Waterhouse, R.B., Pozar, D.M., "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas," IEEE Trans. Ant. And Prop., vol. 46, no. 9, 1998, pp. 1245-1251.
- [11] Pozar, D. M., Duffy S. M., "A Dual-Band Circularly Polarized Aperture-Coupled Stacked Microstrip Antenna for Global Positioning Satellite" IEEE Trans. Antenna and Propagation, Vol. AP-45, 1997, pp.1618-1624.
- [12] Croq, F., Pozar, D. M., "Multifrequency Operation of Microstrip Antennas Using Aperture-Coupled Parallel Resonators," IEEE Trans. Antennas and Prop., Vol. AP-40, 1992, pp. 1367-1374.
- [13] Schaubert, D. H., Farrar, F. G., Sindoris, A., and Hayes, S. T., "Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarization Diversity". IEEE Trans., AP-29, 1981, pp. 118-123.
- [14] Zhao, W., Hu, M., Zhang, Q., "A Novel Dual-Mode and Dual-Frequency Microstrip-Antenna". Synthetic Aperture Radar, 1st Asian and Pasific Conference, 2007, Pages(s): 145-147.
- [15] Wang, B. F., Lo, Y. T., "Microstrip Antennas for Dual-Frequency Operation," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-32, 1984, pp.938-943.

- [16] Lu, J.H., "Single-Feed Dual-Frequency Rectangular Microstrip Antenna With Pair of Step-Slots." *Electron. Lett.*, Vol. 35, 1999, pp.354-355.
- [17] Yazidi, M. El., Himdi, M. and Daniel, J. P., "Aperture-Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation," *Electronics Letters*, Vol. 29, No. 17, 1993, pp. 1506-1508.
- [18] Row, J-S., "A Dual-Frequency Dual Polarized Microstrip Antenna Fed by an Inclined Slot", *Microwave Opt Technology, Lett* 41, 2004, pp. 512-514.
- [19] Kumar, G. and Ray, K. P. , *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, 2003.
- [20] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. and Ittipiboon, A., *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Boston, 2001.
- [21] Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis And Design*, JohnWiley & Sons, New York, 2005.
- [22] Richards, W. F., "Microstrip Antennas," Chapter 10 in *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design* (Y. T. Lo and S. W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.
- [23] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, JohnWiley & Sons, New York, 1989.
- [24] Asthana, A., and Vishvakarma, B. R., "Analysis of Gap-Coupled Microstrip Antenna". *Int. J. Electronics*, 88, 2001, 707-718.
- [25] Farrar, A., and Adams, A. T., "Matrix Method for Microstrip Three Dimensional Problems". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 20, 1972, 497± 504.
- [26] Sengupta, D. L., "Resonant Frequency of a Tunable Rectangular Patch Antenna". *Electron. Lett.*, Vol.20, 1984, pp. 614-615.
- [27] Sengupta, D. L., "Appropriate Expression for the Resonant Frequency of a Rectangular Patch Antenna". *Electron. Lett.*, 19, 1983, pp. 834-835.
- [28] Dearnley, R. W. and Barel, A. R .F, "A Broad-Band Transmission Line Model for a Rectangular Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-37, 1989, pp. 6-15.
- [29] Pozar, D. M.: "Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line", *Electron. Lett.*, 21, 1985, pp. 49-50.
- [30] Himdi, M., Daniel, J. P., and Rerret, C.: "Transmission Line Analysis of Aperture Coupled Microstrip Antenna", *Electron. Lett.*, 25, 1989, pp. 1229-1236.
- [31] Cohn, S. B.: "Slot-Line on a Dielectric Substrate," *IEEE Trans. Microwave and Tech.*, MTT-17, 1969, pp. 768-778.



- [32] Das, B. N., Joshi, K. K., "Impedance of a Radiating Slot in the Ground Plane of a Microstrip Line", IEEE Trans.Ant. and Propagat., AP-30, 1982, 922-926.
- [33] Smith, H. K. and Mayes, P. E., "Mode Purity of Rectangular Patch Antennas with Post and Aperture Excitations," in Allerton Antenna Symp. Dig., 1989, pp. 363-375.
- [34] Pozar, D. M.: "Microstrip Antennas," Pro. IEEE, Vol.80, No.1, 1992, 79-91.
- [35] Gronau, G., Wolff, I., "Aperture-Coupling of a Rectangular Microstrip Resonator," Electron. Lett., vol. 22, 1986, pp. 554-556.
- [36] Rathi, V., Kumar G., and Ray K. P., "Improved Coupling for Aperture Coupled Microstrip Antennas," IEEE Trans. Ant. And Prop., vol. 44, no. 8, 1996, pp. 1196-1198.
- [37] Chen, W. S., Wu, C. K., and Wong, K. L., "Novel Compact Circularly Polarized Square Microstrip Antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., 49, 2001, 340-342.

## ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Faruk ÖZTÜRK

Doğum Yeri : Ankara

Doğum Yılı : 1976

Medeni Hali : Evli

Eğitim ve Akademik Durumu:

Lise : Mersin Fen Lisesi (1991-1994)

Lisans : Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği (1994-2000)

Yabancı Dil: İngilizce

İş Tecrübesi:

2001 (3 Ay) : Türk Telekom

2001-2009 : 5'nci Ana Bakım Merkezi Komutanlığı