İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DAİRESEL POLARİZASYONDA ÇALIŞAN L ŞEKLİNDE ÇEVRİLMİŞ ŞERİTLERE SAHİP EŞ DÜZLEMSEL DALGA KILAVUZU BESLEMELİ KARE SLOT ANTEN TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Erol KARACA

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2013

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DAİRESEL POLARİZASYONDA ÇALIŞAN L ŞEKLİNDE ÇEVRİLMİŞ ŞERİTLERE SAHİP EŞ DÜZLEMSEL DALGA KILAVUZU BESLEMELİ KARE SLOT ANTEN TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Erol KARACA
(504091359)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Mesut KARTAL

HAZİRAN 2013

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504091359 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Erol KARACA**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"DAİRESEL POLARİZASYONDA ÇALIŞAN L ŞEKLİNDE ÇEVRİLMİŞ ŞERİTLERE SAHİP EŞ DÜZLEMSEL DALGA KILAVUZU BESLEMELİ KARE SLOT ANTEN TASARIMI"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı :	**Doç. Dr. Mesut KARTAL** **İstanbul Teknik Üniversitesi**	**.....**
Jüri Üyeleri :	**Prof. Dr. Selçuk PAKER** **İstanbul Teknik Üniversitesi**	**.....**
	Yrd. Doç. Dr. Hamid TORPİ **Yıldız Teknik Üniversitesi**	**.....**

Teslim Tarihi : **3 Mayıs 2013**
Savunma Tarihi : **6 Haziran 2013**

Tez sürecinde desteğini esirgemeyen herkese,

ÖNSÖZ

İlk olarak bu tez çalışmasının her adımında bana yol gösteren ve yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Doç. Dr. Mesut KARTAL'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Yüksek lisans ve lisans eğitimi boyunca ders aldığım ve üzerimde emeği olan tüm hocalarıma teşekkür ederim.
Özellikle, çalışmanın benzetim ve baskı sürecinde özveride bulunarak çok büyük desteklerde bulunan Öğr. Gör. Bora Döken'e, sabırla bana destek olan aileme ve arkadaşlarıma çok teşekkür ederim.
Ayrıca ev ve okul arkadaşım Ahmet Aydoğan'a tecrübelerini bana aktararak tez sürecinde verdiği destekten dolayı çok teşekkür ederim.

Haziran 2013 Erol KARACA

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **xi**
İÇİNDEKİLER ..... **xiii**
KISALTMALAR ..... **xv**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xvii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xix**
ÖZET ..... **xixii**
SUMMARY ..... **xix**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 2
1.2 Tez Organizasyonu 2
1.3 Kablosuz Haberleşme Sistemleri'ne Genel Bakış 3
2. TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ VE ÖZELLİKLERİ **5**
2.1 Işıma Örüntüsü 5
2.2 Yönelticilik 6
2.3 Verimlilik 7
2.4 Kazanç 8
2.5 Yarı Güç Huzme Genişliği 9
2.6 Polarizasyon 9
2.6.1 Doğrusal Polarizasyon 10
2.6.2 Dairesel Polarizasyon 11
2.6.3 Eliptik Polarizasyon 12
2.7 Empedans Bant Genişliği 12
3. MİKROŞERİT YAMA ANTENLER **15**
3.1 Giriş 15
3.2 Mikroşerit Antenlerin Avantajları ve Dezavantajları 17
3.2.1 Avantajlar 17
3.2.2 Dezantajlar 18
3.3 Mikroşerit Antenlerin Besleme Yapıları 18
3.3.1 Eşeksenel Sonda Besleme 18
3.3.2 Mikroşerit Hat Besleme 19
3.3.3 Açıklık Bağlaşımlı Besleme 20
3.3.4 Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu Besleme 21
3.4 Mikroşerit Antenlerin Temel Çalışma Prensipleri 22
3.5 Mikroşerit Anten Uygulamaları 22
4. DAİRESEL POLARİZASYONDA ÇALIŞAN ANTENLER **25**
4.1 Dairesel Polarizasyon 25
4.2 Eksenel Oran, Eksenel Oran Bant Genişliği, Çapraz Polarizasyon 25
4.3 Dairesel Polarizasyonlu Dikdörtgensel Mikroşerit Anten Tasarımı 26
4.3.1 Tekil Beslemeli Dairesel Polarizasyonlu Yama Antenler 27
4.3.2 Dual Beslemeli Dairesel Polarizasyonlu Yama Antenler 30
5. ANTEN TASARIMI VE BENZETİMİ **33**

5.1 Ansoft HFSS Yazılımı 33
5.2 Sonlu Elemanlar Yöntemi 34
5.3 Tasarımın Amacı ve Literatürde Yer Alan Çalışmalar 35
5.4 Anten Yapısı ve Benzetimi 37
6. BENZETİM VE ÖLÇÜM SONUÇLARI 41
6.1 Benzetim Analizleri ve Tartışma(Uygulama-1) 41
6.1.1 Tasarım Adımları ve Tasarımın Parametrik Çalışması (Uygulama-1) 41
6.1.2 Tasarım Adımlarında Elde Edilen Benzetim Sonuçları (Uygulama-1)..... 42
6.1.3 Önerilen Antenin Benzetim Performansı (Uygulama-1)..... 45
6.2 Benzetim Analizleri ve Tartışma (Uygulama-2) 51
6.2.1 Tasarım Adımları ve Tasarımın Parametrik Çalışması (Uygulama-2) 51
6.2.2 Tasarım Adımlarında Elde Edilen Benzetim Sonuçları (Uygulama-2)..... 52
6.2.3 Önerilen Antenin Benzetim Performansı (Uygulama-2)..... 54
6.3 Uygulama-1 ve Uygulama-2 Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması 60
6.4 Ölçüm Teknikleri ve Ölçüm Sonuçları 63
7. SONUÇLAR 67
KAYNAKLAR..... 69
ÖZGEÇMİŞ..... 73

KISALTMALAR

IEEE	**:**	Institute of Electrical and Electronical Engineers
HFSS	**:**	High Frequency Strucure Simulator (Yüksek Frekans Yapı Benzetimcisi)
GPS	**:**	Global Positioning System (Küresel Konumlandırma Sistemi)
GSM	**:**	Global System for Mobile Communications (Mobil İletişim Küresel Sistemi)
UMTS	**:**	Universal Mobile Telecommunications System (Evrensel Mobil Haberleşme Sistemi)
CP	**:**	Circularly Polarized (Dairesel Polarizasyonlu)
CPW	**:**	Coplanar Waveguide (Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu)
RHCP	**:**	Right Hand Circular Polarization (Sağ El Dairesel Polarizasyonu)
LHCP	**:**	Left Hand Circular Polarization (Sol El Dairesel Polarizasyonu)
LAN	**:**	Local Area Network (Yerel Alan Ağı)
AMPS	**:**	Advanced Mobile Phone Service (Gelişmiş Mobil Telefon Hizmeti)
NMT	**:**	Nordic Mobile Telephone
TACS	**:**	Total Access Communications System (Bütünsel Erişimli Haberleşme Sistemi)
VSWR	**:**	Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
BW	**:**	Bandwidth (Bant Genişliği)
FEM	**:**	Finite Element Method (Sonlu Elemanlar Yöntemi)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 6.1: Geliştirilen Anten Modellerinde Uzunluk Parametreleri (Uygulama-1).41
Çizelge 6.2: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği ve Eksenel Oran Bant Genişliği Performansı (Uygulama-1). 43
Çizelge 6.3: Dairesel Polarizasyon'un Desteklendiği Açı Aralıkları (Uygulama-1) 50
Çizelge 6.4: Geliştirilen Anten Modellerinde Uzunluk Parametreleri (Uygulama-2)52
Çizelge 6.5: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği ve Eksenel Oran Bant Genişliği Performansı (Uygulama-2) 53
Çizelge 6.6: Dairesel Polarizasyon'un Desteklendiği Açı Aralıkları (Uygulama-2) 59
Çizelge 6.7: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapılarının Empedans Bant Genişliği ve Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları 62

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Frekans Bandında farklı Kablosuz Haberleşme Teknolojilerinin Gösterimi[3].. 1
Şekil 2.1: Yöneltici bir antene ait Işıma Paterni'nde yarı güç huzme genişliği[4] 9
Şekil 2.2: Doğrusal Polarizasyon'a sahip dalganın değişik zamanlardaki genlik değerleri[5]..... 10
Şekil 2.3: Dairesel Polarizasyon'a sahip dalganın değişik zamanlardaki genlik değerleri[5]..... 11
Şekil 2.4: Eliptik Polarizasyon'a sahip dalganın değişik zamanlardaki genlik değerleri[5]..... 12
Şekil 2.5: Temel Gösterimde Antenin İletim Hattı Modeli[7]. 13
Şekil 3.1: Geleneksel Mikroşerit Dikdörtgen Yama Anten Yapısı[6]..... 15
Şekil 3.2: Eşeksenel Sonda BeslemeYapısı[5]. 18
Şekil 3.3: Mikroşerit Hat BeslemeYapısı (Gömme Besleme) [5]. 19
Şekil 3.4: Mikroşerit Hat BeslemeYapısı (Çeyrek Dalga Dönüştürücü Besleme)[5] 19
Şekil 3.5: Açıklıklı Bağlaşımlı Besleme[5]..... 20
Şekil 3.6: Eşeksenel Sonda Beslemeli Mikroşerit Anten Yapısı[9] 21
Şekil 3.7: Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu Besleme Yapısı[5]..... 22
Şekil 4.1: Dik Modda Bulunan Elektrik Alan Vektörü Bileşenlerinin Genlik ve Faz Durumları[8] 27
Şekil 4.2: Dairesel Polarizasyonlu Yama Anten Oluşturma Yapıları[6]..... 28
Şekil 4.3: Çapraz Köşelerden Kesme İşlemi Yapıldığında Farklı Rotasyon Yönlerinde Dairesel Polarizasyon Oluşumu[6]. 29
Şekil 4.4: 90 Derecelik Yan Çizgi Hibrit Yapısı[6]. 31
Şekil 5.1: Sonlu Elemanlar Yöntemi Üçgensel Bölgeler. 35
Şekil 5.2: Uygulama-1 için Önerilen Anten Geometrisi. 37
Şekil 5.3: Uygulama-2 için Önerilen Anten Geometrisi. 38
Şekil 6.1: Benzetim Çalışmasında Geliştirilen Anten Modelleri (Uygulama-1)..... 41
Şekil 6.2: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği Performansları (Uygulama-1).. 42
Şekil 6.3: Geliştirilen Anten Modellerinin Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları (Uygulama-1).. 43
Şekil 6.4: f=5.2 GHz 'de farklı fazlarda (0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1).. 45
Şekil 6.5: f=5.6 GHz 'de farklı fazlarda (0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1). 46

Şekil 6.6:. f=5.77 GHz ‘de farklı fazlarda (0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1). 46
Şekil 6.7: f=7 GHz ‘de farklı fazlarda (0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1). 47
Şekil 6.8: Benzetimde Elde Edilen Maksimum Anten Kazancı Dağılımı (Uygulama-1). 47
Şekil 6.9: Işıma Paterni Simülasyon sonuçları a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHz (Uygulama-1). 48
Şekil 6.10: E_θ ve E_ϕ değerleri (Uygulama 1) a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHZ. 49
Şekil 6.11: Önerilen Antenin Işıma Verimliliği Dağılımı (Uygulama-1). 51
Şekil 6.12: Benzetim Çalışmasında Geliştirilen Anten Modelleri (Uygulama-2). 51
Şekil 6.13: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği Performansları (Uygulama-2).. 52
Şekil 6.14: Geliştirilen Anten Modellerinin Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları (Uygulama-2).. 53
Şekil 6.15: f=5.2 GHz ‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2).. 54
Şekil 6.16: f=5.6 GHz ‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2). 55
Şekil 6.17:. f=5.77 GHz ‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2). 55
Şekil 6.18: f=7 GHz ‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2). 56
Şekil 6.19: Benzetimde Elde Edilen Maksimum Anten Kazancı Dağılımın (Uygulama-2). 56
Şekil 6.20: Işıma Paterni Simülasyon sonuçları a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHz (Uygulama-2). 57
Şekil 6.21: Önerilen Antenin Işıma Verimliliği Dağılımı (Uygulama-2). 58
Şekil 6.22: Eθ ve Eϕ değerleri (Uygulama 2) a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHZ... 60
Şekil 6.23: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapıları Empedans Bant Genişliği Performansları. 61
Şekil 6.24: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapıları Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları. 61
Şekil 6.25: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapıları Maksimum Anten Kazancı Dağılımı Performansları. 62
Şekil 6.26: Tasarlanan Antenin Baskı Devre Teknikleri ile Üretilmiş Hali.. 63
Şekil 6.27: Agilent N5230A Network Analyser.. 63
Şekil 6.28: Benzetim ve Ölçüm Empedans Bant Genişliği Sonuçlarının Karşılaştırılması. 64

DAİRESEL POLARİZASYONDA ÇALIŞAN L ŞEKLİNDE ÇEVRİLMİŞ ŞERİTLERE SAHİP EŞ DÜZLEMSEL DALGA KLAVUZU BESLEMELİ KARE SLOT ANTEN TASARIMI

ÖZET

Yama anten tasarımı, uzun yıllardır literatürde konu edilen çalışmalardandır. Çok farklı boyutlarda, farklı anten geometrilerinde ve çeşitli besleme yapıları kullanılarak çok sayıda farklı tasarım ortaya konmuştur.

Bu çalışmada eş düzlemsel dalga kılavuzu tipi beslemeye sahip yeni bir kare slot anten tasarımı tanıtılmaktadır. Tasarım, benzetim aşamasında iki adet uygulamadan oluşmaktadır. Uygulama-1'de tasarlanan anten 40x40x0.8 mm^3, uygulama-2 kapsamında tasarlanan anten ise 40x40x1 mm^3 boyutlara sahiptir. Tasarımlar FR4 dielektrik malzeme üzerinde tek tabaka metal tabaka olacak şekilde oluşturulmuştur. İki uygulama arasındaki tek fark ,tasarımlarda kullanılan FR4 dielektrik malzeme kalınlıkları arasındaki farklılıktır.

Benzetim sonuçlarına göre, uygulama-1 yapısında S_{11}< -10 dB koşulunun sağlandığı empedans uyumluluk bandı 3.45-8.59 GHz arasında, dairesel polarizasyonun desteklendiği eksenel oran< 3 dB koşulunun sağlandığı frekans bandı ise 4.73-8.20 GHz arasında gerçekleşmektedir. Uygulama- 2 yapısında ise empedans uyumluluk bandı 3.41-8.34 GHz arasında, dairesel polarizasyonun desteklendiği frekans bandı ise 4.77-8.27 GHz arasında gerçekleşmektedir. Bir diğer ifade ile tasarlanan antenlerden uygulama- 1 tasarımı benzetim sonuçlaına göre 53.67%'lik, uygulama-2 tasarımı ise 53.68%'lik bir yüzdesel eksenel oran bant genişliğine sahiptir. Tasarlanan anten yapılarında dairesel polarizasyonun desteklendiği bantta aynı zamanda empedans uyumluluğu da sağlanmaktadır ve bu durum tasarımın başarısı açısından önemlidir.

Anten tasarımında iki temel amaç bulunmaktadır. Bunlar, empedans bant genişliği ve eksenel oran bant genişliğinin arttırılmasıdır. Empedans bant genişliğinin arttırılması amacıyla, eş düzlemsel dalga kılavuzu besleme hattı basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları ve ince uzun bir şeritle uzatılmıştır. Dairesel polarizasyon mekanizması ise farklı köşelerde bulunan farklı boyutlardaki L şeklindeki şeritler ile basamak şeklinde genişleyerek yükselen besleme yolu uzantısı ve besleme yolunun sonunda yer alan ince uzun bir ayarlama şeridinin etkileşimi ile bağlantılıdır.

Tasarlanan antenin IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz ve ek bant olan 5.725-5.825 GHz) ve HiperLAN2 (5.47-5.725) kablosuz ağ standartlarını destekleyecek şekilde çalışması hedeflenmektedir.

Tezin birinci bölümünde, tezin amacı ve tez organizasyonu anlatılmıştır. Kablosuz haberleşme teknolojileri özetlenmiştir.

İkinci kısımda, çalışmaya temel oluşturması amaçlanan temel anten parametreleri ve özellikleri tanımları ile verilmiştir.

Üçüncü bölümde, mikroşerit yama antenler ele alınmıştır. Temel parametrik özellikler, avantajlar, dezavantajlar, besleme tipleri, temel çalışma prensipleri ve uygulama örnekleri açıklanmıştır.

Çalışmanın dördüncü kısmında, dairesel polarizasyonda çalışan mikroşerit antenler ve dairesel polarizasyon oluşturmada önerilen temel tekniklere değinilmiştir.

Beşinci kısımda, öncelikle benzetim yazılım ortamı olan HFSS yazılımı tanıtılmıştır. HFSS programının hesaplamalarda temel aldığı Sonlu Elemanlar Yöntemi özetlenmiştir. Literatürde yer alan çalışmalar, tasarımın amacı ve uygulamalarda önerilen anten geometrileri tanıtılmıştır.

Çalışmanın altıncı bölümünde, benzetim analizleri ve yapılan çalışmaların sonuçları paylaşılmıştır. Antenin performansı tartışılarak değerlendirilmiştir. Buna ek olarak, deneysel ölçüm sonuçlarına da yer verilmiştir.

Son olarak, çalışmanın yedinci kısmında çalışmanın sonuçları tartışılmış ve gelecekte çalışılacak konular tartışılmıştır.

CIRCULARLY POLARIZED CPW-FED SQUARE SLOT ANTENNA DESIGN WITH INVERTED L SHAPED STRIPS

SUMMARY

Patch antenna design is a popular topic for years in literature. There exist so many designs with various antenna geometries, feed types and dimensions.

In this study, a new square slot antenna fed by coplanar wave guide is presented.There exist two design applications in simulation part.In application-1, the dimensions of the proposed antenna is 40x40x0.8 mm^3. The antenna is printed on a FR4 dielectric substrate with a thickness of 0.8 mm having tanδ=0.02 loss tangent and permittivity ε_r=4.4. In application-2, 40x40x1 mm^3 antenna is used. Application-1 and application-2 is different from each other only for their FR4 dielectric substrate widths.

For application-1, the operation bandwidth for S_{11}< -10 dB is from 3.45 to 8.59 GHz and exhibits a 53.67% (4.73-8.20 GHz) 3 dB axial ratio bandwidth according to the HFSS (ver. 13) simulation results. On the other hand, for application-2 the operation bandwidth for S_{11}< -10 dB is from 3.41 to 8.34 GHz and shows a 55.82% (4.77-8.27GHz) 3 dB axial ratio bandwidth. In circularly polarized antenna designs, impedance matching to be supported in 3 dB Axial Ratio Bandwidth is so important. In the proposed design, in the whole 3 dB axial ratio bandwidth, impedance matching is supported for both applications.

The two main purposes for the design process are to enhance the impedance matching bandwidth and the axial ratio bandwidth. To improve S_{11}< -10 dB impedance matching bandwidth, the single strip of the CPW feed line is extended with staircase shaped rectangular extensions and a thin tuning strip. Additionally, the 3 L shaped strips help to enhance impedance matching in the lower frequency intervals. On the other hand, circular polarization mechanism is related with the L shaped strips, a staircase shaped feed line extension and a thin tuning strip that are proposed in our design.

The proposed antenna is appropriate to show circular polarization capability for IEEE 802.11a (5.15–5.35 GHz and an additional band of 5.725–5.825 GHz), and HiperLAN2 (5.47–5.725 GHz) standards. As a result of these properties, the proposed antenna can be deployed in wireless technology supported devices with the advantage of its compact size and wide bandwidth.

The thesis is composed of seven chapters. Technical and theoretical definitions are given firstly, the thesis purposes are deteremined. Then in the final chapters, simulations, measurement results are discussed in a subject integrity.

In the first chapter, the purpose of the study and organization of the thesis is introduced. The designed antenna is aimed to support circular polarization characteristic and also support impedance matching in the whole circular polarization

bandwidth. The proposed antenna is required to have low cost, compact size and also wide band characteristics. Also, the presented antenna is able to have reasonable antenna gain as compared with similar designs, to have good radiation efficiency performance and to have a radiation pattern close to omnidirectional characteristic. Finally, in the first chapter, the wireless communication technologies and their assigned frequency band in the spectrum is explained.

In the second part, basic antenna parameters are introduced. The definitions and related formulas are given for radiation pattern, directivity, antenna efficiency, gain, half-power beamwidth and impedance bandwidth. The polarization mechanism is explained in three classifications as linear, circular and elliptical.

In the third section, microstrip patch antennas are explained. Firstly, historical view for the microstrip antenna design is given. Then the theoretical formulas are given for determining the length, width and bandwidth according to the application frequency. Advantages and disadvantages of the microstips are explained in detail. Later, the 4 common feeding types Coplanar Probe Feed, Microstrip Transmission Line Feed, Aperture Coupled Feed and Coplanar Waveguide Feed are presented. Basic study principles of Microstrip antenna and why microstrip antennas radiate is explained in detail. Then, the microstrip antenna application technologies like GPS, Zigbee, Bluetooth, Wimax, Wi-Fi, RF id, GSM and UMTS are presented.

In the forth part of the thesis, circular polarization mechanism is given in detail. Axial ratio, axial ratio bandwidth definitions are described. After that, techniques utilized for producing circularly polarized microstrip patch antenna are explained. These techniques are classified into two categories according to the feed type as single feed and dual feed.

In the fifth part, HFSS software which is the simulation environment of the antenna design study is explained briefly. User interface structure in the program and the program menus are given. After that, Finite Element method, numerical method used in HFSS calculations is expanded with its study principle, application areas in a historical view. Then, the way of how HFSS uses this algorithm in practical design analysis is explained. The fifth chapter continues with highlighting the design purposes and literature studies are presented with the techniques used for circular polarization. Finally, the antenna geometry of the proposed antenna for the two applications (application-1 and application-2) are given with its dimensions. The structural parts of the presented antenna are given with their functions for enhancing impedance matching bandwidth and axial ratio bandwidth.

In the sixth chapter of the thesis, the simulation and the printed antenna's measuremet results are discussed for the two applications. Firstly, simulation steps and parametric study of the design is given. Four prototypes (Ant 0 to Ant 3) are improved during the simulation design process. In Ant 0, the structure contains only a rectangular patch. Ant 1 includes staircase shaped rectangular extensions to the feed line. In Ant 2, 3 L shaped strips are grounded at 3 corners. Finally in Ant 3, a thin tuning strip having 0.5 mm width and 3.8 mm length is added to the left upper side of the staircase shaped extensions of the feed line.Sımulation results for the four improved antenna are compared with each other and discussed. Additionally, the prototypes are assessed for their structural geometry parts and the effects of these parts to the antenna impedance bandwidth and axial ratio performance.The simulation steps help to figure out of the antenna geometry parts' functions.So, the each antenna geometry part addition has an effect on antenna performance. Then, the

proposed final antenna is selected as Ant 3 showing best performance in the meaning of impedance matching and axial ratio performance. S11 and axial ratio performances are researched before for the proposed antenna (Ant 3).The surface current distributions at different frequencies supporting 3 dB axial ratio bandwidth for phase 0^o, 90^o, 180^o and 270^o degrees are simulated. As expected for the CP characteristic, the surface current distribution in 180^o and 270^o are equal in magnitude and in opposite direction as compared with the surface current distribution in 0^o and 90^o respectively. Then, the antenna peak gain is simulated for the common frequency band in which impedance matching and axial ratio bandwidth conditions are satisfied. After that, the simulated radiation patterns at different frequencies are given. The radiation pattern is right hand circular polarization (RHCP) in for $Z>0$ and left hand polarization (LHCP) for $Z<0$. Then, the simulated radiation efficiency graph is given. The same simulation step results are given for both applications. Finally in the sixth chapter, measurement techniques are explained and measurement results are presented for the printed application-2 structure.

In the seventh and final chapter, the results are discussed by comparing with the design purposes. The performance capabilities of the antenna are summarized. The techniques used for enhancing the impedance matching and axial ratio bandwidth are highlighted. The application areas of the proposed antenna are explained. Future jobs for the design are discussed in the end.

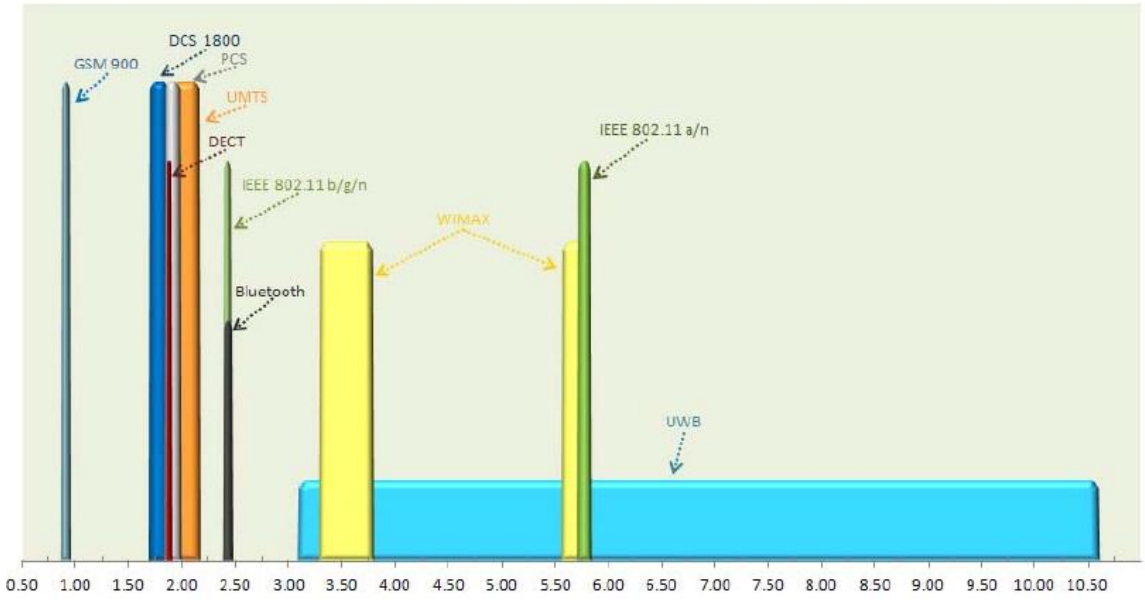
In this study, a new circularly polarized square slot antenna is presented. The proposed antenna supports impedance matching bandwidth and axial ratio bandwidth in a wide band. The designed antenna has low cost and has a compact size which enables the antenna to be used for wireless mobile devices in future. The impedance matching bandwidth, axial ratio bandwidth, antenna gain, antenna efficiency, surface current distribution and the radiation pattern performances are showing good performance. The proposed antenna is appropriate to show circular polarization capability for IEEE 802.11a (5.15–5.35 GHz and an additional band of 5.725–5.825 GHz), and HiperLAN2 (5.47–5.725 GHz) standards.

Briefly in this study, a coplanar waveguide patch antenna design is researched. The extensive simulation study is realized in HFSS (version 13). Then, the simulated antenna is printed for application-2 and the measurements are taken in laboratory. The simulation and measurement results are discussed in a way of causality. An engineering approach is used to analyse the problems during the simulation steps, measurement steps and the discussion for the final results.

1 GİRİŞ

Son yıllarda kablosuz haberleşme teknolojisinin kulanımı hızla artmaktadır. Kablosuz haberleşme pazarının hızla büyümesi nedeniyle gelecek sistemlerin ve servislerin yüksek hızda veri iletişimini ve multimedya uygulamaları desteklemesi beklenmektedir. Görüntüleme, araç içi radar, haberleşme ve ölçme sistemleri gibi pek çok uygulama, düşük maliyetli, küçük boyutlu ve olabildiğince geniş bantta performans gösteren tümleşik anten çözümlerine ihtiyaç duymaktadır[1]. Uygulama alanı çok geniş olan antenler için son yıllarda çok sayıda çalışmanın yer aldığı bir araştırma alanı oluşmuştur[2].

Çok çeşitli anten tipleri içinde dairesel polarizasyonla çalışan antenler, polarizasyon uyumsuzluğunu azaltmaları ve çok yol sönümlemesine karşı gösterdikleri başarılı performans nedeni ile en çok tercih edilen anten çeşitlerindendirler[2]. Dairesel polarizasyonla çalışan anten kullanımı ile verici ve alıcı antenler arasında yönelim uyumluluğunu düzenleme ihtiyacı ortadan kalkmaktadır[1]. Bu nedenlerle dairesel polarizasyonla çalışan anten tasarımı, kablosuz haberleşme pazarında uygulamada tercih edilen tasarım çeşitleri olmaktadır.



Şekil 1.1: Frekans Bandında Farklı Kablosuz Haberleşme Teknolojilerinin Gösterimi[3]. (Birimler GHz cinsinden verilmiştir.)

Anten tasarımında son on yıllık süreç göz önüne alındığında, kablosuz haberleşme cihazlarının çeşitliliğinin ve sunduğu servislerin artmasına paralel olarak pek çok kablosuz haberleşme standartı oluşturulmuştur. Analog ve dijital hücresel tabanlı mobil haberleşme sistemlerine ek olarak, geniş bantta servis veren 3G ve Ultrawideband teknolojileri, kablosuz LAN teknolojisi ve Bluetooth teknolojisi ortaya çıkan teknolojilerdir[3]. Servis ve teknoloji çeşitliliği ihtiyacına cevap veren anten tasarımları gün geçtikçe önem kazanmaktadır. Şekil 1.1'de frekans bandında farklı kablosuz haberleşme teknolojileri gösterilmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında, dairesel polarizasyonda çalışan kare slot anten tasarımı sunulmaktadır. Tasarlanan antenin düşük maliyetli, küçük boyutlu ve geniş bir frekans bandına uyumlu olması, dairesel polarizasyon uyumluluğu sağlanan frekans bantlarında empedans uyumluluğu da sağlaması hedeflenmektedir. Bununla birlikte, tasarlanan antenin kabul edilebilir anten kazancı sağlaması ve verimliliğinin yüksek olması, ışıma paterninin omnidirectional tipine yakın olması da hedeflenen diğer özelliklerdir.

Anten tasarımında daha önce bu amaçlarla tasarlanan ve empedans uyumluluğu ve dairesel polarizasyon performansları açısından iyi sonuç veren tasarımlardaki yapılardan yararlanarak yeni bir geometri oluşturularak tasarım gerçekleştirilmiştir.

1.2 Tez Organizasyonu

Tezin birinci bölümünde tezin amacı ve tez organizasyonu ile kablosuz haberleşme teknolojileri temel yapısı ile tanıtılacaktır.

İkinci kısımda ise temel anten parametreleri ve özellikleri verilerek temel seviyede anten teorisi bilgileri verilecektir.

Üçüncü bölümde, mikroşerit yama antenler parametrik özellikleri, avantajları, dezavantajları, besleme yapıları, temel çalışma prensipleri ve uygulama alanları ile birlikte anlatılacaktır.

Dördüncü kısımda, dairesel polarizasyon ile çalışan mikroşerit antenler hakkında bilgiler verilecektir. Dairesel polarizasyon yapısı ve bu konudaki tekniklere yer verilecektir.

Tez çalışmasının beşinci kısmında tasarımı yapılan antenin tasarım amacına, antenin tasarım geometrisine, benzetim kısmında yapılan çalışmalara değinilecektir. Bunun ardından, benzetim tekniklerinin uygulandığı ortam olan HFSS programı temel özellikleri ile özetlenecek ve HFSS programının kullandığı temel algoritma olan Sonlu Elemanlar Yöntemi anlatılacaktır.

Altıncı bölümde, benzetim ve ölçüm sonuçlarına yer verilecektir. Anten performansı, benzetim ortamı ve laboratuar ortamında yapılan analiz sonuçları doğrultusunda değerlendirilecektir.

Çalışmanın yedinci bölümünde, çalışmanın sonuçları ve gelişim için gelecekte yapılabilecek çözüm önerilerine değinilecektir.

1.3 Kablosuz Haberleşme Sistemlerine Genel Bakış

Kablosuz haberleşme sistemleri, mobil iletişimi mümkün kılması ve yüksek veri hızlarında haberleşmeyi desteklemesi nedeniyle popülerliğini her geçen gün arttırmaktadır. Bununla birlikte yüksek hızlı veri iletişimini destekleyen mobil cihazların artması ve kullanıcı sayısının da artması günümüzde kablosuz haberleşme teknolojilerini vazgeçilmez kılmaktadır.

Mobil haberleşmede kullanıcı sayısının artmasına paralel olarak mevcut frekans kaynaklarını etkili biçimde kullanmak önem kazanmaktadır. Bu amaca hizmet eden frekans kaynaklarının yeniden kullanılabilmesine olanak sağlayan ve düşük güçte vericiler kullanan hücresel yapı mobil iletişimde temel yapıyı oluşturmaktadır.

Mobil iletişim teknolojileri nesil kavramıyla sınıflandırılmaktadır. Birinci nesil 1G olarak adlandırılmaktadır. İlk olarak 1970'li yılların başlarında Bell Labaratuvarlarında Mobil haberleşme servisleri çalışmaları yapılmıştır. 1980'li yıllarda AMPS (Advanced Mobile Phone Service – Gelişmiş Mobil Telefon Hizmeti), NMT (Nordic Mobile Telephone) ve TACS (Total Access Communications System – Bütünsel Erişimli Haberleşme Sistemi) 1G

teknolojilerinde ortaya atılan teknolojiler olmuştur. 1G sistemlerinde radyo sinyalleri analog ‘tur.

2G olarak adlandırılan ikinci nesil haberleşme sistemleri analog yerine sayısal radyo sinyalleşmesini mümkün kılmıştır. İkinci nesil teknolojiler kullandıkları çoğullama tekniğine göre, TDMA (Time Division Multiple Access – Zaman Bölmeli Çoklu Erişim) ve CDMA (Code Division Multiple Access – Kod Bölmeli Çoklu Erişim) tabanlı standartlar olmak üzere iki ana kategoride incelenirler. TDMA tabanlı teknolojiler, GSM (Global System for Mobile Communications – Mobil İletişim İçin Evrensel Sistem), D-AMPS (Digital AMPS) ve PDC (Personal Digital Cellular) standartlarıdır. CDMA tabanlı teknoloji ise IS-95 (Interim Standard-95) standartıdır. Bu standartlar içinde halen yoğun şekilde dünya genelinde kullanılan GSM standartı ön plana çıkmaktadır.

2.5G olarak da adlandırılan GPRS (General Packet Radio Services – Genel Paket Telsiz Hizmetleri), HSCSD (High-Speed Circuit-Switched Data – Yüksek Hızlı Devre Anahtarlamalı Veri) ve EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution – Küresel Evrim İçin Geliştirilmiş Veri Hızları) teknolojileri 2G’nin sunduğu dijital ses iletişimine ilaveten veri iletişim hızlarının artmasını sağlamışlardır.

3G teknolojisi ise WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access – Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim) olarak da adlandırılan UMTS ve CDMA-2000 standartlarından oluşmaktadır.

Günümüzde 4G teknolojisi olarak sunulan LTE teknolojisi ile birlikte data aktarım hızları da gelişmeye devam etmektedir.

Analog ve dijital hücresel tabanlı mobil haberleşme sistemlerine ek olarak, geniş bantta servis veren 3G ve Ultrawideband teknolojileri, kablosuz LAN teknolojisi ve Bluetooth teknolojisi de ortaya çıkan ve frekans spekrumunda bant tahsis edilen diğer teknolojilerdir.

2 TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ VE ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde anten tasarımı yaparken temel oluşturacak anten parametreleri anlatılmaktadır. Bu konuda anlatılacak kavramlar tanımlama ve formülleri içerecek şekilde verilmektedir. Anlatım sırasında kavramlar bütünlük içerisinde ve özetle açıklanmaktadır.

Bu bölümde anlatılanlar, anten tasarımı sırasında işleyişi daha iyi anlamak adına iyi bir temel oluşturacaktır. Bu özellikler ve tanımlamalar anlaşıldığında tasarlanan antenin performansını yorumlamak daha kolaylaşacaktır.

Temel anten parametreleri başlığı altında ışıma örüntüsü, yönelticilik, kazanç, polarizasyon, verimlilik, yarım güç huzme genişliği, empedans band genişliği ve eksenel oran band genişliği kavramları anlatılacaktır. Tüm bu kavramlar, tasarlanan antenin gösterdiği karakteristik özellikler ve sonucunda amaca uygun gerekli iyileştirme çalışmalarının yorumlanması açısından önem taşımaktadır. Bu kısımda 2.1-2.5 bölümleri arası ve 2.7 bölümlerinde verilen formüller [4] numaralı referanstan alınmıştır.

2.1 Işıma Örüntüsü

Anten tasarımında ışıma örüntüsü en temel kavramlardan birisidir. Uygulamalara göre antenin sergilediği ışıma örüntüsünün farklı şekillerde olması istenebilmektedir. İzotropik, yönsüz (omnidirectional) ve yönlü (directional) olmak üzere temelde 3 sınıf ışıma örüntüsü bulunmaktadır. Örneğin kablosuz haberleşme (WİFİ) uygulamaları ve hücresel haberleşme uygulamalarında antenden yayılan gücün eşit dağılması özelliğini sağlayan yönsüz (omnidirectional) yapılar tercih edilir. Buna karşın, uydu haberleşmesinde ise yayılan gücün belli bir yönde toplanmasını destekleyen yönlü (directional) anten yapıları tercih edilir.

Işıma örüntüsü kavramı IEEE anten terimleri standardında[1] şu şekilde tanımlanmaktadır:

“Uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak antenin ışıma özelliklerinin matematiksel bir fonksiyonu veya grafiksel bir gösterimidir. Çoğu durumda, ışıma örüntüsü uzak alan bölgesinde yönlü koordinatların bir fonksiyonları olarak belirlenir. Işıma özellikleri, güç akış yoğunluğu, ışıma yoğunluğu, alan gücü ve polarizasyonu içermektedir.”

Işıma örüntüsü iki ya da üç boyutlu olarak gösterilebilmektedir. Üç boyutlu ışıma örüntüsü gösteriminde küresel koordinatlar kullanılmaktadır. Küresel koordinat gösteriminde, x-y düzlemi yatay düzlem (azimuth düzlemi) olarak (Θ=90 ve Φ değişken); x-z düzlemi ise dikey düzlem (elevasyon düzlemi) (Θ değişken ve Φ=0) olarak adlandırılır.

2.2 Yönelticilik

Yönelticilik parametresi de anten için önemli bir diğer parametredir. Yönelticilik, bir antenin ışıma örüntüsünün ne kadar yönlü olduğunu gösteren bir ölçüm olarak gösterilebilir. IEEE anten terimleri standardında[1] antende yönelticilik kavramı şu şekilde tanımlanmaktadır: “Antenden verilen belirli bir yönde yapılan ışıma şidetinin tüm yönlere yapılan ortalama ışıma şiddetine oranıdır. Ortalama ışıma şiddeti, anten tarafından yayılan toplam gücün 4π’ye bölünmesine eşittir.”

Yönelticilik kavramını daha açık anlayabilmek için ışıma güç yoğunluğu, ışıma şiddeti tanımlamalarına ihtiyaç duyulmaktadır. Ortalama ışıma güç yoğunluğu şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$S_{ort} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[E \times H^{*}\right]\left(W/m^{2}\right) \tag{2.1}$$

Toplam ışınan gücün hesaplanmasında, kapalı bir yüzey içerisinde toplam alanı bulmak için ortalama gücün yüzeyin normali doğrultusundaki bileşeninin yüzey boyunca integralinin alınması gerekmektedir. Toplam ışınan güç şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$P_{ışıma} = P_{ort} = \frac{1}{2}\iint_{S}\mathrm{Re}\left(\vec{E}\times\vec{H}^{*}\right)ds = \iint_{S} S_{ışıma}ds \tag{2.2}$$

Işıma şiddeti, IEEE anten terimleri standartlarında [1] “Birim katı açı başına antenden yayılan güç” olarak tanımlanmaktadır. Işıma şiddeti ortalama ışıma

yoğunluğunun uzaklığın karesi ile çarpılması ile elde edilir ve denklem 2. 3 ile şu şekilde verilebilmektedir:

$$U = r^2 S_{ışıma} \tag{2.3}$$

Bu noktada steradyan tanımlamasını yapmak faydalı olacaktır. Bir steradyan şu şekilde tanımlanmaktadır: "r yarıçaplı bir kürenin yüzeyi üzerindeki kürenin yarıçapının karesi büyüklüğünde alanı görmesi için kürenin merkezinden bakıldığında taranan birim katı açıya bir steradyan denir."

Bu tanımlamalar verildikten sonra, toplam ışınan güç $P_{ışıma}$, ışıma şiddetinin 4π steradyanlık katı açıda integralinin hesaplanması ile bulunmaktadır. Hesaplamalar, aşağıda verilen iki denklemde ifade edilmektedir:

$$P_{ışıma} = \oiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} U \sin\theta d\theta d\psi \tag{2.4}$$

$$P_{ışıma} = \oiint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} d\Omega = 4\pi U_0 \tag{2.5}$$

Yukarıdaki denklemlerde ifade edilen $d\Omega$ küpün katı açı integrantı olmakla birlikte birimi steradyan'dır. 4π steradyan değeri, $d\Omega$'nün bir küre yüzeyinde integralinin alınması ile elde edilmektedir.

Yönelticilik tanımlanması için gerekli kavramlar anlatılmıştır. Bu kavramlardan yararlanılarak yönelticilik tanımlaması aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ışıma}} \tag{2.6}$$

Yönelticilik, boyutsuz bir büyüklüktür. Yönelticilik daha basit bir tanımlama ile açıklanmak istenirse, verilen bir yönde izotropik olmayan bir kaynağın ışıma şiddetinin izotropik bir kaynağın ışıma şiddetine oranı olarak anlatılabilir.

2.3 Verimlilik

Antende verimlilik kavramı antenin giriş terminallerindeki ve yapısı içindeki kayıpları dikkate almaktadır. Toplam anten verimi şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$e_0 = e_r e_c e_d \tag{2.7}$$

Burada e_0 toplam verimliliği, e_r yansıma verimliliğini, e_c iletim verimliliğini ve e_d dielektrik verimliliği ifade etmektedir.

Yansıma verimliliği doğrudan Γ yansıma katsayısı(S11 parametresi) ile ilgilidir. Yansıma verimi denklem 2.8 ile ifade edilmektedir:

$$e_{yansıma} = \left(1 - |\Gamma|^2\right) \tag{2.8}$$

Burada e_c ve e_d terimlerinin hesaplanması genellikle çok zor olduğundan daha çok ölçümlerle elde edilmektedir. Ölçümlerde bile bu iki terimin ayrıştırılması çok kolay olmadığından literatürde ışıma verimi daha uygun bir kavram olarak ifade edilmektedir. Işıma verimi, ışınan gücün $P_{ışıma}$ antenin giriş terminakindeki güce oranı olarak ifade edilmektedir. Işıma verimi aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır:

$$e_{ışıma} = \frac{P_{ışıma}}{P_{gelen}} = e_c e_d \tag{2.9}$$

Pratik uygulamalarda toplam verim değeri e_0 değerinin 60%-90% aralığı mertebesinde olması makuldur. Bu değerlerin altında verimlilik sağlayan uygulamalarda antende kullanılan dielektrik malzeme kayıplarının yüksek olması ve antenin iç yapısındaki kayıplar etkili olmaktadır.

2.4 Kazanç

Anten kazancı, doğrudan yönelticilikle ilişkili olsa da hem verimlilik hem de yönelticilik unsurlarını içinde barındıran bir kavramdır. IEEE Anten terimleri standartında[1], antenin mutlak kazancı şu şekilde tanımlanmaktadır: "belirli bir yöndeki ışıma şiddetinin, anten tarafından yayılan gücün izotropik bir kaynaktan sağlanması durumundaki ışıma şiddetine oranıdır." Bu tanımlamadan hareketle anten kazancı denklem 2.10 ile hesaplanmaktadır.

$$G = e_{ışıma} D = 4\pi \frac{U(\theta,\psi)}{P_{gelen}} \tag{2.10}$$

Görüldüğü gibi anten kazancı formülü verimlilik formülünü de içermektedir. IEEE anten terimleri standartında[1] anten kazancı kavramı, empedans

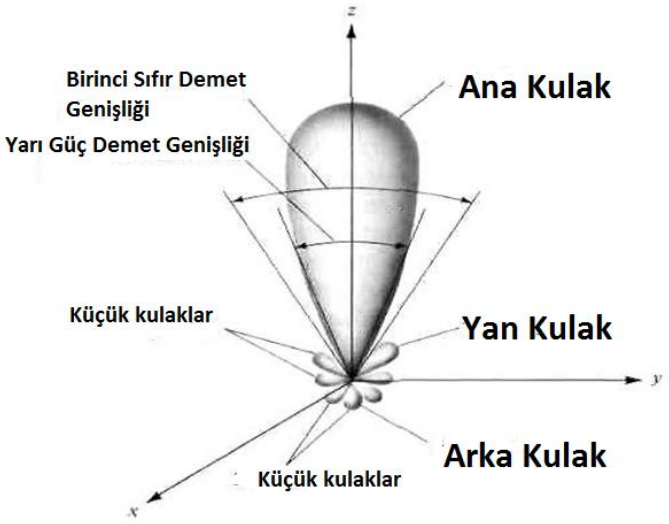
uyumsuzluklarından ve polarizasyon uyumsuzluklarından kaynaklanan kayıp terimlerini içermemektedir.

Birçok durumda göreceli anten kazancı kavramı ile karşılaşılmaktadır. Göreceli kazanç ise belirlenen bir yönde güç kazancının aynı yönde referans olarak seçilen antenin kullanılmasına oranı olarak tanımlanmaktadır. Burada, antenlerdeki giriş güçleri eşit olmalıdır.

Anten kazancının kullanılacak uygulamaya göre farklı değerlerde olması uygulamada istenmektedir. Uydu haberleşmesi gibi uygulamalarda yüksek kazançlı antenlere ihtiyaç duyulurken, mobil haberleşmede 2G/3G teknolojisi bina içi kapsama çözümlerinde anten kazancı düşük antenler tercih edilmelidir. Özetle, anten kazancının uygulamaya ve ihtiyaçlara göre seçildiği gözden kaçırılmamalıdır.

2.5 Yarı Güç Huzme Genişliği

Yarı güç huzme genişliği, açısal bir büyüklüktür. IEEE anten terimleri standartına göre[1] yarı güç huzme genişliği şu şekilde tanımlanmaktadır: "Maksimum huzme yönünü içeren bir düzlemde, ışıma şiddetinin huzmedeki maksimum değerinin yarısına düştüğü(3 dB) iki doğrultu arası açıdır." Şekil 2.1'de yarı güç huzme genişliği gösterilmektedir(Half Power Beamwidth)



Şekil 2.1: Yöneltici bir antene ait Işıma Paterni'nde yarı güç huzme genişliği.[4]

2.6 Polarizasyon

Belirlenen bir yönde antenin polarizasyonu şu şekilde tanımlanmaktadır: "Anten tarafından üretilen dalgaların polarizasyonu: "Yön belirlenmemişse, polarizasyon maksimum kazanç yönünde alınmaktadır." [1] Bu bölümde yer alan formüller,[5] numaralı referans'dan alınmıştır.

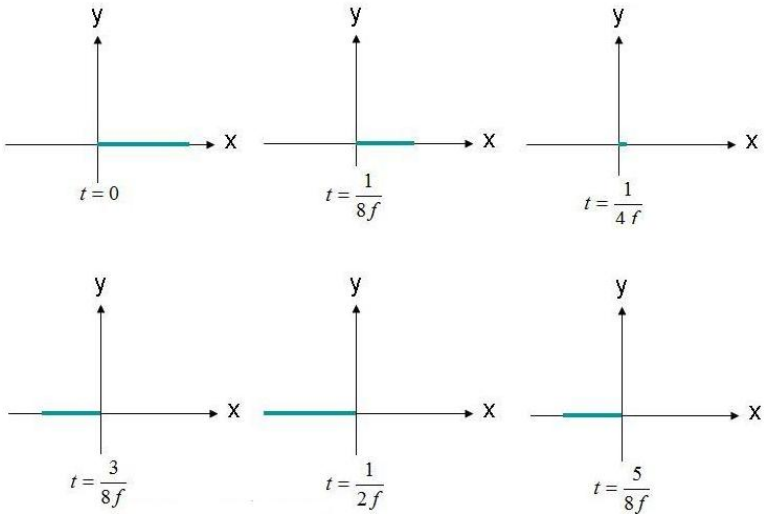
2.6.1 Doğrusal Polarizasyon

Doğrusal polarizasyon, düzlemsel elektromanyetik bir dalganın polarizasyonu anlatılarak açıklanacaktır. Düzlemsel bir elektromanyetik dalganın tek bir yönde ilerleyecek şekilde düşünülsün. Bu durumda, elektrik alan ve manyetik alan büyüklükleri birbirine ve düzlemsel dalganın ilerleme yönüne diktir.

Örneğin 2.11 denklemi ile belirtilen elektrik alana sahip tek frekanslı bir dalga düşünülsün. Burada, dalga ilerleme yönü +z,elektrik alan yönü +x, manyetik alan yönü +y yönünde olmaktadır.

$$E=\cos(2\pi f(t-\frac{z}{c}))\,\vec{x} \qquad (2.11)$$

2.11 denkleminde $\vec{x}$, x yönündeki birim vektörü göstermektedir. Polarizasyon tanımı gereği yayılan dalgaların anlık elektrik alan vektörünün takip edilmesi ile bulunmaktadır.



Şekil 2.2: Doğrusal Polarizasyon'a sahip dalganın değişik zamanlardaki genlik değerleri[5].

Örnek olarak, elektrik alanın x,y,z=(0, 0, 0) noktasında 2.11 denklemi ile tanımlanan dalganın zamanın fonksiyonu olarak gözlemlendiği düşünülsün. Değişik zamanlarda bu dalganın genlikleri şekil 2.2'de gösterilmektedir

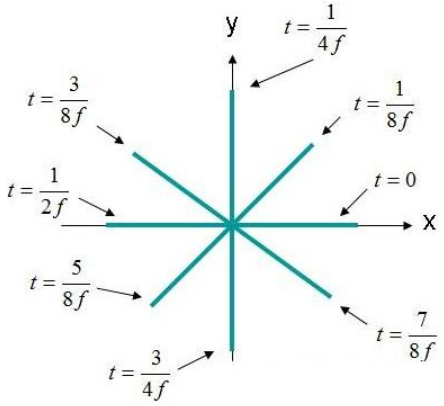
Orijin noktasından gözlem yapıldığında elektriksel alan genliklerinin doğrusal bir doğrultuda (x ekseni doğrultusu) değiştiği görülmektedir. Bu şekilde anlık elektriksel alanlar, bir doğru üzerinde gözlemlendiğinden bu alanın doğrusal polarizasyona sahip olduğu söylenebilir.

2.6.2 Dairesel Polarizasyon

Bir diğer temel polarizasyon çeşidi dairesel polarizasyondur. Doğrusal polarizasyon anlatımında olduğu gibi bu kez düzlemsel bir dalganın 2.12 denklemi ile verildiği düşünülsün.

$$E=\cos\left(2\pi f(z-\frac{t}{c})\right)\vec{x}+\sin\left(2\pi f(z-\frac{t}{c})\right)\vec{y} \qquad (2.12)$$

Bu durumda x ve y bileşenleri arasında 90 derecelik faz farkı bulunmaktadır. x,y,z=(0,0,0) noktasında 2.12 denklemi ile tanımlanan dalganın zamanın fonksiyonu olarak gözlemlendiği düşünülsün. Değişik zamanlarda elektrik alan büyüklükleri şekil 2. 3' deki gibi gözlemlenmektedir:



Şekil 2.3: Dairesel Polarizasyon'a sahip dalganın değişik zamanlardaki genlik değerleri[5].

Şekil 2.3'te elektrik alan genliklerinin bir daire içerisinde döndükleri gözlemlenmektedir. Bu nedenle, 2.12 denklemi ile verilen dalganın dairesel polarizasyona sahip olduğu söylenebilir.

Dairesel polarizasyonun sağlanması için elektrik alan vektörünün bazı özellikleri sağlaması gerekmektedir. Elektrik alan vektörü birbirine dik, eşit büyüklükte ve aralarında 90 derece faz farkı bulunan iki bileşen içermelidir.

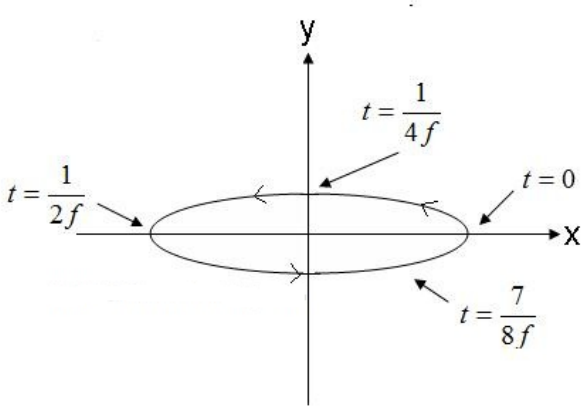
Elektrik alan vektörü, gözlemlendiği noktada ilerleyen zaman değerlerinde saat yönünün tersi yönde genlik değerleri alıyorsa sağ el dairesel polarizasyon; saat yönünde genlik değerleri alıyorsa ise sol el dairesel polarizasyona sahiptir denir.

2.6.3 Eliptik Polarizasyon

Elektrik alan vektörü birbirine dik iki bileşenden oluşuyorsa ve bu bileşenlerin farklı genlikte ise elektriksel alanın farklı zaman anlarında belirlenen bir noktada gözlemlenmesi eliptik bir polarizasyon oluşturacaktır. İlerleme yönü +z olan ve 2.12 denklemindeki gibi bir elektrik alana sahip bir dalga düşünülsün:

$$E=\cos\left(2\pi f(z-\frac{t}{c})\right)\vec{x}+0.3\sin\left(2\pi f(z-\frac{t}{c})\right)\vec{y} \qquad (2.13)$$

x,y,z=(0,0,0) noktasında 2.13 denklemi ile tanımlanan dalganın zamanın fonksiyonu olarak gözlemlendiğinde, şekil 2.4 eğrisindeki gibi elektrik alan genliklerinin eliptik bir düzlemde döndükleri görülmektedir.

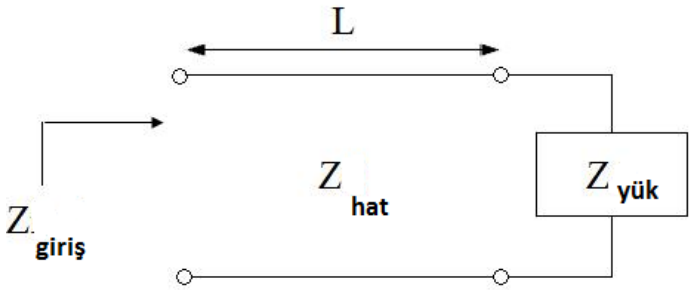


Şekil 2.4: Eliptik Polarizasyon'a sahip dalganın değişik zamanlardaki genlik değerleri[5].

2.7 Empedans Band Genişliği

Bir iletim hattında empedans uydurma, bir kaynağın çıkış gücünü yükün giriş empedansına eşit tutmakla mümkündür. Böylece, güç transferi maksimum olacak şekilde gerçekleşir ve yükten geri yansımalar minimuma indirgenir. Bir antenin

empedans bant genişiliği ise antenin girişi ile empedans uyumunu istenilen kriterlerde sağlayan bir göstergedir. Anten uygulamalarında tercih edilen yöntem, iletim hattında yansımlardan oluşan kaybın 10%'dan az olması kriterinin belirlenmesidir. Bu kritere uyan frekans bantları empedans band genişliğini oluşturmaktadır. Yansıma kaybının 10%'dan az olması gerilim duran dalga oranı ve geri dönüş kaybı terimlerine doğrudan bağlıdır. Bu ilişki bu kısımda anlatılacaktır.



Şekil 2.5: Temel Gösterimde Antenin İletim Hattı Modeli[7]

Konuya yansıma katsayısı Γ'nun nasıl hesaplandığı ile başlamak isabetli olacaktır.

Şekil 2.5'te belirtilen iletim hattında hattın sonunda yükten yansıyan dalga V_0^-'nin V_0^+'ya oranı denklem 2.14'te görülmektedir:

$$\Gamma = \frac{V_{0^-}}{V_{0^+}} = \frac{Z_{yük} - Z_{hat}}{Z_{yük} + Z_{hat}} \tag{2.14}$$

Burada Z_{hat} iletim hattı empedansını, $Z_{yük}$ ise yük empedansını göstermektedir. Yansıma katsayısı S11 olarak da adlandırılmaktadır. Yansıma katsayısının farklı değerlerine göre literatürde farklı tanımlamalar bulunmaktadır. Γ=0 mükemmel bir empedans uyumunu gösterir. Γ=1 açık devre; Γ=-1 kısa devre durumu olarak adlandırılır. Yansıma kaybının 10%'dan az olması için Γ=0.3162 değerinden küçük veya eşit olmalıdır.

İletim hattının diğer iki karakteristiği voltaj ve akım denklemlerini de burada vermek faydakı olacaktır. β büyüklüğü 2π/λ'yı göstermek üzere, denklem 2.15 ve denklem 2.16'da belirtilmektedir:

$$V(z) = V_{0^+} e^{-j\beta z} + V_{0^-} e^{j\beta z} = V_{0^+}\left(e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}\right) \tag{2.15}$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0}\left(V_{0^+} e^{-j\beta z} - V_{0^-} e^{j\beta z}\right) = \frac{V_{0^+}}{Z_0}\left(e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}\right) \tag{2.16}$$

Anten için empedans uyumluluğundan söz ederken antenden yansıyan güç önemli bir kavramdır. Ortalama gelen güç, 2.17 denklemi ile verilmektedir.

$$P_{ort} = \frac{|V_{0^+}|^2}{2Z_0} \tag{2.17}$$

Yansıyan güç ise gelen güç teriminin $|\Gamma|^2$ ile çarpılması ile aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$P_{yansıyanort} = -|\Gamma|^2 \frac{|V_{0^+}|^2}{2Z_0} \tag{2.18}$$

Bu iki güç teriminin toplanması ile yüke aktarılan ortalama net güç hesaplanmış olur.

$$P_{ort} = \left[1-|\Gamma|^2\right] \frac{|V_{0^+}|^2}{2Z_0} \tag{2.19}$$

VSWR gerilim duran dalga oranı da yansıma katsayısına bağlı olarak denklem 2.20 ile bulunmaktadır:

$$VSWR = \frac{V_{\text{maksimum}}}{V_{\text{minimum}}} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{2.20}$$

İyi bir empedans uyumluluğu için VSWR≤2 olması tasarım kriteri olarak kabul edilmektedir.

Yansıma katsayısı ile ifade edilen bir diğer büyüklük de geri dönüş kaybıdır. Geri dönüş kaybı denklem 2.21 ile hesaplanmaktadır:

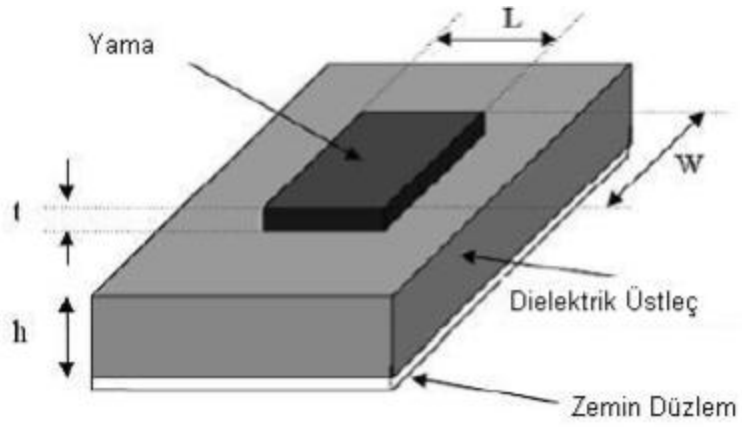
$$GeriDönüşKaybı = -10\log|S_{11}|^2 = -20\log(\Gamma) \tag{2.21}$$

İyi bir empedans uyumluluğunu sağlamak için geri dönüş kaybının 10 dB'den büyük olması istenir.

3 MİKROŞERİT YAMA ANTENLER

3.1 Giriş

Mikroşerit anten gerçeklemesi ilk olarak 1953 yılında Deschamps tarafından yapılmıştır. Bununla birlikte, mikroşerit anten patenti 1955 yılında Gutton ve Baissinot tarafından alınmıştır. Bu tarihten itibaren bir süre mikroşerit antenler akademik ortamda araştırılmaya devam edilmiş ve ticari olarak bir ürün geliştirilmemiştir. 1969 yılında Denlinger, dikdörtgen ve dairesel mikroşerit çınlayıcının etkin bir şekilde ışıma yapabileceğini göstermiş ve üstleç kalınlığının artması ile ışınan gücün giriş gücüne oranının arttırılabileceğini ortaya koymuştur. Mikroşerit antenler, 1970'li yılların başlarında roketler ve füzeler gibi uzay uygulamalarında ticari olarak yer bulmuştur.1980'li yıllara gelindiğinde, mikroşerit antenler pek çok araştırmada hızlı yayılım göstermiş ve "IEEE Transactions on Antennas and Propogation" dergisinde özel konu olmuştur. Aynı zamanda 1980'li yıllarda pratik olarak mikroşerit anten tasarımları ve fabrikasyonları çok yaygınlaşmıştır[6]. Günümüzde de bu konuda pek çok çalışma yapılmakta ve pek çok pratik ürün tasarımı yapılmaktadır. Bu kısımda verilen denklemler [5] numaralı referanstan alınmıştır.



Şekil 3.1: Geleneksel Mikroşerit Dikdörtgen Yama Anten Yapısı[6]

Mikroşerit yama anten temelde bir dielektrik üstleç üzerine metal yama yapılması ve üstleçin alt kısmında da iletken metal bir taban düzleminden oluşmaktadır. İletken metal genelde bakır, gümüş veya altın olabilmektedir. Yama uzunluğu L, yama genişliği W, yama kalınlığı t, dielektrik üstleç yüksekliği h ile şekil 3.1'de gösterilmektedir. Zemin düzlem kalınlığı ve yama kalınlığı pratikte çok kritik önemde değildir ve çok ince olması istenmektedir[5].

Parametrik olarak inceleyecek olursak, h yüksekliğinin dalga boyundan (λ) çok küçük olması istenmektedir, ancak 0.05 λ değerinden çok daha küçük olması istenmemektedir. L uzunluğu merkez frekansın oluşmasında etkilidir:

$$L \approx \frac{c}{2 f_c \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1}{2 f_c \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0}} \tag{3.1}$$

Mikroşerit antenlerde dielektrik üstleç olarak kullanılan alümina, kuartz gibi yalıtkan malzemeler $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12$ arasında dielektrik sabiti değerleri almaktadır. Dielektrik sabiti, genişlik ve yükseklik ile band genişliği arasındaki ilişki eşitlik 3.2'de görülmektedir:

$$BW \propto \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^{\,2}} \frac{W}{L} h \tag{3.2}$$

W parametresi ise giriş empedansının kontrol edilmesi bakımından önemlidir. Daha geniş W değerleri band genişliğinin artmasını sağlamaktadır[5]. W parametresi eşitlik 3.3 ile analitik olarak bulunabilmektedir:

$$W = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{c}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \tag{3.3}$$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \qquad \frac{w}{h} \prec 1 \tag{3.4}$$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \right] \qquad \frac{w}{h} \geq 1 \tag{3.5}$$

Efektif dielektrik sabiti parametresi ise W parametresinin h parametresine oranına göre denklem 3.4 ve 3.5'te görüldüğü üzere iki farklı şekilde ifade edilmektedir.

Efektif dielektrik katsayısı, açık hava dielektrik sabitine göre eşitsizlik 3.6'yı sağlaması beklenen bir durumdur.

$$1 \leq \varepsilon_{reff} \leq \varepsilon_r \tag{3.6}$$

Denklem 3.6 eşitsizliği sağlandığında L_{eff} büyüklüğü eşitlik 3.7 ile belirlenir.

$$L_{eff} = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{3.7}$$

L_{eff} 'in yanı sıra kayıplar ve yalıtkan madde etkileri saçak kenar faktörü Δ_L oluşumuna neden olur.

$$\Delta_L = h * 0.412 \frac{\left(\varepsilon reff + 0.3\right)\left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon reff - 0.258\right)\left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \tag{3.8}$$

İletken yapı esas uzunluğu eşitlik 3.9'da gösterildiği üzere bulunmaktadır.

$$L = Leff - 2 * \Delta L \tag{3.9}$$

Mikroşerit antenlerde yama şekli rastgele bir şekil olabilmektedir. Bununla birlikte, pratik tasarımlarda dikdörtgen, daire, eşkenar üçgen temel yapılar olarak dikkat çekmektedir[5].

3.2 Mikroşerit Antenlerin Avantajları ve Dezavantajları

3.2.1 Avantajlar

Mikroşerit antenlerin temel avantajları şunlardır:

- Baskı devre tekniği ile kolayca ve ucuz biçimde üretilebilmeleri
- Düzlemsel olmaları ve eğimli yüzeylerde de uyumlu biçimde kullanılabilmeleri
- Titreşim ve darbelere dayanıklı olmaları
- Farklı polarizasyon tiplerini desteklemeleri (Dairesel, doğrusal, eliptik vb.)

- Geniş bir aralıkta kazanç ve ışıma alternatifleri sunmaları (2.5-10 dBi aralığında)
- Diğer devre elemanları ile tümleşik olarak çalışabilmeleri
- Anten kalınlıklarının az olması
- Çoklu frekans uygulamalarını destekleyecek şekilde tasarlanabilmeleri
- Düşük radar kesit alanı sunmaları[6,8].

3.2.2 Dezavantajlar

Mikroşerit antenlerin temel dezvantajları şunlardır:

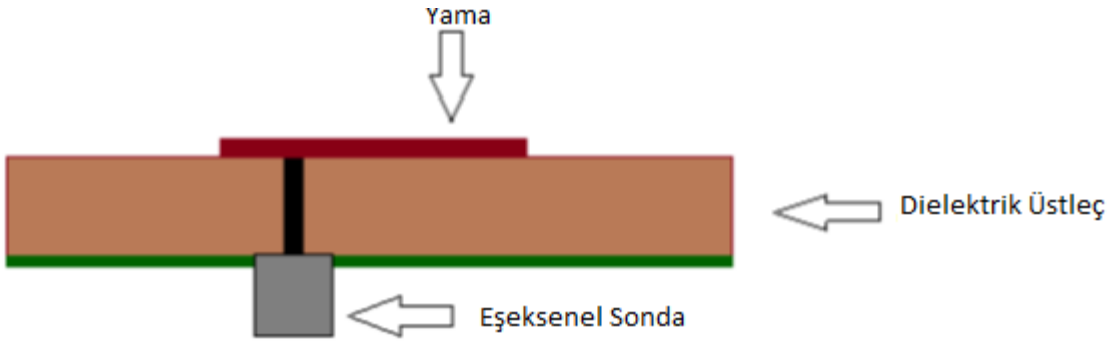
- Dar bant genişliği sunmaları (5%). Bant genişliği arttırma teknikleri ile 50%'ye kadar oransal band genişliği başarılmıştır.
- Işıma yapan yama ve taban düzlemi arasındaki aralık çok küçük olduğundan düşük güçte çalışmaktadırlar.
- Dielektrik malzeme ve iletim kayıplarının yüksek olması ve sonucunda anten verimliliğinin düşük olması
- Sıcaklık ve neme karşı duyarlı olmaları[6,8].

3.3 Mikroşerit Antenlerin Besleme Yapıları

Besleme yapıları için literatürde birçok metod bulunmaktadır. Bu bölümde temel olarak kullanılan 4 adet besleme yöntemi anlatılacaktır.

3.3.1 Eşeksenel Sonda Besleme

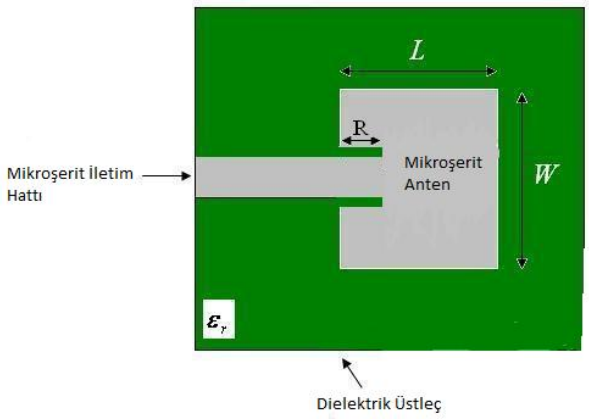
En yaygın olarak kullanılan besleme yöntemlerinden biridir.



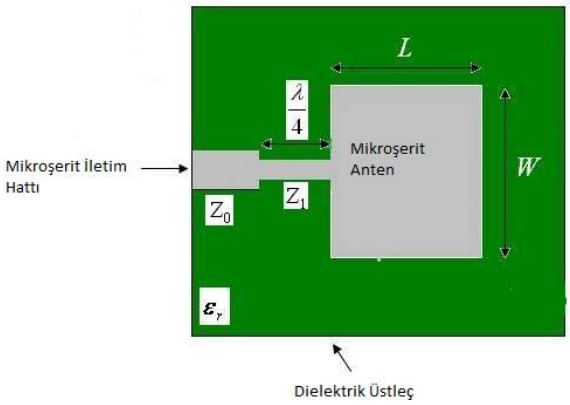
Şekil 3.2 : Eşeksenel Sonda BeslemeYapısı[5]

Eşeksenel sondanın karakteristik empedansı genellikle 50 Ohm'dur. Yama antenin giriş empedansı besleme lokasyonuna bağlı olarak değişiklik gösterebilmektedir. Bu nedenle empedans uyumluluğunun sağlanabilmesi için sondanın yeri yama üzerinde uygun noktada seçilmelidir[5]. Şekil 3.2'de görüldüğü üzere eşeksenel sondanın iç iletkeni dielektrik üstleç boyunca ilerlemekte, dış iletken ise taban düzlemi ile temas etmektedir.

3.3.2 Mikroşerit Hat Besleme



Şekil 3.3: Mikroşerit Hat BeslemeYapısı(Gömme Besleme)[5]



Şekil 3.4: Mikroşerit Hat BeslemeYapısı(Çeyrek Dalga Dönüştürücü Besleme)[5]

Mikroşerit Hat besleme Şekil 3.3'te görüldüğü üzere doğrudan mikroşerit antene bağlanabilmektedir. Yamanın uç kısmında genellikle empedans değeri 50 Ohm'dan çok büyüktür(örneğin 200 Ohm). Bu nedenle empedans uyumsuzluğundan kaçınmak için Şekil 3.4'de yer alan çeyrek dalga dönüştürücüler kullanılmaktadır. Böylece, büyük giriş empedansları 50 Ohm'luk hat ile uyumlu hale gelmektedir[5].

Şekil 3.3'te gösterilen gömme besleme yapısı kullanıldığında giriş empedans değeri şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$Z_{in}(R) = \cos^2\left(\frac{\pi R}{L}\right) Z_{in}(0) \tag{3.10}$$

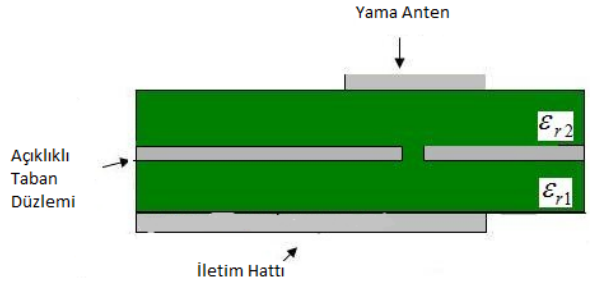
Burada $Z_{in}(0)$ beslemenin mikroşerit antenin uç kısmından yapılması durumundaki empedansı ifade etmektedir. Bu yöntem giriş empedans değerine istenen değere uydurmak için kullanılmaktadır[5].

Şekil 3.4'te gösterilen çeyrek dalga dönüştürücü besleme modeli kullanıldığında giriş empedansının(Z_{in}) iletim hattı empedansına(Z_0) eşit yapılması amaçlanmaktadır. Anten empedansı Z_A, çeyrek dalga dönüştürücüsü Z_1 ile ifade edilmektedir. Z_1 parametresi büyüklüğü çeyrek dalga dönüştürücü iletim hattının genişliği ile ters orantılı olarak değişmektedir. Çeyrek dalga dönüştürücü hattın başlangıcından görülen giriş empedansı denklem 3.11'de ifade edilmektedir.

$$Z_{in} = Z_0 = \frac{Z_1^{\,2}}{Z_A} \tag{3.11}$$

3.3.3 Açıklık Bağlaşımlı Besleme

Bu yöntemde, iletim hattı taban düzleminin bir ucunda bulunarak, iletken ve üzerinde açıklığa sahip bir düzlemle taban düzleminin diğer ucunda bulunan yama antenden ayrılmaktadır. Üst tarafta bulunan dilektrik üstleç elektriksel geçirgenliği düşük bir malzemeden yapılabilmektedir. Bu durumda, gevşek bağlı Fringing alanları üretimi sağlanarak daha iyi bir ışınım sağlanmaktadır. Alt tarafta bulunan dielektrik üstleçin ise elektriksel geçirgenliği yüksek bir malzemeden yapılması durumunda sıkı bağlaşımlı alanlar üretilerek istenmeyen ışınımlar önlenebilmektedir[5,8].



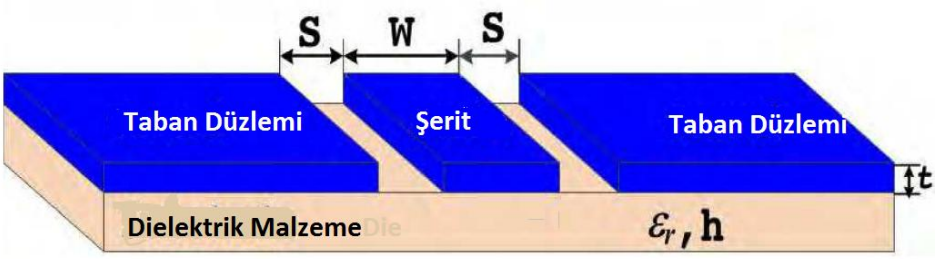
Şekil 3.5: Açıklık Bağlaşımlı Besleme[5]

Açıklıklı bağlaşımlı besleme, lehim bağlantısı ve iletim hattı ışımasından kaynaklanan yama antende oluşan ışınım girişimlerini önlemek için kullanılabilmektedir. Kalın bir dielektirk üstleç tabakası kullanıldığında eşeksenel sonda besleme yapısına oranla 10% oranından büyük band genişliği sağlamaktadır[5,8].

Bu yöntemin dezavantajları ise üretim sırasında oluşan karmaşıklığın artışı ve orta kısımda bulunan slot yapısının yarattığı geri ışınımın oluşması olarak sıralanabilir[5,8].

3.3.4 Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu Besleme

Eş düzlemsel dalga kılavuzu besleme yapısı, mikrodalga sinyalleri iletmek için düzlemsel iletim yapısının kullanıldığı şerit tipi bir iletim hattıdır. Yapı, en az bir adet ince kalınlıkta iletken bir şerit ve iletken taban düzlemlerinden oluşmaktadır[9].



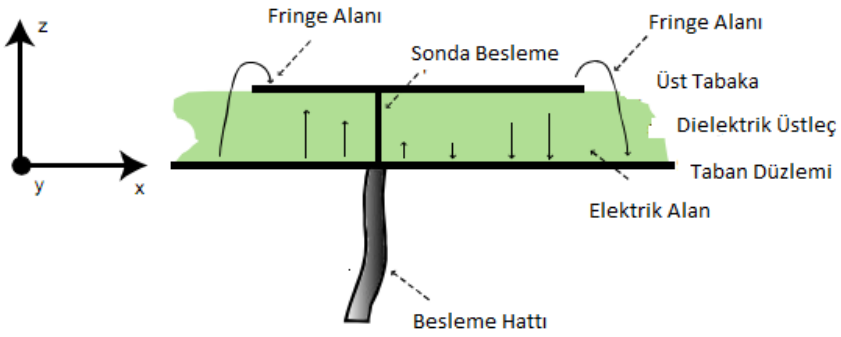
Şekil 3.6: Eşdüzlemsel Dalga Kılavuzu Besleme Yapısı[9].

Şekil 3.6'da görüldüğü üzere, eşdüzlemsel dalga kılavuzu yapısı dielektrik bir malzemenin üzerine yerleştirilmiş orta kısımda bulunan metalik bir şerit ile etrafında iki adet dar boşluk yapıları ve aynı yüzeyde paralel olarak uzanan taban düzlemlerinden oluşmaktadır. Dıştaki iki adet iletken yapının taban düzlemi parçalarından oluştuğu, üç adet iletken dikdörtgensel parçanın bir araya geldiği besleme tipi eş düzlemsel dalga kılavuzu olarak düşünülebilir[9].

Eş düzlemsel dalga kılavuzu tipi besleme yapısı, sadece tek bir metalik katman yapısında beslemenin sağlanması, geniş bantta çalışmayı desteklemesi, aktif cihazlarla kolayca uyumlu olarak çalışabilmesi, iki ayarlama hattı arasında karşılıklı küçük kuplaj etkisi oluşturması nedeni ile avantajlı bir yapıdır[10].

3.4 Mikroşerit Antenlerin Temel Çalışma Prensipleri

Bu kısımda mikroşerit antenelerin temel çalışma prensipleri ve ışımaya yol açan nedenler anlatılacaktır. Şekil 3.7'de eşeksenel sonda beslemeli mikro şerit anten yapısı yer almaktadır.



Şekil 3.7 :Eşeksenel Sonda Beslemeli Mikroşerit Anten Yapısı[5].

Şekil 3.7 üzerinde temel modda elektrik alanın nasıl oluşacağı da gösterilmektedir. Elektriksel alan yama üzerinde merkez noktasında 0 değerini almakta, bir uçta maksimum (pozitif) diğer uçta ise minimum (negatif) değerleri almaktadır. Uygulanan sinyalin anlık fazına göre minimum ve maksimum uç sürekli olarak değişmektedir. Buna göre elektrik alan çizgileri Şekil 3.7'de gösterildiği üzere oluşmaktadır.

Elektrik alan vektörleri mikroşerit anten çevresinde Şekil 3.7'de gösterildiği üzere bir miktar genişleme şeklinde oluşmaktadır. Antenin uç kenarlarındaki bu alan uzantıları Fringe Alanı olarak bilinmektedir ve iki ucunda bulunan alanlar eş fazda toplanarak yama antenin ışınım yapmasını sağlamaktadırlar[5,11].

3.5 Mikroşerit Anten Uygulamaları

Mikroşerit antenler, çok geniş bir uygulama alanına sahiptirler. Bu alanlar arasında Küresel Konumlandırma Sistemi (GPS: GlobalPositioning System), Zigbee, Bluetooth, Wimax, Wifi uygulamaları,802.11a,b,g yer almaktadır. En popüler mikroşerit anten dikdörtgen şeklinde olan modellerdir[6].

GPS uygulamalarına baktığımızda son dönemlerde araç takibi, gemilerin takip edilmesi, araç trafik seyir uygulamaları, mobil iletişimde konum sorgulama faaliyetleri gibi çok sayıda mikroşerit antenlerin kullanıldığı uygulama göze çarpmaktadır[6].

Kablosuz ağ uygulamalarında da kayda değer pek çok uygulamada mikroşerit antenler kullanılmaktadır. Kablosuz veri bağlantıları IEEE 802.11 a,b,g standartlarını kullanmaktadır.

802.11b ve 802.11g standartları lisanssız 2.4 Ghz 'lik bandı kullanmakta,802.11a standardı ise lisanssız 5 Ghz'lik bir bandı kullanmaktadır[6].

Bunun dışında, depo kayıt sistemleri ve marketler vb. yerlerde kullanılan RF id sistemlerinde de Mikroşerit antenler kullanılmaktadır. Bu amaçla kullanılan antenlerin tümyönlü ışıma göstermeleri beklenmektedir[6].

WIMAX teknolojisi uygulamaları da tümyönlü ışıma gösterebilen mikroşerit antenler için bir diğer uygulama alanıdır. 2.3,2.5,3.5 ve 5.8 GHz merkez frekanslı bandlar Wimax uygulamalarında popüler bantlardır[6].

GSM ve UMTS gibi mobil iletişim uygulamalarında da mikroşerit antenlerden yararlanılmaktadır[6].

4 DAİRESEL POLARİZASYONDA ÇALIŞAN YAMA ANTENLER

4.1 Dairesel Polarizasyon

Dairesel polarizasyon kavramı, 2.6.2 bölümünde detaylı olarak anlatılmıştır. Denklem 2.12'de belirtildiği üzere, elektrik alan vektörü birbirine dik, eşit büyüklükte ve aralarında 90 derece faz farkı bulunan iki bileşen içermelidir.

Dairesel polarizasyon, çoklu yol iletimi ya da yansıma ve kırılmalardan dolayı gelen dalga yönünün kesin olarak tespit edilemediği durumlarda lineer polarizasyon yerine dairesel polarizasyon kullanımı çok daha güvenilir olmaktadır[8].

Radar uygulamaları, uydu haberleşmesi ve uzay araçlarında kullanılan haberleşme sistemlerinde dairesel polarizasyon, doğrusal polarizasyona tercih edilmektedir. İletim ortamında dalga yayılımını etkileyecek ve iletim ortamında homojen dağılımlı olmayan değişen etkilere karşı dairesel polarizasyon tercih edilmektedir[8].

4.2 Eksenel Oran, Eksenel Oran Bant Genişliği, Çapraz Polarizasyon

Denklem 4.1'de belirtildiği üzere eliptik polarizasyona sahip bir dalga denklemi düşünülsün.

$$\mathrm{E}=\mathrm{A}\cos\left(2\pi \mathrm{f}(\mathrm{z}-\frac{\mathrm{t}}{\mathrm{c}})\right)\vec{x}+B\sin\left(2\pi f(z-\frac{t}{c})\right)\vec{y} \tag{4.1}$$

Eliptik polarizasyona sahip bir dalga için eksenel oran ifadesi denklem 4.2'de tanımlanmaktadır.

$$EksenelOran = AxialRatio(AR) = B/A \tag{4.2}$$

Saf dairesel polarizasyona sahip bir dalgada eksenel oran değeri 1 olmaktadır. Bundan dolayı, eksenel oran dalganın dairesel polarizasyon saflığını ölçen bir

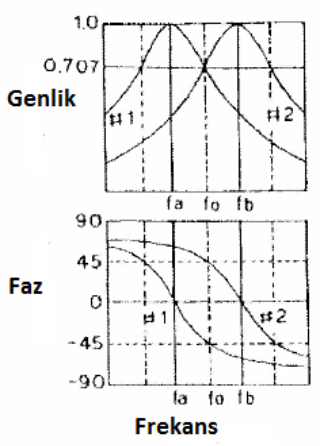
parametre olarak düşünülebilir. Mükemmel dairesel polarizasyon, bir anten için sadece özel bir frekans olan f_0 frekansında sağlanabilmektedir. Eksenel oran, f_0 frekansından sapma oldukça birim değerden farklı değerler alacaktır. Eksenel oran değerinin belirlenen özel değerden (genellikle 3 dB) küçük olduğu frekans bandı aralığı eksenel oran bant genişliği olarak tanımlanmaktadır. Bazı uygulamalarda 3 dB'den küçük değerler de kriter olarak seçilebilmektedir. Eksenel oran bant genişliğinin sağlandığı bölgede antenin kullanışlı olabilmesi için, aynı bölgede empedans bant genişliğinin de istenen değerleri (-10 dB'den küçük olması) sağlaması gerekmektedir [8].

Genellikle, dairesel polarizasyon antenin bir dönüş yönünde ışıma yapması beklenmektedir. Bu durum polarizasyon eş-polarizasyon (co-polarization) olarak adlandırılmaktadır. Eğer, diğer dönüş yönünde bir bileşen de içerirse, bu bileşen çapraz polarizasyon (cross-polarization) olarak adlandırılmaktadır. Örneğin eş-polarizasyon sol el ise, çapraz polarizasyon sağ el olmaktadır. Bu durumun tersi de geçerlidir. Çapraz polarizyon seviyesi denklem 4.3'te belirtildiği şekilde hesaplanmaktadır[8].

$$\frac{|E_L|}{|E_R|} or \frac{|E_R|}{|E_L|} \tag{4.3}$$

4.3 Dairesel Polarizasyonlu Mikroşerit Anten Tasarımı

Dairesel polarizasyona sahip bir anten tasarımı için, elektrik alan vektörünün 2 adet birbirine dik, eşit büyüklükte ve 90 derece faz farkına sahip vektör oluşumuna ihtiyaç bulunmaktadır. Şekil 4.1'de dik modda bulunan elektrik alan vektörü bileşenlerinin genlik ve faz durumları gösterilmektedir. Bu iki modun rezonans frekansları f_a ve f_b olarak görülmektedir. Aşağı yukarı f_a ve f_b'nin orta kısmında yer alan f_0 frekansında, iki modun genlikleri eşit fazları arasındaki fark ise 90 derece olmaktadır. Bu durum, f_0 frekansında mükemmel dairesel polarizasyon görüldüğünü ve frekans olarak f_0'dan uzaklaşıldıkça eliptik polarizasyonun oluştuğu sonucu ortaya çıkmaktadır[8].



Şekil 4.1: Dik Modda Bulunan Elektrik Alan Vektörü Bileşenlerinin Genlik ve Faz Durumları[8].

Dairesel polarizasyonlu dikdörtgen mikroşerit anten tasarımında, temelde 3 adet yöntem yaygın olarak ortaya atılmıştır. Bunlar, tekil beslemeli, dual beslemeli ve dizisel döndürülmüş beslemeli tipleridir[6,8].

4.3.1 Tekil Beslemeli Dairesel Polarizasyonlu Yama Antenler

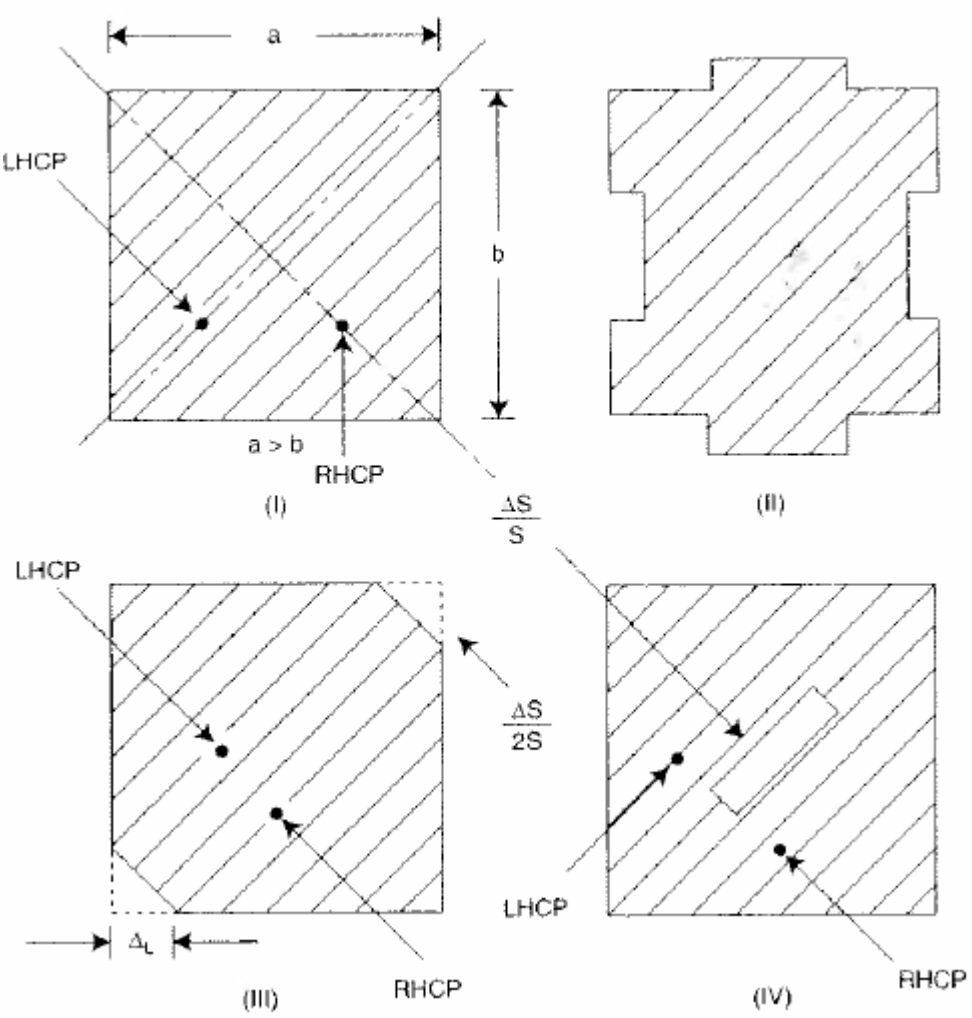
Tek besleme noktası kullanılarak tasarlanan dikdörtgensel yama anten için temelde 4 adet yaklaşım bulunmaktadır. Şekil 4.2'de bu yapılara ait örnekler görülmektedir.

Bu yapılardan (I) numaralı gösterimde, en boy oranı a/b öyle seçilmelidir ki TM_{01} ve TM_{10} modları dairesel polarizasyon özelliğini sağlayacak şekilde belirli bir frekansta oluşabilmelidir. İki dik mod, bağımsız olarak ışıma yaparak uzak alanda dairesel polarizasyonlu dalga üretmektedir.

(I) no'lu gösterimde a/b en boy oranının belirlenmesi kritik konudur. En boy oranının belirlenmesinde, anten tasarımında transmisyon hat modeli ile birlikte kullanılan ve doğruluk oranı daha yüksek bir modelleme sunan Cavity Model yaklaşımındaki toplam kalite faktörü tanımı kullanılacaktır. Toplam kalite faktörü denklem 4.4'te verilmektedir.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_{sw}} \tag{4.4}$$

Denklem 4.4 ifadesinde Q_T toplam kalite faktörünü, Q_d dielektrik kaybını, Q_c kondüktör kaybını, Q_r ışıma(radiation) kaybını ve Q_{sw} ise yüzey dalga kaybı (surface wave loss) terimlerini ifade etmektedir.



Şekil 4.2: Dairesel Polarizasyonlu Yama Anten Oluşturma Yapıları[6]

(I)numaralı yapıda en boy oranı ise denklem 4.5' deki şekilde hesaplanmaktadır.

$$\frac{a}{b} = 1 + \frac{1}{Q_T} \tag{4.5}$$

Denklem 4. 5'te Q_T terimi yamanın altında bulunan oyuk (cavity) yapısına ait kalite faktörünü ifade etmektedir. Son durumda a uzunluğu ve b uzunluğu karesel yapının biraz bozulması ile denklem 4.6'da belirtildiği üzere oluşturulmaktadır.

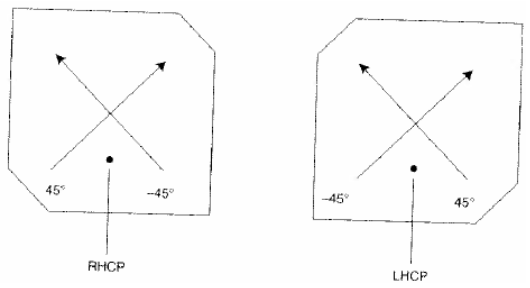
$$a = a' + \Delta_L$$
$$b = a' - \Delta_L \tag{4.6}$$

Denklem 4.6'da belirtilen Δ_L ise 4.5 ve 4.6 denklemlerinin ortak çözümünden denklem 4.7'de gösterildiği şekilde hesaplanmaktadır.

$$\Delta_L = \frac{a'}{2Q_0 + 1} \tag{4.7}$$

İkinci yapıda(II) anlatılan durumda ise iki adet dikdörtgensel şerit ve iki adet dikdörtgensel çentik kullanılarak dairesel polarizasyon yapısı oluşturulmaktadır. Bir ya da birden çok şerit ve çentik uygun şekilde kullanılarak dairesel polarizasyon yapısı üretilebilmektedir.

Üçüncü yapıda gösterilen durumda ise birer çift köşenin karşılıklı köşelerden kesilmesi yöntemi ile dairesel polarizasyon yapısının üretilmesi ele alınmaktadır. Şekil 4.2'de belirtildiği üzere besleme noktası sabitken sağ üst ve sol alt köşelerden kesme işlemi yapıldığında bir rotasyon yününde; sol üst ve sağ alt köşeden kesim yapıldığında ise diğer rotasyon yününde dairesel polarizasyon oluşmaktadır. Şekil 4.3'te bu durum gösterilmektedir.



Şekil 4.3: Çapraz Köşelerden Kesme İşlemi Yapıldığında Farklı Rotasyon Yönlerinde Dairesel Polarizasyon Oluşumu[6]

Dairesel polarizasyon yapısında Şekil 4.2'de belirtilen (III) numaralı yapıda dairesel polarizasyon yapısının oluşturulması için kesilmesi gereken toplam alan ΔS ile ve köşeler kesilmeden önce kare yamaya ait alan S ile gösterilsin. Kesilmemiş antene ait kalite faktörü Q_0 ile gösterilmek üzere denklem 4.8 ifadesi geçerlidir.

$$\frac{\Delta_S}{S} = \frac{1}{2Q_0} \tag{4.8}$$

Her bir köşeden kesilecek alan 4.8 formülündeki ifadenin yarısına (ΔS/2S'e) eşittir. Bu durumda Şekil 4.2'de belirtilen ΔL uzunluğu denklem 4.9'daki şekilde hesaplanmaktadır.

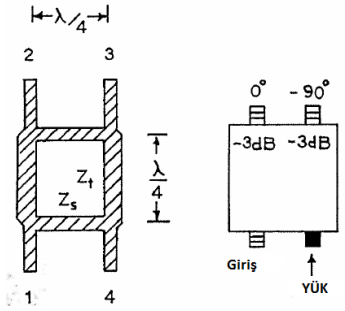
$$\Delta_L = \frac{a'}{\sqrt{Q_0}} \tag{4.9}$$

Son olarak , (IV) numaralı yapıda köşegen doğrultusunda bir slot kesimi yapılarak dairesel polarizasyon mekanizması oluşturabileceği ele alınmaktadır. Slot alanı ise III numaralı yapıda açıklandığı üzere ΔS/S değerine eşit olacak şekilde tasarım ilkesi olarak seçilmelidir[6,8].

Anlatılanlara ek olarak, U slot yapısı ve L şeklinde sonda besleme hattı yapısı kullanılarak geniş bantta dairesel polarizasyonda yayın yapan bir anten tasarımı mümkün olmaktadır[8].

4.3.2 Dual Beslemeli Dairesel Polarizasyonlu Yama Antenler

Dual beslemeli dairesel polarizasyonlu yama anten yapılarında iki noktadan besleme gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4.4: 90 Derecelik Yan Çizgi Hibrit Yapısı[6].

Şekil 4.4'te 90 derecelik yan çizgi hibrit yapısı gösterilmektedir. Kare şeklinde bir mikroşerit anten yapısında TM_{01} ve TM_{10} modları aynı rezonans frekansa sahip olmaktadır ve birbirlerine diktirler. Herbir mod bağımsız olarak yançizgi hibrit yapısı ile beslenmekte ve dairesel polarizasyon yapısı sağlanmaktadır. Şekil 4.4'te gösterilen yapıda anten RHCP (Sağ El Dairesel Polarizasyonu) ile beslenirse, LHCP (Sol El Dairesel Polarizasyonu) eşleşmiş bir yük ile sonlandırılır. Ve polarizasyon açısından tersi durum da söz konusudur[6].

5 ANTEN TASARIMI VE BENZETİMİ

5.1 Ansoft HFSS Yazılımı

Ansoft şirketi tarafından üretilen Yüksek Frekans Yapı Benzetimcisi HFSS (High Frequency Structure Sımulator) 1990 yılı Şubat ayında ticari olarak tanıtılmıştır. HFSS, üç boyutlu hacimsel pasif cihazların yüksek performans tam dalga elektromanyetik alan benzetimini Microsoft Windows grafik kullanıcı ara yüzü ile sunan bir benzetim programıdır.

HFSS programı, Sonlu Elemanlar Yöntemini temel alarak hesaplamalarını yapmaktadır. HFSS programının temel kullanım alanları arasında Anten tasarımı, konnektör tasarımı, filtre tasarımı, dalga kılavuzu yapılarının tasarımı ve baskı devre kart modellemesi yer almaktadır.

HFSS kullanıcı arayüzünü kullanarak pek çok analiz yapılabilir. Arayüz kullanıcının kolayca kullabileceği şekilde tasarlanmıştır. Menü çubuğu, araç çubukları, hiyerarşik ağaç yapısının bulunduğu proje yöneticisi, 3 boyutlu model penceresi, mesaj yöneticisi, özellik penceresi ve ilerleme penceresi, durum çubuğu ve çalışılan koordinat sistemine göre koordinatları gösteren bir pencere ara yüzü oluşturan temel yapılardır.

Yüksek Frekans Yapı Simülatörü ile tasarlanan geometrinin yaratacağı elektrik alan, manyetik alan, akımlar, temel elektromanyetik parametre değerleri, S parametreleri ve uzak ve yakın alan tahminleri hesaplanabilmektedir.

Programın anten tasarımcıları için getirdiği en büyük fayda, antenin bastırılıp laboratuar ölçümleri yapılmasından önce benzetim ortamında test edilebilmesidir. Böylece, iyileştirme çalışmalarının yapılabilmesi benzetim ortamında mümkün olabilmektedir. Ayrıca, bu konuda literatürde yer alan pek çok çalışmada

görülebileceği üzere benzetim sonuçları ve gerçekleme sonuçları birbirine oldukça yakın çıkmaktadır. Bu nedenle programın saygınlığı ve popülerliği artmaktadır.

5.2 Sonlu Elemanlar Yöntemi

Sonlu elemanlar yöntemi, ilk olarak karmaşık esneklik ve inşaat mühendisliğindeki yapısal analiz ve havacılık mühendisliği uygulamalarında uygulanmaya başlanmıştır. 1940'lı yıllarda Courant tarafından elektromanyetik problem çözümü için de uygulanmaya başlanmıştır[12]. Yöntemin Matematiksel esasları Strang ve Fix'in 1973 yılında basılan "An Analysis of the Finite Element Method kitabında açıklanmıştır[7]. Analitik çözümün mümkün olmadığı yerlerde numerik çözüm yöntemi uygulanmaktadır. Sonlu elemanlar yöntemi de numerik bir çözüm sunmaktadır.

Yöntem, kısmi diferansiyel denklemler ve integral denklemlerinin ve özellikle düzensiz sınır koşulları ve homojen dağılmayan malzeme özellikleri içeren problemlerde yaklaşık çözüm ortaya koymaktadır[7].

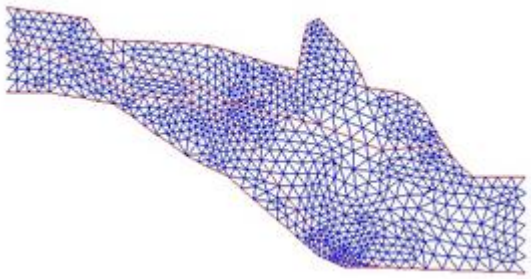
Sonlu Elemanlar Yöntemi'nde uygulanan temel yaklaşım problemi küçük parçalara ayırarak basite indirgemektir. Sonlu Elemanlar Yöntemi 4 adımda uygulanabilir:

1. Çözüm bölgesinin sonlu elemanlara ayrıştırılacak şekilde bölünmesi (Genellikle üçgensel elemanlara bölünmesi)

2.Her bir sonlu eleman için alan ya da gerilim denklemlerinin oluşturulması

3.Tüm sonlu eleman alan denklemlerinin bir araya getirilerek birleştirilmesi

4.Sonuçta ortaya çıkan yapının denklemlerinin çözülmesi[7]



Şekil 5.1: Sonlu Elemanlar Yöntemi Üçgensel Bölgeler

Şekil 5.1'de sonlu elemanlar yönteminde oluşturulan üçgensel bölgeler gösterilmektedir. Temel şekil birbirine bağlı çok sayıda sonlu eleman adı verilen bölgelerden oluşmaktadır. Her bir bölge düğüm noktası adı verilen noktalarla birleştirilir. Elektromanyetik enerjiyi minimum yapan çözümü bulmak için düğüm noktalarındaki büyüklükler hesaplanır ve bunun için birçok denklem oluşturulur. Bu denklemler için bilgisayar programı ihtiyacı bulunmaktadır.

HFSS programı, hesaplamaları yaparken Sonlu Elemanlar Yöntemi'nden faydalanmaktadır. Girilecek bir yapının benzetimi için yapının geometrik olarak malzeme özelliklerine dikkat edilerek oluşturulması, çalışma frekansının tanımlanması, sınır koşullarının tanımlanması, besleme yapılarının belirlenmesi ve istenen amaca uygun çözüm şeklinin tespit edilmesi gerekmektedir. HFSS, karmaşık yapıda geometrilerin birleştirilmesine de imkan sağlamaktadır.

5.3 Tasarımın Amacı ve Literatürde Yer Alan Çalışmalar

Tez çalışmasında amaç, dairesel polarizasyonu destekleyen bir kare slot anten tasarımı gerçekleştirmektir. Tasarlanan antenin istenen çalışma bandında iyi bir empedans uyumluluğu göstermesi, empedans uyumluluğu olan frekans bantlarında dairesel polarizasyonu da büyük ölçüde desteklemesi, verimliliğinin, kazancının ve ışıma paterninin istenen kabul edilebilir derece iyi olması hedeflenmektedir. Antenin aynı zamanda kompakt boyutlara sahip olması da istenmektedir. Bu nedenle 40x40x0.8 mm^3 boyutu başlangıçta belirlenmiştir. Baskı sırasında ise 40x40x1 mm^3

boyutta bir yapı bastırılmıştır. Aynı zamanda eş düzlemsel dalga kılavuzu tipi beslemenin olması tercih edilmiştir.

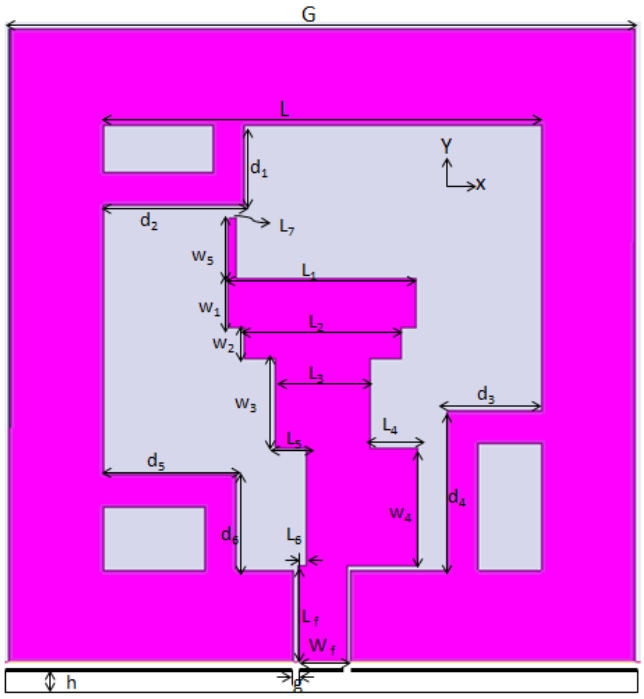
Tasarlanacak antenin IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz ve ek bant olan 5.725-5.825 GHz) ve HiperLAN2 (5.47-5.725) kablosuz ağ standartlarını destekleyecek şekilde çalışması hedeflenmektedir.

Literatürde dairesel polarizasyon ile çalışan çok sayıda çalışma bulunmaktadır. Yama yapısı ve besleme yapısında farklı tekniklerin kullanıldığı görülmektedir. Tez çalışmasında eş düzlemsel dalga kılavuzu tipinde besleme yapısı bulunan ve dairesel polarizasyonu destekleyen yapılar yapılar ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu kaynaklardan [2] yapısında, iki adet T ve bir adet F şeklinde şeritlerin bulunduğu bir yapı önerilmektedir. Diğer yandan, [13] ve [14] yapılarında farklı köşelerde 3 adet çevrilmiş L şeklinde şeritler kullanılmaktadır. [15] yapısında dual monopol bir anten tanıtılmaktadır. [16] numaralı çalışmada içinde bulunan akım dolaşımlarının dairesel polarizasyonu destekleyecek şekilde oluştuğu 2 adet spiral şeklinde slot yapısı önerilmektedir. Bir diğer araştırılan yapıda [17] ve [18] yapılarında olduğu üzere, 2 adet L şeklinde şerit çapraz şekilde köşelere yerleştirilmiştir. Ayrıca [18] yapısında yıldırım şeklinde besleme yolu önerilmiştir. Uzatılmış besleme yoluna dik olarak yerleştirilen T şeklinde metalik şerit yapısından [19] çalışmasında yararlanılmaktadır. Çatal şeklinde besleme hattına sahip ve yapısında çeşitli dikdörtgensel girinti ve çıkıntıların bulunduğu [20] yapısı ortaya konan bir diğer farklı çalışmadır. Anlatılanlara ilaveten, [21] yapısında 2 adet E şeklinde şerit, [22] yapısında besleme yolunun sol tarafa doğru kaydığı asimetrik yapıda kare slot yapıları da araştırılan diğer yapılardır. Literatürde incelenen [10] çalışmasında çapraz şekilde şeritlerin bulunduğu bir yapı, [23] çalışmasında kare slotun köşegeni boyunca uzanan genişletilmiş L şeriti şeklinde besleme hattına sahip bir yapı ortaya konmuştur. Diğer taraftan eşdüzlemsel dalga kılavuzu beslemeye sahip, besleme hattının farklı geometrilerle uzatılmasıyla oluşmuş çevrilmiş L şeklinde şeritlerin dairesel polarizasyon tekniği olarak kullanıldığı yapılar yer almaktadır[24,25].

Bir önceki paragrafta anlatılan kare slot anten tasarımları dışında [26] çalışmasında altıgen şeklinde slot yapısında 2 adet L şeklinde şeridin yer aldığı ve genişletilmiş L şeklinde besleme hattı yapısında bir tasarım önerilmektedir.

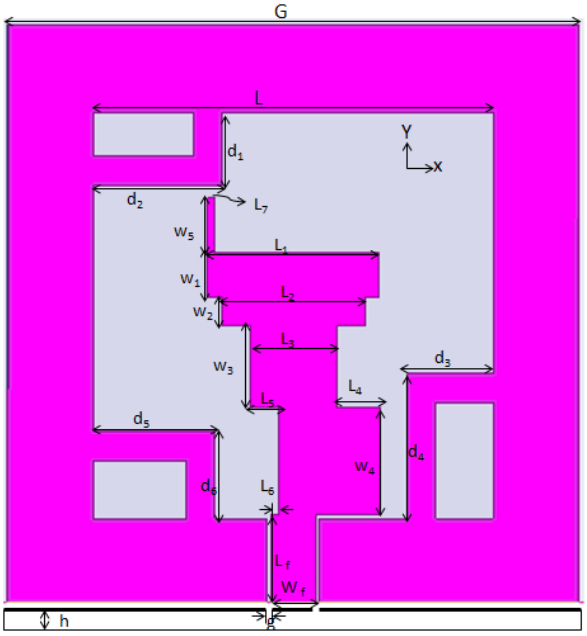
5.4 Anten Yapısı ve Benzetimi

Bu çalışmada önerilen anten, tek metalik yüzeye sahip kare slot anten yapısındadır. Benzetim aşamasında FR4 dielektrik malzeme kalınlığı olan h parametresinin 0.8 mm ve 1 mm değerleri olmak üzere iki farklı değeri için analiz yapılmışır. Antenin bastırılması aşamasında h=0.8 mm kalınlığında FR4 dielektrik malzemesi bulunamadığından, tasarım çalışması h=1 mm için tekrarlanmış ve anten bu şekilde bastırılmıştır. Şekil 5.2 ve 5.3'te anten geometrileri verilmektedir.



Şekil 5.2: Uygulama-1 için Önerilen Anten Geometrisi(Birimler mm cinsindendir.)

G=40, L=28, L_1=12, L_2=10, L_3=6, L_4=3.1, L_5=2, L_6=0.55, L_7=0.5, L_f=6.3, W_1=3, W_2=2, W_3=5.6, W_4=7.4, W_5=3.8, W_f=3.1, d_1=5, d_2=9, d_3=6, d_4=10, d_5=8.5, d_6=6, g=0.3,h=0.8



Şekil 5.3: Uygulama-2 için Önerilen Anten Geometrisi(Birimler mm cinsindendir)

G=40, L=28, L_1=12, L_2=10, L_3=6, L_4=3.1, L_5=2, L_6=0.55, L_7=0.5, L_f=6.3, W_1=3, W_2=2, W_3=5.6, W_4=7.4, W_5=3.8, W_f=3.1, d_1=5, d_2=9, d_3=6, d_4=10, d_5=8.5, d_6=6, g=0.3,h=1.0

Anten, taban düzlemi olarak G uzunluğunda bir kare, eş düzlemsel dalga kılavuzu tipi besleme yapısı, merdiven şeklinde genişleyen bir besleme hattı uzantısı, ince bir ayarlama şeridi ve 3 adet L şeklinde çevrilmiş şeritlerden oluşmaktdadır. Önerilen anten, h=0.8 mm (Uygulama-1) ve h=1 mm kalınlıklarında(Uygulama-2) FR_4 dielektrik malzeme üzerine basılmıştır. FR_4 dielektrik malzemesi, $\varepsilon_{r=}$ 4.4 büyüklüğünde elektriksel geçirgenliğe sahip, tanδ=0.02 teğetlik kaybına sahip bir malzemedir. Taban düzleminde karesel boyutlar G=40 mm olacak şekilde 40x40 mm olacak şekilde seçilmiştir. Anten, eş düzlemsel dalga kılavuzu yapısında 50 Ohm'luk empedans büyüklüğü'ne uyumlu olacak şekilde, W_f=3.1 mm genişliğinde tek bir şerit ve iki yanında g=0.3 mm eşit büyüklükte açıklıklardan oluşan bir yapı ile beslenmektedir. Besleme yolu, standart bir SMA(SubMiniature Version A) bağlaç ile sonlanmaktadır. Tasarımın basitleştirilmesi açısından L şeklinde şeritler başlangıçta 2 mm uzunlukta olacak şekilde seçilmişlerdir. Önerilen anten yapısının HFSS(ver. 13)'de benzetimi yapılmıştır.

Anten tasarımında temelde iki amaç bulunmaktadır. Bunlar VSWR<2 koşulunun sağlandığı empedans bant genişliğini arttırmak ve eksenel oran(dB)<3 koşulunun sağlandığı eksenel oran bant genişliğini arttırmaktır.

Empedans bant genişiliğini arttırmak için, eş düzlemsel dalga kılavuzu besleme hattı yolu, basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları ve ince uzun bir şeritle uzatılmıştır. Şekil 5.2'de görülen (W_1, W_2, W_3, W_4, W_7) parametreleri ve besleme hattının iki yanında bulunan g genişliğinde açıklıklar empedans uyumluluğunun sağlanmasında etkilidir. Ayrıca, farklı köşelerde yer alan 3 adet L şeklindeki şerit, ayrıca istenen daha alçak frekans bantlarında da empedans uyumluluğunun sağlanabilmesinde etkilidir.

Eksenel oran bant genişliği, antenin dairesel polarizasyonu desteklediği frekans bandı bölgesi olarak düşünülebilir. Dairesel polarizasyon mekanizması, farklı köşelerde kullanılan 3 adet L şeklindeki şeritlerle, basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları ve ince uzun bir şeritle bağlantılıdır. Tasarımda besleme yolu uzantısının uç kısmına eklenen W5x L7 boyutundaki ince uzun şerit eksenel oran bant genişliğinin genişletilmesinde son derece etkilidir.

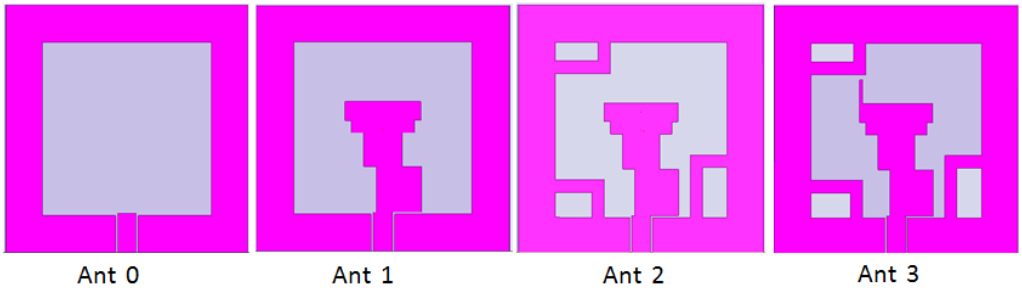
6 BENZETİM VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

Bu kısımda, bir önceki bölümde tanıtılan anten geometrisi tasarım adımları ve tasarlanan antenin HFSS ortamında yapılan benzetim sonuçları ele alınacaktır.

6.1 Benzetim Analizleri ve Tartışma (Uygulama -1)

6.1.1 Tasarım Adımları ve Tasarımın Parametrik Çalışması (Uygulama-1)

HFSS(ver. 13) yazılım ortamında gerçekleştirilen yoğun benzetim çalışmaları sonucunda en iyi performansı gösteren yapı ortaya konmuştur. En son yapıya ulaşırken benzetim sürecinde ara basamaklar oluşturularak farklı yapıların benzetim sonuçlarına etkisi araştırılmıştır. Şekil 6.1'de tasarımda son noktaya gelene kadar incelen 4 adet model yapısı yer almaktadır.



Şekil 6.1: Benzetim Çalışması'nda Geliştirilen Anten Modelleri (Uygulama-1)

	d1	d2	d3	d4	d5	d6	w5	l7
Ant 1	0	0	0	0	0	0	0	0
Ant 2	5	9	6	10	8.5	6	0	0
Ant 3	5	9	6	10	8.5	6	3.8	0.5

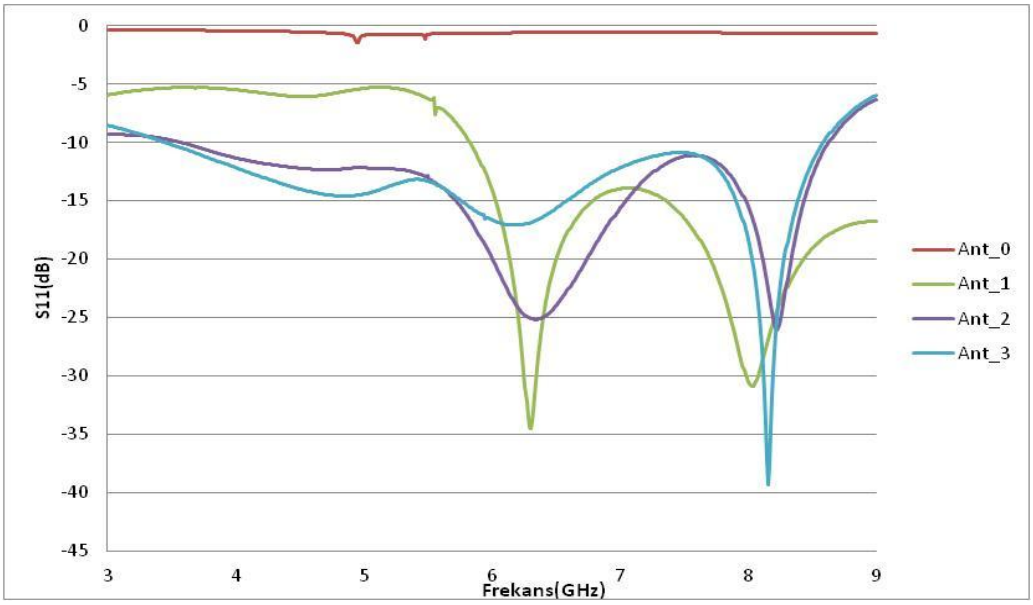
Çizelge 6.1: Geliştirilen Anten Modellerinde Uzunluk Parametreleri (W_f=3.1, g=0.3,h=0.8, G=40, L=28, L_1=12, L_2=10, L_3=6, L_4=3.1, L_5=2, L_6=0.55, W_1=3, W_2=2, W_3=5.6, W_4=7.4 ortak olarak kullanılmıştır)

Şekil 6.1'de görüleceği üzere, Ant 0 yapısında sadece dikdörtgensel bir yama kullanılmıştır. Ant 1 yapısında, Ant 0 yapsına ilaveten basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları besleme hattına eklenmiştir. Ant 2 yapısında ise, 3 adet köşeye L şeklinde farklı büyüklüklerde şeritler eklenmiştir. En son olarak ortaya konan Ant 3 yapısında ise besleme hattına 0.5 mm genişliğinde ve 3.8 mm uzunluğunda ince uzun bir şerit eklenmiştir.

Çizelge 6.1'de ise geliştirilen anten modellerinde yer alan uzunluk parametreleri yer almaktadır. Üç anten modelinde de ortak olan parametreler parantez içinde çizelge açıklamasında belirtilmektedir.

6.1.2 Tasarım Adımları'nda Elde Edilen Benzetim Sonuçları (Uygulama-1)

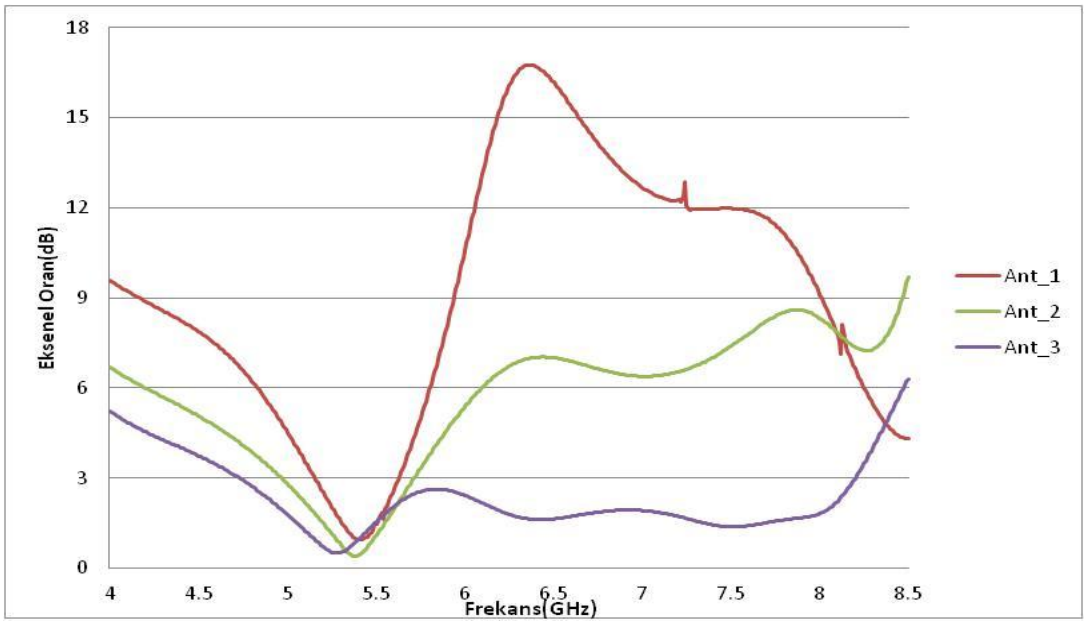
Geliştirilen anten modellerinin karşılaştırmalı benzetim analizleri çalışmada incelenmiştir. Empedans bant genişlikleri, Eksenel oran bant genişlikleri açısından karşılaştırmalı analizler yapılmıştır.



Şekil 6.2: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği Performansları (Uygulama-1)

Empedans bant genişlik performansları şekil 6.2'de gösterilmektedir. S_{11}(dB) büyüklüğünün -10'un altında kadığı bölge empedans uyumluluğunun sağlandığı frekans olarak yorumlanmalıdır.

Eksenel oran bant genişliği (Eksenel Oran< 3 dB) performansları ise şekil 6.3'te gösterilmektedir.



Şekil 6.3: Geliştirilen Anten Modellerinin Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları (Uygulama-1)

Anten(Uygulama-1)	**Empedans Bant Genişliği(S_{11}<-10 dB) [MHz]**	**3dB Eksenel Oran Bant Genişliği [MHz]**
Ant 1	**5830-9000**	**5160-5620**
Ant 2	**3570-8630**	**4970-5710**
Ant3	**3450-8590**	**4730-8200**

Çizelge 6.2: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği ve Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları (Uygulama-1)

Çizelge 6.2'de geliştirilen antenlerin empedans bant genişliği ve 3 dB eksenel oran bant genişliği performansları yer almaktadır.

Empedans bant genişliği performansları açısından değerlendirirsek, sadece dikdörtgen şeklinde bir çerçeve yama yapının kullanıldığı Ant 0 yapısı, S_{11} <-10 dB kriterini sağlamamaktadır. Ant 1 yapısında, besleme iletim hattının basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları ile uzatılması 5830-9000 [MHz] frekans bandında, S_{11}(dB) değerinin -10'un altına inmesini sağlamıştır. Ant 2 yapısında, 3 farklı köşeye L şeklinde şeritlerin eklenmesi empedans bant genişliğinin daha düşük frekanslarda (3570-8630[MHz]) oluşmasını sağlamaktadır. Son halde Ant 3 yapısında ince uzun bir şeritin tasarıma eklenmesi de frekans bandını biraz daha düşük frekanslara kaydırmış ve toplam empedans bant genişliğini az miktarda da olsa arttırmıştır. İnce uzun şeritin etkisi, besleme hattı uzantısı ile sol üst köşede yer alan L şeklindeki şerit arasındaki kuplaj etkisinin arttırılması olarak yorumlanmaktadır.

Eksenel Oran Bant Genişliği açısından tasarlanan yapıları değerlendirirsek, Ant 1 yapsında besleme iletim hattının basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları ile uzatılması 5160-5620 [MHz] frekans bandında eksenel oran(dB)<3 kriterinin sağlanmasını mümkün kılmıştır. Ant 2 yapısında, 3 farklı köşeye L şeklinde şeritlerin eklenmesi 4970-5710 [MHz] frekans bandında eksenel oran bant genişliğinin desteklenmesini sağlamış ve daha düşük frekanslarda ve daha geniş bir bantta dairesel polarizasyona uyumlu bir anten performansı oluşturmuştur. Son olarak Ant 3 yapısında, ince uzun bir şeritin tasarıma eklenmesi yüzey akım dağılımlarının dairesel polarizasyonu oluşturacak şekilde daha geniş bir frekans oluşturmasını sağlamış ve 4730-8200[MHz] frekans bandında eksenel oran bant genişliği desteklenmektedir.

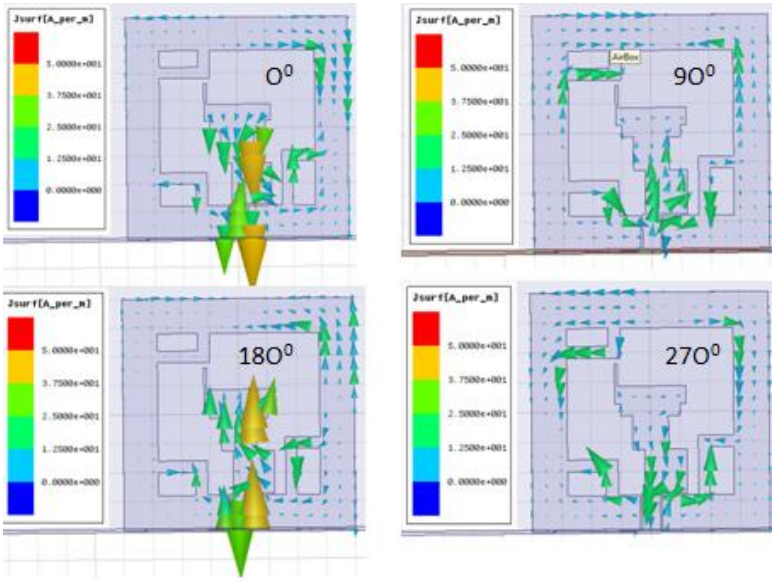
Benzetimde elde edilen sonuçlardan da anlaşılacağı üzere, bir frekans bandında empedans uyumluluğunun sağlanması (S_{11}<-10 dB), eksenel oran<3 dB kriterinin sağlandığı dairesel polarizasyonda çalışma koşulunu garanti etmemektedir. Örneğin Ant1 yapısında empedans bant genişliği ve eksenel oran bant genişliği ortak bölgesi olmayan farklı frekans bantlarında desteklenmektedir. Ant 2 ve Ant 3 yapılarında ise, eksenel oran<3 dB frekans bölgesinde empedans uyumluluğu sağlanmaktadır. Tasarımlarda, hem empedans uyumluluğunun hem de dairesel polarizasyonu

gösteren eksenel oran bant genişliğinin ortak frekans bantlarında sağlanması başarı için önemli bir konudur.

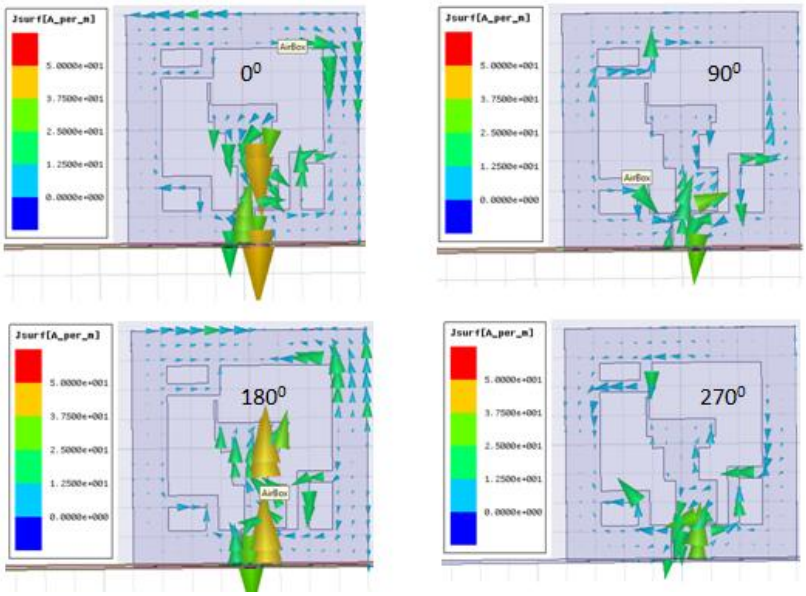
6.1.3 Önerilen Anten'in Benzetim Performansı(Uygulama-1)

6.1.2. bölümü'nde anlatılan Ant 3 yapısı en iyi performansa sahip anten olduğundan tasarım adımları sonucunda seçilen anten yapısı olmuştur. Ant 3 yapısı'na ait S_{11} ve Eksenel Oran benzetim performansları 6.1.2 kısmında verilmektedir.

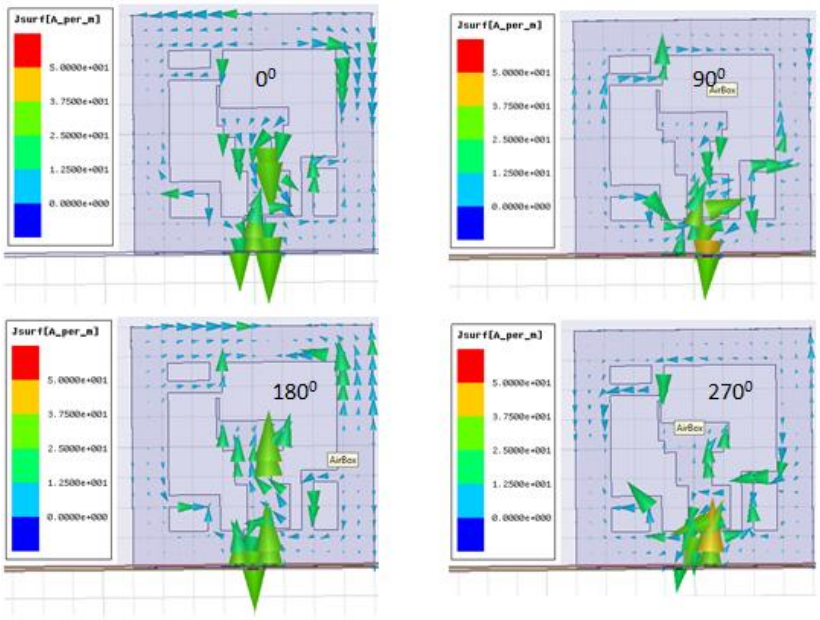
Dairesel polarizasyon'un sağlanması için yüzey akım dağılımlarının 0 derece ve 90 derece fazlarındaki hallerinin sırasıyla 180 derece ve 270 derece fazlarındaki değerleri ile eşit büyüklükte ve zıt yönlü olması beklenmektedir. Bu özelliğin sağlanıp sağlanmadığı benzetim sırasında eksenel oran(dB) büyüklüğünün 3'ün altında olduğu frekans aralıklarında incelenmiştir. Şekil 6.4,6.5,6.6 ve 6.7'de dairesel polarizasyonu destekleyen farklı frekanslarda yüzey akım dağılımları benzetim analiz sonuçları yer almaktadır.



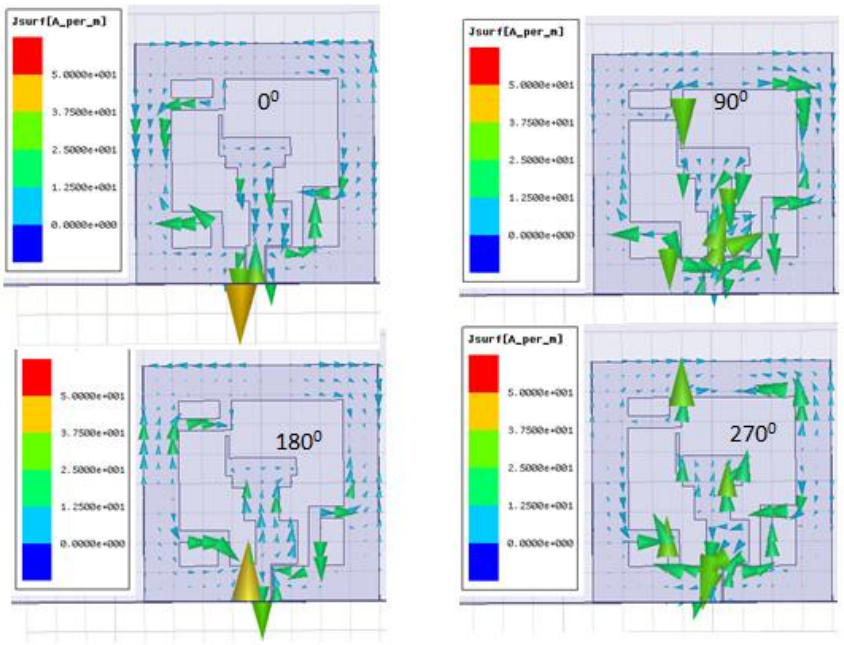
Şekil 6.4: f=5.2 GHz 'de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1)



Şekil 6.5: f=5.6 GHz ‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1)

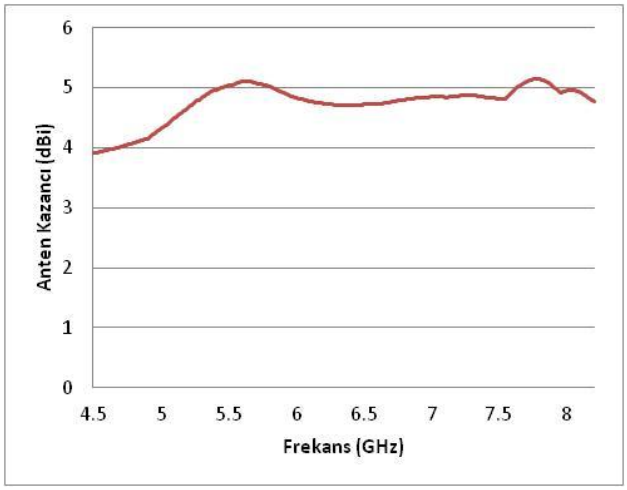


Şekil 6.6 f=5.77 GHz‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1)

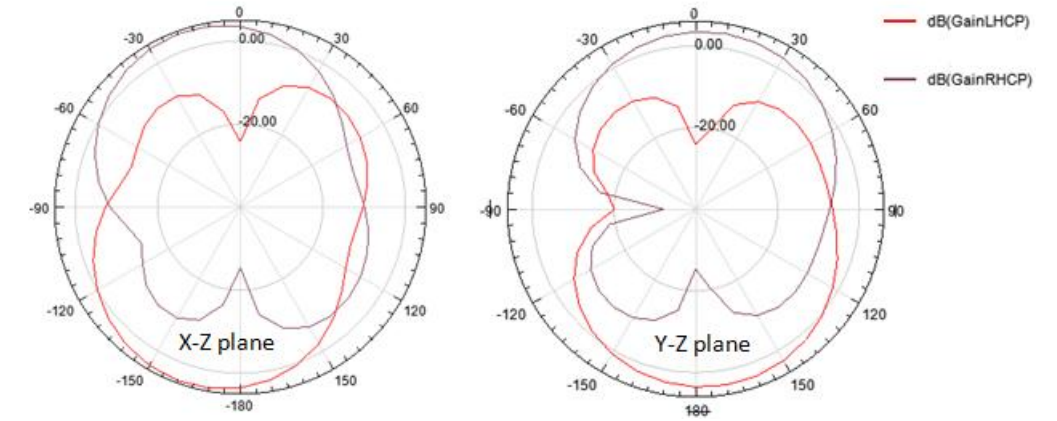


Şekil 6.7: f=7.0 GHz'de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-1)

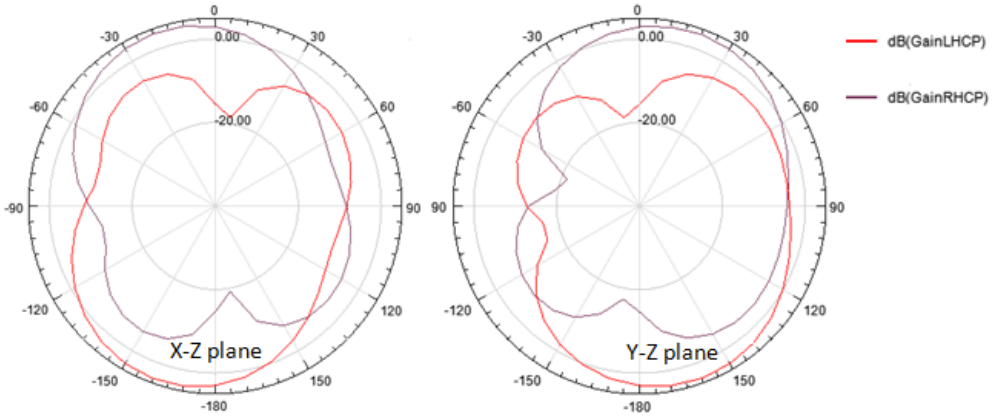
Anten'in empedans uyumluluğu ve dairesel polarizasyona uyumlu olduğu frekans bölgesi'nde (4.73-8.20 GHz) z ekseni doğrultusunda ölçülen maksimum kazanç, şekil 6.8' de gösterildiği üzere analiz edilmiştir. Bu aralıkta anten kazancı 4.03 -5.14 dBi aralığında değişmektedir.



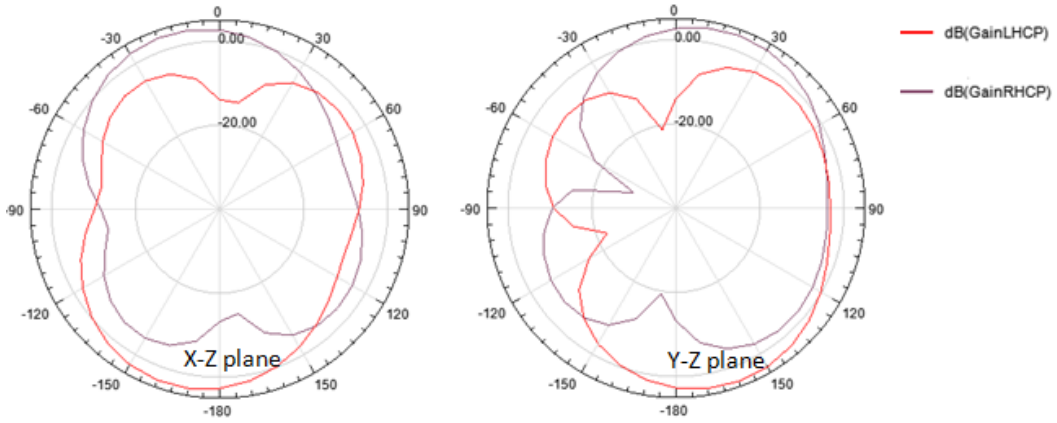
Şekil 6.8: Benzetimde Elde Edilen Maksimum Anten Kazancı Dağılımı (Uygulama-1)



(a)

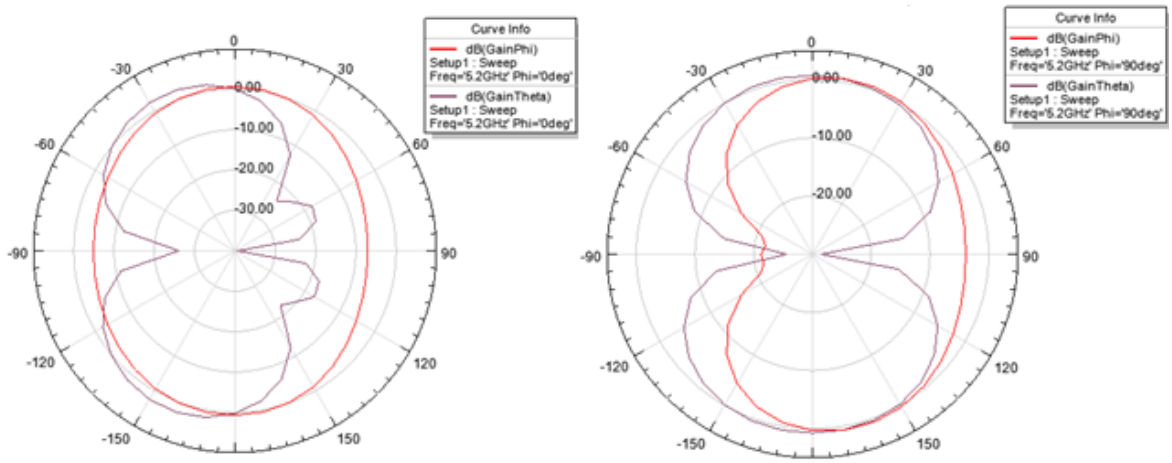


(b)

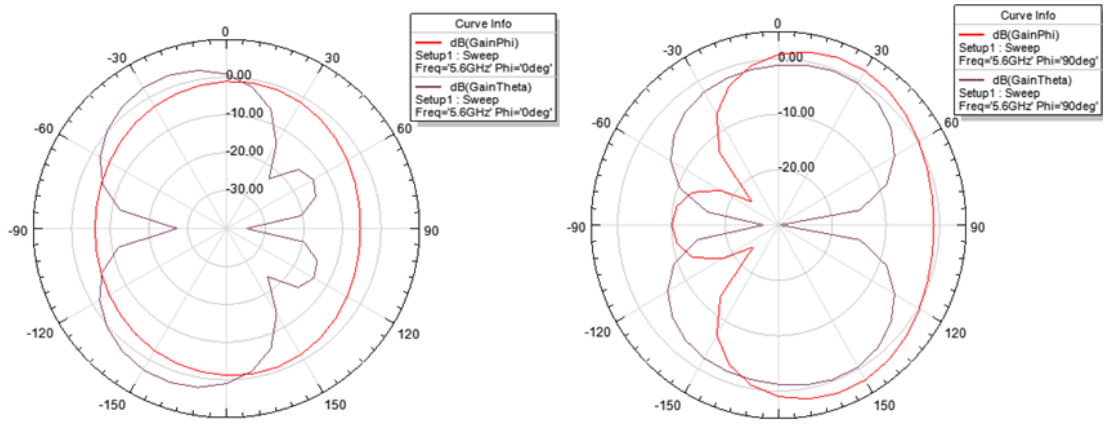


(c)

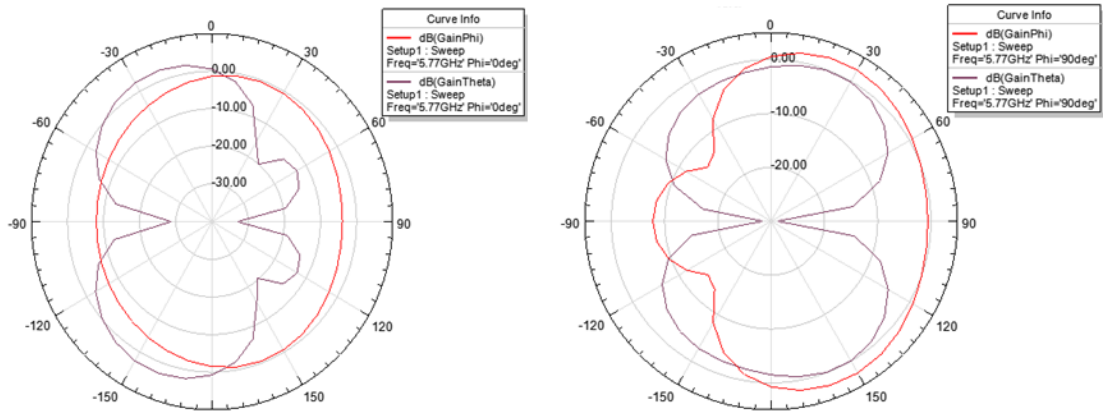
Şekil 6.9: Işıma Paterni Simülasyon sonuçları a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHz (Uygulama-1)



(a)



(b)



(c)

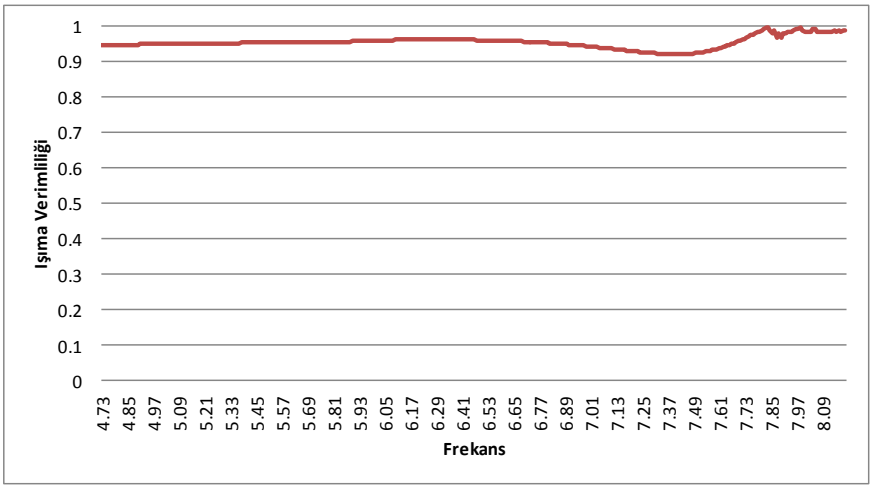
Şekil 6.10: E_θ ve E_ϕ değerleri (Uygulama 1) a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHZ

Diğer yandan benzetimde antenin ışıma paterni grafikleri de analiz edilmiştir. Şekil 6.9'da sonuçlar yer almaktadır. Şekil 6.9'da her bir frekans için X-Z ve Y-Z düzlemlerinde nasıl bir ışıma paterni gözlendiği çizdirilmiştir. Görüleceği üzere Z>0 için RHCP(Right Hand Circular Polarization: Sağ El Dairesel Polarizasyonu), Z<0 için LHCP(Left Hand Circular Polarization: Sol El Dairesel Polarizasyonu) karakteristiği gözlenmektedir. Şekil 6.9'da Y-Z düzleminde frekans arttıkça RHCP ve LHCP ışıma paterninin daraldığı gözlenmektedir. Işıma paterni değerleri grafiğinin daha iyi anlaşılması amacı ile E (Theta) ve E (Phi) değerleri HFSS'de incelenerek şekil 6.10'da gösterilmektedir. X-Z ve Y-Z düzlemleri için dairesel polarizasyonun desteklendiği theta açı aralıkları bulunup çizelge 6.3'te gösterilmektedir.

Düzlem	X-Z	Y-Z
Frekans(GHz)	Dairesel polarizasyonun desteklendiği açı aralıkları	Dairesel polarizasyonun desteklendiği açı aralıkları
5.2	0-10;170-210;230-250;290-360	0-60;120-200;340-360
5.6	0-10;170-180;240-255;290-300	0-40;150-200;340-360
5.77	0-10;170-180;355-360	0-40;140-200;340-360

Çizelge 6.3: Dairesel Polarizasyon'un Desteklendiği Açı Aralıkları (Uygulama-1)

Diğer yandan benzetimde ölçülen bir diğer parametre de ışıma verimliliği olmuştur. Anten'in empedans uyumluluğu ve dairesel polarizasyona uyumlu olduğu frekans bölgesi'nde (4.73-8.20 GHz) ışıma verimliliğinin 0.9'dan büyük olduğu görülmektedir.



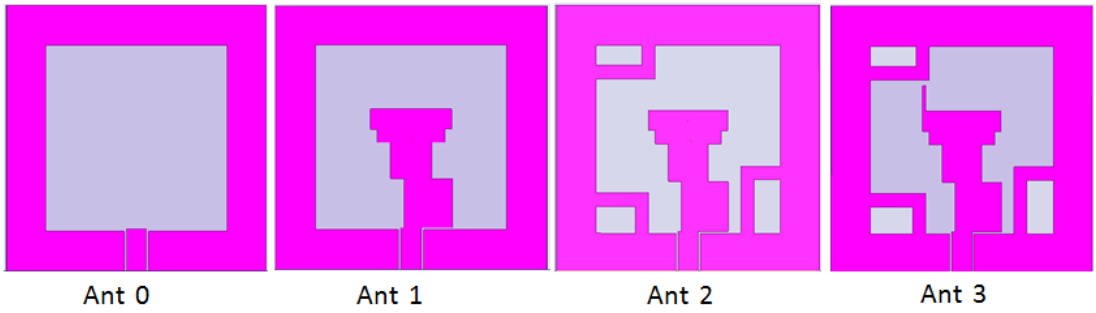
Şekil 6.11: Önerilen Antenin Işıma Verimliliği Dağılımı (Uygulama-1)

Şekil 6.11'de antenin ışıma verimliliği değerleri yer almaktadır.

6.2 Benzetim Analizleri ve Tartışma (Uygulama -2)

Bu kısımda Uygulama-1'den farklı olarak tasarımda FR4 dielektrik malzeme kalınlığı 1 mm olarak seçilerek benzetim sonuçları tekrarlanmıştır. Uygulama-1 kısmında anten geometrisinde kullanılan yapıların parametrik etkileri tartışılmıştır. Aynı etkiler Uygulama-2 yapısı için de geçerlidir. Bu kısımda, doğrudan benzetim sonuçları verilerek yorumlar yapılacaktır.

6.2.1 Tasarım Adımları ve Tasarımın Parametrik Çalışması (Uygulama-2)



Şekil 6.12: Benzetim Çalışması'nda Geliştirilen Anten Modelleri (Uygulama-2)

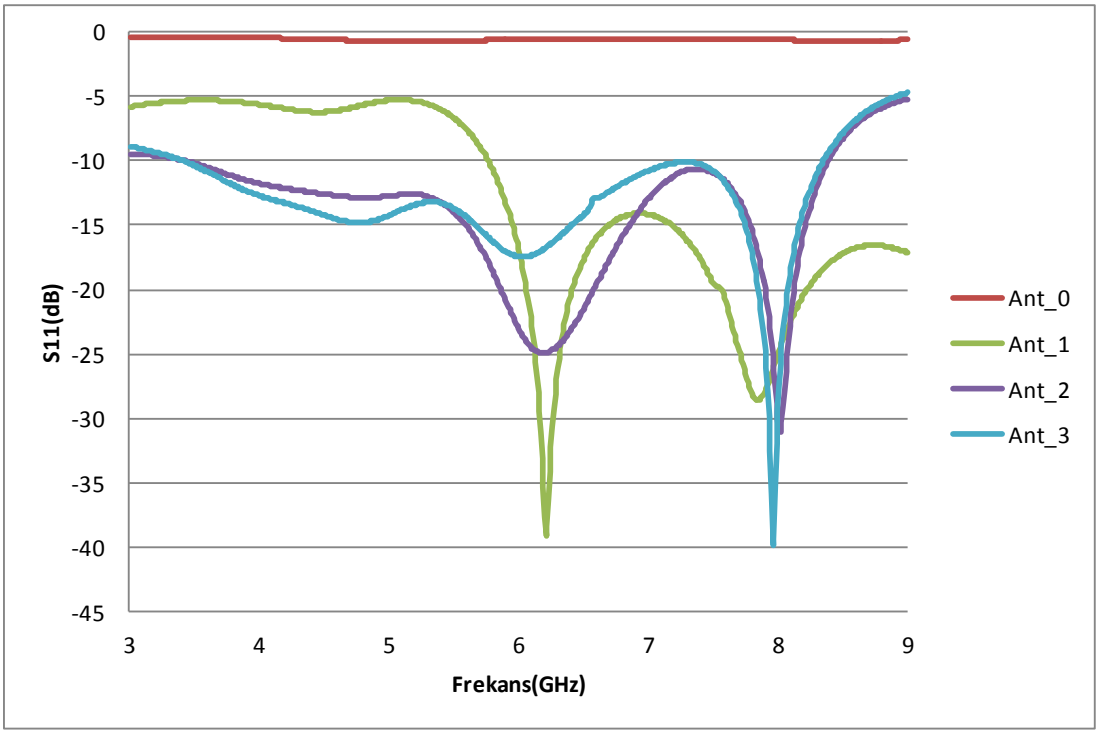
Uygulama-1'de önerilen tasarım adımları aynı şekilde Uygulama-2 için de tekrarlanmıştır. Şekil 6.12'de tasarım adımları gösterilmektedir.

	d1	d2	d3	d4	d5	d6	w5	l7
Ant 1	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
Ant 2	**5**	**9**	**6**	**10**	**8.5**	**6**	**0**	**0**
Ant 3	**5**	**9**	**6**	**10**	**8.5**	**6**	**3.8**	**0.5**

Çizelge 6.4: Geliştirilen Anten Modellerinde Uzunluk Parametreleri (W_f=3.1, g=0.3,h=1, G=40, L=28, L_1=12, L_2=10, L_3=6, L_4=3.1, L_5=2, L_6=0.55, W_1=3, W_2=2, W_3=5.6, W_4=7.4 ortak olarak kullanılmıştır) (Uygulama-2)

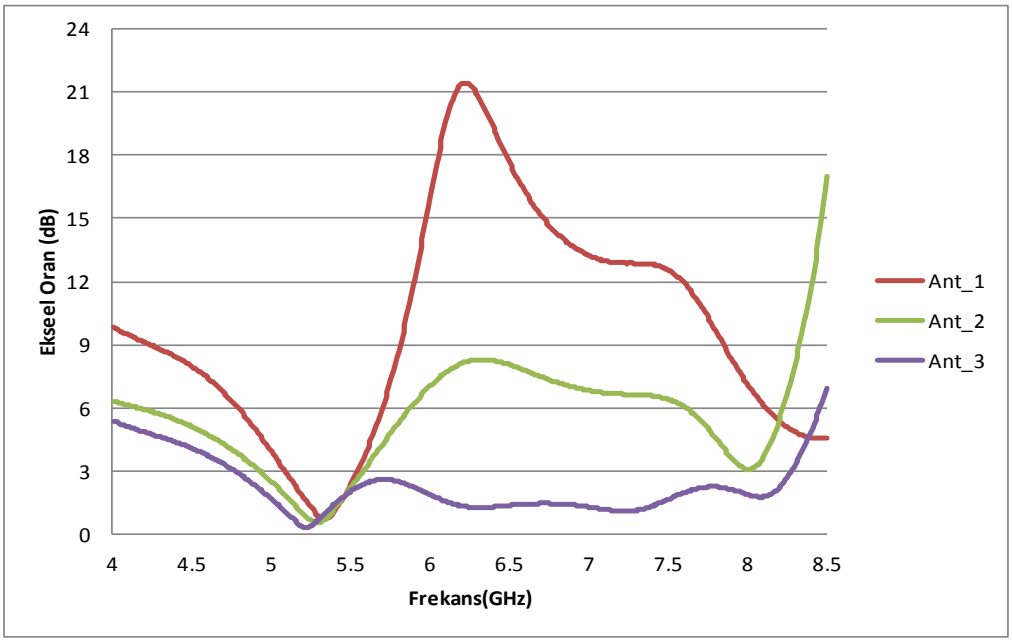
6.2.2 Tasarım Adımları'nda Elde Edilen Benzetim Sonuçları (Uygulama-2)

Bu bölümde, empedans bant genişliği ve eksenel oran perfromansı açısından tasarım adımları sonuçları analiz edilmiştir.



Şekil 6.13: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği Performansları (Uygulama-2)

Empedans bant genişlik performansları şekil 6.13'te gösterilmektedir. S_{11}(dB) büyüklüğünün -10'un altında kadığı bölge empedans uyumluluğunun sağlandığı frekans olarak yorumlanmalıdır.



Şekil 6.14: Geliştirilen Anten Modellerinin Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları (Uygulama-2)

Şekil 6.14'te eksenel oran bant genişlikleri performansları görülmektedir. Eksenel Oran (dB) büyüklüğünün 3'ün altında kadığı bölge eksenel oran bant genişliğinin sağlandığı frekans bölgesi olarak yorumlanmalıdır.

Anten(Uygulama-2)	**Empedans Bant Genişliği(S_{11}<-10 dB) [MHz]**	**3dB Eksenel Oran Bant Genişliği [MHz]**
Ant 1	**5770-9000**	**5090-5540**
Ant 2	**3430-8380**	**4930-5570**
Ant3	**3410-8340**	**4770-8270**

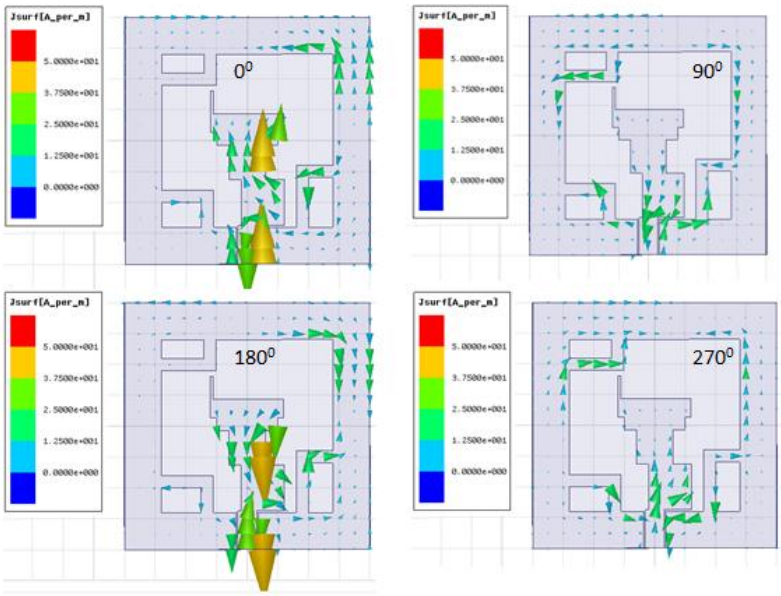
Çizelge 6.5: Geliştirilen Anten Modellerinin Empedans Bant Genişliği ve Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları (Uygulama-2)

Çizelge 6.5'te benzetim empedans bant genişliği ve eksenel oran bant genişlikleri performansları tablo olarak verilmektedir.

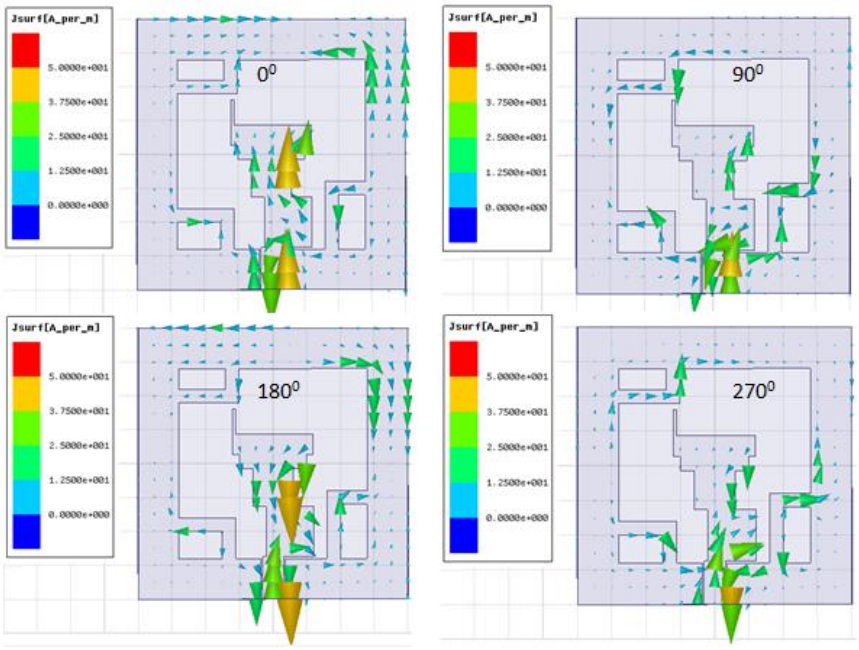
6.2.3 Önerilen Anten'in Benzetim Performansı(Uygulama-2)

Ant 3 yapısı uygulama-2 için empedans bant genişliği ve eksenel oran bant genişliği performansları açısından en iyi performans gösteren önerilen anten yapısıdır. Ant 3 yapısı'na ait S_{11} ve Eksenel Oran benzetim performansları 6.2.2 kısmında paylaşılmaktadır.

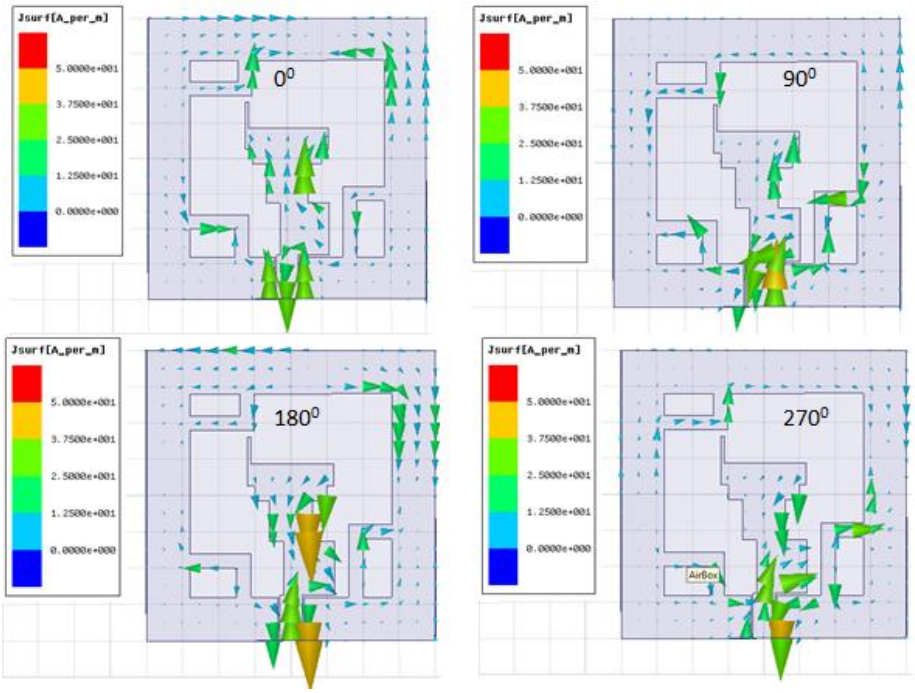
Şekil 6.15,6.16,6.17 ve 6.18'de dairesel polarizasyonu destekleyen farklı frekanslarda yüzey akım dağılımları benzetim analiz sonuçları yer almaktadır. Yüzey akım dağılımlarının 0 derece ve 90 derece fazlarındaki durumlarının sırasıyla 180 derece ve 270 derece fazlarındaki değerleri ile eşit büyüklükte ve zıt yönlü olduğu görülmektedir. Bu durum dairesel polarizasyonun desteklendiğini göstermektedir.



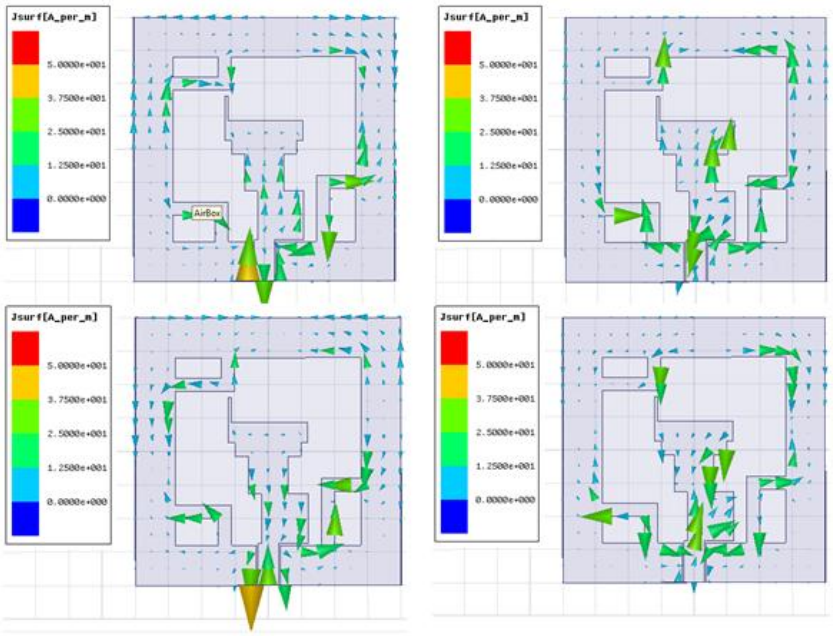
Şekil 6.15: f=5.2 GHz 'de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2)



Şekil 6.16: f=5.6 GHz 'de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2)

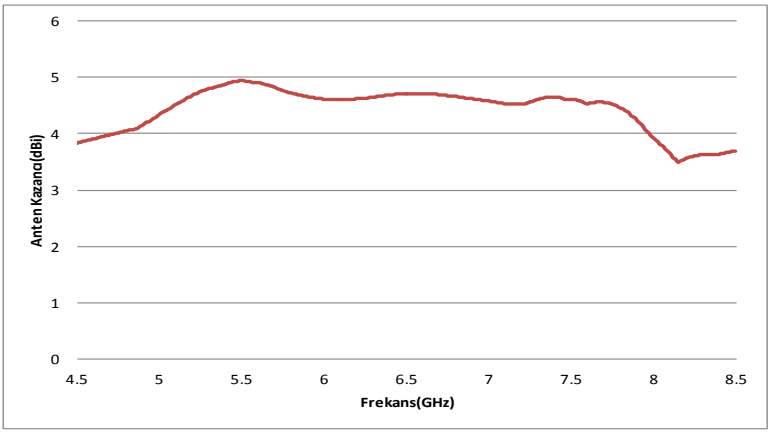


Şekil 6.17: f=5.77 GHz 'de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımlar (Uygulama-2)

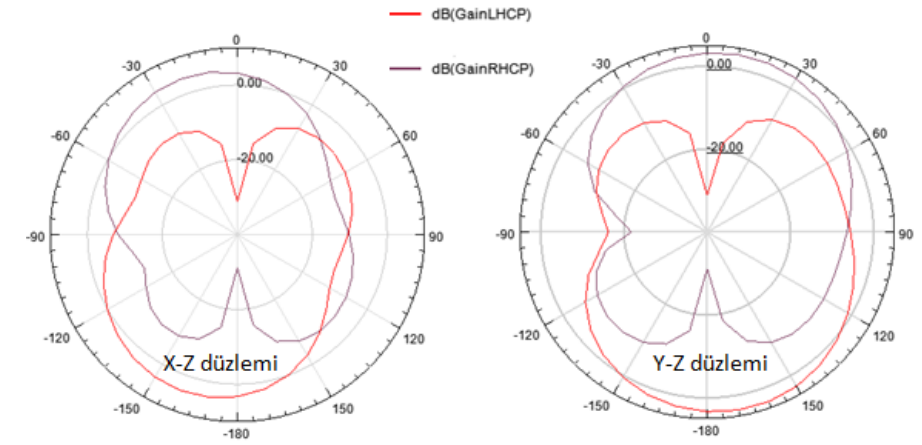


Şekil 6.18: f=7 GHz ‘de farklı fazlarda(0, 90, 180, 270)yüzey akım dağılımları (Uygulama-2)

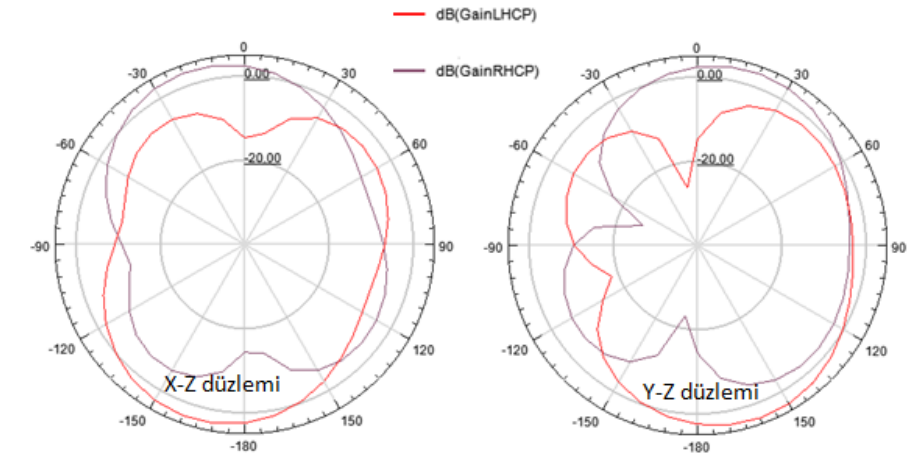
Anten’in empedans uyumluluğu ve dairesel polarizasyona uyumlu olduğu frekans bölgesi’nde (4.77-8.27 GHz) z ekseni doğrultusunda ölçülen maksimum kazanç şekil 6.19’da verilmektedir. Anten kazancı 3.48-4.94 dBi aralığında değişmektedir.



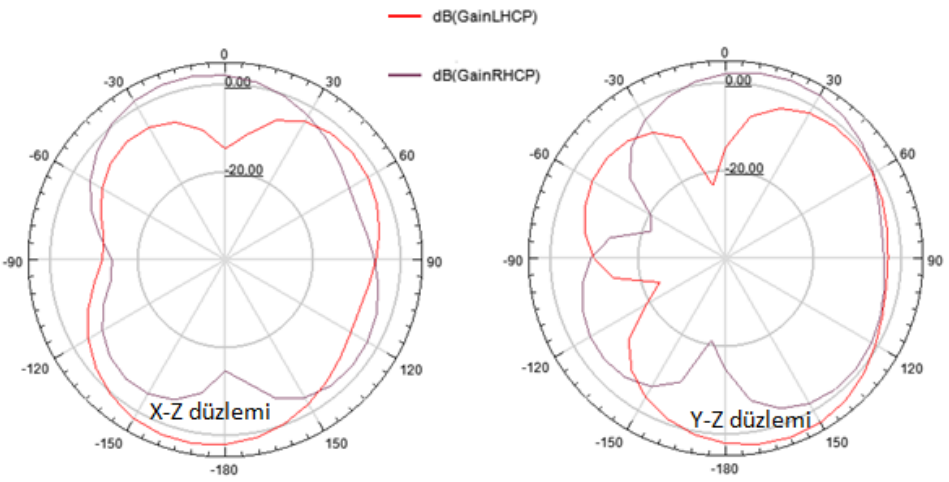
Şekil 6.19: Benzetimde Elde Edilen Maksimum Anten Kazancı Dağılımı (Uygulama-2)



(a)

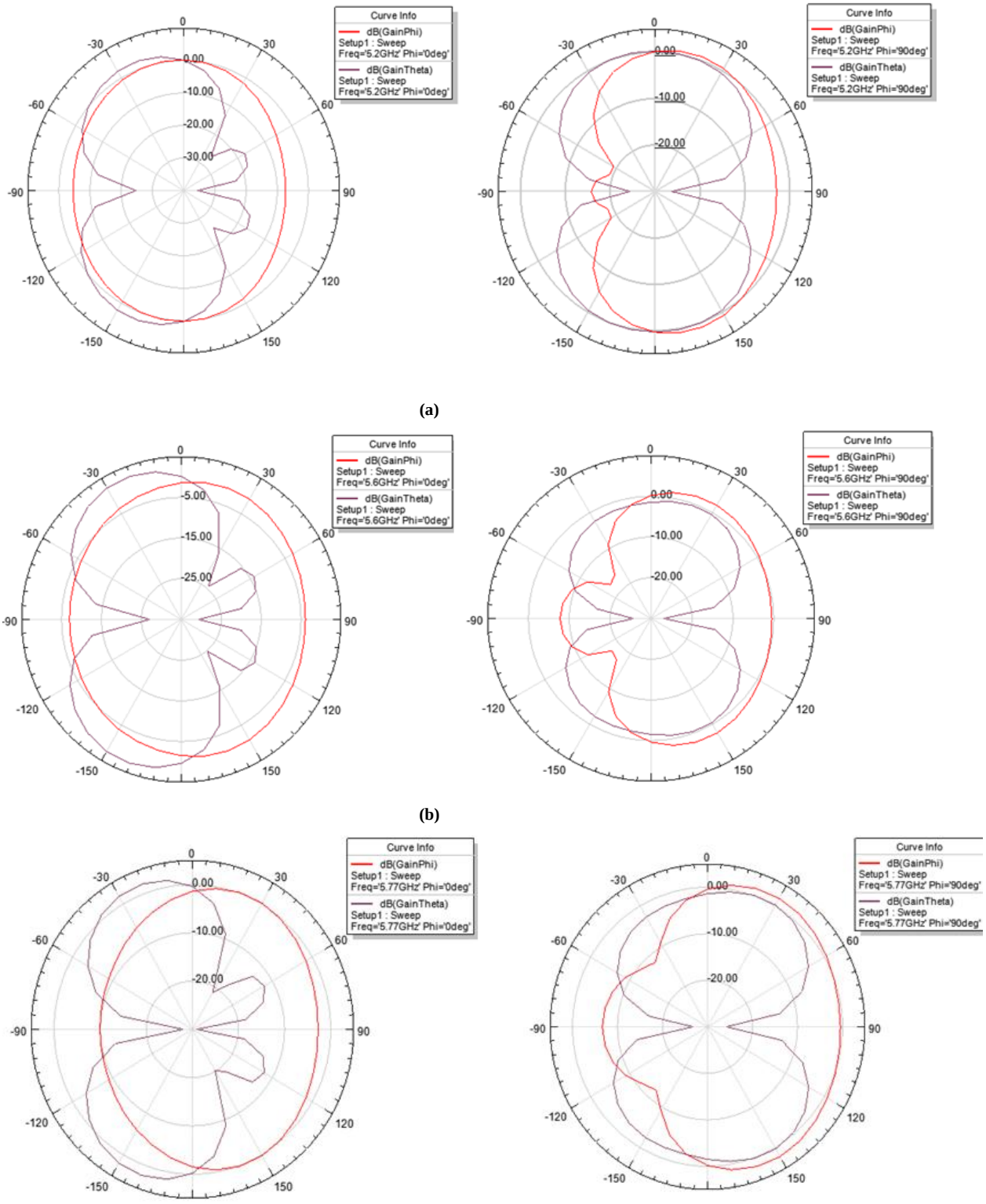


(b)



(c)

Şekil 6. 20: Işıma Paterni Simülasyon sonuçları a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHz (Uygulama-2)



Şekil 6.21: E_θ ve E_ϕ değerleri (Uygulama 2) a)5.2GHz b)5.6 GHz c)5.77 GHZ

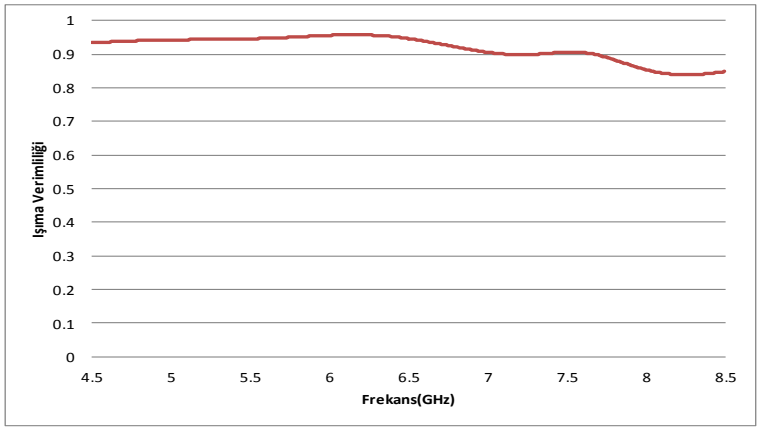
Diğer yandan benzetimde antenin ışıma paterni grafikleri de analiz edilmiştir. Şekil 6.20'de sonuçlar yer almaktadır. Şekil 6.20'de her bir frekans için X-Z ve Y-Z düzlemlerinde nasıl bir ışıma paterni gözlendiği çizdirilmiştir. Görüleceği üzere, Z>0 için RHCP (Right Hand Circular Polarization: Sağ El Dairesel Polarizasyonu), Z<0 için LHCP (Left Hand Circular Polarization: Sol El Dairesel Polarizasyonu) karakteristiği gözlenmektedir. Şekil 6.20'de Y-Z düzleminde frekans arttıkça RHCP ve LHCP ışıma paterninin daraldığı gözlenmektedir.

Işıma paterni değerleri grafiğinin daha iyi anlaşılması amacı ile E(Theta) ve E (Phi) değerleri HFSS'de incelenerek şekil 6.21'de gösterilmektedir. X-Z ve Y-Z düzlemleri için dairesel polarizasyonun desteklendiği theta açı aralıkları bulunup çizelge 6.6'da gösterilmektedir.

Düzlem	X-Z	Y-Z
Frekans(GHz)	Dairesel polarizasyonun desteklendiği açı aralıkları	Dairesel polarizasyonun desteklendiği açı aralıkları
5.2	0-10;170-200;230-250;290-360	0-50;130-200;340-360
5.6	0-15;170-180;290-300;355-360	0-40;150-200;340-360
5.77	0-10;170-185;355-360	0-50;135-200;290-300;340-360

Çizelge 6.6: Dairesel Polarizasyon'un Desteklendiği Açı Aralıkları (Uygulama-2)

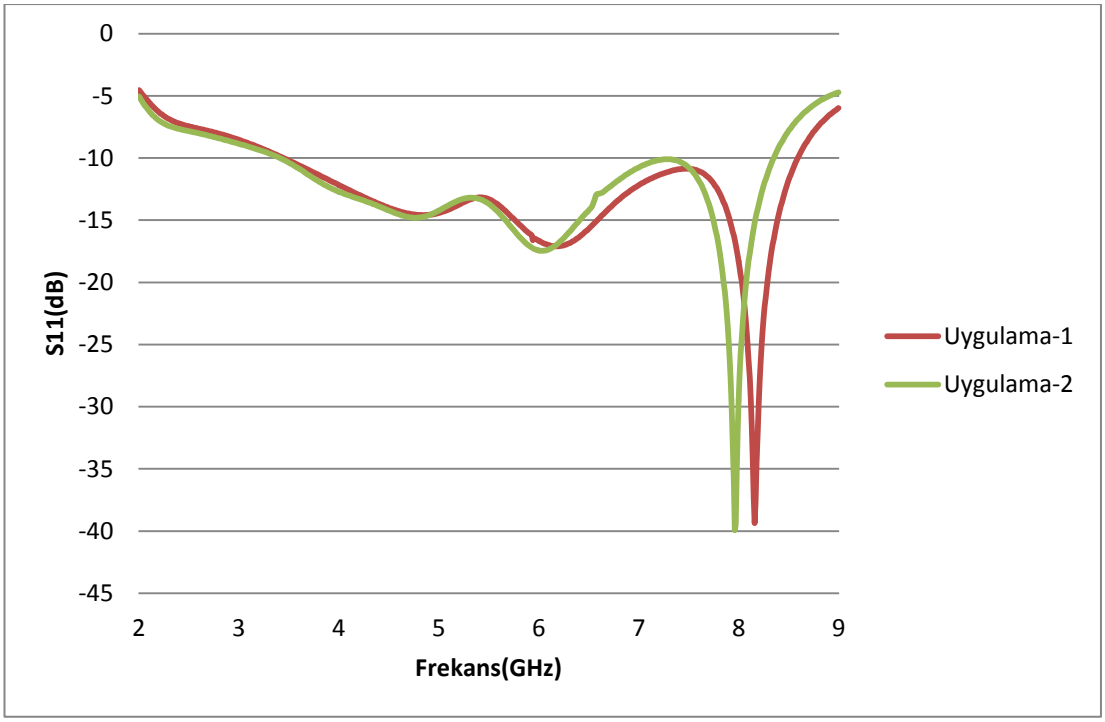
Diğer yandan benzetimde ölçülen bir diğer parametre de ışıma verimliliği olmuştur. Anten'in empedans uyumluluğu ve dairesel polarizasyona uyumlu olduğu frekans bölgesi'nde (4.77-8.27 GHz), şekil 6.22'de görüleceği üzere, ışıma verimliliği 0.85'ten büyük değerler almaktadır.



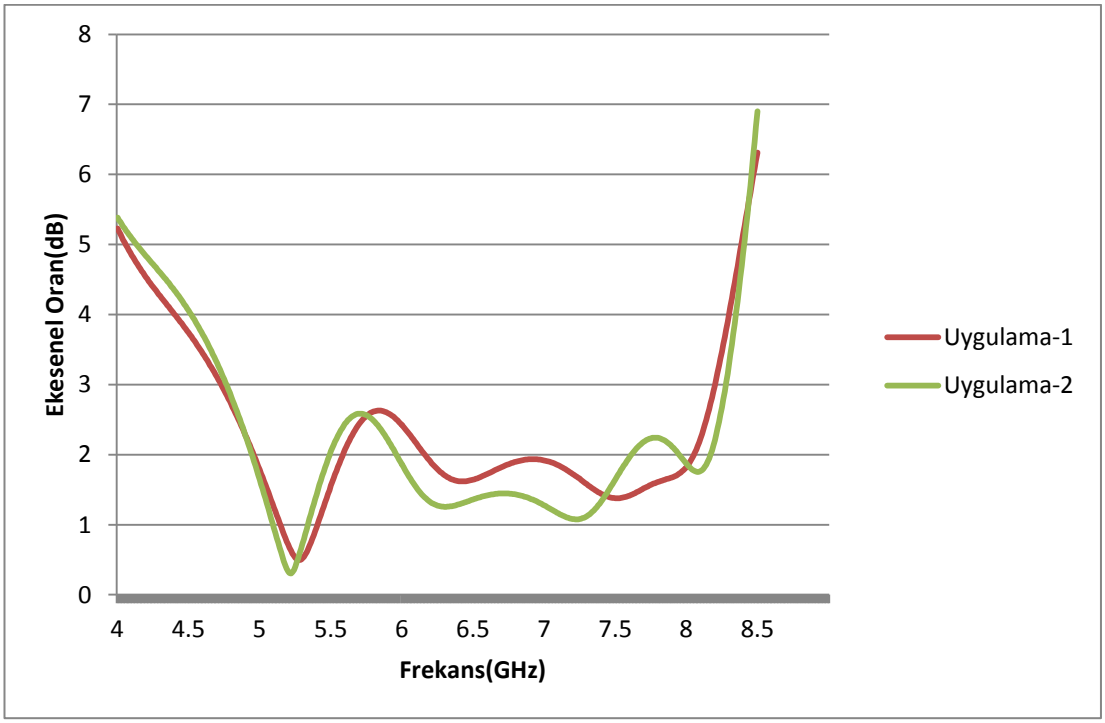
Şekil 6.22: Önerilen Antenin Işıma Verimliliği Dağılım (Uygulama-2)

6.3 Uygulama-1 ve Uygulama-2 Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

Belirtildiği üzere, benzetim aşamasında ilk olarak anten yapısı FR4 dielektrik malzeme kalınlığı 0.8 mm olacak şekilde optimize edilmiştir (Uygulama-1). Ancak antenin bastırılması sırasında 0.8 mm'lik FR4 dielektrik malzemenin temini konusunda yaşanan problemlerden dolayı, benzetim 1 mm'lik FR4 dielektrik malzeme kullanılacak şekilde revize edilmiştir (Uygulama-2). İki uygulamaya ait sonuçlar, 6.1 ve 6.2 kısımlarında ayrıntılı olarak paylaşılmıştır. Bu bölümde iki uygulama arasındaki benzetim sonuçları grafiklerle karşılaştırılarak sonuçlar tartışılacaktır.



Şekil 6.23: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapılarının Empedans Bant Genişliği Performansları



Şekil 6.24: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapılarının Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları

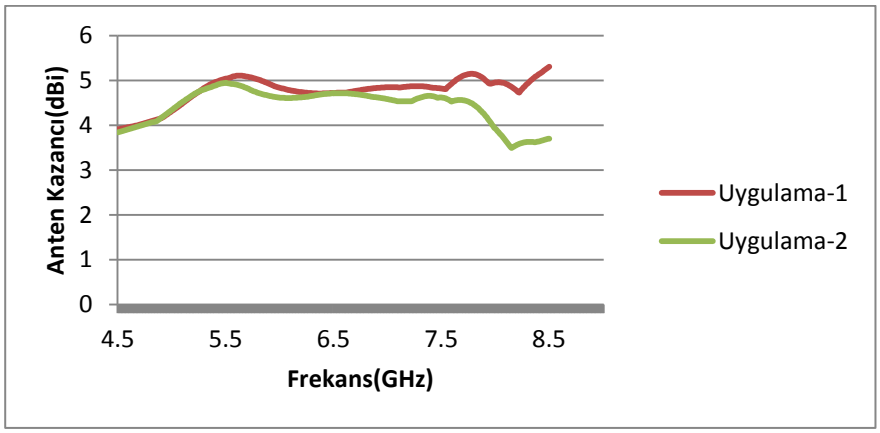
Şekil 6.23'te görüleceği üzere, FR4 dielektrik malzeme kalınlığının(h) 0.8 mm'den 1 mm'ye çıkarılması, S_{11}<-10 dB koşulunun sağlandığı empedans bant genişliğinin bir miktar daralmasına ve yüksek frekanslarda S_{11} eğrisinin sola doğru kaymasına yol açmaktadır.

Şekil 6.24'te görüleceği üzere, FR4 dielektrik malzeme kalınlığının(h) 0.8 mm'den 1 mm'ye çıkarılması, AR<3 dB koşulunun sağlandığı eksenel oran bant genişliğinin bir miktar genişlemesine neden olmaktadır.

Anten	**Empedans Bant Genişliği(S_{11}(dB<-10) [MHz]**	**3dB Eksenel Oran Bant Genişliği [MHz]**
Uygulama-1 (Ant 3)	**3410-8340**	**4770-8270**
Uygulama-2 (Ant-3)	**3450-8590**	**4730-8200**

Çizelge 6.7: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapılarının Empedans Bant Genişliği ve Eksenel Oran Bant Genişliği Performansları

Empedans Bant genişliği ve eksenel oran bant genişliği performansı değerleri Çizelge 6.7'de ayrıntılı olarak paylaşılmıştır.



Şekil 6.25: Uygulama-1 ve Uygulama-2 Yapılarının Maksimum Anten Kazancı Dağılımı Performansları

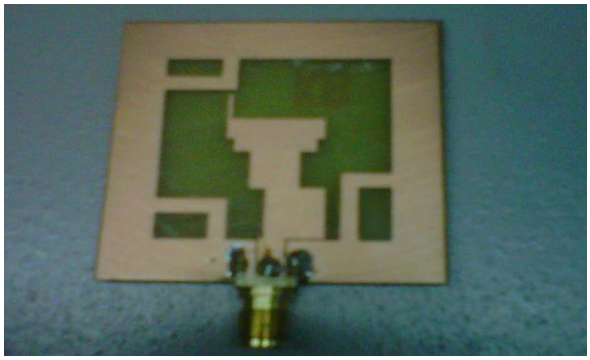
Anten kazancı performansları'na bakıldığında ise şekil 6.25'te Uygulama-2'de yüksek frekanslarda anten kazancının bir miktar azaldığı görülmektedir. Benzer

dairesel polarizasyon teknikleri kullanan [13] makalesinde anten kazancı 3.8-5.8 dBi mertebesinde, [12] referansında ise 4-5 dBi mertebesinde raporlanmıştır.

Uygulama-2 yapısı, antenin bastırılması için uygun yapı olarak seçilmiştir.

6.4 Ölçüm Teknikleri ve Ölçüm Sonuçları

Uygulama-2 kapsamında anlatılan Ant 3 anteni baskıya verilerek bastırılmıştır. Antenin baskı devre teknikleri ile basılmış hali şekil 6.24'te görülmektedir.



Şekil 6.26: Tasarlanan Antenin Baskı Devre Teknikleri ile Üretilmiş Hali

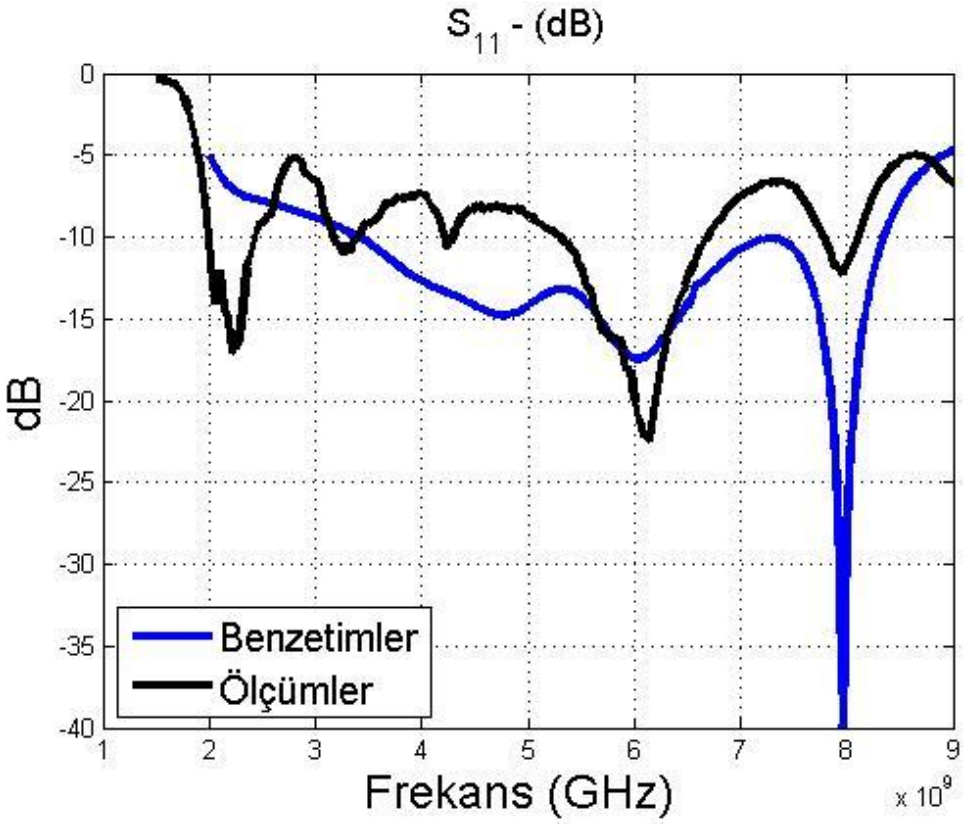
Tasarlanan anten, şekil 6.26'da görüldüğü üzere SMA konektör ile lehimlenmiş ve besleme iletim hattı bu şekilde oluşturulmuştur. Ölçüm aşamasında, S11 büyüklükleri Agilent N5230A Network Analyser ile ölçülmüştür.



Şekil 6.27: Agilent N5230A Network Analyser

Agilent N5230A Network Analyser, şekil 6.27'de gösterilmektedir. Network Analyser ile yapılan empedans uyumluluğunu yansıtan S11 ölçümlerinde, Network analyser'ın istenen frekans bantlarında ölçüm yapmayı desteklediği önceden

araştırılmıştır. Tasarlanan antenin S11 ölçümleri için, network analyser ölçüm işleminden önce kalibrasyon işlemine tabi tutulmuştur. Kalibrasyon işlemi sırasında 50 Ohm, açık devre yükü ve kısa devre yük durumları analyser'a sırası ile uygulanmış ve kalibrasyon işlemi tamamlanmıştır. Daha sonra, tasarlanan anten SMA konektör ile lehimlenmiş halde Network Analyser' a bağlanmış ve S11 ölçümleri yapılmıştır. Network Analyser, empedans ölçü sırasında küçük miktarda bir gücü antene uygular ve uygulanan gücün ne kadarının Network analyser'a döndüğünü ölçer. Network Analyser'ın empedansı 50 Ohm olarak belirlendiğinden empedans ölçümü işlemi temelde, antenin empedansının 50 Ohm değerine ne kadar yakın olduğunu yansıtmaktadır.



Şekil 6.28: Benzetim ve Ölçüm Empedans Bant Genişliği Sonuçlarının Karşılaştırılması

Yapılan ölçümler sonucunda, şekil 6.28'de gösterildiği şekilde benzetim ve ölçüm sonuçları tek bir grafikte gösterilmektedir. Sonuçlar incelendiğinde benzetim

sonuçları ve ölçüm sonuçları arasında elde edilen S11 grafiklerinde paralellik gözlenmektedir.

Deneysel sonuçlar ve benzetim sonuçları arasında her ne kadar genel karakteristik paralellik gösterse de bir takım farklılıklar da yer almaktadır. Bu farklılıklar, baskı sırasında dielektrik malzemenin yüzeyde homojen dağılmaması, dielektrik sabitinin frekansla değişiminin benzetim ortamında dikkate alınmayarak sabit kabul edilmesi, lehim sırasında oluşan kayıplar, ölçüm odasındaki performansı bozucu yansımalar ve Network analyser'da kalibrasyon sırasında oluşması muhtemel hatalardan kaynaklandığı düşünükmektedir.

7 SONUÇLAR

Yama anten tasarımı literatürde çok sayıda çalışmanın yer aldığı bir konudur. Konuya ilginin devam etmesi, anten geometrisi ve besleme yapısında yapılan değişikliklerin anten performansı üzerinde farklı etkiler oluşturması ve deneysel denemelerin de gün geçtikçe yeni yaklaşımların gelişmesine yardımcı olmasıdır.

Bu çalışmada eş düzlemsel dalga kılavuzu tipi beslemeye sahip yeni bir kare slot anten tasarımı tanıtılmaktadır. Çalışma, benzetim aşamasında iki farklı uygulamadan oluşmaktadır. Uygulama-1 yapısında tasarlanan anten 40x40x0.8 mm^3 boyutlara sahiptir ve FR4 dielektrik malzeme üzerine basılmıştır. Uygulama-2 yapısındaki anten ise 40x40x1 mm^3 boyutlara sahiptir. İki uygulama yapısı arasındaki fark FR4 dielektrik malzeme kalınlıkları arasındaki farklılıktır.

Tasarlanan antenin IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz ve ek bant olan 5.725-5.825 GHz) ve HiperLAN2 (5.47-5.725) kablosuz ağ standartlarını destekleyecek şekilde çalışması hedeflenmektedir.

Antenin tasarlanması sırasında referans kaynaklardan yola çıkılarak dairesel polarizasyon mekanizması olarak farklı köşelerde L şeklinde şeritlerin kullanılması yöntemi benimsenmiştir. Ayrıca, basamak şeklinde genişleyerek yükselen besleme yolu uzantısı ve besleme yolunun sonunda yer alan ince uzun bir ayarlama şeridi ile L şeklinde şeritlerin etkileşimi yüzey akım dağılımlarının dairesel polarizasyon mekanizmasına uygun olacak şekilde oluşmasını sağlamıştır. Tasarımda bir diğer amaç olan Empedans bant genişliğinin arttırılması amacıyla, eş düzlemsel dalga kılavuzu besleme hattı basamak şeklinde genişleyen dikdörtgensel yama yapıları ve ince uzun bir şeritle uzatılmıştır.

Tasarlanan anten HFSS (ver.13) yazılımı ile benetim ortamında analiz edilmiştir. Empedans uyumluluğunu gösteren S_{11} parametresi, dairesel polarizasyonun

desteklendiği bantları gösteren eksenel oran parametresi, antenin maksimum kazancı, antenin ışıma verimliliği, ışıma paterni ve yüzey akım dağılımları benzetim ortamında iki uygulama için analiz edilmiştir.

Daha sonra HFSS ortamında benzetimi yapılan uygulama-2 yapsındaki anten bastırılmış ve S_{11} parametresi, eksenel oran parametresi ve anten kazancı laboratuar ortamında ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları ve benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Uygulama-2 yapısı antenin bastrılması sırasında 0.8 mm'lik FR4 dielektrik malzeme bulunamadığından seçilmiştir. Analiz sırasında 0.8 ve 1 mm'lik FR4 dielektrik malzeme kalınlığının kullanıldığı durumlar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. İki yapı arasında performans olarak yakın sonuç bulunduğundan, ikinci uygulamanın bastrırılmasına karar verilmiştir.

Anten tasarımı sırasında benzetim aşamasında uzunluklar istenen anten parametreleri açısından en iyi sonucu verecek şekilde seçilmiştir. Ancak kazancın daha yüksek olacak şekilde arttırılması, daha farklı çalışma bantlarında da antenin empedans uyumluluğu gösterip dairesel polarizasyonu desteklemesi konusunda gelecek çalışmalar yapılabilir. Aynı şekilde oldukça küçük bir boyuta sahip antenin daha da küçültülüp iyi performans gösterecek hale getirilmesi üzerinde de geliştirme fırsatları denenebilir.

Benzetim ortamında optimize edilen Uygulama-2 Anten 3 yapısı bastırılmış ve laboratuar ortamında S11 ölçümleri yapılmıştır. Benzetim ve ölçüm sonuçları karakteristikleri, birbirine oldukça yakın çıkmıştır. Bu durum da tasarlanan anten performansının başarısını destekler niteliktedir.

KAYNAKLAR

[1] IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1983. *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.* November.

[2] Rezaieh, S.A.; Kartal, M. (2011). "A New Triple Band Circularly Polarized Square Slot Antenna Design with Crooked T and F-Shape Strips for Wireless Applications", *Progress In Electromagnetics Research,* Vol.121, pp. 1-18, October.

[3] Daviu, E. A. (2008). Analysis and Design of Antennas for Wireless Communications Using Modal Methods. PhD Dissertation. Valencia, February Universidad Politecnica de Valencia Departamento de Comunicaciones pp 1-6.

[4] Balanis, A.C. (1982).Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley & Sons Inc, New York.

[5] Url-1 < http://www.antenna-theory.com/>, alındığı tarih 19.03.2013.

[6] Bancroft, R. (2009).Microstrip and Printed Antenna Design, Scitech Publishing Inc., Raleigh, NC.

[7] Huang, Y.; Boyle, K. (2008). Antennas from Theory To Practice, John Wiley & Sons Inc., West Sussex.

[8] Lee K.F.; Luk K. M. (2011). Microstrip Patch Antennas, Imperial College Press, London.

[9] Sarawuth Chaimool and Prayoot Akkaraekthalin (2012). CPW-Fed Antennas for WiFi and WiMAX, AdvancedTransmission Techniques in WiMAX**,** Dr. Roberto Hincapie (Ed.), ISBN: 978-953-307-965-3**,** *InTech.*

[10] Chou, C. C.; Lin, K. H.; Su, H. L. (2007)."Broadband circularly polarised crosspatch-loaded square slot antenna", *Electronics Letters,* Vol.43, no.9, April.

[11] Rajput, Y.; Rawat T.S.; Varshney L. (2012). "CPW Feed Patch Antenna for GPS Applications", *International Journal Of Computational Engineering Research,* Vol.2, no.6, pp. 5-8, October.

[12] Balanis, A.C. (2008). Modern Antenna Handbook, John Wiley & Sons Inc., MA, USA.

[13] Rezaieh, S.A.; Kartal, M. (2012). **"**Broadband CPW-fed circularly polarized square slot antenna with inverted-L strips for wireless applications", *Microwave and Optical Technology Letters,* Vol.54, no.6, pp. 1399- 1402, June.

[14] Felegari, N.; Nourinia, J.; Ghobadi, C. ; Pourahmadazar, J. (2011). "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Inverted-L Shape Grounded Strips", *IEEE Antennas and Wireless Propogation Letters,* Vol.10, pp 274-277.

[15] Chen, H. D.; Chen H. T. (2004). "A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propogation,* Vol.52, no.4, pp. 978-982, April.

[16] Chen, C.; Yung, E. K. N. (2009). "Dual-Band Dual-Sense Circularly-Polarized CPW-Fed Slot Antenna With Two Spiral Slots Loaded", *IEEE Transactions on Antennas and Propogation,* Vol.57, no.6, pp. 1829- 1833, June.

[17] Size, J.Y.; Chang, C.C. (2008). "Circularly Polarized Square Slot Antenna With a Pair of Inverted-L Grounded Strips", *IEEE Antennas and Wireless Propogation Letters,* Vol.7, pp.149-151.

[18] Size, J. Y.; Hsu, C. I. G.; Chen, Z. W.; Chang, C. C. (2010). "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Lightening-Shaped Feedline and Inverted-L Grounded Strips", *IEEE Transactions on Antennas and Propogation,* Vol.58, no.3, pp. 973- 977, March.

[19] Size, J. Y.; Wong, K.L.; Huang, C. C. (2003). "Coplanar Waveguide-Fed Square Slot Antenna for Broadband Circularly Polarized Radiation", *IEEE Transactions on Antennas and Propogation,* Vol.51, no. 8, pp. 2141- 2144, August.

[20] Rezaieh, S. A.;Abbak, M.; Akduman, I. , 2011: " A Circularly Polarized Square Slot Antenna for Wireless Applications", *19th Telecommunications forum TELFOR 2011,*Belgrade, Serbia, November.

[21] Du, S. ; Chu, Q. X. ,2009: "A CPW-Fed Broadband Circularly-Polarized Square Slot Antenna with E-Shaped Slits in Ground Plane", *Proceedings of the 39th European Microwave Conference,* Rome, Italy, October.

[22] Size, J. Y. ; Wang, J. C.; Chang, C. C. (2008). "Axial-ratio bandwidth enhancement of asymmetric-CPW-fed circularly-polarised square slot antenna", *Electronics Letters,* Vol.44, no.18, August.

[23] Chen, Y. B. ; Liu, X. F. ; Jiao, Y. C. ;Zhang F.S. (2006). "CPW-fed broadband circularly polarised square slot antenna", *Electronics Letters,* Vol. 42, no. 19, September.

[24] Felegari, N.; Nourinia, J.; Ghobadi, C.; Pourahmadazar, J. (2011). "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Inverted-L Shape Grounded Strips", *IEEE Antennas and Wireless Propogation Letters,* Vol.10, pp. 274-277.

[25] Pourahmadazar, J.; Ghobadi, C. ; Nourinia, J.; Felegari, N.; Shirzad, H. (2011). "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Inverted-L Strips for UWB Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propogation Letters,* Vol.10, pp 369-372.

[26] Zhou, S. W. ; Li, P. H.; Wang, Y.; Feng, W. H.; Liu Z. Q. (2011). "A CPW-Fed Broadband Circularly Polarized Regular-Hexagonal Slot Antenna With L-Shape Monopole", *IEEE Antennas and Wireless Propogation Letters,* Vol.10, pp.1182-1185.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Erol KARACA

Doğum Yeri ve Tarihi: Bilecik- 24.07.1986

Adres: Mecidiyeköy Mah. Dereboyu Cad. Bayrak Apt. No:33/1 Şişli/İSTANBUL

E-Posta: karacaer@itu.edu.tr

Lisans: İ.T.Ü. Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

Proje Mühendisi-Mobinet İletişim A.Ş.(07.05.2010-30.08.2010)

Ran Planlama Uzmanı-Vodafone (16.09.2010- …)

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

[1] Karaca, E.; Kartal, M. (2013). A New CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna Design with Inverted-L Grounded Strips for Wireless Applications, *PIERS Progress In Electromagnetics Research Symposium*, Stockholm, Sweden.