

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİR DAİRESEL POLARİZASYONLU MİKROŞERİT ANTENDE EKSENEL
ORAN FREKANS BANT GENİŞLİĞİNİN MANTAR BİÇİMLİ BİR
ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPISI İLE ARTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Alican UYSAL

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Cevdet IŞIK

HAZİRAN 2015

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİR DAİRESEL POLARİZASYONLU MİKROŞERİT ANTENDE EKSENEL
ORAN FREKANS BANT GENİŞLİĞİNİN MANTAR BİÇİMLİ BİR
ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPISI İLE ARTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Alican UYSAL
(504121305)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Cevdet IŞIK

HAZİRAN 2015

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504121305 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Alican UYSAL**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**BİR DAİRESEL POLARİZASYONLU MİKROŞERİT ANTENDE EKSENEL ORAN FREKANS BANT GENİŞLİĞİNİN MANTAR BİÇİMLİ BİR ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPISI İLE ARTIRILMASI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Cevdet IŞIK**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Mesut KARTAL**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **4 Mayıs 2015**
Savunma Tarihi : **5 Haziran 2015**

Aileme,

ÖNSÖZ

Tez çalışmam sırasında bana desteğini esirgemeyen çok değerli tez danışmanım Doç. Dr. Cevdet IŞIK'a, benimle antenler ile ilgili bilgilerini paylaşan değerli hocam Prof. Dr. Selçuk PAKER'e, laboratuvar imkanlarını paylaşan ve ölçüm cihazlarının kullanımı konusunda yardımcı bulunan İstanbul Üniversitesi öğretim üyesi Prof. Dr. Sıddık YARMAN ve araştırma görevlisi Sedat KILINÇ'a, üniversitemizde ise öğretim üyesi Dr. H. Bülent YAĞCI ve araştırma görevlisi Y. Müh. Osman CEYLAN'a ve bana anten ölçümlerimde yardımcı olan araştırma görevlisi arkadaşım Ali Doğuş GÜNGÖRDÜ'ye ve İTÜ RF Elektronik Laboratuvarı öğrencilerine teşekkür ederim. Tez yazımı sırasında çeşitli şekillerde bana yardımcı olan araştırma görevlisi arkadaşım Mehmet Nuri AKINCI'ya teşekkür ederim. Ayrıca bu süreç boyunca manevi desteğini eksiltmeyen aileme de teşekkür ederim.

Mayıs 2015

Alican Uysal
Elektronik Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Motivasyon.....	3
1.2 Tezin İçeriği	4
2. ANTENLER VE TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ.....	5
2.1 Antenler	5
2.2 Anten Çeşitleri.....	6
2.2.1 Tel antenler	7
2.2.2 Açıklık antenler	7
2.3 Temel Anten Parametreleri	8
2.3.1 Işıma örüntüsü.....	8
2.3.1.1 Yön bağımsız (izotropik) antenler	9
2.3.1.2 Tüm yönlü (omnidirectional) antenler	10
2.3.1.3 Yönlü (directional) antenler	10
2.3.2 Yönlendiricilik (directivity), kazanç ve verim	11
2.3.3 Demet genişliği	12
2.3.4 Polarizasyon	13
2.3.4.1 Eliptik polarizasyon	14
2.3.4.2 Doğrusal polarizasyon.....	15
2.3.4.3 Dairesel polarizasyon	16
2.3.4.4 Polarizasyon kayıp faktörü.....	17
2.3.5 Giriş empedansı, yansıma katsayısı ve geri dönüş kaybı.....	19
2.3.6 Duran dalga oranı.....	21
2.3.7 Bant genişliği	22
2.3.7.1 Empedans bant genişliği	22
2.3.7.2 Örüntü bant genişliği.....	23
2.3.7.3 Polarizasyon ve eksenel oran bant genişliği.....	23
3. MİKROŞERİT ANTENLER.....	25
3.1 Mikroşerit Antenlerin Üstünlükleri.....	26
3.2 Mikroşerit Antenlerin Kısıtlamaları	28
3.3 Mikroşerit Anten Besleme Şekilleri	29
3.3.1 Mikroşerit besleme.....	29
3.3.2 Koaksiyel (eş eksenli) hat besleme	30
3.3.3 Yakınlık besleme.....	31
3.3.4 Açıklık besleme.....	32
3.4 Mikroşerit Yama Antenlerde Işıma Mekanizması	32
3.5 Doğrusal ve Dairesel Polarizasyonlu Mikroşerit Antenler	34
3.5.1 Doğrusal polarizasyonlu mikroşerit antenler	35
3.5.2 Dairesel polarizasyonlu mikroşerit antenler	35

4. METAMALZEMELER VE ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI	
YAPILARI	39
4.1 Metamalzemeler	39
4.2 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları	40
4.2.1 Bir boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapıları	41
4.2.2 İki boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapıları	41
4.2.3 Üç boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapıları	42
4.3 Mantar Biçimli Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları	44
4.4 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapılarının Analizi	45
4.4.1 Eşdeğer devre modeli yaklaşımı	45
4.4.2 Brillouin bölgesi ve dispersiyon diyagramı yaklaşımı	47
4.4.3 Yansıma fazı yaklaşımı	50
4.5 Farklı Şekilli ve Polarizasyon Bağımlı Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları	53
4.6 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapılarının Dairesel Polarizasyonlu Anten Uygulamaları	54
5. ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPISI İLE ANTEN TASARIMI	57
5.1 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapısının Tasarımı	57
5.2 Dairesel Polarizasyonlu Mikroşerit Anten Tasarımı	64
5.3 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları ile Anten Tasarımı	65
5.4 Benzetim Sonuçları ve Parametrik Analiz	66
5.5 Anten Üretimi ve Ölçüm Sonuçları	76
6. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME	81
KAYNAKLAR	83
ÖZGEÇMİŞ	90

KISALTMALAR

AMC	: Artificial Magnetic Conductor
AR	: Axial Ratio
CAD	: Computer Aided Design
DBS	: Direct Broadcast Satellite
DC	: Direct Current
DNG	: Double – Negatif Material
EBG	: Electromagnetic Band Gap
ELF	: Extremely Low Frequency
ENG	: Epsilon - Negative
ENZ	: Epsilon Near Zero
FDTD	: Finite Difference Time Domain
FEM	: Finite Element Method
FNBW	: First Null Beam Width
FR4	: Flame Resistant 4
FSS	: Frequency Selective Surface
GPS	: Global Positioning System
HFSS	: High Frequency Structure Simulator
HIS	: High Impedance Surface
HPBW	: Half Power Beam Width
ISM	: Industrial Scientific Medical
LHCP	: Left Hand Circular Polarization
LHEP	: Left Hand Elliptic Polarization
LHM	: Left Handed Material
MNG	: Mu - Negative
MNZ	: Mu Near Zero
MOM	: Method of Moments
NRI	: Negative Refraction Index
PBC	: Periodic Boundary Condition
PBG	: Photonic Band Gap
PEC	: Perfect Electric Conductor
PMC	: Perfect Magnetic Conductor
PML	: Perfectly Matched Layer
RADAR	: Radi Detection and Ranging
RF	: Radio Frequency
RHCP	: Right Hand Circular Polarization
RHEP	: Right Hand Elliptic Polarization
TE	: Transverse Electric
TEM	: Transverse Electromagnetic
TM	: Transverse Magnetic
UWB	: Ultra Wide Band
VHF	: Very High Frequency
VNA	: Vector Network Analyser
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio
Wi-Fi	: Wireless Fidelity
WiMax	: Worldwide Interoperability for Microwave Access

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 : Tasarlanan antenin parametreleri	62
--	----

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Değişik türde tel antenler.	7
Şekil 2.2 : Çeşitli türde açıklık antenler. a) Doğrudan açıklık, b)Piramit horn c) Dairesel horn.	8
Şekil 2.3 : Antenler için koordinat sistemi [28].	9
Şekil 2.4 : Tüm yönlü bir kaynağın ışıma örüntüsü [28].	10
Şekil 2.5 : a) Sağ ve b) sol el eliptik polarizasyonlu elektromanyetik dalgaların elektrik alan bileşenlerinin zamanla değişimi.	14
Şekil 2.6 : Doğrusal polarizasyonlu bir elektromanyetik dalgada elektrik alanın zamanla değişimi.	15
Şekil 2.7 : a) Sağ el b) sol el dairesel polarizasyonlu elektromanyetik dalga.	17
Şekil 2.8 : Verici modda bir antenin Thevenin eşdeğer devresi.	19
Şekil 2.9 : Alıcı modda bir antenin Thevenin eşdeğer devresi.	20
Şekil 3.1 : Yama anten.	26
Şekil 3.2 : Mikroşerit beslemeli mikroşerit anten a) $\lambda/4$ empedans dönüştürücü ile, b) içeriden besleme ile empedans uydurma.	30
Şekil 3.3 : Koaksiyel hat beslemeli mikroşerit anten.	31
Şekil 3.4 : Yakınlık beslemeli anten geometrisi (a) Eş düzlemlili (b) Çok katmanlı [30].	31
Şekil 3.5 : Açıklık beslemeli anten geometrisi [30].	32
Şekil 3.6 : Mikroşerit antende saçak alanlar a) üstten görünüş b) yandan görünüş [28].	33
Şekil 3.7 : Mikroşerit antenin dominant modlarının elektrik alan dağılımları [28]... 33	33
Şekil 3.8 : a) Işıma yapan b) Işıma yapmayan açıklıklardaki elektrik alan ve manyetik akım dağılımları [28].	34
Şekil 3.9 : Dairesel polarizasyonlu yama anten çeşitleri [28].	36
Şekil 3.10 : Dairesel polarizasyonlu antende modların genlikleri ve fazları.	37
Şekil 4.1 : a) Enine yarıklı iletken yüzey [8] b) Periyodik yapıli mikrodalga filtre [60].	41
Şekil 4.2 : a) Dipol frekans seçici yüzey [61] b) Altıgen mantar biçimli yüzey [8].. 42	42
Şekil 4.3 : Üç boyutlu EBG yapıları	42
Şekil 4.4 : Elektrik ve manyetik iletken yüzeyde oluşan görüntü kaynaklar.	44
Şekil 4.5 : Kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının a) üstten görünüşü b) yandan görünüşü c) eşdeğer devresi [8].	45
Şekil 4.6 : a) Geleneksel b) HIS yüzey için yüzey dalgaları ve anten kenarından ışıma [8].	47
Şekil 4.7 : Modal analiz düzeneği.	47
Şekil 4.8 : a) Kare b) dikdörtgen biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarının Brillouin bölgeleri ve kritik noktaları	48
Şekil 4.9 : Kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının ilk iki mod için dispersiyon diyagramı Brillouin bölgesi [77]	50
Şekil 4.10 : Kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının yansıma fazının benzetimi için kurulan düzenek.	51
Şekil 4.11 : Bir mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısının yansıma fazı.	52
Şekil 4.12 : Farklı geometrilerde mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları.	53

Şekil 5.1 : FR4 için kare EBG yama boyutlarının belirlenmesi.	59
Şekil 5.2 : Hava taban için kare EBG yama boyutlarının belirlenmesi.	59
Şekil 5.3 : Bir ve dört elemanlı EBG yapılarının yansıma fazı analiz düzeneği.	60
Şekil 5.4 : Kare biçimli EBG yapılarının yansıma fazı analizi a) Tek eleman $W=16.4$ mm, b) Tek eleman $W=18.8$ mm, c) Dört eleman $W=18.8$ mm.	62
Şekil 5.5 : Kare biçimli mantar EBG için dispersiyon diyagramı düzeneği.	63
Şekil 5.6 : Kare biçimli mantar EBG için dispersiyon diyagramı.	63
Şekil 5.7 : Köşelerinden kesik dairesel polarizasyonlu kare yama.	64
Şekil 5.8 : Köşelerinden kesik dairesel polarizasyonlu kare yamanın geri dönüş kaybı ve eksenel oranı.	64
Şekil 5.9 : Elektromanyetik bant aralığı yapısı ile antenin birlikte kullanılması.	65
Şekil 5.10 : Tasarlanan antenin giriş geri dönüş kaybı.	67
Şekil 5.11 : Tasarlanan antenin $\theta=0$ yönünde eksenel oranının frekansla değişimi.	67
Şekil 5.12 : Tasarlanan antenin giriş empedansının gerçel ve sanal kısımları.	68
Şekil 5.13 : Tasarlanan antenin $\phi=0$ düzlemi için E_{θ} ve E_{ϕ} örüntüleri.	68
Şekil 5.14 : Tasarlanan antenin $\phi=0$ düzlemi için $E_{sağ-el}$ ve E_{sol-el} örüntüleri.	69
Şekil 5.15 : Tasarlanan antenin $\theta=0$ doğrultusunda sağ ve sol el dairesel polarizasyonlu bileşenlerinin frekansla değişimi.	69
Şekil 5.16 : Tasarlanan antenin 3 boyutlu eksenel oran örüntüsü.	70
Şekil 5.17 : Tasarlanan antenin ana huzme doğrultusunda yönlendiricilik ve kazancının frekansla değişimi.	71
Şekil 5.18 : Tasarlanan antenin 2.45 GHz’de 3 boyutlu sağ el kazanç örüntüsü.	71
Şekil 5.19 : Tasarlanan antenin 2.45 GHz’de 3 boyutlu sol el kazanç örüntüsü.	72
Şekil 5.20 : Tasarlanan antenin 2.45 GHz’de 3 boyutlu toplam kazanç örüntüsü.	72
Şekil 5.21 : Mikroşerit yama boyutunun (L) geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.	73
Şekil 5.22 : Köşelerden kesilme miktarının (d) geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.	73
Şekil 5.23 : L_x parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.	74
Şekil 5.24 : L_y parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.	74
Şekil 5.25 : g_x parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.	75
Şekil 5.26 : g_y parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.	75
Şekil 5.27 : Üretilen antenin görüntüsü.	76
Şekil 5.28 : Üretilen antenin geri dönüş kaybı.	77
Şekil 5.29 : Işıma özelliklerinin ölçümü için kurulan düzenek.	78
Şekil 5.30 : Ana huzme doğrultusunda ölçülen eksenel oranın frekansla değişimi.	78
Şekil 5.31 : Ana huzme doğrultusunda ölçülen kazancın frekansla değişimi.	79

BİR DAİRESEL POLARİZASYONLU MİKROŞERİT ANTENDE EKSENEL ORAN FREKANS BANT GENİŞLİĞİNİN MANTAR BİÇİMLİ BİR ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPISI İLE ARTIRILMASI

ÖZET

Bu çalışmada ISM 2.4 bandında çalışan dairesel polarizasyonlu bir mikroşerit antenin eksenel oran bant genişliğinin, etrafına yerleştirilen polarizasyon bağımlı mantar biçimli düzlemsel elektromanyetik bant aralığı yapıları ile artırılması hedeflenmiştir. Bilindiği üzere tek beslemeli mikroşerit antenlerin dairesel polarizasyon bant genişliği çok dardır. Eksenel oranın 3 dB'in altında kaldığı bant aralığı göz önüne alındığında bu bant genişliğinin yüzde 2-3 civarında olduğu görülmektedir. Çoklu besleme ve birden fazla eleman kullanımı gibi teknikler ile bant genişliği artırılabilse de bu yaklaşım, genellikle antenin besleme hattının karmaşıklaşması veya anten toplam boyutunun artması problemini beraberinde getirmektedir.

Elektromanyetik bant aralığı yapıları, metamalzeme olarak adlandırılan yapay malzemelerin bir alt dalıdır. Mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları ise daha özel bir kavramdır. Bu yapıların üst kısmı iletken bir şerit halinde kare, altıgen gibi düzgün bir geometrik şekle sahiptir. Yapının alt kısmı elektriksel iletken bir toprak yüzeyi ile kaplıdır ve yapının ortasında üst kısmı ile alt kısmını birbirine bağlayan iletken yollar bulunur. Bu yapılar, elemanlar arasındaki boşluk ve üst kısmı alt kısma bağlayan iletken yollar nedeniyle bir LC devresi ile modellenebilir ve rezonans devresi gibi davranır. Bu özelliği sayesinde bu yapıların yasak bant oluşturduğu bilinmektedir.

Polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapıları ise dalgaın farklı polarizasyonuna farklı tepkiler veren yapılardır. Mantar biçimli polarizasyon bağımlı yapılar ise genellikle üst iletkeninin şeklinin farklı polarizasyonlarda farklı tepkiler verecek şekilde dikdörtgen yapı olarak veya iletken yolun yerinin değiştirilmesi ile gerçekleşir. Bu şekilde farklı polarizasyonlu dalgaların göreceği endüktans değeri değişeceğinden rezonans frekansı da değişecektir.

Bu tezde polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapılarının uygun konfigürasyonda dairesel polarizasyonlu bir mikroşerit antenin eksenel oran bant genişliğini artırabildiği gösterilmiştir. Anten etrafına yerleştirilen 12 adet dikdörtgen şekilli mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısı sayesinde %2-3 civarında olan 3dB eksenel oran bant genişliği %6-7 civarına çıkarılmıştır. Bu da ISM 2.4 bandının tek beslemeli bir mikroşerit anten ile düşük profilli bir yapı kullanılarak kapsanması anlamına gelmektedir. Tasarımın boyutu, geleneksel kare yama antene göre bir miktar daha büyük olsa da bu bant genişliğini elde etmek için tasarlanan dizi yapılarından daha az yer kapladığı söylenebilir.

AXIAL RATIO FREQUENCY BANDWIDTH ENHANCEMENT IN A CIRCULARLY POLARIZED MICROSTRIP ANTENNA USING MUSHROOM-LIKE ELECTROMAGNETIC BAND GAP STRUCTURE

SUMMARY

Wireless communication using circularly polarized electromagnetic waves becoming popular since such waves are beneficial in some cases. They are used in especially deep space communication where polarization mismatch losses can be higher due to the imperfect alignment of linearly polarized transmitter and receiver antennas. Some other benefits of circularly polarized waves include multipath fading rejection and eliminating the effect of Faraday rotation through ionized media.

In order to obtain circularly polarized electromagnetic waves it is necessary to use antennas capable of radiating circularly polarized waves i.e. circularly polarized antennas. Since most of the antennas radiate electromagnetic waves with linear polarization related to their structural nature, circular polarization operation requires care and specific designs different from some canonically shaped structures.

Antenna studies in the literature mostly related to linearly polarized antennas. Main purposes on these studies usually are improvement their features such as expanding impedance bandwidth, dual or multi band operation, improvement in gain and efficiency etc. Usually having acceptable return loss within a frequency band is adequate to conclude that the structure is radiating electromagnetic waves in this band. Radiation characteristics are further concern, which gives the idea of spatial power distribution (antenna pattern). In these studies, mostly, since antenna polarization is presumed as linear, polarization characteristics of the antenna are not investigated deeply, it is enough to compare co-pol and cross-pol linearly polarized components of the radiated power from the antenna.

A circularly polarized antenna has a different feature, which is one of the most important parameters as well as its impedance matching. Axial ratio is a term which is mostly defined and used with elliptic and circularly polarized antenna. Being a radiation characteristics, it is defined as the ratio of the major and minor axis of the polarization ellipse of the radiated field. Since polarization ellipse is very narrow for linearly polarized antennas, they do not need this definition (or axial ratio is very high).

Obtaining a high quality circular polarization requires antenna to have very low axial ratio, ideally 1 (0 dB). This situation corresponds to polarization ellipse to be pure circle. Since it is not possible to achieve 0 dB axial ratio exactly, in literature axial ratio below 3dB is accepted to show an antenna to be circularly polarized. Thus, axial ratio bandwidth is defined as the frequency band where axial ratio of the antenna remains under 3 dB in a specified direction usually in the direction of main beam.

Microstrip antennas are the antennas with a dielectric insulator material. Due to their benefits and production easiness, they attracted much attention since they were discovered. Along with any other advantages, these antennas can have circular polarization operation mode when designed properly. In literature, so far, some antennas have been introduced that can radiate circularly polarized waves with single patch structure. Having such an advantage, however, axial ratio bandwidth of such structures are usually very narrow which is not adequate for use within an application. Depending on the substrate quality factor and thickness, mostly 2-3 percent relative

bandwidth where the axial ratio is below 3 dB. Such a bandwidth is usually narrower than antenna impedance bandwidth, thus being limiting factor to the antenna operation frequency band. In literature, also there are some approaches to extend its circular polarization bandwidth. Most known and used approaches are use of multiple feeding with single element and sequentially rotated antennas in which antenna elements are in an array configuration, with rotated orientations and fed with a phase difference. These techniques shows great improvement in frequency dependency of axial ratio, widening bandwidth significantly. On the other hand, since the phase difference is provided by quarter wave transmission line, such designs are still frequency dependent. Another problems such as being bulky, lossy and more complicated arises with the use of power splitters and quarter wave microstrip lines. Port isolation is also a problem when multiple feed is used.

Electromagnetic band gap structures are branch of metamaterials, the structures designed artificially to provide electromagnetic behavior that naturally does not exist. Electromagnetic band gap structures are the structures, which provide a forbidden gap and does not pass electromagnetic waves within this band. Such behavior can be described as a spatial filter, which can be used for several purposes. These structures mainly gain their behavior with periodicity of a cell structure and the structure of the cell itself. Along with one and three dimensional variants, most popular electromagnetic band gap structures are built in two dimensions, which are periodic in two dimensions. This allows to use printed circuit board manufacturing techniques, thus provides easy realization.

Mushroom-like electromagnetic band gap structures are specific form of two dimensional electromagnetic band gap structures. They consist of a perfect conductor bottom plate, conducting top side, which can be a square, circle etc. and one or more conducting vias, which connect top and bottom sides. Between top and bottom sides, a dielectric insulator, especially a printed board material is placed. Since the shape of conducting parts is similar to mushroom, the structure is called mushroom-like electromagnetic band gap structure.

Being a spatial filter, mushroom-like electromagnetic band gap structures are becoming popular for antenna applications. Such structures are mainly used for two different purposes in an antenna application. Since the structure has a forbidden band a coplanar configuration with a microstrip antenna is beneficial to suppress surface waves, therefore antenna directivity, gain and efficiency can be improved. This ability also improves antenna radiation pattern by lowering side and back lobes. Another configuration of this structure is to use with wire antennas. According to image theory, image of a horizontal dipole on a ground plane cancels main source if the antenna is placed very close to ground plane. For efficient radiation, antenna must be placed on quarter wave above the ground plane. This causes the antenna height to be increased. Mushroom-like electromagnetic structure can be used to overcome this problem, by providing an artificial magnetic plane. It was shown that, this structures show zero phase reflection coefficient at a certain frequency. This ability allows these structures to be used as ground plane. Since the structure provides in phase reflection coefficient, it is possible to realize low profile antennas with these structures.

Research on mushroom-like electromagnetic structures show that these structures can be polarization dependent in terms of reflection coefficient. It was made possible by using shapes, such as rectangular. It was realized that frequency dependency of reflection coefficient phase differs for different polarization. However, in literature,

research on these structures mainly focuses on reflection coefficient behavior. Their coplanar configuration with microstrip antennas can be a probable research topic.

In this work coplanarly placed polarization dependent electromagnetic band gap structure with a circularly polarized microstrip antenna is investigated. Rectangular shaped electromagnetic band gap structure is used as unit cell. Main purpose of this study is to extend axial ratio bandwidth of circularly polarized microstrip antenna. By using 12 rectangular mushroom-like electromagnetic band gap structure surrounding a truncated corner patch antenna with coaxial feed, it was shown that a secondary minimum point can be obtained in the frequency dependency of axial ratio at broadside direction. Taking advantage of this, by selecting dimensions properly, this second minimum point can be brought close to the minimum caused by patch antenna itself. This approach introduced a ripple in axial ratio graph, therefore extending its bandwidth. At the end of the study, a final design is produced and tested. Both simulation and experimental results show that axial ratio bandwidth is extended from 2-3 percent to 6-7 percent when 3 dB axial ratio limit is considered. It was also observed that this structure also causes the antenna gain to be increased about 1 dB in the operation band. Since this method uses single coaxial feed and there is no distribution network antenna can be realized with low loss without complex feeding networks. Although antenna size is also increased along its performance, it is still smaller to that of four element sequentially rotated arrays. Having such features, designed antenna is a candidate for middle gain broadband applications.

1. GİRİŞ

Haberleşme insanlar arasındaki en önemli ve en eski ihtiyaçlardan biridir. Özellikle geçtiğimiz yüzyılda elektromanyetik dalgaların varlığının gösterilmesi ve kablosuz haberleşmenin mümkün olduğunun Hertz tarafından deneysel olarak ispat edilmesinin ardından yapılan bir çok çalışma ile her nesil, kablosuz haberleşme konusunda daha çok bilgiye sahip olmuş, bu sayede insanlar arasında kurulan kablosuz iletişimin kalitesi artmakla birlikte her zaman daha iyisi hedeflenmiştir. Çağımızda bu teknolojinin geldiği nokta ve hayatımıza yaptığı etki ortadadır. Günümüzde sahip olduğumuz haberleşme teknolojileri haberleşme alanında zamanımızın sınırlarının zorlanması ile elde edilmiş, bir sonraki nesil için çok daha yüksek hedefler kendini göstermeye başlamıştır.

Antenler, günümüzde kablosuz haberleşme için olmazsa olmaz düzenlerdir. Radyo, televizyon, mobil haberleşme, uydu haberleşmesi, RADAR'lar (Radio Detection and Ranging) ve benzeri birçok sistem, işlevselliğini elektromanyetik dalgalardan alır. Haberleşme sistemlerinde, gönderilecek işaretin oluşturulduğu devre kısmının, alıcı ile haberleşebilmek için iletim kanalına verdiği işaretler antenler kullanılarak alıcılara gönderilmektedir. Benzer şekilde iletim kanalında var olan işareti alıcıda anlamlı bir bilgiye dönüştürecek olan kata verilmesi de yine antenler tarafından yapılmaktadır.

Mikroşerit antenler, 20. yüzyılın ikinci yarısında ortaya çıkan ve üzerine araştırmaların en çok yoğunlaşmış olduğu anten çeşididir. Daha önceki antenler ile kıyaslandığında mikroşerit yapılar, antenin dielektrik tabaka ile kullanılması kılavuzlanan dalga boyunu bir miktar düşürmeyi, dolayısı ile antenin boyutunu düşürmeyi olanaklı kılmıştır. Daha da önemlisi 3 boyutta bir hacme sahip olan anten kalınlığı eni ve boyuna göre ihmal edilebilecek bir hale gelen 2 boyutta bir ışıyıcı elemana dönüştürülmüştür. Mikroşerit antenlerin sağladığı bu yararların yanında mekanik dayanıklılık, tasarım ve üretim kolaylığı gibi avantajlar, bu anten çeşidine yapılan araştırmayı sürekli sıcak tutmayı başaramış, araştırmanın ötesinde günlük hayatımıza da girmesini sağlamıştır. Özellikle haberleşme sistemlerinin artması, frekans spektrumunun daha çok uygulamaya açılması ve uygulamaya yönelik frekans

tayini gibi gelişmeler haberleşme sistemlerinin çalışma frekanslarını spektrumun yukarı kısımlarına çıkarmış, bu da mikroşerit yapıdaki antenleri daha cazip hale getirmiştir.

Anten polarizasyonu antenin ışıma bölgesi içerisinde uzak alanda elektrik alanın yöneliminin zamanla değişimi olarak ifade edilmektedir [1]. Anten ve radyo dalgası yayılımı araştırmaları büyük çoğunlukla doğrusal polarizasyonlu antenler ve dalgalar üzerine gerçekleşmektedir. Bu türde polarizasyonlu antenlerin sentezi daha kolay olduğundan birçok haberleşme sistemi doğrusal polarizasyon kullanmaktadır. Doğrusal polarizasyonun etkisinin yetersiz olduğu bazı senaryolarda, dairesel polarizasyonun antenlerin dönme açısından bağımsız olması [2], çok yollu sönümlenme (multipath fading) olayından olumsuz etkilenmemesi [3], iyonosferden kaynaklanan faraday etkisinden daha az etkilenmesi [4] gibi özelliklerinden dolayı dairesel polarizasyon cazip bir çözüm olarak çıkmaktadır. Alıcı ve verici arasında sabit bir yöneliminin sağlanmasının zor olduğu mobil uydu haberleşmesi gibi uygulamalarda bağlantı bütçesinin antenlerin dönmesine bağlı olması problemi, dairesel polarizasyonlu antenlerin kullanımı ile aşılabilmektedir.

Mikroşerit antenler üzerine yapılan birçok çalışmada da, genellikle doğrusal polarizasyonlu ışıyıcı yapıları üzerinde durulmuş ve toplam ışıyan alanın da doğrusal polarizasyonlu olması bir çok uygulama için yeterli olmuştur. Mikroşerit anten teknolojisinin de gelişmesi ile birlikte bu tür yapıların çok dar bir aralıkta da olsa dairesel polarizasyon özelliği sağladığı görülmüştür. Mikroşerit antenlerin dairesel polarizasyon bant genişliğinin artırılması problemi günümüzde hala geçerli bir problemdir.

Elektromanyetik bant aralığı yapıları, metamateryallerin yani yapay elektriksel özellik sağlayan malzemelerin bir alt dalıdır. Bu yapılar mikrodalga spektrumunda yasak bant oluşturmak için kullanılmaktadır. Periyodik olarak kendini bir, iki veya üç boyutta tekrarlayan bu yapılar ile gelen elektromanyetik dalganın belirli bir frekans bandında geçişine izin verilmemesi hedeflenir. Bant aralığı karakteristikleri gelen dalganın polarizasyonu, geliş açısı gibi parametreler ile yakından ilişkilidir. Bu yapılar literatürde frekans seçici yüzeyler [5], antenler için yansıtıcı yüzey [6] gibi yapıların tasarlanması, mikroşerit antenlerde yüzey dalgalarının bastırılması [7] gibi bir çok amaç için kullanılmaktadır.

Elektromanyetik bant aralığı terimi, metamateryal, yani yapay elektriksel özellik sağlayan malzemelerin bir alt dalı olmakla beraber, yine de çok geniş bir alandır. Bu alanda da bir çok alt dal vardır ve bunların içinde en çok ilgi çeken uygulama metal-dielektrik elektromanyetik bant aralığı yapılarıdır. İlk defa 1999 yılında Sievenpiper tarafından ortaya atılan [8] mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları literatürde oldukça fazla ilgi uyandırmış ve bu yapıların mevcut sistemlerin iyileştirilmesinde kullanılabileceği birçok çalışma ile gösterilmiştir.

1.1 Motivasyon

Literatürde elektromanyetik bant aralığı yapıları ile tasarlanmış mikroşerit antenler bulunmaktadır. Bu yapılar, kimi zaman yapay manyetik iletken özelliğinden faydalanılarak düşük profilli anten tasarımında kullanılırken [9, 10] kimi zaman da yüzey dalgalarına gösterdiği yüksek empedans özelliği sayesinde anten örüntüsünün iyileştirilmesi [11] veya kazancın artırılması [12-17] için kullanılmıştır. [17-19] çalışmalarında böyle bir yapının antenin bant genişliğini de artırdığı belirtilmiştir. Bu yapıların dairesel polarizasyonlu antenler ile birlikte kullanılması fikri de uygulanmış, [20-23]'te bir mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısının yüksek empedans özelliğinden faydalanılarak dairesel polarizasyonlu bir mikroşerit antenin de doğrusal polarizasyonlu bir anten gibi kazancının artırılabilirdiği görülmüştür. Ayrıca kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının dairesel polarizasyonlu bir antenin eksenel oran bant genişliğinin artırılmasında kullanılabileceği [21]'de gösterilmiş ve 6dB eksenel oran bant genişliği %10.2 olan bir yapı sunulmuştur. Bu çalışmaların haricinde mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısının yapay manyetik iletken yüzey özelliğinden yola çıkılarak yapılan çalışmalarda dikdörtgen biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarının farklı polarizasyonlara farklı tepkiler verdiği görülmüştür [24, 25]. Bu özellik kullanılarak, [26]'da dikdörtgen desenli mantar biçimli yapay manyetik iletken toprak üzerine yerleştirilmiş bir dipol antenin uygun şartlar altında iyi bir eksenel oran ve eksenel oran bant genişliği ile dairesel polarizasyonlu ışıma yapabildiği gösterilmiştir. [27] çalışmasında da benzer şekilde elektriksel olarak ayarlanabilir bir elektromanyetik bant aralığı yapısı üzerine yerleştirilen doğrusal polarizasyonlu mikroşerit monopolün dairesel polarizasyonlu ışıma yaptığı gösterilmiştir.

Yukarıda bahsedilen çalışmalar ışığında bu tez çalışmasında dairesel polarizasyonlu bir mikroşerit antenin eksenel oran bant genişliğinin dikdörtgen biçimli polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapıları ile artırılması hedeflenmiştir. Literatürde yapılmış çalışmalara ek olarak bu çalışmada dairesel polarizasyonlu mikroşerit anten ile aynı düzlemi paylaşan mantar biçimli polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapısının anten performansına katkı sağlayıp sağlayamayacağı incelenmiştir. Uygun boyutlardaki dikdörtgen biçimli periyodik yapının anteni çevrelemesi ile antenin eksenel oranının frekansa bağımlılığında ikinci bir yerel minimum noktası oluşturulduğu ve bant içinde izin verilen dalgalılığa göre bant genişliğinin istenilen oranda artırılmasının mümkün olduğu görülmüştür.

1.2 Tezin İçeriği

Bu tez çalışması kapsamında yukarıda da bahsedildiği üzere dairesel polarizasyonlu bir mikroşerit antenin dairesel polarizasyon bant genişliğinin mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları ile artırılması hedeflenmiştir. Bu doğrultuda literatürde yapılan bazı çalışmalardan yola çıkılarak yeni bir çalışma ortaya konulmuştur.

Bu çalışmanın içeriğini oluşturan temel terimler, tezin ilk kısımlarında açıklanmıştır. İkinci bölümde antenler hakkında genel bir bilgi verilmiş ve anten parametreleri incelenmiştir. Üçüncü kısımda antenlerin özel bir alt dalı olan mikroşerit antenler incelenmiş, avantajları ve dezavantajları ortaya konulmuştur. Dairesel polarizasyonlu mikroşerit antenlerin incelenmesi de bu kısımda yapılmıştır. Dördüncü kısımda literatüre nispeten daha sonra giren metalmalzemeler ve özellikle elektromanyetik bant aralığı yapıları incelenmiştir. Mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarının sağladığı karakteristik özellikler ile analiz yöntemlerine ait bilgiler bu kısımda verilmiştir. Beşinci bölümde, tez çalışması kapsamında tasarlanan anten ile elektromanyetik bant aralığı yapısının benzetim sonuçları verilmiştir. Sonrasında üretilen antenin ölçüm sonuçları sunulmuştur. Altıncı kısımda ise gerçekleştirilen çalışmanın değerlendirmesi yapılmış, sonuçlar özet olarak verilmiş ve bu çalışmanın sonrasında yapılabilecek çalışmalardan bahsedilmiştir.

2. ANTENLER VE TEMEL ANTEN PARAMETRELERİ

Tezin bu kısmında antenler ile ilgili genel bilgilerin verilmesi amaçlanmıştır. Antenler ve kablosuz haberleşmenin geçmişi hakkında kısa bir giriş yapıldıktan sonra, anten çeşitleri ve temel anten parametrelerinden bahsedilmiştir. Antenelerin bir çok önemli parametresi olmasına rağmen bunların tez çalışması kapsamında gerekli olanlarının üzerinde durulmuştur.

2.1 Antenler

Kablosuz haberleşmenin geçmişi, elektromanyetik dalgaların varlığının keşfedilmesi ile başlar. Daha öncesinde, elektrik ve manyetik alanların bilgisi sadece statik ile kısıtlıydı zamanla değişim göz önüne alınmamıştı. Elektrostatığe ve manyetostatığe ilişkin bağıntılar durağan yükler ve kararlı elektriksel akımlar ile ilişkilendirilmişti ve bu ilişkiler Coulomb, Gauss, Faraday, Ampere, Biot-Savart yasaları ile açıklanmaktaydı. Elektrik ve manyetik alanlar bağımsız olgular olarak düşünülmektedir. 1860'larda James Clark Maxwell yaptığı çalışmalar ile, Ampere yasasında düzeltme yaparak zamanla değişen harmonik elektrik alanının yasasında manyetik alan oluşturduğunu ispatladı. Ayrıca Gauss, Faraday ve Ampere yasalarını bir araya getirerek kendi adıyla anılan bu denklem takımını ortaya koymasının ardından, zamanla değişen alanların aslında hareket eden bir dalga formunda olduğunu da gösterdi. Uzayda oluşturulabilecek değişken bir elektrik veya manyetik alan, diğerinin tetikleyecek ve bu şekilde devam ederek uzayın bir başka noktasında, kaynak noktasında oluşturulan alanın etkisini gözlemlemek mümkün olabilecekti. 1800'lü yılların sonlarına doğru Heinrich Hertz kurduğu bir düzenele, Maxwell'in çalışmalarının deneysel olarak ispatladı. Antenlerin ilk defa kullanıldığı bu çalışma, kablosuz haberleşmenin mümkün olabildiğinin gösterilmesi açısından büyük önem taşımaktadır.

Antenlerin ilk kullanımının ardından bir dizi gelişmeler anteni insan hayatının içerisine sokmuştur. 1800'lü yılların sonlarında ortaya çıkan telsiz telgraf gibi kritik

uygulamalar ile başlayan bu süreçte 1900’lü yılların başlarında sivil amaçlı yayınlar sayesinde antenler bir çok insan tarafından aşına olunan düzenler haline gelmiştir. Zamanla kablosuz haberleşme ihtiyaçlarının değişmesi, daha uzak mesafelerle ve birden fazla alıcı ile haberleşme problemi, geniş bantlı iletişim gibi problemler ile elektromanyetik gücün verimli kullanımının istenmesi, antenler üzerinde değişik araştırmalar yapılmasına ve zamanla farklı türde yapıların da elektromanyetik dalga yayıcı olarak kullanılabileceğinin keşfedilmesine sebep olmuştur. Farklı üstünlük ve zayıflıklara sahip olan bu değişik yapıların seçimi, uygulamaya yönelik yapılmaktadır. Günümüzde ise antenler ve anten üzerine yapılan çalışmalar çok geniş bir spektrumdadır. Kablosuz haberleşmenin hiç olmadığı kadar yaygın olmasının getirdiği bir sonuç olarak anten teknolojisi bir hayli gelişmiş olmakla beraber, antenler kablosuz haberleşmenin söz konusu olduğu her cihazda bulunmaktadır.

Antenlerin görevi, verici modda iken girişine gelen elektriksel işareti elektromanyetik dalgaya çevirmek, alıcı modda iken ise iletim ortamındaki elektromanyetik dalgaları yakalayıp uçları arasındaki elektriksel gerilim ve akıma çevirmektir. Bir başka deyişle antenler, çoğunlukla skaler olarak ifade edilen akım ve gerilimi vektörel ifade olan elektrik alan ve manyetik alana dönüştürürler veya bu işlemin tersini gerçekleştirirler. Bu sayede kablosuz haberleşme sağlanabilmektedir.

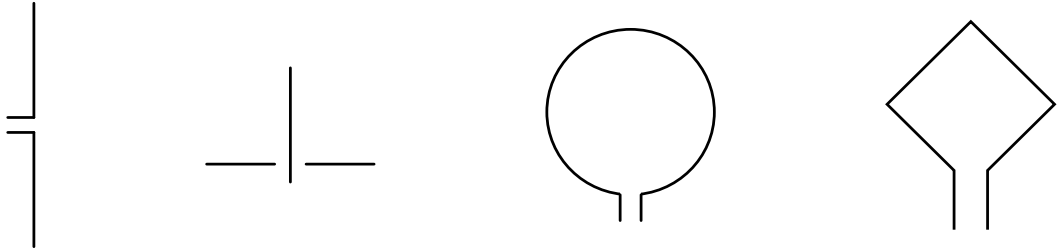
2.2 Anten Çeşitleri

Çeşitli kablosuz haberleşme ihtiyaçlarının gerektirdiği bazı şartlar, çeşitli türde antenlerin ortaya çıkmasına sebep olmuştur. Antenin elektromanyetik ve elektriksel özellikleri, boyutu, çalışma frekansı, kullanım yeri, maksimum gücü, polarizasyonu gibi etkenler bir uygulama için doğru antenin seçilmesi gerektirmektedir. Uygun yapıda ve istenilen gereksinimleri sağlayan antenler sistemin diğer bileşenleri üzerinde kolaylık sağlayacağından bu seçim dikkatli yapılmalıdır. Bu seçim imkanını sağlayan anten literatürü çok geniş olmakla beraber, şekilsel yapılarının benzerliği üzerinden antenler, tel antenler, açıklık antenler ve mikroşerit antenler olmak üzere üç ana başlık altında incelenebilir. Bu kısımda tel ve açıklık türdeki antenlerden kısaca bahsedilmiş, mikroşerit antenler ise bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak incelenmiştir.

2.2.1 Tel antenler

Anten çeşitleri içerisinde ilk ortaya çıkan anten türü rezonans halde ışıma yapan tel antenlerdir. Açık devre veya kısa devre ile sonlandırılan bir iletim hattının uygun şartlar altında havaya elektromanyetik dalgalar yayabileceği keşfedildikten sonra, tel antenler günümüze kadar uzanan bir süreç içerisinde sıklıkla kullanılmışlardır. Sadece iletken bir tel kullanarak oluşturulabilen bu antenler, hacim olarak çok yer kaplamadığından ve çok kolay üretilebildiğinden en yaygın kullanılan anten türü olmuştur. Bu tür antenlerin çalışma frekans aralığı antenin boyu ile yakından alakalıdır. Şekil 2.1’de çeşitli konfigürasyonlardaki tel antenler görülmektedir.

Tel antenler, kolay geometrileri ve diğer anten yapılarının düşük frekanslara uygun olmaması nedeniyle günümüzde Aşırı Düşük Frekans (Extremely Low Frequency - ELF) bandından, Çok Yüksek Frekans (Very High Frequency - VHF) bandına kadar en çok kullanılan anten türüdür. Daha yüksek frekanslarda da kullanılabilse de özellikle 1 GHz civarında yerinimikroşerit antenlere bırakmaya başlamaktadır. Daha yüksek frekanslarda ise dalga boyunun küçülmesi sebebiyle anten boyunun küçülmesi ve telin yarıçapının ihmal edilemeyecek mertebeye gelmesi durumu beraberinde gelmektedir.

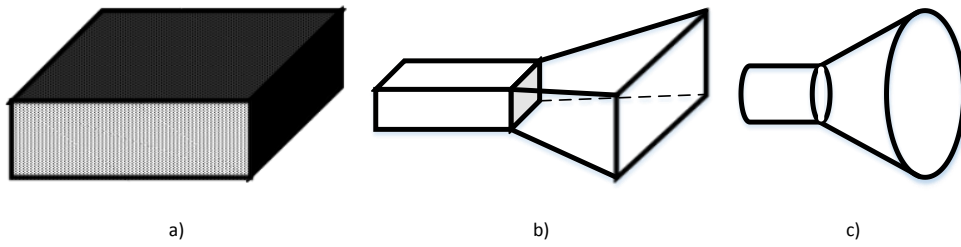


Şekil 2.1 : Değişik türde tel antenler.

2.2.2 Açıklık antenler

Tel antenler, basit olmakla beraber yönlülükleri genel olarak kötüdür ve çevresine eşit yoğunlukta ışıma yapar. Bu özellik, cep telefonu, telsiz gibi mobil sistemler için arzu edilen bir özellik olmakla beraber, noktadan noktaya iletişim veya RADAR gibi gücün bir yöne odaklanmasını gerektiren uygulamalarda tel antenlerin kullanımını kısıtlar. Dizi yaklaşımı ile veya yansıtıcı iletken bir yüzey kullanılarak antenin bir yöne gönderdiği güç artırılabilse de bu çözüm genellikle hacmin artmasına sebep olur. Bu sorunun giderilmesi için açıklık türdeki antenler geliştirilmiştir. Bu antenler genellikle tek iletkenli dalga kılavuzları ile birlikte kullanılır ve dalga kılavuzunun açık devre ile

sonlandırılması ile ya da dalga kılavuzu empedansını iletim ortamı empedansına uyduran bir empedans dönüştürücü yapı olarak karşımıza çıkarlar. Bu tür antenler, tel antenlere göre daha iyi yönlülük gösterebilmekte ve çok daha yüksek güçlerde çalışmaya uygun olabilmekte, fakat zor ve pahalı üretim ve eklendikleri sistemlerin ağırlığının ihmal edilemeyecek derecede artması gibi problemleri de beraberinde getirmektedirler. Ayrıca düşük frekanslarda açıklık tipi antenlerin ve anteni besleyen dalga kılavuzunun boyutları çok fazla olur ve genellikle pratik sınırların ötesine geçebilir. Şekil 2.2’de çeşitli açıklık antenleri görülmektedir. Açıklık antenlerinin en sık kullanılanı horn antenlerdir.



Şekil 2.2 : Çeşitli türde açıklık antenler. a) Doğrudan açıklık, b) Piramit horn
c) Dairesel horn.

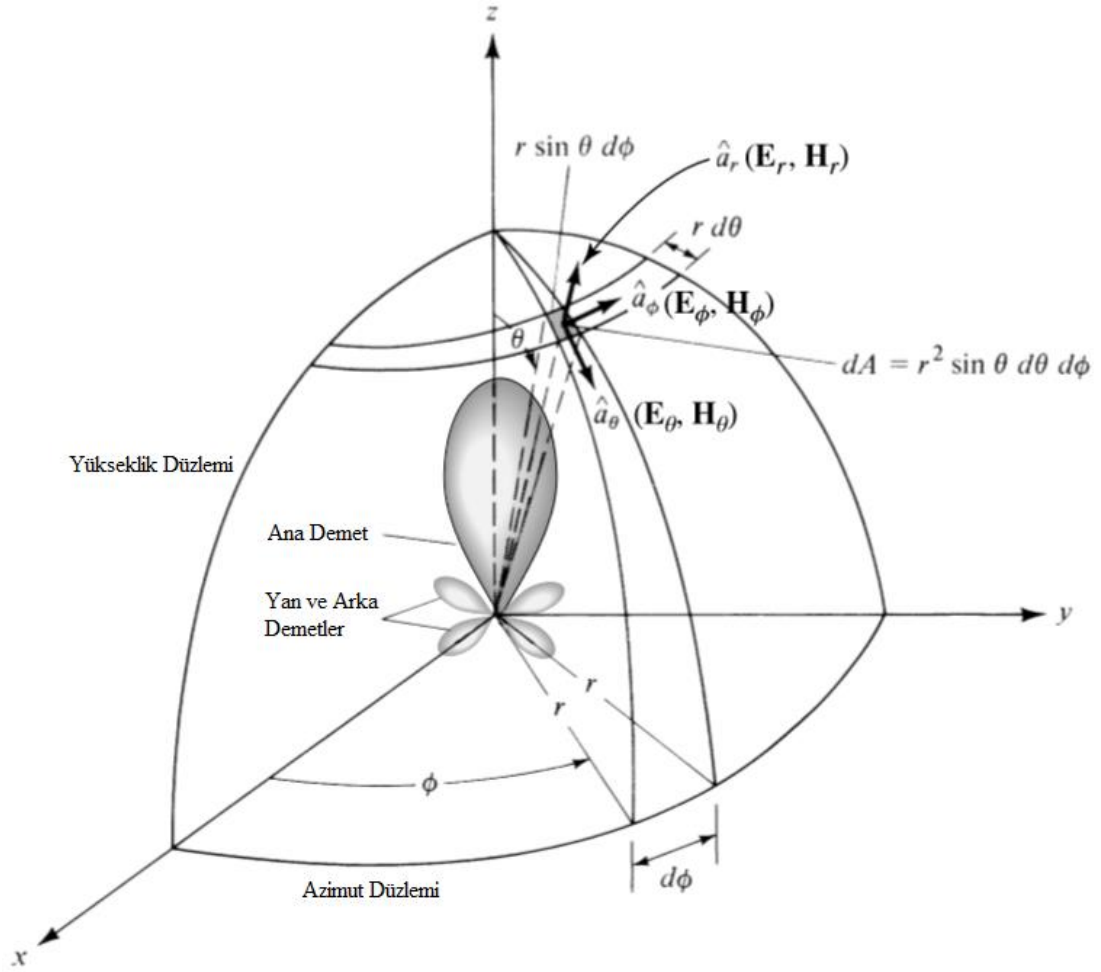
2.3 Temel Anten Parametreleri

İşaret taşıyan iletim hattı ortamından kablosuz iletişim yapılacak ortama (genellikle hava) işaretin taşınması olayına ışıma denir ve bu olay birbirine doğrudan temas etmeyen ve mesafeleri bazen binlerce kilometreyi bulabilen veri aktarım senaryolarının gerçekleştirilmesi için en temel ve en gerekli olaydır. Işımanın başarımı ile kablosuz iletişimin sağlanacağı ortam ve iletişimle ilgili temel problemler doğrudan antenlerin parametreleri ile alakalıdır. Bir iletişim ortamında alıcı ve verici arasındaki uyumun sağlanması vericiden verilen işaretin alıcıya ulaşması, çoklu alıcı ve verici durumları ve benzeri birçok problemin çözümü için antenin temel parametrelerinin bilinmesi gerekir. Bu parametrelerin en önemlilerine bu bölümde değinilecektir.

2.3.1 Işıma örüntüsü

Işıma örüntüsü (pattern), antenin, girişine gelen skaler elektriksel işaretin ışıma anlamında uzaysal dağılımını nasıl yapacağını gösteren çizelgedir ve uzak alan bölgesindeki alan büyüklükleri cinsinden ifade edilir. Antenin elektromanyetik enerjiyi ne tarafa yönlendireceği antenin ışıma örüntüsü ile gösterilir. Bu yüzden antenin ışıma örüntüsü antenin en önemli parametrelerinden birisidir. Antenler faz

merkezine göre nokta kaynak olarak modellenebildiğinden ve alıcı ile verici arasındaki mesafe anten boyutlarından çok daha fazla olduğu için antenlerin karakterizasyonu için küresel koordinatlar (r, θ, ϕ) tercih edilir. Işıma örüntüsünde radyal yönde bir değişken parametre bulunmaz ve sadece antenin girişine gelen gücü ϕ ve θ değişkenlerine göre nasıl dağıttığını gösterir. Bir nokta kaynak anten için koordinat düzleminin yapısı Şekil 2.3’de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.3 : Antenler için koordinat sistemi [28].

Antenler uzaya yaydığı elektromanyetik gücü dağıtma şekillerine göre farklı isimler alırlar. Yönden bağımsız (izotropik), tüm yönlü (omnidirectional) ve yönlü (directional) şeklinde sınıflandırmalar antenlerin huzme şekilleri için sıklıkla kullanılmaktadır.

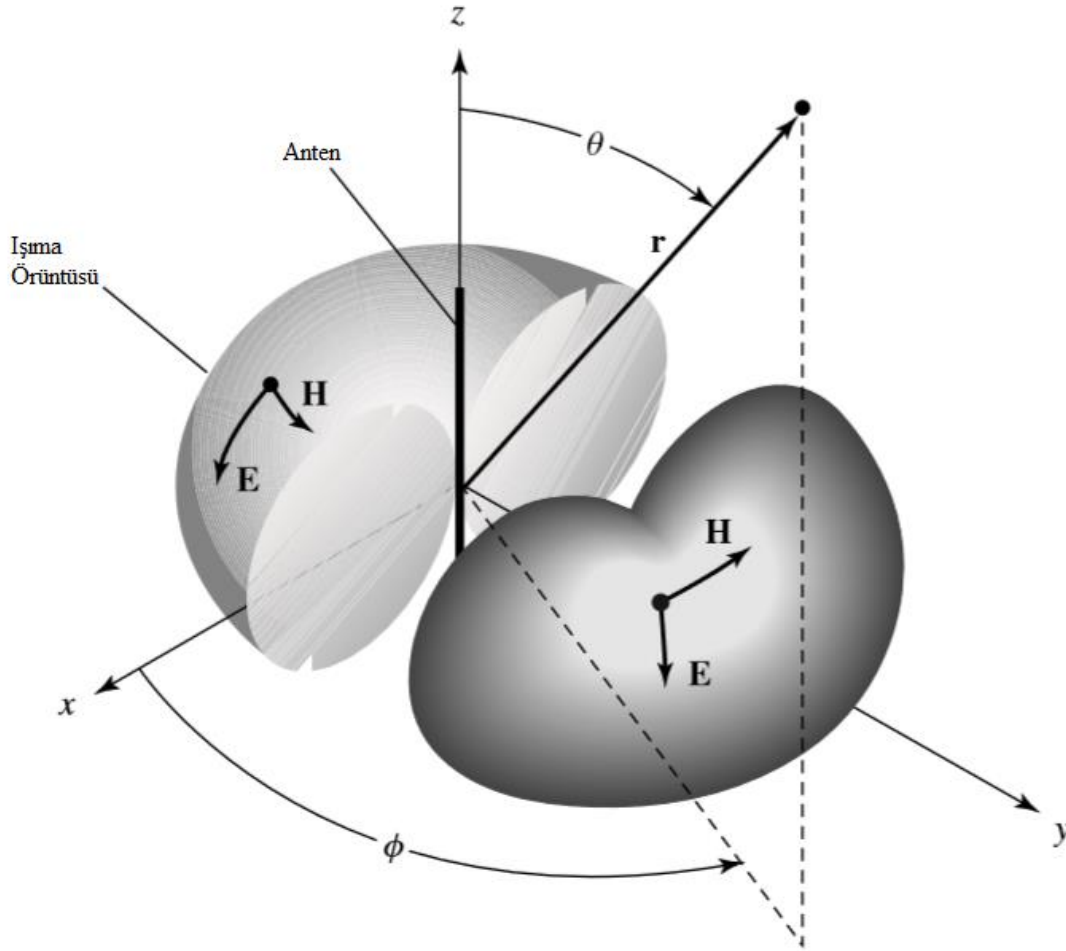
2.3.1.1 Yön bağımsız (izotropik) antenler

Elektromanyetik enerjiyi uzaya eşit miktarda dağıtan kaynaktır. İzotropik antenler gerçek hayatta gerçekleştirilememekle birlikte herhangi bir ışıyıcı kaynak olarak

düşünürsek güneşi ve diğer enerji yayan gök cisimlerini örnek gösterebiliriz. Bu türde bir kaynağın ışıma örüntüsü ϕ ve θ 'dan bağımsızdır ve bu kaynaktan yayılan alanı almak isteyen bir kaynak için alıcının konum değiştirmesi ışıma örüntüsünden kaynaklanan kaybı etkilemez.

2.3.1.2 Tüm yönlü (omnidirectional) antenler

Yaydığı elektromanyetik gücün uzaysal dağılımının ϕ veya θ açılarından sadece birisine bağlı olduğu anten türüdür. Bağımlı olmadığı koordinat bileşeni yönünde alıcının yer değiştirmesi aldığı gücü değiştirmez. Diğer eksen yönünde ışınan güç bir fonksiyon eğrisi boyunca değişim gösterir. Şekil 2.4'te $\sin\theta$ dağılımlı bir çift kutuplu (dipol) antenin ışıma örüntüsü görülmektedir.



Şekil 2.4 : Tüm yönlü bir kaynağın ışıma örüntüsü [28].

2.3.1.3 Yönlü (directional) antenler

Yaydığı elektromanyetik gücü uzayın sadece belirli bir kesimine gönderen anten türüdür ve örüntüsü θ ve ϕ 'ye bağlıdır. Horn antenler, yansıtıcı yüzeyli antenler ile

dizi antenler bu şekilde ışıma yapar. Bu türde bir ışıyıcının örüntüsü, ana demet ile yan ve arka demetleri Şekil 2.3'te gösterilmiştir.

2.3.2 Yönlendiricilik (directivity), kazanç ve verim

Yönlendiricilik, antenin girişine gelen işareti ne kadar yönlendirebildiğinin göstergesidir. Bu ölçüt en genel hali ile bir $D(\theta, \phi)$ örüntüsü ile ifade edilen bir fonksiyondur. Fakat genellikle ifade kolaylığı açısından antenin ışıma yapması beklenen yöndeki değeri, yani ışıma örüntüsünün maksimum değeri şeklinde ifade edilir. Yönlü antenlerde bu değer yüksek olması, daha çok alanı kapsamaması istenen antenlerde ise düşük olması beklenir. Anten yönlendiriciliği ifade edilirken antenden kaynaklanan kayıplar hesaba katılmaz ve anten girişine gelen gücün tamamının ışıdığı varsayılır. Bir izotropik kaynağın uzaya yaydığı güç homojen olduğundan ışıdığı güç, P_i antene gelen gücü ifade etmek üzere

$$U_{izo} = \frac{P_i}{4\pi} \left[\frac{W}{str} \right] \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilmektedir [28]. Burada U antenin ışıdığı, birim katı açıdan geçen elektromanyetik güçtür. Bu tanım bir çok anten için referans olarak kabul edilmekte ve anten yönlendiriciliği izotropik ışıyıcıya göre verilmektedir. Herhangi bir antenin ışıdığı alanın uzaysal dağılımı $U(\theta, \phi)$ ile ifade edilirse, izotropik kaynak referanslı yönlendiriciliği

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{izo}} [boyutsuz] \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Sadece ışıma gücünün maksimum olduğu yön dikkate alındığında,

$$D = \frac{U}{U_{izo}} [boyutsuz] \quad (2.3)$$

olarak da ifade edilebilir. Doğrusal polarizasyonlu bir antenin yönlendiriciliği genellikle dBi cinsinden ifade edilir ve bu değer ışımanın maksimum olduğu yöndeki ışıma yoğunluğunun izotropik kaynaktan ne kadar fazla olduğunu belirtmek için kullanılır. Örneğin, 3 dBi yönlendiricilikli bir anten, maksimum ışıma yaptığı yönde birim küresel yüzeyden izotropik kaynağa göre iki kat güç akısı geçirecek şekilde ışıma yapabilirken, 10 dBi yönlendiricilikli bir anten 10 kat akı geçirebilmektedir.

Anten, girişine gelen güçten daha fazlasını uzaya yayamayacağı için antenin yönlendiriciliğinin artması, ışıma yapılan bölgenin azalması anlamına gelir.

Antenin yönlendiriciliği anten geometrisinin nasıl ışımaya sebep olacağını göstermekte önemlidir. Fakat daha pratik bir yaklaşımda anten kazancı terimi daha çok kullanılmaktadır. Çünkü idealde antenler kayıpsız değildir ve bu kayıplar bazı anten türleri için ciddi boyutlara varmaktadır. Alıcı ile verici arasında alıcının minimum alışı hassasiyetine göre oluşturulacak link bütçesi hesabı, antenlerin yönlendiriciliği değil, kazancına göre yapılmaktadır.

Anten kazanç örüntüleri çok büyük çoğunlukla yönlendiricilik örüntüleri ile aynı, fakat bir katsayı farkı ile değişmektedir. Bu katsayı antenin verimidir. η_r anten verimini göstermek üzere,

$$G(\theta, \phi) = \eta_r D(\theta, \phi) \quad (2.4)$$

bağıntısı geçerlidir ve η_r 'nin değeri daima 0 ile 1 arasındadır. İdeal durumda kayıpsız bir anten için η_r 1'e eşittir. Anten verimi antendeki güç kayıpları ile alakalı bir parametredir. Bir antende kayıplar, iletkenlerin iletkenliğinin sonlu olması veya yalıtkanların bir miktar iletkenliğe sahip olması nedeni ile olur. Bu kayıplara genellikle anten girişinde oluşacak empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan yansımanın getirdiği kayıp da eklenerek daha genel bir verim tanımı yapılır. Bu üç kayba ilişkin verim ifadeleri sırası ile η_c , η_d ve η_r olarak adlandırılırsa antenin toplam verimi,

$$\eta = \eta_c \eta_d \eta_r \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilmektedir [28].

2.3.3 Demet genişliği

Demet genişliği (beam width) antenin ışıma örüntüsünün maksimumunun zıt yönlerdeki iki eşdeğer noktasının doğrultuları arasındaki açıdır [28]. Bu eşdeğer noktaların değerlerine göre birden fazla demet genişliği tanımı yapılmıştır. Bunlardan en çok kullanılanları yarım güç demet genişliği (half power beam width-HPBW) ve ilk sıfır demet genişliğidir (first null beam width-FNBW). Yarım güç demet genişliği antenin maksimum ışıma yaptığı yöndeki güç yoğunluğunun yarıya düştüğü açısall sapma değeri olarak ifade edilir. Bu değer logaritmik elektrik veya manyetik alan

örüntüsünde 6dB, güç örüntüsünde 3dB'e denk gelmektedir. İlk sıfır demet genişliği ise antenin maksimum ışıma yaptığı doğrultu ile bu doğrultuya en yakın yerel minimumun bulunduğu doğrultu arasındaki açı olarak ifade edilir.

Tüm yönlü antenlerde, ışıma örüntüsü bir koordinat ekseninden bağımsız olduğu için bir tane demet genişliğinden bahsedilirken (sadece θ veya sadece ϕ), yönlü antenler için hem θ , hem de ϕ ekseninde iki farklı demet genişliği söz konusudur.

2.3.4 Polarizasyon

Bir elektromanyetik dalga birbirine dik elektrik ve manyetik alan bileşenlerinden meydana gelir. $\vec{n}$ elektromanyetik dalganın ilerleme yönünü göstermek üzere,

$$\vec{n} \parallel \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.6)$$

bağıntısı geçerlidir. Bir başka deyişle dalgayı meydana getiren $\vec{E}$, $\vec{H}$ ve $\vec{n}$ vektörleri sağ el kuralını sağlayacak dik bir koordinat sistemi tanımlarlar. Elektrik ve manyetik alan vektörleri dalganın ilerleme yönüne dik düzlem üzerinde birbirine dik bir şekilde konum alarak elektromanyetik dalgayı oluştururlar. Polarizasyon kavramı da elektrik alan vektörünün zamanla değişimi olarak tanımlanmıştır. Anten polarizasyonu ise antenin ısladığı dalganın polarizasyonudur. Bir antenden yayılan elektromanyetik dalgaya uzak alanda düzlem dalga yaklaşımı yapılabilir. Bu bölgede z yönünde ilerleyen dalganın elektrik alan bileşeninin fazör biçimi en genel halde;

$$\vec{E}(z) = (E_x \vec{e}_x + E_y \vec{e}_y) e^{-jkz} \quad (2.7)$$

şeklinde. Burada E_x ve E_y en genel anlamda bir genlik ve açıya sahip kompleks büyüklüklerdir ve

$$E_x = E_{x0} e^{j\psi_x}, E_y = E_{y0} e^{j\psi_y} \quad (2.8)$$

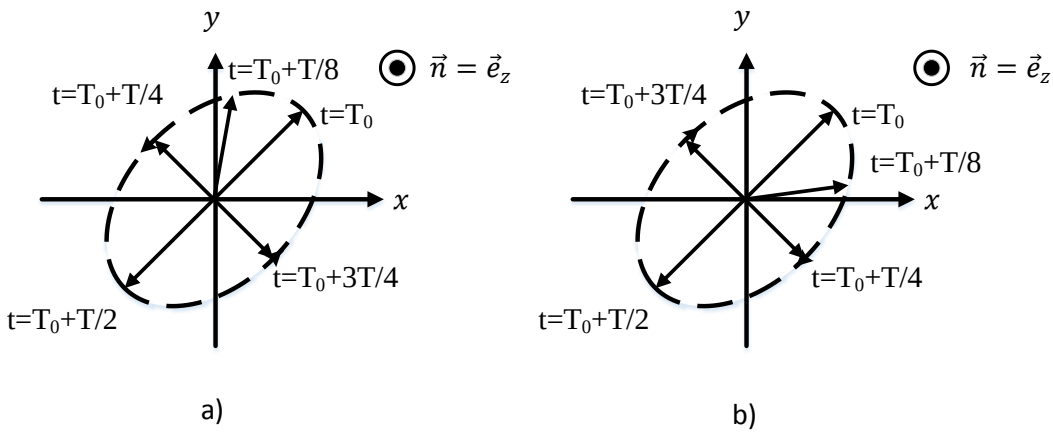
şeklinde gösterilebilir. Toplam elektrik alan zaman domeninde,

$$\vec{E}(z, t) = (E_{x0} \cos(\omega t - kz + \psi_x) \vec{e}_x + E_{y0} \cos(\omega t - kz + \psi_y) \vec{e}_y) e^{-jkz} \quad (2.9)$$

olur. Dalganın polarizasyonu da E_{x0} , E_{y0} katsayıları ile ψ_x , ψ_y faz açılarının birbirlerine görece olarak aldığı değerlere göre eliptik, doğrusal veya dairesel olarak adlandırılmaktadır.

2.3.4.1 Eliptik polarizasyon

Uzayda yayılan bir elektromanyetik dalganın elektrik alan bileşeninin dalganın ilerleme yönüne dik düzlem üzerinde zamanla değişimi en genel ifadeyle bir elips çizer. Bu elips bir büyük bir de küçük yarıçapa sahiptir. Yani dalga ilerlerken en genel haliyle elektrik alan vektörünün hem büyüklüğü hem de yönü değişir. Dalganın ilerleme yönünden kaynağa bakıldığında elektrik alanın yönü saat yönünün tersine ise ($\Delta\psi = \psi_y - \psi_x < 0$) , veya başka bir deyişle dalganın ilerleme yönü sağ elin başparmağı yönünde iken elektrik alanın değişimi sağ elin içi yönündeyse bu polarizasyona sağ el eliptik polarizasyon (right hand elliptic polarization-RHEP) denir. Ters durumda ($\Delta\psi > 0$) ise polarizasyon sol el eliptik polarizasyondur (left hand elliptic polarization-LHEP). Şekil 2.5'te z yönünde ilerleyen sağ ve sol el eliptik polarizasyonlu dalgaların, ilerleme yönüne dik düzlem üzerinde elektrik alan bileşenlerinin zamanla değişimi gösterilmiştir. T, elektromanyetik dalganın periyodunu, $\vec{n}$ ise dalganın ilerleme yönünü göstermektedir.



Şekil 2.5 : a) Sağ ve b) sol el eliptik polarizasyonlu elektromanyetik dalgaların elektrik alan bileşenlerinin zamanla değişimi.

Eliptik polarizasyonlu bir dalganın çizdiği elipsin büyük ve küçük yarıçapları sırası ile A ve B olursa aksenel oran (axial ratio-AR) tanımı

$$AR = \frac{A}{B} [boyutsuz] \quad (2.10)$$

şeklinde yapılmaktadır. Elipsin ana eksenlerinin koordinat düzlemi eksenleri ile çakışması halinde ($\Delta\psi = \pm 0.5(2n - 1)\pi, E_{x0} \neq E_{y0}$) bu tanım;

$$AR = \frac{\max(E_{x0}, E_{y0})}{\min(E_{x0}, E_{y0})} [\text{Birimsiz}] \quad (2.10)$$

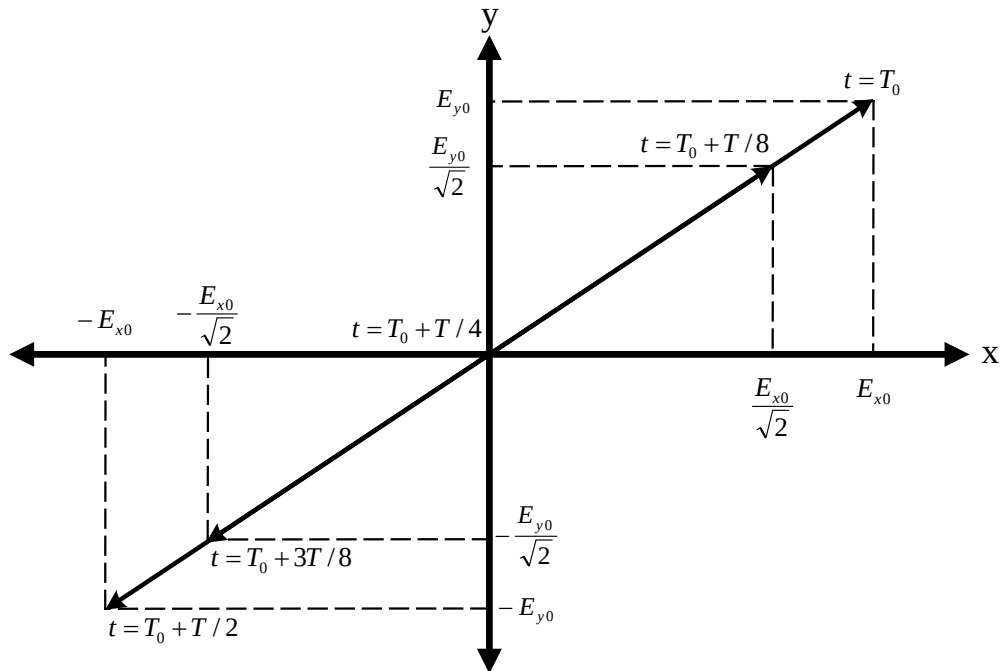
olarak da ifade edilebilir. Bu değer logaritmik ölçekte

$$AR [dB] = 20 \log \left(\frac{\max(E_{x0}, E_{y0})}{\min(E_{x0}, E_{y0})} \right) dB \quad (2.11)$$

şeklinde ifade edilir.

2.3.4.2 Doğrusal polarizasyon

Elektrik alan vektörü doğrultusunun dalganın ilerleme yönüne dik düzlem üzerinde sabit kaldığı polarizasyon türü doğrusal polarizasyondur. Bir periyot içinde elektrik alanının doğrultusu değişmezken şiddeti sinusoidal olarak değişir. Bu, aslında eliptik polarizasyon diyagramında küçük eksenin büyük eksenin yanında çok küçük kaldığı duruma denktir. Bu koşul $\Delta\psi = n\pi$ veya E_{x0} veya E_{y0} büyüklüklerinin birisinin diğerinin yanında çok büyük olması durumudur. $AR \gg 1$ olarak da ifade edilebilen bu özel durumda karşımıza çıkan bu polarizasyon türü bir çok iletişim sisteminde kullanılan polarizasyondur ve çok fazla karmaşık anten yapıları gerektirmeden elde edilebilir. Şekil 2.6'da doğrusal polarizasyonlu bir elektromanyetik dalganın elektrik alan bileşeninin zamanla değişimi görülmektedir.

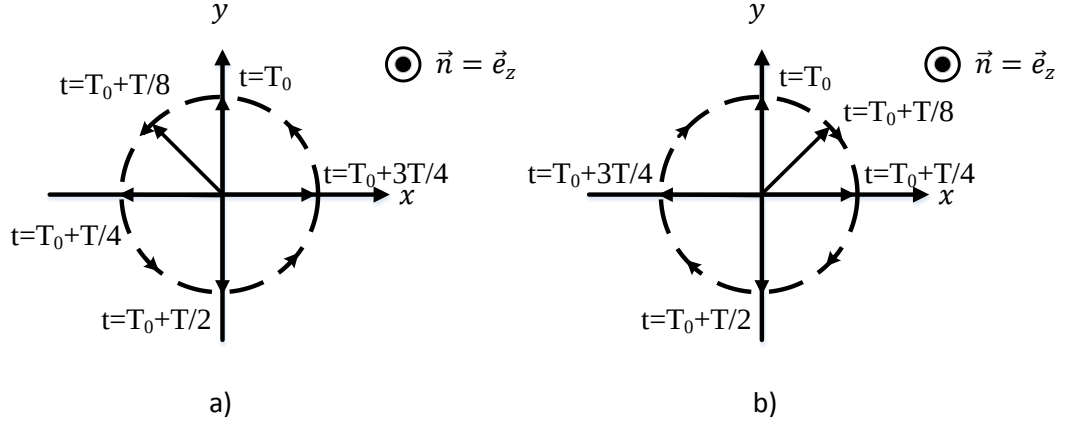


Şekil 2.6 : Doğrusal polarizasyonlu bir elektromanyetik dalgada elektrik alanının zamanla değişimi.

Dalganın ilerleme yönü olan z eksenine dik olan düzlem, x ve y eksenleri ile gösterilebilir. Bu durumda x-y düzlemindeki herhangi bir elektrik alan vektörü E_x ve E_y bileşenleri ile gösterilebilir. Buna göre doğrusal polarizasyonlu elektromanyetik dalga eş fazlı iki dik doğrusal polarizasyon bileşeni ile ifade edilebilmektedir. Bu alan vektörüne dik ikinci bir vektör yazılabildiğinden kanal sayısının kısıtlı olduğu veya yüksek iletişim hızlarının gerekli olduğu senaryolarda bu özellik bir avantaj olarak gelir ve farklı polarizasyonlarda farklı bilgilerin taşınmasına olanak tanınmış olur. Günümüzde bunun en belirgin örneği sivil kullanımlı direkt yayın uydusu (direct broadcast satellite-DBS) sistemlerinin sahip olduğu yatay (horizontal-H) ve düşey (vertical-V) polarizasyonlardır. Polarizasyon ayrıklaştırması (diversity) sayesinde kanal kapasitesi iki katına çıkarılmış olmaktadır.

2.3.4.3 Dairesel polarizasyon

Elektrik alan vektörünün bir periyot içinde genliğinin sabit kalarak yönünün değişmesi halinde elde edilen polarizasyon dairesel polarizasyondur. Bu yön değişimi elektrik alan vektörünün dalganın ilerleme yönüne dik düzlem üzerinde daireler çizmesi şeklinde olmaktadır ki bu da eliptik polarizasyon durumunda elipsin büyük ve küçük yarıçaplarının birbirine eşit olması halidir ($AR=0$ dB). Bu da Denklem 2.7’de $\Delta\psi = \pm\pi/2$ ve $E_{x0} = E_{y0}$ olması özel durumudur. İdeal dairesel polarizasyonlu bir antende eksenel oran değeri 1’dir (0dB). Fakat pratikte bunun gerçekleşmesi çok zordur ve bir miktar eliptikliğe izin verilir. Eksenel bileşenlerin genliklerinin oranının $\sqrt{2}$ ’nin altında kaldığı durum, antenin dairesel polarizasyonlu çalıştığı aralık olarak kabul edilir. Bu ise logaritmik olarak 3 dB’e denk gelmektedir. Dairesel polarizasyonun türü de eliptik polarizasyon gibi elektrik alanın dönüş yönüne göre $\Delta\psi = -\pi/2$ ise sağ el dairesel polarizasyon (right hand circular polarization-RHCP) ve $\Delta\psi = \pi/2$ ise sol el dairesel polarizasyon (left hand circular polarization-LHCP) şeklinde belirlenir. Şekil 2.7’de ideal sağ ve sol el polarize elektromanyetik dalgaların elektrik alan bileşenlerinin zamanla değişimi görülmektedir.



Şekil 2.7 : a) Sağ el b) sol el dairesel polarizasyonlu elektromanyetik dalga.

2.3.4.4 Polarizasyon kayıp faktörü

Eğer alıcı ve verici antenler birbirlerine uygun polarizasyonda değilse bu antenler arasında polarizasyon uyumsuzluğundan kaynaklanan güç kaybı meydana gelir. Bu durum genellikle istenmez. İşaretin maksimum verimle aktarılabilmesi için alıcı ve verici anten aynı polarizasyonda olmalıdır. Polarizasyon kayıp faktörü olarak adlandırılan etki, alıcı ve verici antenlerin polarizasyon vektörlerinin izdüşümü ile ifade edilir. Kayıp olarak tabir edilmesine rağmen bu etki, haberleşmenin bağlantı bütçesine çarpımsal bir etki olarak gelir. Antenlerin polarizasyon uyumunun tam olarak sağlandığı durumda 1 (logaritmik olarak 0 dB), antenlerin polarizasyonunun tamamen ortogonal olduğu durumda ise 0 (logaritmik olarak $-\infty$ dB) olur ve Pratik değerleri bu aralıkta değişir. Doğrusal polarizasyonlu antenlerde izdüşüm iki polarizasyon vektörü doğrultusu arasındaki açı ile ifade edilirken, ideal dairesel polarizasyonlu antenlerin kullanıldığı haberleşmede antenlerin, uzak alandaki düzlem dalganın faz yüzeyi normali etrafında dönmesi önemsizdir. İdeal doğrusal polarize antenlerin birbirine dik olduğu durumda ve ideal dairesel polarize antenlerin ise birbirine zıt (sağ ve sol eli) polarizasyonda olması durumunda antenler arası haberleşme mümkün olamaz. Eliptik ve ideal olmayan dairesel polarizasyonlu antenlerin polarizasyon kayıp faktörü ise antenlerin polarizasyon elipsinin düzlem eksenleri ile yaptığı açığa, eksenel oran değerlerine ve sağ veya sol eli olmalarına bağlıdır.

Doğrusal polarizasyonlu antenler ile dairesel polarizasyonlu antenlerin bir arada kullanıldığı iletişim senaryolarında ise polarizasyon kayıp faktörü tanımı da benzer şekilde yapılabilir. Küresel koordinatlarda herhangi bir (θ, ϕ) doğrultusu için

doğrultuya dik düzlem $\vec{e}_\theta$ ve $\vec{e}_\phi$ vektörleri ile belirlenir. Bu durumda (2.8) genelleştirilerek $\vec{e}_x$ yerine $\vec{e}_\theta$ ve $\vec{e}_y$ yerine $\vec{e}_\phi$ yazılabilir. İdeal bir doğrusal polarizasyonlu anten ile ideal bir dairesel polarizasyonlu antenin bir arada kullanıldığı durumda dairesel polarizasyonlu dalganın fazör gösterimi

$$\vec{E}_{cp} = E_\theta \vec{e}_\theta \pm j E_\phi \vec{e}_\phi \quad (2.12)$$

olur. Burada E_θ ve E_ϕ genlikleri birbirine eşit olduğundan polarizasyon kayıp faktörü antenlerin dönüşünden bağımsız olarak 0.5, yani -3dB'dir. Bu bir dezavantaj olarak görünse de, polarizasyon yönelimi bilinmeyen doğrusal polarizasyonlu bir vericiden yayılan dalgaları almak için dairesel polarizasyonlu anten kullanılması halinde polarizasyondan dolayı oluşacak kaybın 3dB'den fazla olmaması anlamına gelir ki bu özellik de tek antenle birden fazla polarizasyonu izleme imkanı sağlar.

Antenin ıııdığı dalganın polarizasyonunun haricinde anten mühendisliğinde, polarizasyon ile ilişkilendirilebilen bir kavram daha vardır. Antenler, düşük seviyede de olsa genellikle ışıma yapması beklenen polarizasyon haricinde de ışıma yaparlar. Doğrusal polarizasyonlu bir antende E_θ bileşeninin baskın olması isteniyorsa ve E_ϕ bileşeni istenmiyorsa anten ışıma örüntüsünde θ polarizasyonu eş polarizasyon, ϕ polarizasyonu çapraz polarizasyon olarak adlandırılır. Benzer şekilde RHCP (veya RHEP) bir antenin ıııdığı LHCP (veya LHEP) dalgalar da çapraz polarizasyon olarak adlandırılır. İyi bir antende Eş/Çapraz polarizasyon oranı, yani antenin eş polarizasyon kazancının çapraz polarizasyon kazancına oranı yüksek olmalıdır. Antenin ters polarizasyonda ışıma yapması gereksiz güç kaybına neden olmaktadır.

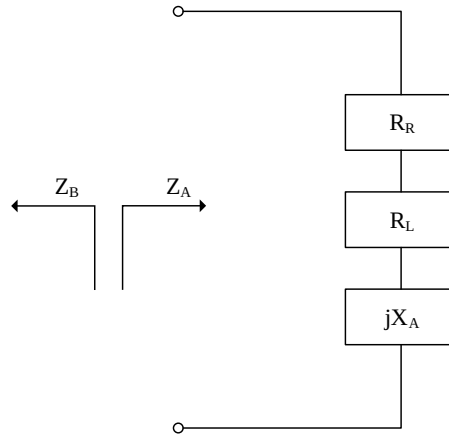
Antenin ışıma örüntülerinin polarizasyon parametreleri cinsinden verilmesi genellikle faydalıdır. Toplam ışıyan güç, alan bileşenleri cinsinden η_0 ortamın karakteristik empedansı olmak üzere

$$P_{rad} = \frac{(E_\theta)^2 + (E_\phi)^2}{\eta_0} \quad (2.13)$$

olduğundan anten tarafından ışıyan gücün yanı sıra elektrik alan bileşenlerine de bakmak faydalı olacaktır. Antenin polarizasyonu θ ve ϕ 'nin fonksiyonu olduğu için bu, farklı ışıma doğrultularında antenin hem eş/çapraz polarizasyon oranını, hem de istenen polarizasyonda (doğrusal veya dairesel) ışıma yapıp yapmadığını görmek için önemlidir.

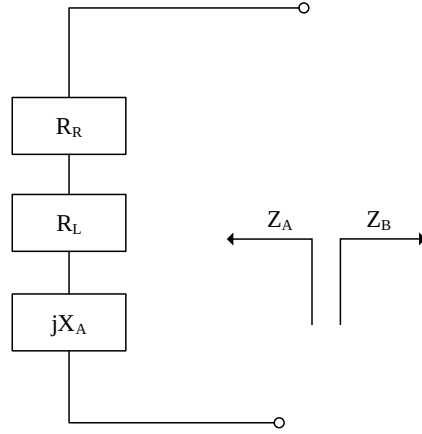
2.3.5 Giriş empedansı, yansımaya katsayısı ve geri dönüş kaybı

Bir çok devre ve sistem gibi antenler de eşdeğer devre modeli ile modellenebilmektedir. Verici moddaki bir antenin Thevenin eşdeğer devresi Şekil 2.8'deki gibidir [28]. Tek kapılı bu eşdeğer devre modelinin girişinden görülen empedans (Z_A) en genel haliyle karmaşık bir büyüklüktür ve bir gerçel ile bir sanal kısımdan oluşur. Gerçel kısım ışıma direnci ile kayıplardan meydana gelen direncin toplamı şeklinde ifade edilebilir. Sanal kısım ise antende oluşan endüktif ve kapasitif etkilerden meydana gelir. Z_B ise verici antenden verici devreye doğru bakıldığında görülen empedanstır.



Şekil 2.8 : Verici modda bir antenin Thevenin eşdeğer devresi.

Antenler resiprok elemanlar olduğu benzer yaklaşım alıcı antenler için de yapılabilir. Bu durumda anten bir kaynak elemanı gibi davranır ve işareti bağlandığı iletim hattına aktarır. Bu halde de antenin empedansı (Z_A) kaynak iç empedansı olarak modellenebilir ve yine gerçel ve sanal kısımlardan oluşur. Bu durumda Z_B ise antenden sonra gelen yapının girişinden görülen empedanstır. Şekil 2.9'da alıcı moddaki bir antenin eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 2.9 : Alıcı modda bir antenin Thevenin eşdeğer devresi.

Her iki durumda da antenin iletim hattına bağlandığı jonksiyonlarda yansımanın minimize edilmesi istenir. Bu ardışıl yansılardan kaynaklanan girişim etkilerinin azaltılması için öne taşımaktadır. Bu noktalardaki yansımalar empedans süreksizliğinden meydana gelir. Jonksiyondan yansıyan gerilimin jonksiyona giren gerilime oranı olarak ifade edilen ve bu jonksiyona ilişkin yansıma katsayısını gösteren ρ ortamların giriş empedansları cinsinden aşağıdaki denklemde gösterildiği gibi ifade edilmektedir [29].

$$\rho = \frac{Z_A - Z_B}{Z_A + Z_B} \quad (2.14)$$

Bu denklemden görülmektedir ki,

$$Z_A = Z_B \quad (2.15)$$

durumunda yansıma katsayısını sıfır yapmak mümkün olmaktadır. Antenler genel olarak doğrudan bir iç empedansı olan kaynağa bağlanmak yerine arada bir iletim hattı ile bağlanırlar. Bu hatlar genellikle 50Ω , 75Ω gibi saf gerçel empedansa sahiptirler. Eğer anteni besleyen kaynak hattın girişi tarafından hatta uyumlu ise (benzer şekilde alıcı moddaki anten için de hat uygun yük ile sonlandırılmış ise) hattın karakteristik empedansı Z_0 olmak üzere aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$Z_B = Z_0 \quad (2.16)$$

Bu durumda antenin girişinde oluşacak yansıma katsayısı

$$\rho = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.17)$$

şeklinde indirgenebilir. Mikrodalga uygulamalarda gerilim ve akım yerine güç üzerinden hesaplamalar yapmak daha yaygındır. Güç yansıma katsayısı jonksiyona gelen gücün ne kadarının geri yansıdığını gösteren büyüklüktür ve gerilim yansıma katsayısı cinsinden

$$\Gamma = \rho^2 \quad (2.18)$$

şeklinde belirlenir. Bu büyüklük en genel haliyle kompleks bir büyüklüktür. Mikrodalga sistemleri, devre ve sistem bakış açısı ile devre matrisleri kullanarak analiz etmek daha kolaydır. Bu tür bir analizde S parametreleri sıklıkla kullanılır. Antenler, tek kapılı bir devre olduğundan sadece S_{11} 'den bahsetmek söz konusudur. Geri dönüş kaybı olarak da tanımlanan bu parametre, yansıma katsayısının bir başka şekilde ifadesidir ve genellikle logaritmik olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\text{Geri dönüş kaybı} = -20 \log_{10} |\rho| = -10 \log_{10} |\Gamma| \quad (2.19)$$

Anten gibi pasif yapılar için geriye yansıyan gücün girişten gelen güçten daha fazla olması söz konusu değildir ve geri dönüş kaybı değeri 0 dB ile ∞ arasındadır. Kayıptan söz edildiği için pasif devreler için bu değer pozitif olmak zorundadır. Bir anten için izin verilen geri dönüş kaybı seviyesi genellikle 10 dB'dir ($S_{11}=0.1$ (-10 dB)). Bu da gerilim yansıma katsayısının 0.316 olması ve gelen gücün %10'unun geri yansıması durumudur. Geri dönüş kaybının daha büyük olması (S_{11} 'in daha küçük olması) daha iyi empedans uyumu olduğunu gösterir. Empedans uyumunun kötü olması hem gücün bir kısmının kaybedilmesi anlamında önemlidir, hem de özellikle uzun iletim hattı ortamlarında birden fazla oluşacak yansıma, girişim oluşturarak işaretin bozulmasına sebep olabilir [29].

2.3.6 Duran dalga oranı

Empedans uyumu tam olarak gerçekleştirilemeyen besleme yapılarında geriye yansıyan dalgalar, ilerleyen dalgalar ile girişim oluşturarak hat üzerinde duran dalga oluştururlar. Gerilim duran dalga oranı (voltage standing wave ratio-VSWR) hat üzerindeki gerilim seviyesinin maksimum genliği ile minimum genliğinin oranıdır ve aşağıdaki formül ile ifade edilmektedir.

$$VSWR = \frac{V_{maks}}{V_{min}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.20)$$

Buradan görülebilmektedir ki empedans uyumu ne kadar başarılı ise duran dalga oranı o oranda düşük olacaktır. Hat üzerinde hiç duran dalga oluşmaması ($\Gamma=0$) ve işaretin tamamının geri yansımaları durumundaki limit hallerde ise VSWR sırası ile 1 ve ∞ değerlerini alacaktır. 10 dB'lik bir geri dönüş kaybı ise 1.92 duran dalga oranına denk düşmektedir. Anten tasarımlarında çoğu zaman VSWR=2 seviyesi de kabul edilmektedir.

2.3.7 Bant genişliği

Bant genişliği birçok elektronik sistemde olduğu gibi antende de kritik bir parametredir. Antenlerin istenildiği gibi çalışabildiği frekans aralığı o antenin çalışma bandını oluşturur. Antenin giriş empedansı, ışıma karakteristikleri vb. özellikleri büyük çoğunlukla frekansa bağlıdır. Bant genişliği de f_{maks} ve f_{min} antenin istenilen özellikte çalıştığı maksimum ve minimum frekans değerleri göstermek üzere;

$$BG = f_{maks} - f_{min} \quad (2.21)$$

şeklinde ifade edilir. Oransal bant genişliği (%) ise, f_0 merkez frekansı olmak üzere

$$BG (\%) = \frac{f_{maks} - f_{min}}{f_0} \times 100 \quad (2.22)$$

olmaktadır. Dar bantlı sayılabilecek antenler için genellikle kullanılan bu ifade, antenin bant genişliği arttıkça ifade kolaylığı açısından antenin çalıştığı maksimum frekansın minimum frekansa oranı şeklinde (örneğin 10:1, 20:1 gibi) söylenmektedir [28]. Oransal bant genişliğinin değerine göre antenler dar bantlı (narrow band), geniş bantlı (wide band) ve ultra geniş bantlı (ultra wide band) olarak sınıflandırılmaktadır. Bununla beraber antenin hangi özelliğine göre bant genişliğinin tanımının yapılacağı da belirtilmelidir. Pozar, bant genişliği tanımlarını empedans, örüntü, polarizasyon ve eksenel oran bant genişliği şeklinde incelemiştir [30].

2.3.7.1 Empedans bant genişliği

Empedans bant genişliği antenin giriş empedansının giriş yansıma katsayısını belirli bir değerin altında tutacak kadar değişmeden kaldığı frekans aralığıdır [30]. Antenin girişinde ne kadar yansımaya izin verilebileceği uygulamaya göre değişir. Yüksek

güçlü sistemlerde çok daha katı kurallar bulunurken, kompakt sistemlerde gücün yarısının ($S_{11}=-3\text{dB}$) yansımaya göz yumulabilir. Bununla beraber uygulamaların büyük çoğunluğunda kabul gören limit S_{11} 'in -10 dB 'in altında olmasıdır. Empedans bant genişliği kimi zaman da duran dalga oranı cinsinden ifade edilir ve bu durumda kabul gören limit antenin çalışma aralığında VSWR değerinin 2'nin altında olmasıdır.

2.3.7.2 Örüntü bant genişliği

Antenin girişine gelen gücün geri yansımaması her zaman antenin istenildiği gibi çalıştığını göstermez. En genel anlamda antenlerin ışıma örüntüsü frekans ile değişir. Özellikle empedans bant genişliği geniş olan antenlerde antenin üzerinde farklı frekanslarda farklı modlardaki alanların uyarılması sonucu antenin kazancı, yan ve arka demet seviyeleri, demet açısı gibi önemli parametreler frekansla değişir. Bu değişim kimi zaman antenin kullanılabilmesini engellemezken bazı uygulamalar için örüntünün frekansla değişmemesi kritik önem taşır. Kimi zaman antenin loblarının sayısı ve hatta kimi zaman da farklı frekanslarda antenin ana huzmesinin doğrultusu dahi değişebilir. Bu şartlar altında antenin istenildiği gibi çalışıp çalışmadığı sorusu ortaya çıkabilir. Bu tür sorunlardan kaçınmak için örüntü bant genişliği tanımı yapılmıştır. Bu tanıma göre örüntüdeki değişimin kabul edilebilir bir aralıkta kaldığı bölge antenin çalıştığı bandı belirler. Bunun örneği olarak yönlü bir antenin ana demet yönündeki kazancının merkez frekansı etrafında değişiminin 3 dB 'i geçmediği frekans aralığı veya ana demet dışındaki yan ve arka demet seviyelerinin ana demetteki işaret seviyesinden 20 dB aşağıda kaldığı bant aralığı verilebilir.

2.3.7.3 Polarizasyon ve eksenel oran bant genişliği

Anten örüntüsünün değişmesi gibi anten polarizasyonu da frekansla değişebilir. Bu değişim anten polarizasyonunu dairesel polarizasyondan doğrusal polarizasyona (veya tam tersi) kayması şeklinde olabileceği gibi istenmeyen çapraz polarizasyon seviyesinin artması olarak da ortaya çıkabilir [30]. Belirlenen frekans aralığında antenin polarizasyon karakteristiklerinin değişmemesi beklenir. Bunun en tipik örneği dairesel polarizasyonlu antenlerin eksenel oran bant genişliğidir. Özellikle tek beslemeli ve tek elemanlı antenler için eksenel oran bant genişliği genellikle empedans bant genişliğinden daha dardır ve kullanım sınırlarını belirleyen bant genişliği bu bant genişliğidir. Tek beslemeli bir dairesel polarizasyonlu mikroşerit anten tipik olarak 3dB eksenel oran sınırları içinde %2 civarı bir bant genişliğine sahiptir. Birden fazla

besleme kullanma [31], ardışıl döndürme dizileri [32-34] vb. tekniklerle eksenel oran bant genişliği artırılabilir. Fakat bu yöntemler de antenin boyutunun artması, besleme hattının karmaşılaşması ve anten besleme girişleri arasındaki izolasyon gibi sorunları beraberinde getirmektedir.

3. MİKROŞERİT ANTENLER

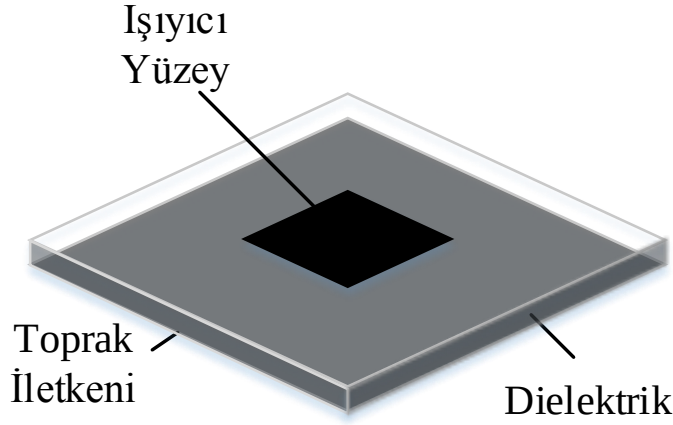
Baskı devre teknolojisinin gelişmesiyle birlikte ortaya çıkan mikroşerit antenler altı toprak plakası ile kaplı bir dielektrik tabaka üzerine yerleştirilmiş bir ısıyıcı iletken yüzeyden meydana gelmektedir. Tel ve açıklık tipi antenlere karşı bazı avantaj ve kısıtlamalara sahip olan bu antenler, günümüzde araştırmacıların en çok ilgisini çeken anten türü olmuştur. Sağladığı düşük profil sayesinde bir çok uygulamada da tercih edilme sebebi olmuşlardır. Günümüzde bu tür antenlerin kullanım alanı mobil haberleşme, GPS, Wi-Fi, hatta uydu haberleşmesi ve RADAR'lar gibi uygulamalar dahil olmak üzere bir hayli geniştir.

Mikroşerit antenlerde mikrodalga enerji anten üzerine kuple edildikten sonra antenin üzerinde oluşan akım dağılımları duran veya yürüyen dalgalar oluşturur. Gelen işaretin frekansı antenin ışıma frekansı aralığında kalıyorsa, anten girişinde empedans uyumu gerçekleştirildiği takdirde antenin pencere olarak adlandırılan kenarlarından ışıma işlemi gerçekleştirilir. Antenin çalışabildiği frekans bütün anten çeşitlerinde olduğu gibi antenin boyu ile ters orantılıdır.

Tel antenlerin geometrisi genel itibarı ile birkaç bilinen geometrinin dışına çok çıkmazlar. Bunlar, monopol, dipol, halka ve helisel yapılardır. Daha karmaşık şekiller genellikle tasarımda tercih edilmez. Fakat mikroşerit antenler, devre kartı üzerine gerçekleştirildiği için, bir çok farklı şekilde tasarlanabilirler. Kare, dikdörtgen, üçgen, daire, monopol, dipol gibi kanonik yapıların yanı sıra, bu şekillerden türetilen farklı şekiller farklı empedans, ışıma ve polarizasyon karakteristiğine sahip olabilmektedir. Bu da bir yönüyle anten mühendisliği literatürünü zenginleştirmektedir.

Mikroşerit antenlerin en yaygını ve en basit şekilli tasarımı dikdörtgen yama antendir. Şekil 3.1'de gösterilen bu anten, yama uzunluğu, genişliği, dielektrik tabaka kalınlığı ve dielektrik malzeme geçirgenliği olmak üzere 4 parametre içerir Diğer türde yapılar ile kıyaslandığında, parametre sayısının az olması tasarımda kolaylık sağlamaktadır. Bu türde bir yamanın uzunluğu antenin ışıma yaptığı frekansı belirler. Genişliği ve yüksekliği ise anten girişinde görülen empedansı ve antenin ışıma verimini etkiler.

Antenin genişliği arttıkça ışıma pencereleri de artacağından daha geniş bir alandan ışıma yapmak mümkün olacaktır. Antenin taban malzemesi olarak kullanılan dielektrik tabakanın geçirgenlik sabiti ise antenin rezonans frekansında ve veriminde önemli rol oynamaktadır. Dielektrik sabitinin düşük tutulması saçak alanları artırarak ışımayı kolaylaştırırken, dielektrik içinde kılavuzlanan dalga'nın dalgaboyu da artacağından anten boyutunun artması söz konusu olmaktadır.



Şekil 3.1 : Yama anten.

Bu kısımda öncelikli olarak mikroşerit antenlerin avantajları ve kısıtlamalarına değinilmiştir. Sonra mikroşerit antenlerin besleme biçimleri olan mikroşerit besleme, koaksiyel hat besleme, açıklık besleme ve yakınlık besleme yöntemleri verilmiştir. Bu yöntemlerin üstünlük ve kısıtlamaları incelenmiş bu tür antenlerde polarizasyon kavramına değinilmiş, farklı polarizasyonların uyarılması için gereken şartlar ele alınmıştır.

3.1 Mikroşerit Antenlerin Üstünlükleri

Mikroşerit antenler ortaya çıktığı günden itibaren birçok araştırmacının ilgisini çekmeyi başarmıştır. Bu anten türünün getirdiği üstünlükler mikroşerit antenlerin birçok uygulamaya uyum sağlamasını kolaylaştırmıştır. Bu avantajlar aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

İşmayı sağlayan iletken şerit dielektrik tabaka ile kullanıldığından tel antenlere göre mekanik dayanıklılıkları iyidir. Ayrıca bu tabaka sayesinde anten sabitlendiği için çalışma ortamındaki değişikliklere göre çalışma frekansında değişimin düşük tutulabilmesi mümkündür.

Mikroşerit antenlerin en büyük üstünlüklerinden birisi, bu antenlerin düzlemsel yapıda olmasıdır. Üçüncü boyut dielektrik tabakanın kalınlığı olduğundan bu türde antenler hem daha kolay tasarlanabilmekte, hem de bilgisayar destekli tasarım (computer aided design-CAD) aşamasında 3 boyutlu benzetimin yanı sıra 2.5 boyutlu benzetim programları ile de analiz edilebilmektedir. Bu ise antenlerin benzetim ve optimizasyon süresinde önemli bir iyileşmeye sebep olmaktadır.

Mikroşerit antenlerin düzlemsel olması, aynı zamanda üretim aşamasında da kolaylık sağlar. Devre kartı üzerine tasarlanan anten, üretici tarafından baskı devre üretim teknolojisi ile üretilebilmektedir. Günümüzde standart imkânlar ile ulaşılabilir üretim hassasiyetinin milimetreden daha düşük olduğu düşünüldüğünde bu antenler, kolaylıkla birkaç GHz bandına kadar sağlıklı bir biçimde üretilebilmektedir. Bu da özellikle 10 GHz altındaki bant için düşük üretim maliyeti anlamına gelmektedir.

Antenin düzlemsel olmasının getirdiği bir diğer yarar da çevre sistemlere kolay uyum sağlayabilmesidir. Mikroşerit anten, entegre olduğu diğer devreler (düşük gürültülü kuvvetlendirici, filtre, güç kuvvetlendirici vb.) ile aynı taban malzemesi üzerine gerçekleştirilebilir. Bu sayede hem üretim maliyetleri azaltılabilmekte, hem hacimden tasarruf edilebilmekte, hem de diğer bağlantı elemanlarının (konnektör vb.) araya girmesi ile oluşabilecek kayıplar minimize edilebilmektedir.

Mikroşerit antenler, gerçekleştirilmesi için bir dielektrik tabakaya ihtiyaç duymaktadırlar ve bu tabaka genellikle sert, yalıtkan bir malzemeden oluşmaktadır. Fakat bununla beraber bu antenler, elastik, bükülebilir türde malzemeler ile kullanılmaya da en uygun anten türüdür. Mikroşerit antenler hemen hemen ortaya çıktıkları zamandan itibaren düzlemsel olmayan yüzeyler üzerine uydurulmaya çalışılmıştır. Konform anten olarak adlandırılan bu yapılar günümüzde uçak, roket gibi platformların eğrisel yüzeylerine kolaylıkla uyum sağlamaktadır.

Bahsedilen avantajlarının yanında mikroşerit antenlerin diğer avantajları da dairesel polarizasyonlu konfigürasyonlarının kolay elde edilmesi, çoklu bantlarda çalışmaya uygun olması ve ortak bir taban üzerinde dizi halinde tasarlanmaya uygun olmalarıdır. Bu avantajlar günümüzde mikroşerit antenlerin cep telefonundan uydu sistemlerine, WiFi ve WiMax uygulamalarından RADAR'lara kadar hayatımıza girmesini sağlamıştır.

3.2 Mikroşerit Antenlerin Kısıtlamaları

Mikroşerit antenler yukarıda belirtilen üstünlüklerinin yanında bir takım kısıtlamalara sahiptir. Yapılan çalışmalarla bu kısıtlamalar aşılmaya çalışılsa da genel olarak antenin yüzey olarak bir tabaka üzerinde olmasından kaynaklanan sorunlar mevcuttur. Bunlar şu şekilde özetlenebilir.

Mikroşerit antenlerin en önemli ve baskın kısıtı bant genişliğidir. Tipik bir yama antenin 10dB geri dönüş kaybı için empedans bant genişliği kullanılan dielektrik malzemenin kayıp tanjantına bağlı olmakla beraber %2-3 civarındadır. Bant genişliğinin artırılması için empedans uyumlama [35], prob kompanzasyonu [36], yakınlık ve açıklık besleme [37, 38], parazitik yama [38, 39] gibi yaklaşımlar yapılmıştır. Oktav üzeri bant genişlikli anten tasarımı için de log periyodik yaklaşımlar gerçekleştirilse de bu türde bir anten dizisinin dipol eşdeğeri kadar efektif olmadığı görülmüştür [40].

Mikroşerit antenler, bir taban malzemesinin alt ve üst kısmında bulunan iki metal tabakadan oluşmaktadır ve bu yapıda bir antenin ışıması, üst iletkenin ışıma yapan kenarlarındaki elektrik alan çizgilerinin altta bulunan toprak yüzeyi üzerine kapanması ile gerçekleşir. Bu da ışıma yapan bölgenin kısıtlı olması ve anten veriminin az olması, anlamına gelmektedir. Bir mikroşerit antenin ışıma verimi tipik olarak %50 civarındadır ki bu diğer anten türlerine göre epey düşüktür. Anten veriminin düşük olması, böyle bir antenin yüksek güç uygulamalarına uygun olmadığını göstermektedir [30].

Anten veriminin artırılması, ışıma yapan pencerenin büyütülmesi ile mümkündür. Bu da dielektrik tabakanın kalınlığının artırılması, başka dielektrik katmanlar eklenmesi, anten boyutunun büyütülmesi şeklinde gerçekleştirilmektedir. Bir diğer yaklaşım, iletkenleri birbirinden ayıran yalıtıcı tabakanın dielektrik sabitinin azaltılması ile alan çizgilerinin dielektrik tabaka içine daha az hapsolmesini sağlamaktır. Fakat bu yaklaşım da dielektrik sabitine ters orantılı olarak bağlı olan anten boyutunun artmasını da beraberinde getirmektedir. Bu yaklaşımlar mikroşerit antenin sağladığı faydaları ortadan kaldırmaya başlamaktadır [30].

Anten verimini etkileyen bir diğer unsur mikroşerit yapıdaki antenlerin yüzey dalgası adı verilen dielektrik içine hapsolmüş dalgaları desteklemeleridir. Bu dalgalar ışıma yapmaz veya istenmeyen doğrultularda ışıma yaparlar. Bu ise antenin verimini ve

kazancını azaltmanın yanı sıra istenmeyen yan ve arka demetlerin oluşmasına sebep olur.

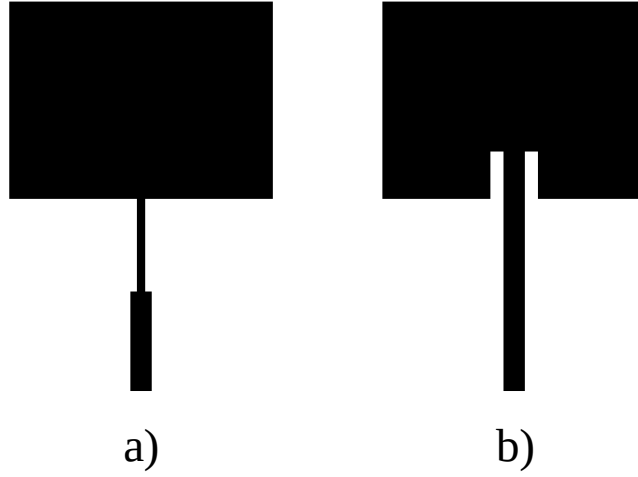
Mikroşerit antenin bir diğer kısıtlaması, anten veriminin yanı sıra kazanç ve yönlendiriciliklerinin de kısıtlı olmalarıdır. Yüksek yönlendiricilik gerektiren uygulamalar için açıklık biçimli anten beslemeleri ile birlikte kullanılan yansıtıcı/odaklayıcı yüzeyler kullanılmaya daha uygundur. Mikroşerit antenler dizi halinde kullanıldıkları durumda bile kısıtlı yönlendiriciliğe sahiptir. Yönlendiricilik ve kazancın yanı sıra anten ışıma örüntüsündeki ön/arka ışıma oranı, yan lob seviyesi, polarizasyon saflığı gibi parametrelerin önemli olduğu uygulamalarda da mikroşerit antenler yerine diğer türde antenler tercih edilir.

3.3 Mikroşerit Anten Besleme Şekilleri

Mikroşerit antenlerin diğer anten türlerinden farklı olarak bir dielektrik tabaka üzerinde bulunan yapısı farklı türde beslemelere uygundur. Bu besleme şekilleri antenlerin amacına ve system gereksinimlerine göre farklılık gösterir. Mikroşerit antenlerin en çok kullanılan besleme şekilleri mikroşerit besleme, koaksiyel besleme, yakınlık besleme ve açıklık beslemedir.

3.3.1 Mikroşerit besleme

Mikroşerit beslemede, mikroşerit anten kendisini besleyen hat ile aynı düzlemde bulunur. Işıyıcı yüzey bir mikroşerit hat ile karakteristik empedansı bilinen bir noktaya bağlanır. Bu şekilde beslemeli anten yapıları, üretimi kolay olduğundan sıklıkla tercih edilmektedir. Bu şekilde beslemenin bir avantajı empedans uydurucu devrenin de antenin yanına konulabilmesidir. Antenin kenarından görülen anten empedansı besleme hattının empedansına göre çok yüksektir [28]. Bu sorun, bir çeyrek dalga empedans dönüştürücü kullanılarak veya anten, iç kısmında giriş empedansı hattın karakteristik empedansına eşit olduğu noktadan beslenerek giderilebilir. Ayrıca bu yapıdaki antenler diğer besleme türlerine sahip antenlere göre dizi oluşturmaya daha uygundurlar. Mikroşerit beslemeli yama anten konfigürasyonları Şekil 3.2’de görülmektedir.



Şekil 3.2 : Mikroşerit beslemeli mikroşerit anten a) $\lambda/4$ empedans dönüştürücü ile, b) içeriden besleme ile empedans uydurma.

Bu yapı diğer besleme türlerine göre daha iyi polarizasyon karakteristiği sağlamaktadır. Bununla beraber iletim hattının meydana getirdiği sahte ışımlar (spurious radiation), iletim hattından kaynaklanan kayıplar ve empedans uydura için Şekil 3.2’deki yapılardan birisinin kullanılmasının gerekliliği, bu antenin kullanımını kısıtlamaktadır [30].

3.3.2 Koaksiyel (eş eksenli) hat besleme

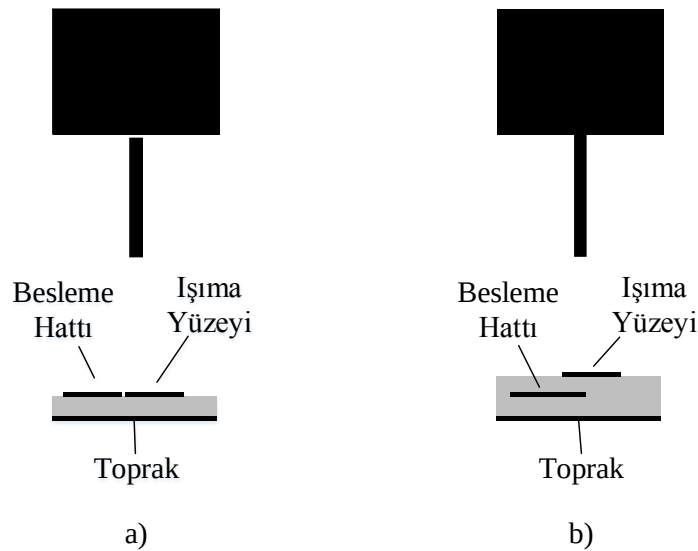
Koaksiyel (eş eksenli) hat, RF ve mikrodalga uygulamalarda sıklıkla kullanılan esnek ve şekillendirilmeye uygun bir iletim hattıdır. Bu hattın kaybı mikroşerit hatta kıyasla çok daha düşüktür ve mikroşerit hatlara göre daha yüksek frekanslarda ve güçlerde kullanılmaya uygundur. Mikroşerit hattın iletim modu yaklaşık enine elektromanyetik (quasi-transverse electromagnetic(TEM)) iken koaksiyel hat daha saf bir TEM modunu destekler. Bu da hat üzerinde oluşan dispersiyonun koaksiyel iletim hatında daha düşük olmasını sağlar. Bu sebeplerden dolayı koaksiyel hat sıklıkla kullanılan bir iletim hattıdır. Anten uygulamalarında, aynı zamanda bu tür bir besleme kullanılarak anten, besleme devresi ile aynı devre kartına bağlı olmaktan kurtarılabilmektedir. Empedans uyumlama devresine çok fazla olanak tanımamakla beraber bu yöntem, antenin koaksiyel hattın karakteristik empedansına en iyi uyan noktasından besleme yapılarak giriş duran dalga oranı minimize edilir. Bu da çoğu zaman antenin ışıma yapan bölgesinin içerisinde kalır. Bu özelliğin getirdiği bir kısıtlama, antenin çapraz polarizasyonun mikroşerit beslemeye göre daha yüksek çıkması ve dizi anten konfigürasyonlarına uyumsuz olmasıdır. Koaksiyel beslemeli bir mikroşerit anten yapısı Şekil 3.3’te görülmektedir.



Şekil 3.3 : Koaksiyel hat beslemeli mikroşerit anten.

3.3.3 Yakınlık besleme

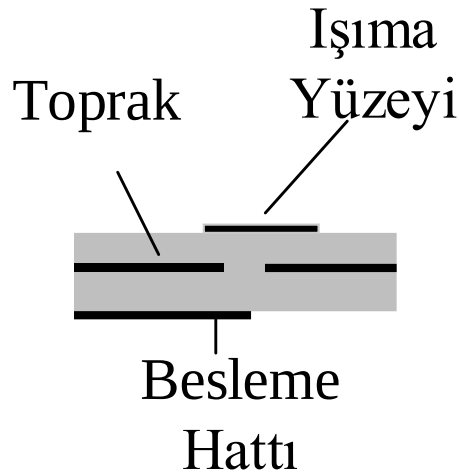
Yakınlık beslemeli antenlerde besleme hattı antene doğrudan temas etmez. Besleme hattı, ışıyıcı yüzey ile aynı düzlemde olabilir veya ışıyıcı düzlemin altında kalabilir [30]. Alt yüzeyi toprak plaka ile kaplı tek katmanlı yapılar üretim için daha kolay olsa da performansları üretim hassasiyetine çok bağlıdır. Ayrıca bu yapılar doğrudan kuplaj bölgesi sebebiyle kaynaklanan ışımaya maruz kalırlar. Bu nedenlerden dolayı eş düzlemlı yakınlık beslemeli antenler çok fazla tercih edilmese de çok katmanlı yakınlık beslemeli yapılar sıklıkla kullanılmaktadır. Bu yapının getirdiği avantaj besleme hattını taşıyan dielektrik tabakanın kalınlığı düşük tutulurken ışıyan bölgenin etkin kalınlığının daha yüksek tutulabilmesidir. Bu sayede anten ışıma verimi yüksek tutulurken besleme hattının uygun karakteristik empedansta olması için hat genişliği makul değerlerde tutulabilmektedir. Ayrıca bu yapı sağladığı serbest parametre sayısının fazla olması nedeniyle diğer yapılara göre daha fazla uyum/ayar yapılmasını olanaklı kılmaktadır. Böyle bir yapının en büyük kısıtı çok katmanlı üretim getirmesi ve üretim esnasında katların üst üste yapıştırılmasından kaynaklanabilecek kaymaların toleransının az olmasıdır [30]. Şekil 3.4'te yakınlık beslemeli anten çeşitleri görülmektedir.



Şekil 3.4 : Yakınlık beslemeli anten geometrisi (a) Eş düzlemlı (b) Çok katmanlı [30].

3.3.4 Açıklık besleme

Açıklık beslemeli antenler de yakınlık beslemeli antenler gibi ışıyıcı yüzey ile besleme hattı arasında doğru akım (direct current-DC) bağlantısı bulundurmaz. Besleme hattı ile ışıyıcı yüzey toprak tabakası ile birbirinden ayrılmıştır. Elektromanyetik kuplaj sadece toprak düzlemi üzerinde açılan bir pencereden gerçekleşir. Bu pencerenin üzerinde ışıma yapan yüzey bulunur. Pencerenin büyüklüğü, ışıyıcı iletkenin büyüklüğü ile antenin empedans karakteristiğini belirler. Bu yöntemin avantajı besleme hattından kaynaklanan sahte ışımların ana huzmenin bulunduğu yarı uzayda, yani toprak düzleminin ışıyıcı elemanın olduğu tarafında etkisinin çok az olmasıdır. Besleme hattının sahte ışıması toprak düzlemi sayesinde ekranlanabilmektedir. Ayrıca bu yöntem sayesinde antenin bant genişliğinin artırılabilirdiği de belirtilmiştir [37, 38]. Bu türde bir antenin dezavantajı, toprak düzleminin kusurlu (defected) olmasından dolayı antenin ışıma örüntüsünde arka lobların bulunmasıdır. Ayrıca çok katmanlı yakınlık beslemeli antenlerde olduğu gibi, bu antenler de birden fazla dielektrik tabaka gerektirdiği için benzer şekilde üretiminden kaynaklanan sorunlardan kolaylıkla etkilenebilmektedirler. Açıklık beslemeli anten geometrisi Şekil 3.5’te gösterilmiştir.

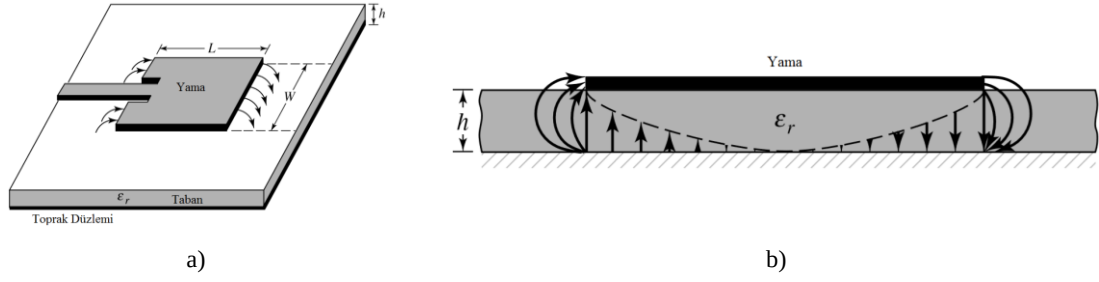


Şekil 3.5 : Açıklık beslemeli anten geometrisi [30].

3.4 Mikroşerit Yama Antenlerde Işıma Mekanizması

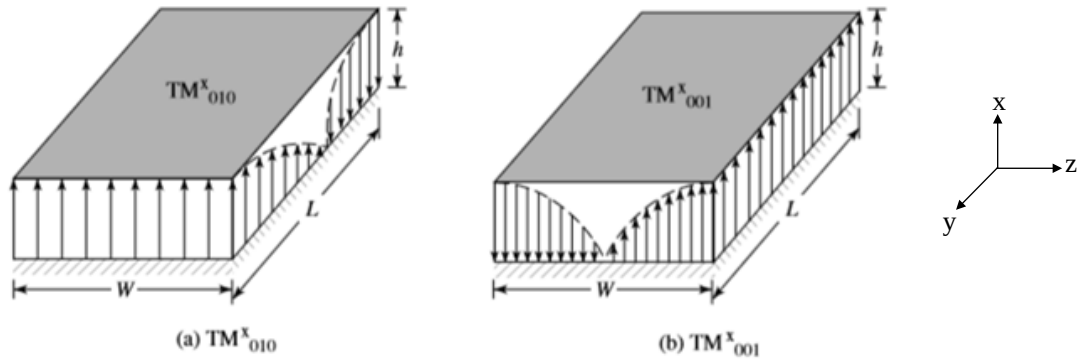
Yama antenlerde ışıma, anten kenarlarından oluşan saçak alanlar ile gerçekleşir. Açıklık anten benzeri bir yapı oluşturulduğundan saçak alanlar, sadece antenin polarizasyonunun doğrultusundaki kenarlar üzerinde oluşur. Bu saçak alanlar antenin etkin uzunluğunu anten uzunluğundan biraz fazla göstermekle beraber, oluşturdukları

alan çizgileri dielektriğin dışına çıktığından ışıma gerçekleşir [28]. Bir mikroşerit antende saçak alanlar Şekil 3.6’da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 : Mikroşerit antende saçak alanlar a) üstten görünüş b) yandan görünüş [28].

Bu yaklaşımın yanı sıra yama antenler, iki düzlemsel iletken tabaka arasına yerleştirilmiş bir dielektrikten oluştuğu için ışıma mekanizmaları boşluk rezonatör yaklaşımı ile de açıklanabilmektedir [28]. Bu bakış açısı ile antenin üst ve alt kısımları mükemmel elektrik (PEC), yan kısımlar ise manyetik iletken ile modellenir. Bu model kenarları açık devre ve kısa devre sınır koşuluna sahip bir rezonatördür ve ışıma yapmaz. Fakat bu model kullanılarak elde edilen akım yoğunlukları (elektrik iletken üzerinde elektriksel akım yoğunlukları $-\vec{J}$, manyetik iletken üzerinde manyetik akım yoğunlukları $-\vec{M}$) kullanılarak yapılan ışıma hesaplarının da doğru sonuç verdiği bilinmektedir [28]. En sık kullanılan yapılardan olan dikdörtgen yama şekli ele alındığında, böyle bir yapının analizi sonucunda desteklenen dominant modun antenin boyu ve genişliğinden hangisinin uzun olduğuna bağlı olarak TM_{010}^x veya TM_{001}^x olduğu görülebilir. Dikdörtgen yama antenin bu modlara ilişkin alan dağılımları Şekil 3.7’de görülmektedir.



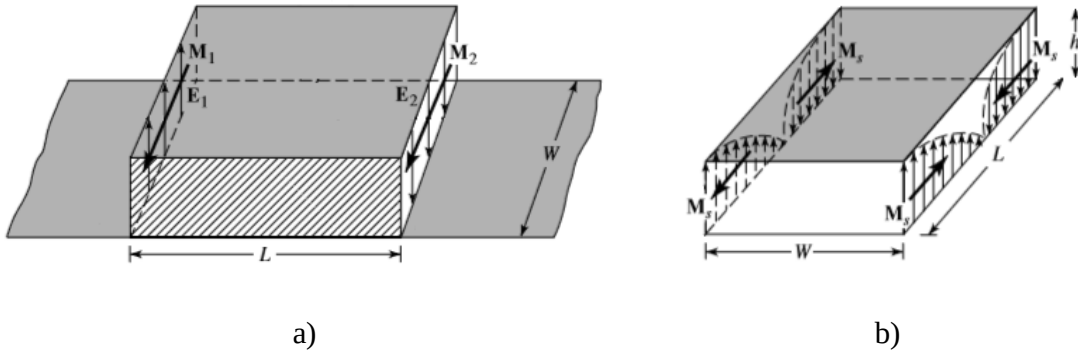
Şekil 3.7 : Mikroşerit antenin dominant modlarının elektrik alan dağılımları [28].

Antenin rezonans frekansı ise

$$f_r = \begin{cases} \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} & W > L \\ \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} & W < L \end{cases} \quad (3.1)$$

şeklinde verilmektedir [28]. Burada c_0 elektromanyetik dalganın boş uzaydaki hızıdır.

Mikroşerit antenler, genellikle anten boyuna göre ince bir dielektrik tabakasına sahip olduklarından antenin üst yüzeyi üzerinde akan elektriksel akım ihmal edilebilecek kadar azdır ve ışımaya sebep olan ana etken yan yüzeyler üzerinde akan manyetik akımlardır [28]. Dikdörtgen yama anten üzerinde ışıma yapan ve ışıma yapmayan pencerelerdeki manyetik akım yoğunlukları Şekil 3.8’de görülmektedir.



Şekil 3.8 : a) Işıma yapan b) Işıma yapmayan açıklıklardaki elektrik alan ve manyetik akım dağılımları [28].

Burada manyetik akımlar yüzeydeki elektrik alanlar cinsinden

$$\vec{M} = -\vec{e}_n \times \vec{E}_a \quad (3.2)$$

bağıntısı ile ifade edilmektedir [28]. $\vec{e}_n$ manyetik iletkenin yüzey normalini, $\vec{E}_a$ ise açıklık üzerindeki elektrik alanı göstermektedir ve boşluk rezonatörü bağıntıları ile analitik olarak kolaylıkla elde edilebilmektedir. Işıma yapmayan açıklıklarda net $\vec{E}_a$ sıfır olduğundan ışıma gerçekleşmez. Diğer açıklıklarda manyetik akımlardan yola çıkılarak ve dizi yaklaşımı kullanılarak uzak alan ifadeleri elde edilebilmektedir [28].

3.5 Doğrusal ve Dairesel Polarizasyonlu Mikroşerit Antenler

Mikroşerit antenler sağladıkları avantajlar sebebiyle birçok uygulamada kullanılmaktadırlar. Bu uygulamalar çok geniş ölçekte değişebildiğinden birçok farklı özellikte anten tasarımları gerekmektedir. Anten polarizasyonu da uygulamadan uygulamaya değişen bir parametredir.

Mikroşerit antenler yapıları itibarı ile birden fazla polarizasyonu desteklemeye uygun antenlerdir. Tel ve açıklık antenlerinde çok fazla ön plana çıkmayan bu özellik, mikroşerit antenlerde bir avantaj olarak kullanılabilir. Anten yapısında yapılacak çok ufak değişiklikler ile antenin doğrusal, dairesel ve hatta çift polarizasyon modlarında ışıma yapmaları sağlanabilmektedir. Bu değişiklikler kimi zaman ışıyıcı yüzey üzerinde olurken, kimi zaman ise besleme düzeneklerinde olabilmektedir [28]. Hatta uygun anahtarlama düzenekleri ile beraber bu modlar arasında kullanım esnasında bile geçiş yapmak mümkün olabilmektedir [41-45]. Bu kısımda doğrusal ve dairesel polarizasyonlu mikroşerit ışıyıcılar incelenmiştir.

3.5.1 Doğrusal polarizasyonlu mikroşerit antenler

Anten polarizasyonunun türü, uzak alanda elektrik alanın birbirine dik bileşenlerinin birbirlerine göre konumu ile açıklanmaktadır. Bu bileşenlerin görece fazı ve genliği antenin doğrusal, eliptik veya dairesel polarizasyonlu olduğunu belirler. Uzak alanda böyle bir etkinin oluşması, antende uyarılan alanların ve akımların yönü ile doğrudan alakalıdır. Antenin ana demeti maksimumu doğrultusunda, uzak alandaki elektrik alan yönelimi anten üzerindeki elektriksel akımların yönüne paraleldir. Bu yüzden antenin şekil itibarı ile istenilen frekansta bu doğrultuda akan akımlara izin vermesi gerekir. Doğrusal polarizasyonlu ışıma yapabilen en basit yapı, bir dipol antendir. Dipol antendeki akımın yönü sadece dipolün uzandığı doğrultuda olduğundan doğrusal polarizasyonlu ışıma gerçekleşmiş olur. Mikroşerit antenlerde ise en basit yapı yama antenlerdir. Kare, dikdörtgen, daire gibi sıklıkla kullanılan yama şekilleri doğrusal polarizasyonlu ışıma yapar. Antenin polarizasyon yönelimi ise çalıştığı frekanstaki ışıma yaptığı doğrultu olan saçaklanan alanların bulunduğu kenarlardır. Antenin beslemesi ve empedans uyumu da göz önüne alındığında, bu tür yapıların tek bir polarizasyonda ışıma yaptığı, boşluk rezonatörü modelinden de çıkarılabilir.

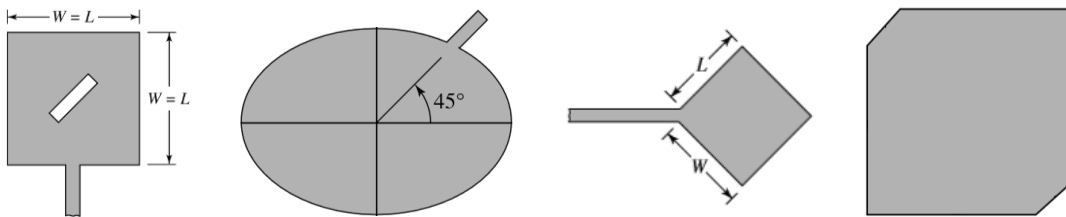
3.5.2 Dairesel polarizasyonlu mikroşerit antenler

Doğrusal polarizasyonlu uygulamaların yanında dairesel polarizasyonlu ışıma yapabilen antenlere de sıklıkla ihtiyaç duyulmaktadır. Dairesel polarizasyonlu ışımanın gerçekleşebilmesi için anten üzerinde birbirine dik doğrultuda akımların uyarılması ve bunlar arasındaki faz farkının uygun değerde olması gerekir. Halka ve helisel antenler gibi bazı tel antenler yapıları gereği dairesel polarizasyonu destekler. Fakat daha basit bir dairesel polarizasyonlu tel anten gerçeklemek için genellikle iki

tane doğrusal polarize anten, birbirine dik konumda iken 90° faz farkı ile beslenir. Bu yöntem en basit dairesel polarizasyon elde etme yöntemidir. Eşit oranlı güç bölücü kullanılarak antenlere dağıtılan güç ikiye bölünür ve çalışılan frekansta $\lambda/4$ uzunluklu bir hat ile istenen faz farkı sağlanabilir [28]. Besleme genliklerinin veya faz farkının frekans değiştiğinde idealden sapması eksenal oranda artışa sebep olsa da belirli bir bant boyunca dairesel polarizasyonlu ışıma elde edilebilir. Mikroşerit yapılarında da benzer şekilde birden fazla doğrusal polarizasyonlu anten kullanılarak dairesel polarizasyon elde etmek mümkündür [46].

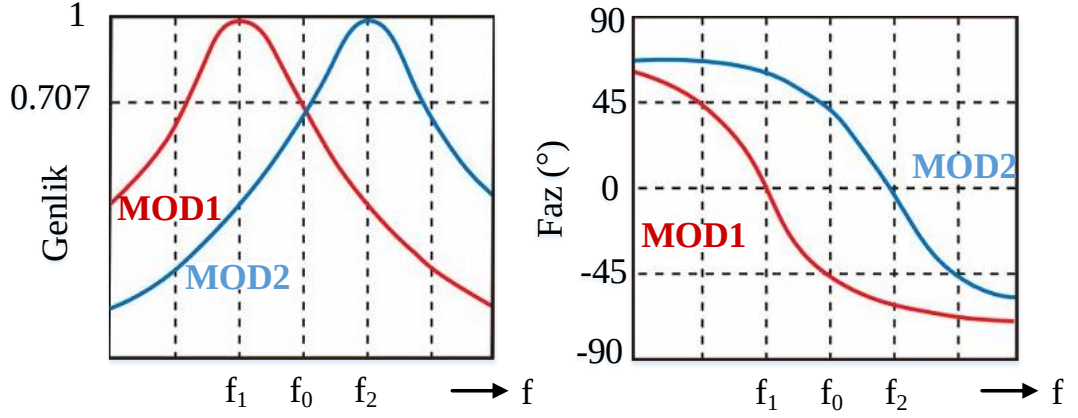
Dizi yaklaşımları genellikle antenin toplam alanını büyütmekte ve iletim hatlarında kayıp meydana getirmektedir [32]. Ayrıca doğrusal polarizasyonlu, merkezine göre simetrik, kare veya daire gibi bir yapının birden fazla birbirine simetrik noktalarından uygun faz farkları ile beslenmesi sonucu da iyi bir eksenal oran bant genişliği ile dairesel polarizasyon elde edilebilmektedir. Fakat bu sefer de iletim hattının karmaşıklığı ve büyüklüğü problemine ek olarak besleme noktaları arasında izolasyon problemi ortaya çıkmaktadır.

Mikroşerit yamaların, üzerinde yapılabilecek küçük değişiklikler ile dairesel polarizasyonlu ışıma yapmaya zorlanabileceği bilinmektedir [28]. Çok geniş bant ve yüksek kazanç istemeyen uygulamalar için bu özellik, birden fazla anten gereksinimini ve karmaşık besleme hattı problemini ortadan kaldırdığı için bir avantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Üstelik bu yapılar da bant genişliğinin yetersiz kalması durumunda birden fazla noktadan beslemeye uygundur. Şekil 3.9'da dairesel polarizasyonlu ışıma yapabilen bazı yama şekilleri görülmektedir.



Şekil 3.9 : Dairesel polarizasyonlu yama anten çeşitleri [28].

Bir mikroşerit antenin dairesel polarizasyonlu ışıma yapması, üzerinde birbirine dik, eşit genlikli ve 90° faz farklı akımların akması ile mümkündür. Boşluk rezonatörü bakış açısı ile bakıldığında ise bu, TM_{010}^x ve TM_{001}^x modlarının uyarılması anlamına gelir. Bu durum için gereken genlik ve faz diyagramları Şekil 3.10'da verilmiştir [47].



Şekil 3.10 : Dairesel polarizasyonlu antende modların genlikleri ve fazları.

Bu diyagramlar antenin, tam olarak dairesel polarizasyonlu ışıma yapması için modlar arasında genlik farkının olmaması ve faz farkının da tam olarak $\pm\pi/2$ olmasını gerektiğini göstermektedir. Ayrıca genlik eğrilerinin keskinliği dielektrik malzemenin kalite faktörü (Q) ile yakından ilişkilidir. Bu yüzden tek beslemeli rezonant mikroşerit yapılarında makul kayıplar altında antenlerin dairesel polarizasyon bant genişliği çok sınırlı kalmaktadır.

4. METAMALZEMELER VE ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPILARI

Tezin bu kısmında ilk olarak genel anlamı ile metamalzemeler hakkında bilgi verilmesi amaçlanmıştır. Sonrasında çok genel bir çalışma alanı olan metamalzeme alt dalı olan elektromanyetik bant aralığı yapıları hakkında da bilgi verilmiş ve tez çalışması sırasında kullanılan mantar biçimli metal dielektrik elektromanyetik bant aralığı yapılarından (Sievenpiper yüzeyleri) bahsedilmiştir. Bu yapıların analiz yöntemleri olan eşdeğer devre modeli, dispersiyon diyagramları ve yansıma fazı yaklaşımları incelenmiştir. Bölümün son kısımlarında ise polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapıları incelenmiş ve literatürde bu yapıların kullanımına ilişkin yapılan çalışmalar verilmiştir.

4.1 Metamalzemeler

İngilizce meta-material olarak ifade edilen bu yapıların literatürde yer bulması 1900’lü yıllarda başlar. Yunanca “meta” kelimesi “ötesi” anlamına gelmekte, metamalzeme kavramı da doğada var olmayan elektromanyetik özellikleri gösteren yapılar olarak kullanılmaktadır [48]. Bir başka bakış açısı ile elektromanyetik özelliklerini geometrilerinden alan yapılar olarak da tanımlanmıştır [49]. Doğal olarak bulunmayışı ve geometrilerine bağlı elektriksel özellik göstermeleri, ortaya çıktığı zamandan itibaren bu malzemelere karşı duyulan ilgiyi ve araştırmayı artırmıştır. Literatürde bu tür yapılar bir çok uygulamada yer bulmayı başarmıştır. Bu tür yapılar anten mühendisliği, frekans seçici yüzey (frequency selective surface-FSS) tasarımı ve benzeri problemler için sıklıkla kullanılmaktadır.

Metamalzeme terimi genel olarak doğada var olmayan elektromanyetik özelliklerin “yapay” olarak gerçekleştirilmesini ifade etmekle beraber bu alana ilgi duyan araştırmacılar bu doğal olmayan özelliklerin hangi yönü ile bilinen özelliklerin dışına çıktığına göre çeşitli tanımlamalar yapmışlardır. Sol elli malzemeler (left handed material-LHM) [49], çift negatif malzemeler (double-negative material-DNG) [50],

negatif kırınım indisi (negative refraction index-NRI) [51], epsilon-negatif (ENG) [52] ve mu-negatif (MNG) [53] malzemeler, epsilon near zero (ENZ) ve mu near zero (MNZ) malzemeleri [54] literatürde gösterilmiştir. Bunun dışında fotonik bant aralığı (photonic band gap-PBG) [55-57], elektromanyetik bant aralığı (electromagnetic band gap-EBG) [58], yapay manyetik iletken (artificial magnetic conductor-AMC) [59], yüksek empedanslı yüzey (high impedance surface-HIS) [58] gibi yapıların da anten ve frekans seçici yüzey tasarımlarında kullanımının artan bir karakteristiği vardır.

Metamalzemeler gösterdikleri özelliklerini periyodik yapılarından ve kendini tekrarlayan birim elemanın yapısından alır. Elektriksel boyut olarak dalgaboyundan çok küçük olan ve kendini tekrarlayan bu yapılar, üretildikleri malzemenin özellikleri dışında özellikler göstermeye başlarlar. Bu karakteristiğin sağlanabilmesi, hem periyodiklik ile hem de birim elemanın yapısının uygun olması ile yakından bağlantılıdır.

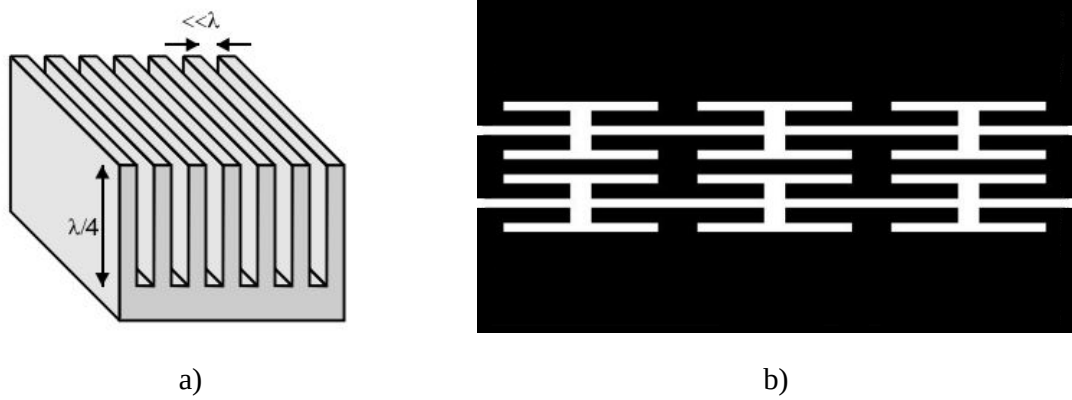
4.2 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları

Optik çalışma dalga boylarında bulunan fotonik bant aralığı (photonic band gap-PBG), belirli düzende periyodik yapıda bulunan atomik kristallerin ışığın belirli dalga boyları için yasak bant oluşturması halidir. Bu yasak bantta gelen ışık dalgaları, ortam tarafından geçişine izin verilmeyerek çıkışa çevre frekans bantlarından daha fazla sönmümlenerek ulaşırlar. Bu ise malzemenin kendisinin aslında uygun şartlar altında bir filtre gibi davranabildiğini göstermektedir. Bu tarz yapıların nispeten daha düşük frekanslarda kullanılması fikri de daha sonra gündeme gelmiş olup elektromanyetik bant aralığı (electromagnetic band gap-EBG) yapıları ortaya çıkmıştır. Bu yapılar fotonik benzerleri gibi elektromanyetik dalgaların belirli bir spektrumda yayılmasını engellemektedir.

Bant aralığı terimi, elektromanyetik dalgaların iletimine izin verilmeyen frekans aralığını tanımlamak için kullanılmaktadır. İletime izin verilen frekans bandında (yasak bant dışında) gelen işaret, ihmal edilebilecek düzeyde dispersiyona uğrarken, yasak banttaki işaretler için dalga ilerlemesi faz sabiti frekansın fonksiyonu olur ve işaret dispersiyona uğrar; grup hızı sıfıra yaklaşırken faz hızı sonsuz olur. Dalga kılavuzundaki sönümlü modlara benzeyen bu durum, kılavuzlanan işaretin β faz sabitinin tamamen sanal olması durumunda karşımıza çıkar. EBG yapıları, periyodikliğine göre üç farklı alt kümede incelenebilir.

4.2.1 Bir boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapıları

Periyodikliği tek boyutta olan yapılardır. Diğer boyutlarda kendini tekrarlamazlar. Bunlara bir örnek olarak metal bir iletken yüzey üzerinde açılan enine yarıklar olarak verilebilir [8]. Bu kesitlerin derinliği ve genişliği ile alakalı uygun frekansta ve uygun geliş açısında elektromanyetik dalganın iletimi manipüle edilebilmekte ve elektriksel iletken yüzeyin manyetik iletken gibi davranması sağlanabilmektedir. Bu yapıların karakteristiği elektromanyetik dalganın geliş açısına bağlı olduğundan izotropik olmayan özellik gösterirler. Bir boyutlu EBG yapıları ayrıca filtre uygulamalarında kullanılmaya uygundur. Bant aralığı sayesinde S_{21} karakteristiklerinde yasak bant oluşturulması mümkün olmaktadır. Şekil 4.1’de enine yarıklı iletken yüzey ve periyodik iletim hattı yapısına sahip bir mikrodalga filtre görülmektedir.

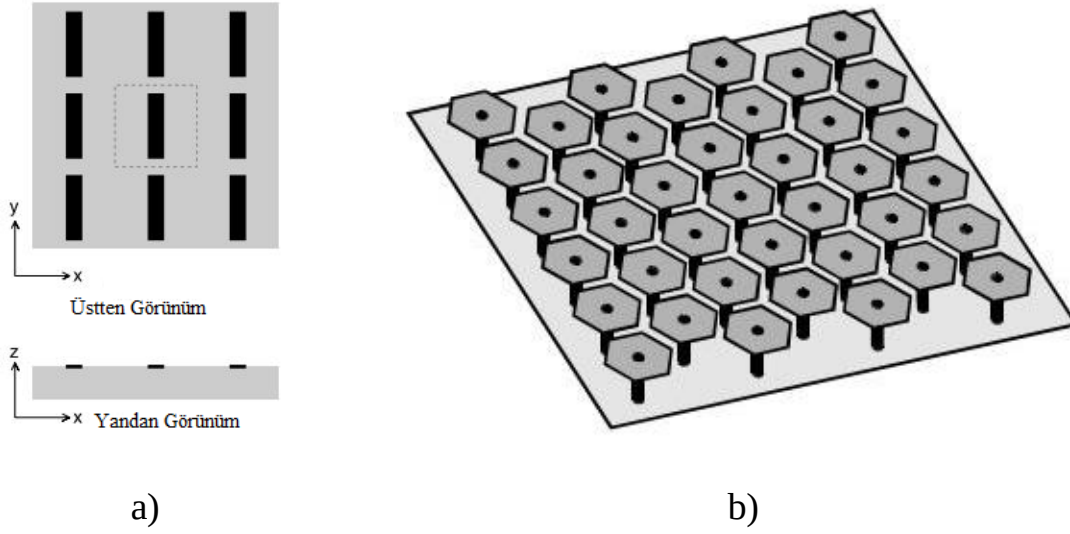


Şekil 4.1 : a) Enine yarıklı iletken yüzey [8] b) Periyodik yapı mikrodalga filtre [60].

4.2.2 İki boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapıları

Periyodikliği iki boyutta olan yapılardır. Bu yapıların en yaygın örneği bir dielektrik devre kartı üzerinde gerçekleştirilen frekans seçici iletken yüzeylerdir. Bu türde bir yapı devre kartının uzandığı düzlem üzerinde devre kartı boyutuyla sınırlı bir periyodikliğe sahiptir. Bu yapıların amacı uzaysal bir filtre gibi davranarak dalganın belirli bantlarda geçmesine izin verirken, belirli bantlarda durdurulmasını sağlamaktır. Bu yapılar da elektromanyetik dalganın geliş açısına göre geçirme yansıtma özelliği gösterir, dolayısı ile bu yapılar da izotropik değildir. Bir diğer iki boyutlu metalmalzeme örneği ise mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarıdır. Frekans seçici yüzeylere çok benzeyen bu yapılarda amaç genellikle filtre karakteristiğinden ziyade yapay manyetik iletken olarak düşük profilli antenlerin gerçekleştirilmesini sağlamak [9, 10] veya mikroşerit antenler ile birlikte kullanılarak antenin ışıma karakteristiklerini

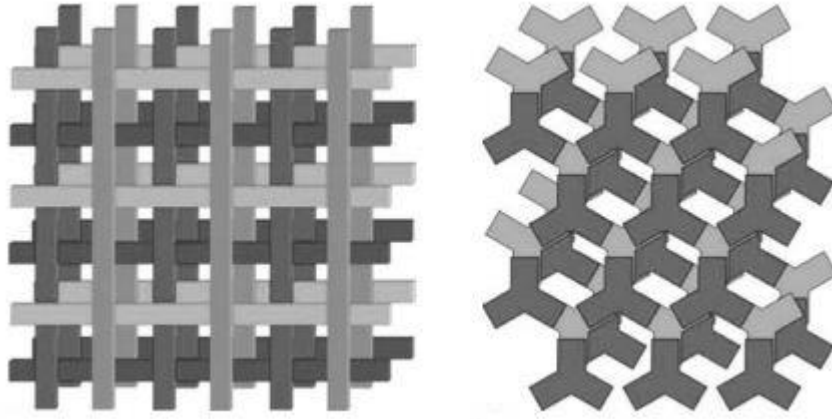
iyileştirmektedir [11]. Şekil 4.2’de dipol biçimli frekans seçici bir yüzey ve mantar biçimli elektromanyetik yapının görüntüsü verilmiştir.



Şekil 4.2 : a) Dipol frekans seçici yüzey [61] b) Altıgen mantar biçimli yüzey [8].

4.2.3 Üç boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapıları

Periyodikliği üç boyutta olan malzemelerdir. Bu yapılar 3. boyutta da periyodik olduğundan genellikle hacmin artması ve üretimin zorlaşması problemini beraberinde getirmektedir. Bununla beraber anten mühendisliğinde kullanılan bazı örnekleri literatürde mevcuttur [62-66]. Çeşitli üç boyutlu elektromanyetik bant aralığı yapılarının görüntüsü Şekil 4.3’te verilmiştir.



Şekil 4.3 : Üç boyutlu EBG yapıları.

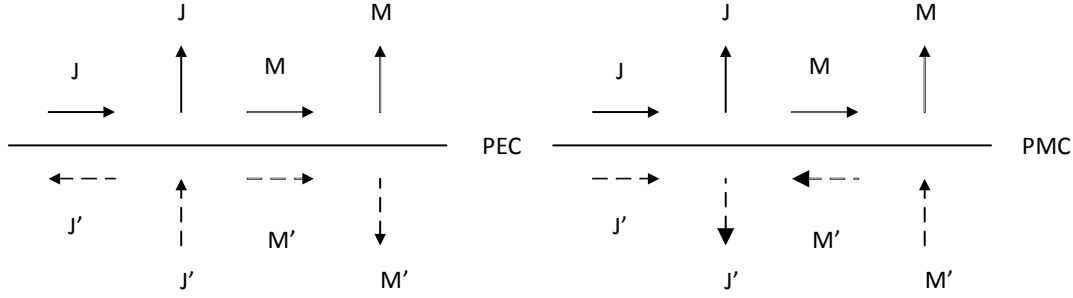
Elektromanyetik bant aralığı yapılarında çalışılan frekans gibi işaretin polarizasyonu da büyük önem taşır. Mikroşerit bir iletim ortamı yapı itibarı ile paralel plakalı dalga kılavuzuna benzer Temel mod olarak enine elektromanyetik (transverse

electromagnetic-TEM) modları desteklese ve bu modda kullanım tercih edilse de anten ve benzeri rezonant duran dalga yapıları ile dielektrik içerisine hapsolmuş istenmeyen yüzey dalgalarında başka modlu iletim söz konusu olabilmektedir. Dalganın ilerleme yönünde elektrik ve manyetik alan bileşeni içermemesi durumuna göre TE (enine elektrik-transverse electric) veya TM (enine manyetik-transverse magnetic) ismini alan bu farklı polarizasyonlu modlara bant aralığı yapıları genel itibarı ile farklı tepkiler vermektedirler.

Mikroşerit anten uygulamalarında EBG yapılarının sıklıkla kullanılan iki özelliği vardır. Anten ile aynı düzlemi paylaşan bir bant aralığı yapısı, sağladığı bant durdurma karakterisiği ile yüzey dalgalarını engelleyebilmektedir. Yüzey dalgaları anten dielektriğinin içerisinde hapsolan ve ışıma yapmayan elektromanyetik dalgalardır. Bu dalgaların varlığı antenin ışıma verimini düşürür ve dielektrik tabakanın kenarlarında difrakte ışımlar meydana getirerek antenin ışıma örüntüsünde istenmeyen yan ve arka loblara sebep olurlar. Yasak bant sayesinde dielektrik tabaka içine hapsolan dalgaların anten kenarına ulaşabilmesi engellenebilmekte ve anten örüntüsünde iyileşme sağlanabilmektedir. Yüzey dalgası problemi antenlerde sadece örüntüyü etkilemez. Özellikle antenlerin birbirine yakın olduğu aynı dielektrik tabakayı paylaşan mikroşerit anten dizilerinde işareti antenler arası çapraz kuplajın da böyle yapılar kullanılarak oldukça azaltılabildiği ifade edilmiştir [67-69].

EBG yapılarının antenlerde bir başka uygulaması da düşük profilli anten tasarımlarıdır. Çok iyi bilindiği üzere elektriksel iletken bir toprak düzlemine yakın yerleştirilen antenlerde, anten üzerinde akan elektriksel ve manyetik akımın eşleniği görüntü kuramı kullanılarak toprak yüzeyinin diğer kısmında gösterilebilir. Sadece gerçek antenin bulunduğu yarı düzlem için doğru sonuç veren bu yaklaşım bir çok analizde kolaylık sağlar. Görüntü teoremine göre oluşan bu sanal kaynağın yönü uyarıcının elektrik ve manyetik kaynak olmasına ve iletken düzlemine dik veya paralel yerleştirilmesine bağlıdır. Mükemmel iletken bir toprak yüzeyine paralel olarak yerleştirilen, elektriksel akım taşıyan dipolün görüntüsü ters yönde ve yine toprak düzlemine paralel elektriksel akım taşıyan dipol olmakta, iletken düzleme paralel manyetik dipolün (veya elektriksel halkanın) yönü ise değişmemektedir. Benzer şekilde iletken düzlemine dik bir düzlem üzerine yerleştirilen elektriksel dipolün görüntüsünün akım yönü gerçek kaynağın yönü ile aynı kalmakta bu sefer de manyetik akım kaynağının görüntüsünün yönü değişmektedir. Manyetik iletkenli bir toprak

tabakası gerçekte olmamasına rağmen bu şekilde bir sınır koşuluna zorlanan, yani manyetik alanın teğetsel bileşeninin yüzeyde sıfır olmasını gerektiren bir yüzey düşünüldüğünde ise elektrik iletkeni için yapılmış tanımlamalar tersine dönecektir. Elektrik ve manyetik iletkenin üzerindeki elektrik ve manyetik akım kaynaklarının görüntüsü Şekil 4.4'te verilmiştir [28].



Şekil 4.4 : Elektrik ve manyetik iletken yüzeyde oluşan görüntü kaynakları.

Görüntü teoreminin bu özelliğinden yola çıkılarak elektriksel akım taşıyan bir antenin elektriksel iletken yüzeye paralel biçimde yakın yerleştirilmesinin anten verimini olumsuz etkileyeceği görülebilir. Asıl kaynak ile görüntü kaynak birbirlerine zıt fazda olduğundan birbirlerinin etkisini yok edecek biçimde ışıma yapar. Bu özellik elektrik alanın iletken yüzeyi üzerinde teğet bileşeninin olmaması ile de açıklanabilir. Bu problemin çözümü, antenin çalışma dalgaboyunun çeyreği kadar toprak plakasının üzerinde tutulmasıdır. Bu çözüm ise antenin yüksekliğinin artması ve sistemin hacmini olumsuz etkilemesi problemini beraberinde getirmektedir. Bununla beraber elektriksel iletken toprak yüzey yerine yerleştirilecek olan bir manyetik iletken özelliği gösteren bir yüzey, bu etkinin tersini yapacaktır. Üzerine yatay bir biçimde yerleştirilecek olan antenin elektrik alan bileşenleri birbirini destekleyecek, düşük profilde yüksek verimli anten gerçekleşmesine olanak sağlayacaktır. Elektromanyetik bant aralığı yapıları, uygun tasarlandığında belirli bir frekans bandında 0° yansıma fazına sahip olarak dar bir aralıkta olsa dahi bu özelliği sağlamaktadır.

4.3 Mantar Biçimli Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları

Mantar biçimli EBG yapılar ilk olarak 1999 yılında Sievenpiper tarafından ortaya atılmış olup [8], üst kısmında belirli bir geometride düzlemsel mikroşerit yama bulunduran ve bu geometrinin bir noktasından yapının alt kısmında bulunan mükemmel elektriksel iletken (perfect electrical conductor-PEC) toprak düzlemine

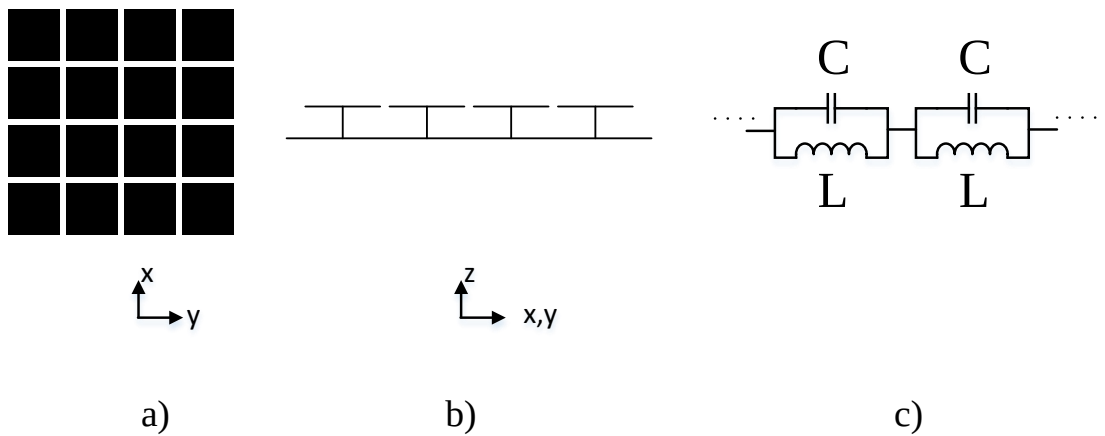
inen iletken delik yapısından meydana gelir. İçerisinde hem metal hem de dielektrik bulunduran ve Metal-Dielektrik (metallo-dielectric) olarak adlandırılan EBG yapılarının özel bir hali olan bu yapı, şeklinden dolayı mantara benzetilmiş ve literatürde “mushroom-like EBG” olarak anılmıştır. Mantarın üst kısmı olan yüzey şekli, Sievenpiper tarafından altıgen ve kare olarak sunulmuş, fakat kısa sürede farklı üst yüzey şekillerine mantar yapıları da literatüre kazandırılmıştır [6], [70-74].

4.4 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapılarının Analizi

Elektromanyetik bant aralığı yapılarının performansının değerlendirilme biçimi uygulamadan uygulamaya geçmektedir. Her ne kadar bant aralığı yapısı olarak adlandırılrsa da bu yapıların yapay manyetik iletken özelliği de literatürde sıklıkla kullanılmıştır [6]. Farklı özellikleri bir arada sağlaması bu yapının farklı şekillerde analiz edilebileceğini göstermektedir. Bu kısımda mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarının analiz yöntemleri incelenmiştir.

4.4.1 Eşdeğer devre modeli yaklaşımı

Elektromanyetik problemlerde bilindiği üzere tek modlu yayılım yaklaşımı yapıldığında herhangi bir yapı eşdeğer devre modeli ile basitleştirilerek gösterilebilmektedir. Bu türde bir yaklaşım yapının frekans uzayındaki davranışını modellemek için oldukça kullanışlıdır. Mantar biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının üstten ve yandan görünüşü ile eşdeğer devre modeli Şekil 4.5’te verilmiştir.



Şekil 4.5 : Kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının a) üstten görünüşü b) yandan görünüşü c) eşdeğer devresi [8].

Bu iki kapılıda bulunan eşdeğer endüktans ve kapasite sayesinde durdurma bandı oluşturulmaktadır. Fiziksel boyutların L ve C ile ilişkisi;

$$L = \mu h [H] \quad (4.1)$$

$$C = \frac{W(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{a}{g} \right) [F] \quad (4.2)$$

şeklinde verilmektedir [8]. Burada W yamanın genişliği, a yamaların merkezden merkeze uzaklığı, g yamalar arası boşluk, ε_1 ve ε_2 ortamların dielektrik sabitleri, μ manyetik geçirgenlik ve h de dielektrik tabakanın yüksekliğidir.

Böyle bir yapı, dielektrikle dolu olan orta bölgesinde LC devresinin rezonans frekansına denk gelen bir durdurma bandı oluşturur. Bu rezonans frekansı iyi bilinen,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

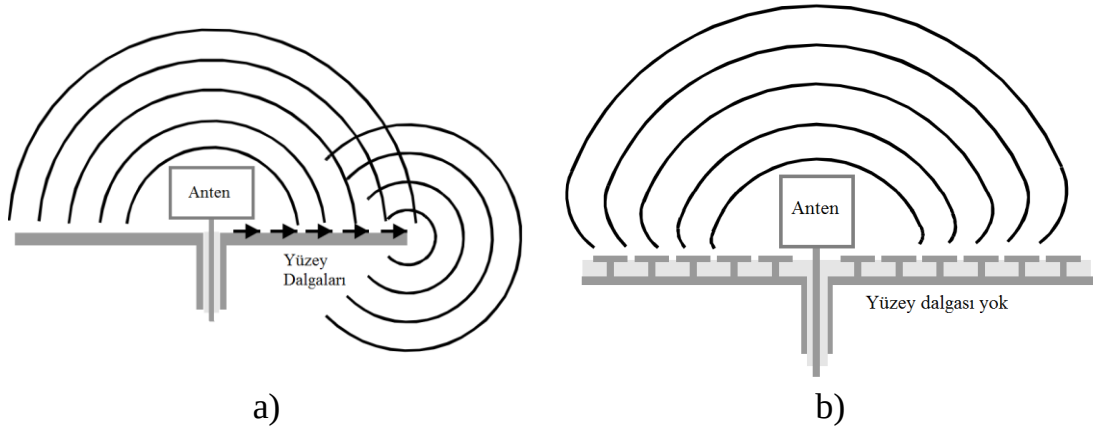
formülü ile bulunabilir. Bantgenişliği ise;

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\sqrt{L/C}}{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}} \quad (4.4)$$

şeklinde verilmiştir. [8]

Rezonans bölgesinde LC devresi yüksek empedans gösterdiği için bu yapılara aynı zamanda yüksek empedanslı yüzeyler (high impeance surface-HIS) de denilmektedir. Yüksek empedans özelliği bu yapıların yüzey dalgaları için durdurma bandı oluşturduğunu göstermektedir.

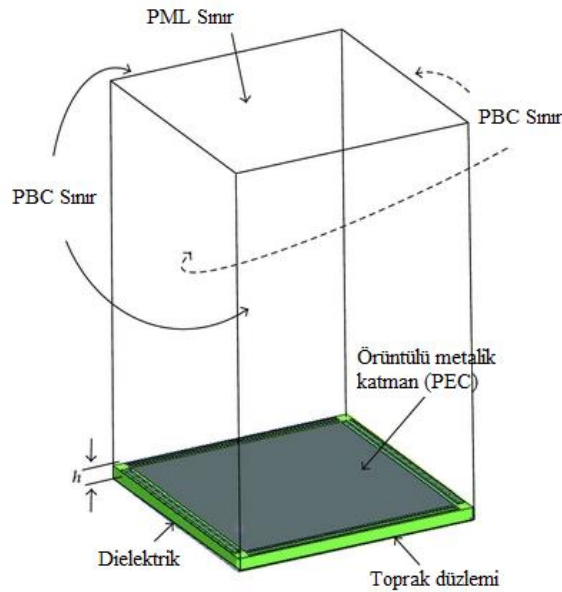
EBG yapılarının bu özelliği, HIS'in üst yüzeyinin anten ile aynı düzlemi paylaşması durumunda özellikle mikroşerit antenlerde dielektrik bölgesinde oluşan ve anten verimini olumsuz etkileyen yüzey dalgalarının engellenmesini sağlayabilmektedir. Konvansiyonel toprak düzlemlili ve yüksek empedanslı yüzeyli anten konfigürasyonu için oluşan yüzey dalgaları ve mikroşerit hattın kenarında oluşan istenmeyen ışıma diyagramları Şekil 4.6'da sembolik olarak gösterilmiştir. Yapılan bazı çalışmalar da bu tür yapıların anten ışıma örüntüsüne yaptığı etkiyi göstermektedir [8,15,19]. Bu yapılar sayesinde ana lobdaki kazanç artırılabilen, yan ve arka lob seviyeleri iyileştirilebilmektedir.



Şekil 4.6 : a) Geleneksel b) HIS yüzey için yüzey dalgaları ve anten kenarından ışıma [8].

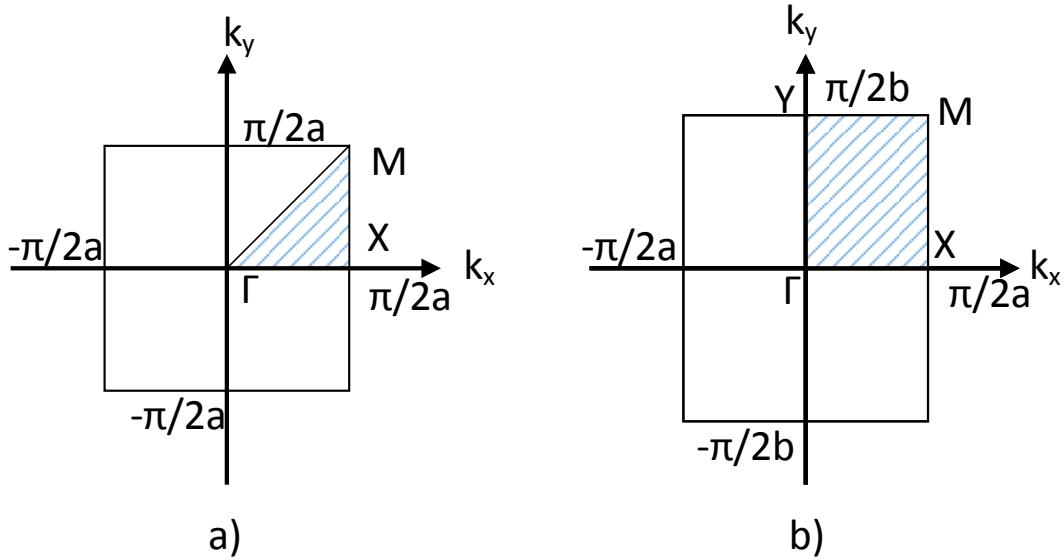
4.4.2 Brillouin bölgesi ve dispersiyon diyagramı yaklaşımı

Eşdeğer devre modeli baskın iletim modu için geçerlidir ve belirli frekans aralığında bu yapının hiç bir modda iletim yapmadığının gösterilmesi gerekir. Bu da bir mod analizi yapmak, yani bir özdeğer problemi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bir bant aralığı yapısının modal karakteristiği birim elemanı üzerinden çıkarılır ve birim eleman da Sonlu Farklar Zaman Domeni (Finite Difference Time Domain-FDTD) yöntemi ile Şekil 4.7’de verilen düzenek ile analiz edilebilir [75]. Burada yan duvarlara, düzeneğin sonsuz diziyi simule etmesi için periyodik sınır koşulu (periodic boundary condition - PBC) atanır. Yapının üst kısımdan oluşacak hesapsal yansımaları engellemek için de üst kısım mükemmel uyumlu katman (perfectly matched layer - PML) ile sonlandırılır.



Şekil 4.7 : Modal analiz düzeneği.

FDTD yöntemi, zaman domeninde işlem yapıldığı için çok geniş bantlı bir yöntemdir ve Fourier dönüşümü kullanılarak kolaylıkla frekans domenine geçilebilir. Konumsal Fourier dönüşümü ile de faz diyagramları çıkarılabilir. Bu düzenekte konulan periyodik sınır koşulları sayesinde sonsuz dizinin simülasyonu yapılabilmektedir. Bu simülasyon sonucunda anlamlı bir veriye ulaşabilmek için faz sabitinin frekansla ve konumla değişiminin elde edilmesi gerekir. Yapı iki boyutlu olduğu için bu çözüm toplamda 3 boyutu içerir, elde edilen sonuç ise bir yüzeydir. Bunun yerine bir periyodik yapının Brillouin bölgesi, yapının simetrikliğinden kaynaklanarak çıkarılabilir. En genel durumda, 2 boyutlu periyodik bir yapının analizi için seçilen bu çizgisel yol, birim elemanın 2 boyutta etrafını çevreler. Fakat analiz kolaylığı ve hesaplama süresinin kısaltılması için bu bölgenin olabildiğince küçültülmesi istenir. Kare yapılarda bu bölge, yapının merkezi (Γ), bir kenarın orta noktası (X) ve seçilen orta noktanın yakınındaki bir köşe noktasının (M) oluşturduğu üçgensel bölgedir. Dikdörtgen yapıda ise kenar uzunlukları birbirine eşit olmadığı için indirgenemez Brillouin bölgesi dört noktadan oluşan dikdörtgensel bölgedir. Şekil 4.8'de kenar uzunluğu a olan kare ve kenar uzunluklar a ve b olan dikdörtgen şekilli bir periyodik yapının Brillouin bölgeleri görülmektedir.



Şekil 4.8 : a) Kare b) dikdörtgen biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarının Brillouin bölgeleri ve kritik noktaları.

Dispersiyon diyagramı olarak adlandırılan grafik ise bu noktaların oluşturduğu yol üzerinde faz sabitinin frekans ile değişimidir. z yönünde ilerlemeyen bir dalganın dalga vektörü,

$$\vec{k} = k_x \vec{e}_x + k_y \vec{e}_y \quad (4.5)$$

şeklindedir. Burada k_x ve k_y sırası ile dalga vektörünün x ve y yönündeki dalga sayısını ifade etmektedir. Dalga'nın faz sabiti ise

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (4.6)$$

şeklinde olmaktadır. Dispersiyon diyagramını oluşturan yatay eksen ise normalize fazları göstermektedir konum vektörü $\vec{r}$ ile ifade edilmek üzere

$$\begin{aligned} \beta &= \vec{k} \cdot \vec{r} = (k_x \vec{e}_x + k_y \vec{e}_y) \cdot (x \vec{e}_x + y \vec{e}_y + z \vec{e}_z) = k_x x + k_y y \\ \beta &= \beta_x + \beta_y \end{aligned} \quad (4.7)$$

şeklindedir. Dispersiyon diyagramı üzerinde çizgisel hareket söz konusu olduğundan bu çizginin yönüne göre k_x , k_y (veya β_x ile β_y) veya her ikisi birden değişebilir. Bu çizginin yüksek simetri barındıran kritik noktalarında [76], yani Γ , X ve M noktalarında (β_x, β_y) ikilisi sırası ile

$$\begin{aligned} (\beta_x, \beta_y) &= (0, 0) \\ (\beta_x, \beta_y) &= (\pi, 0) \\ (\beta_x, \beta_y) &= (\pi, \pi) \end{aligned} \quad (4.8)$$

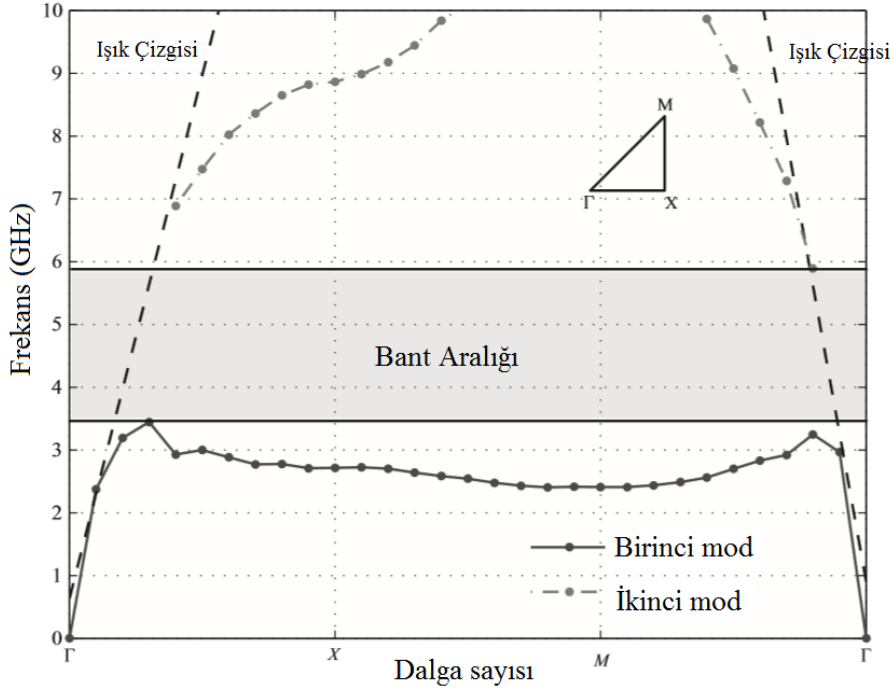
değerlerini almaktadır. Bu da aslında $\Gamma X M \Gamma$ yolunu izleyen bir analizde önce β_x 'in, sonra β_y 'nin daha sonra da her ikisinin değiştirilerek $k = k(f)$ (veya $\beta = \beta(f)$) fonksiyonunun bulunması anlamına gelir. Eğer yapı dispersiyona müsait ise grup hızının,

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} = v_g(f) < \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.9)$$

olması beklenir. Burada c_0 elektromanyetik dalga'nın boşluktaki hızı, ϵ_r ise ortamın dielektrik geçirgenliğidir. Bir yapının yasak bant oluşturmaları için ise belirli bir frekans aralığında grup hızının sıfıra gitmesi, yani hiç bir modda iletim yapılmaması gereklidir. Bunun için yol üzerinde yapılan ilk bir kaç mod için analiz sonuçları, literatürde ışık çizgisi (light line) olarak adlandırılan bir elektromanyetik dalga'nın aynı elektriksel özellikli dispersiyonsuz ortamda ilerlemesinin faz sabitinin frekansa bağımlılığını ifade eden

$$k = \frac{2\pi f}{c_0 / \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.10)$$

fonksiyonu ile karşılaştırılır. Bu eğrinin altında kalan ve hiç bir mod için faz sabitinin gerçel değeri almadığı frekans aralığı yasak bant olarak isimlendirilir. Şekil 4.9’da mantar biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının dispersiyon diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.9 : Kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının ilk iki mod için dispersiyon diyagramı Brillouin bölgesi [77].

4.4.3 Yansıma fazı yaklaşımı

Elektromanyetik bant aralığı yapıları yüzey dalgalarını bastırma özelliğinin yanı sıra çoğu zaman da yansıtıcı yüzey olarak kullanılırlar. Mantar biçimli yapılarda genellikle yasak bant özelliğinin sağlandığı frekans bölgesinde yapıya dik yaklaşımli düzlem dalgalar için yüzeyde manyetik iletken sınır koşulu varmış gibi gelen dalgayı yansıtır. Mükemmel elektriksel iletken yerine mükemmel manyetik iletken sınır koşulu yüzeyde gelen dalganın elektrik alan bileşeninin aksine manyetik alan bileşeninin teğet bileşeninin sıfır olmasına zorlar. Elektromanyetik dalganın yüzeyde gördüğü empedans $\vec{E}_t$ ve $\vec{H}_t$ yüzeydeki elektrik ve manyetik alanların teğetsel bileşenini göstermek üzere,

$$Z_{yüzey} = \frac{\vec{E}_t}{\vec{H}_t} \quad (4.11)$$

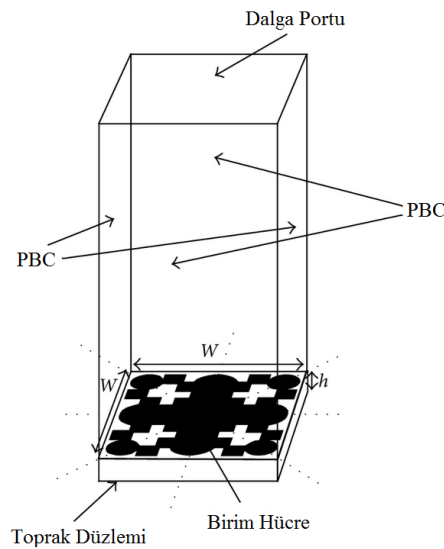
şeklindedir [8]. Mükemmel iletken bir sınır koşulu bu eşitlikte pay kısmını sıfıra götürürken, manyetik iletkenlik özelliği gösteren bir yapıda manyetik alan sıfır olacağından $Z_{yüzey}$ sonsuza yakınsar. Yüzey normali doğrultusunda gelen bir elektromanyetik dalganın yüzeyde karşılaşacağı gerilim (elektrik alan) yansımaya katsayısı

$$\Gamma = \frac{Z_{yüzey} - \eta_0}{Z_{yüzey} + \eta_0} \quad (4.12)$$

şeklindedir. Burada η_0 dalganın havadaki empedansıdır ve $120\pi\Omega$ 'dur. Bu bağıntıdan, aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

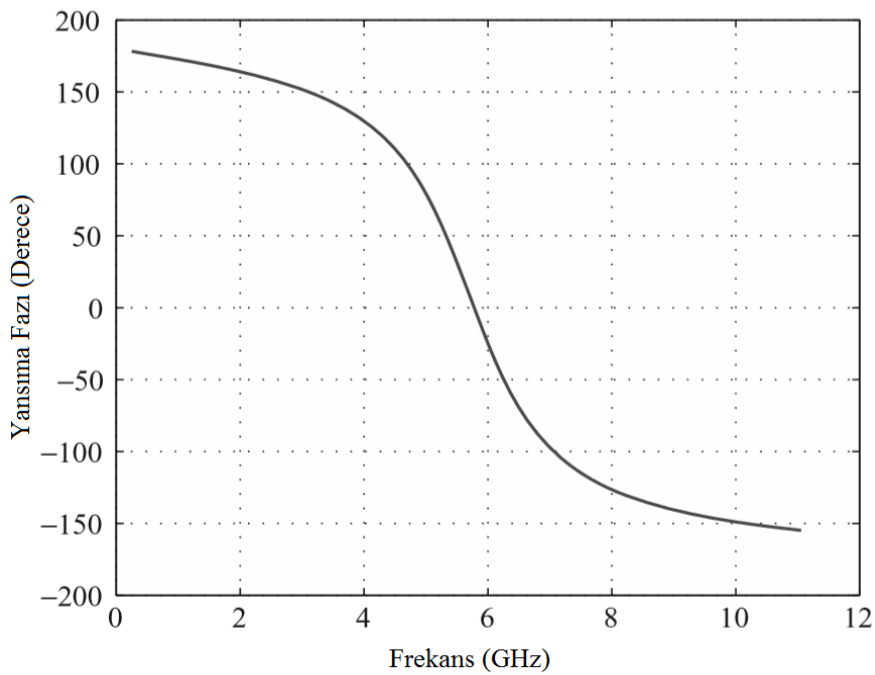
$$\Gamma = \begin{cases} -1 = 1e^{\pm j\pi} & \eta_0 \gg Z_{yüzey} \\ +1 = 1e^{j0} & \eta_0 \ll Z_{yüzey} \end{cases} \quad (4.13)$$

Bu eşitlikteki $\eta_0 \gg Z_{yüzey}$ durumu kısa devre durumuna denktir ve mükemmel iletkenli bir yapıdan yansımaya karşı düşmektedir. Gelen elektrik alan ile yansıyan elektrik alan arasında 180° faz farkı olduğundan yansımaya fazı 180° (π) olarak ifade edilir. Manyetik iletken özelliği gösteren bir yapıda ise $\eta_0 \ll Z_{yüzey}$ durumu söz konusudur. Bu durumda yansımaya fazı 0 olduğundan gelen dalga ile yansıyan dalga eş fazlı olur. Gelen dalga ile yansıyan dalga yıkıcı girişim (destructive interference) değil de yapıcı girişim (constructive interference) meydana getirdiği için manyetik iletkenlerin bu özelliği, düşük profilli anten tasarımı için faydalı olmaktadır. Şekil 4.10'da böyle bir yapı için kurulan yansımaya fazı düzeneği görülmektedir [78].



Şekil 4.10 : Kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının yansımaya fazının benzetimi için kurulan düzenek.

Bu düzeneğe yine dispersiyon diyagramı yöntemi gibi periyodik yapının tek bir elemanı ele alınarak kurulur. Yapının üst yüzeyine gelen TEM modlu düzlem dalgayı simule edebilmek için düzeneğin üst kısmına bir port yerleştirilir ve yan duvarlara dalga'nın polarizasyonuna göre uygun elektrik ve manyetik iletken sınır koşulları atanır. Üst kısma yerleştirilen portun S_{11} parametresinin fazı simule edilerek ve aradaki hava tabakasının getirdiği faz kaydırma etkisinden kurtulmak için hesaplama sonrası işlemler uygulanarak yüzeyin kendisinden gelen yansıma katsayısının fazı elde edilebilir. Böyle bir düzeneğin anlatımı [79]'da yapılmıştır. Şekil 4.11'de mantar biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının yansıma fazı görülmektedir [77].



Şekil 4.11 : Bir mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısının yansıma fazı.

Böyle bir grafikte genellikle bir veya birden fazla yansıma fazının sıfır dereceyi kestiği nokta bulunabilir. Bu noktalar yapının yapay manyetik iletken (artificial magnetic conductor-AMC) özellikli davrandığı frekans değerleridir. Bu davranışın bant aralığı ise grafiğin 90° ile -90° arasında kalan kısmı olarak kabul görmüştür [58].

Böyle bir benzetim genellikle sonlu elemanlar yöntemi (finite element method-FEM) veya moment yöntemi (method of moments-MOM) ile gerçekleştirildiği için çoğu zaman dispersiyon diyagramı analizinden daha pratiktir ve daha hızlı sonuç verir. Mantar biçimli kanonik yapıların yapay manyetik iletken özelliği gösterdiği frekans aralığının yasak bant ile çakıştığı bilindiğinden [8] yüksek empedans göstermesi için

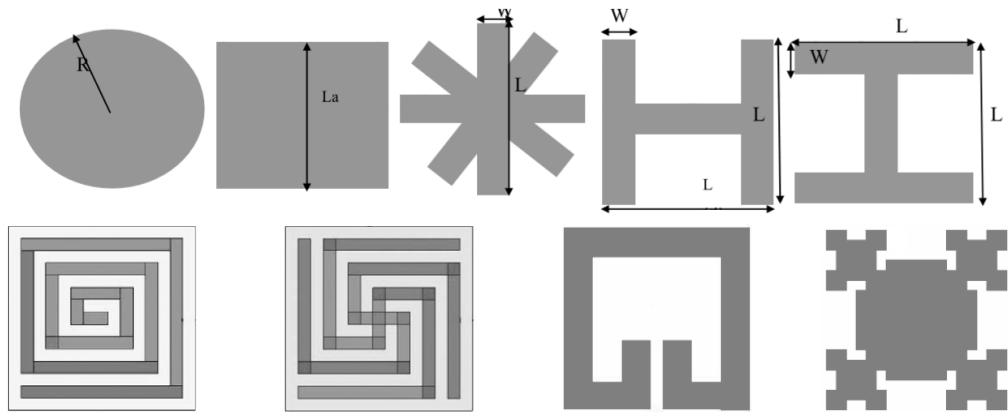
tasarlanan bir yapının analizinin bu yolla yapılması tasarımın ilk aşamalarında çalışma bölgesinin belirlenmesinde faydalı olabilir.

4.5 Farklı Şekli ve Polarizasyon Bağımlı Elektromanyetik Bant Aralığı

Yapıları

Mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarının kare, düzgün altıgen gibi yüzey şekillerine sahip olması bir çok durumda yeterli olmaktadır. Elektriksel iletken toprak yüzey ile bağlantıyı sağlayan metal via bağlantısı da bu şeklin geometrik olarak orta noktasında bulunduğundan bu yapılar geometrik orta noktaya göre simetri oluşturmaktadır. Bu özellik dispersiyon eğrisi elde etmede üç adet noktanın (Γ , X ve M) yeterli olmasını sağlamakta, analiz süresini de kısaltmaktadır. Bununla beraber yansıma katsayısı fazı açısından bakıldığında ise bu karakteristiğin yüzey üzerine gönderilen dalganın polarizasyonundan bağımsız olduğu görülmektedir.

Simetrik şekillerin ortaya çıkmasından sonra bu şekillerde bazı değişiklikler yapılması durumunda oluşacak karakteristik değişimleri araştırılmıştır. Metal vianın kaldırılması, vianın yerinin değiştirilmesi [80], farklı yüzey şekilleri gibi durumlar incelenmiş ve birim elemanın alanının küçültülmesi hedeflenmiştir. Yama üzerinde akım yollarının uzatılması ile yasak bandın merkez frekansının düşürülebildiği görülmüş fakat bununla beraber bant genişliğinin de daraldığı gözlemlenmiştir [80]. Şekil 4.12’de farklı üst geometriye sahip mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları görülmektedir [48], [77], [81], [23].



Şekil 4.12 : Farklı geometrilerde mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları.

EBG alanının küçültülmesi probleminin haricinde bir başka çalışma alanı da merkez noktasına göre simetrik olmayan yüzey şekilleridir. Vianın yerinin kaydırılması,

birden fazla via kullanılması, yüzey üzerinde enine veya boyuna boşlukların açılması, dikdörtgen şekilli üst yüzey kullanılması ve durumlarında elektromanyetik bant aralığı polarizasyon karakteristiği incelenmiştir [25]. Yansıma katsayısı yaklaşımı ile yapılan incelemelerde bu yapıların farklı polarizasyonlara farklı tepkiler verdiği görülmüştür. Bu özellik, farklı polarizasyonlar için akım yollarının değişmesi, eşdeğer devre modelinde de endüktansın ve çalışma frekansının değişmesiyle açıklanabilmektedir.

4.6 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapılarının Dairesel Polarizasyonlu Anten Uygulamaları

Bu tez çalışmasında elektromanyetik bant aralığı yapıları kullanılarak bir dairesel polarizasyonlu antenin bant genişliğinin artırılması hedeflenmiştir. Dolayısı ile literatürde bulunan içerisinde elektromanyetik bant aralığı yapısı barındıran dairesel polarizasyonlu antenlerin incelenmesinde fayda vardır.

Bir antenin etrafına yerleştirilmiş olan elektromanyetik bant aralığı yapısının antenin dielektrik tabakasına hapsolmuş yüzey dalgalarını engelleyerek ışıma örüntüsünde iyileştirme yapma özelliği, sadece doğrusal polarizasyonlu antenler ile kısıtlı değildir. Dairesel polarizasyonlu bir antenin etrafına yerleştirilen kare biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısı ile dairesel polarizasyonlu bir antenin etrafına konulan fraktal biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları ile kazancın artırılabilirdiği gösterilmiştir [23]. [21]'de yapılan çalışmada anten etrafına yerleştirilen mantar biçimli kare elektromanyetik bant aralığı yapılarının ayrıca eksenel oran bant genişliğini artırabilirdiği gösterilmiş, çift sıra kullanılması halinde %10.2'lik bir 6dB eksenel oran bant genişliği kaydedilmiştir.

Elektromanyetik bant aralığının yapay manyetik iletken gibi davrandığı frekans bölgesinde düşük profilli anten tasarımı için kullanılabildiği bilinmektedir. Bu özelliğe ek olarak dikdörtgen (veya daha genel bir deyişle eksenel simetrikliği farklı olan) yapıların polarizasyon bağımlı davranış sergilediklerinin keşfedilmesinin ardından bu özelliğin getirdiği avantaj farklı uygulamalarda kullanılmıştır. [26]'da bir mantar biçimli dikdörtgen polarizasyon bağımlı EBG üzerine yerleştirilmiş bir dipol antenin uygun şartlar altında dairesel polarizasyonlu ışıma yapabildiği gösterilmiştir. [27]'de ise rezonans frekansı ayarlanabilir bir anahtarlama düzeneği ile EBG yapısı üzerinde değişiklik yapılarak üzerine yerleştirilen doğrusal polarizasyonlu bir mikroşerit

monopolün farklı frekans ve dairesel polarizasyonlarda (sağ ve sol el) ışıma yapabildiği gösterilmiştir.

Yapay manyetik iletken ve yüksek empedans özelliğinin haricinde dairesel polarizasyonlu antenlerin EBG yapıları ile kullanımının başka örnekleri de mevcuttur. [82]'de doğrusal polarizasyonlu bir antenin, üzerine yerleştirilen odun yığını (woodpile) elektromanyetik bant aralığı yapısı ile dairesel polarizasyonlu ışıma yapması sağlanmıştır. [83] çalışmasında aynı türde bir elektromanyetik bant aralığı yapısının dairesel polarizasyonlu bir antenle birlikte kullanımı incelenmiştir. Bu çalışmalarla anten kazancının artırılabilirdiği gösterilmiştir.

5. ELEKTROMANYETİK BANT ARALIĞI YAPISI İLE ANTEN TASARIMI

Tezin bu kısmında tez çalışmasında gerçekleştirilen anten incelenmiştir. Tez çalışması için hedeflenen amaç, ana huzme doğrultusunda eksenel oran bant genişliğinin artırılmasıdır. Çalışma frekansı olarak 2.45 GHz seçilmiş ve tasarlanan antenin ISM 2.4 bandında (2.4 GHz-2.5 GHz) çalışması hedeflenmiştir.

Tek beslemeli dairesel polarizasyonlu tek bir antenin ana huzme doğrultusundaki eksenel oranın 3dB'in ($\sqrt{2}$ 'nin) altında kaldığı bant genişliği %2 civarındadır. Bu aralık çoğu durumda antenin -10 dB empedans bant genişliğinden daha küçüktür. Dairesel polarizasyonlu bir antenin çalışma frekans aralığı bu iki bölgenin kesişimi olarak ifade edilir ve bu bölgenin belirlenmesinde eksenel oran bant genişliği baskın karakteristik gösterir.

Bu çalışmada antenin geri dönüş kaybı -10dB'den düşük iken, eksenel oran bant genişliğinin artırılabilirdiği gösterilmiştir. Bu doğrultuda sunulan yöntemde mikroşerit antenin ışıyıcı yüzeyi ile aynı düzlemi paylaşan dikdörtgen biçimli elektromanyetik bant aralığı yapıları kullanılmıştır. Literatürde genellikle yansıtıcı yüzey olarak kullanılan bu yapıların, bu çalışmada yüksek empedans özelliğinin ön plana çıktığı anten ile eş düzlemsel olması durumu incelenmiştir. Bu amaç doğrultusunda atılan adımlar bu bölümde başlıklar halinde verilmiştir. Öncelikle anten tasarımı için yapılan seçimler birim EBG yapısının tasarlanması ile birlikte açıklanarak anlatılmıştır. Sonra bu yapı ile birlikte kullanılacak antenin tasarımından bahsedilmiş ve daha sonra ise antenin EBG ile birlikte kullanılması halinde elde edilebilecek kazanımlar benzetim ve ölçüm sonuçları ile verilmiştir.

5.1 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapısının Tasarımı

Tez çalışmasında kullanılan elektromanyetik bant aralığı yapıları anten etrafına yerleştirilen 12 adet dikdörtgen biçimli yapılardır. Bu yapıların orta noktasından toprak düzlemine inen iletken vialar bulunmaktadır. Elektromanyetik bant aralığı yapılarının tasarımı sırasında aynı zamanda başlangıç parametrelerinin belirlenmesi de

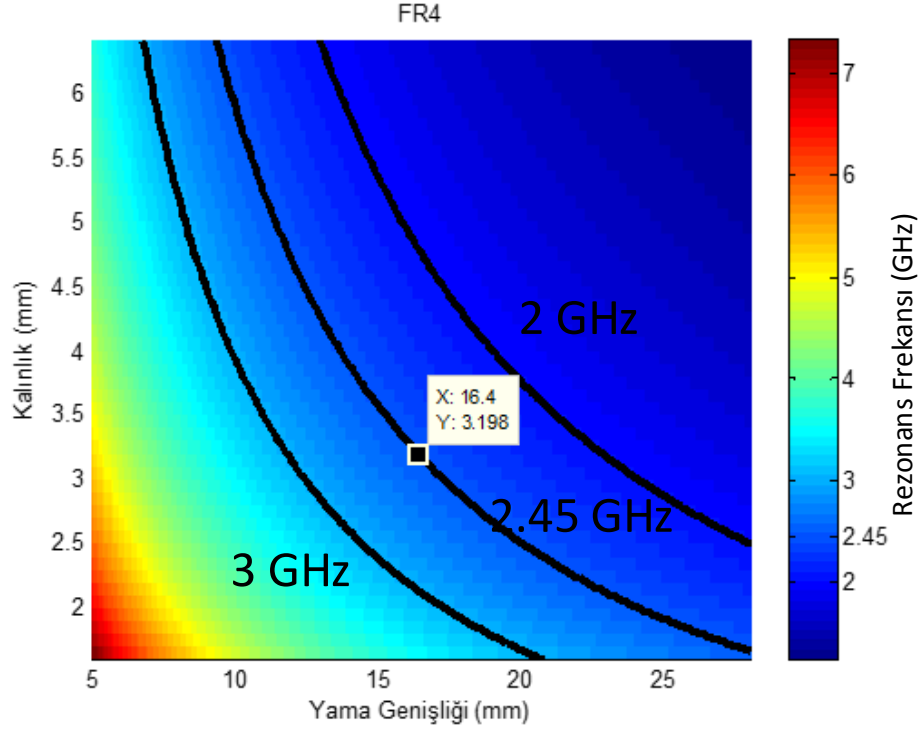
gerçekleştirildi. Öyle ki, taban malzemesi seçimi ve bu malzemenin kalınlığı birim elemanların boyunun makul değerlerde kalması için önem taşımaktadır. Dikdörtgen biçimli yapıdan önce kare yapının analizi çalışma noktasının belirlenmesinde faydalı olacaktır. Daha önce de verildiği gibi kare biçimli bir elektromanyetik bant aralığı yapısının eşdeğer endüktans ve kapasitesi

$$L = \mu_0 h [H] \quad (5.1)$$

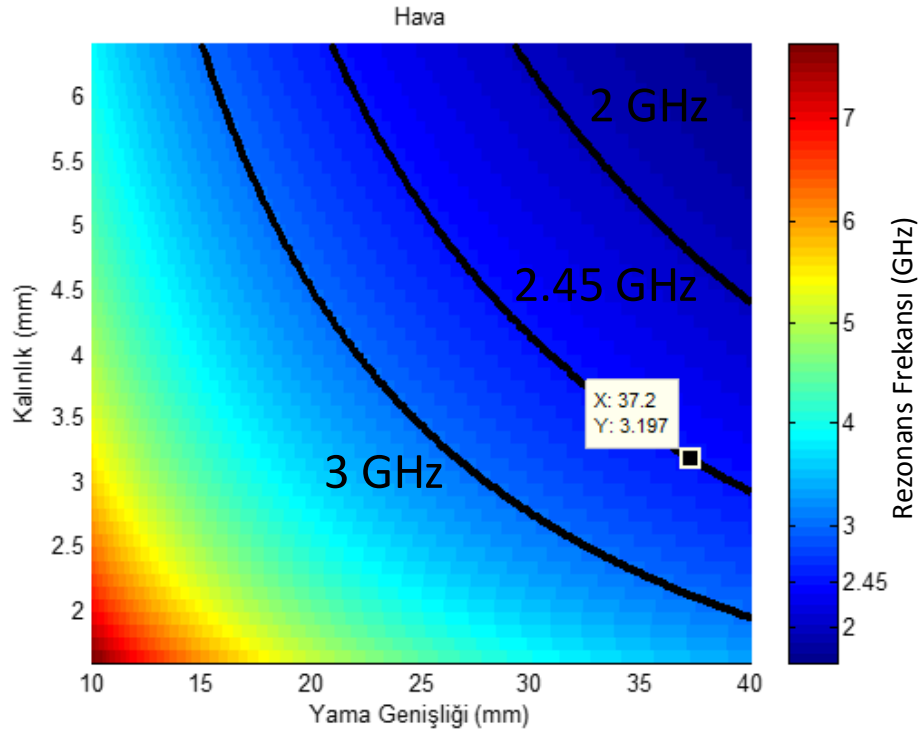
$$C = \frac{W \varepsilon_0 (\varepsilon_r + 1)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{W + g}{g} \right) [F] \quad (5.2)$$

formülleri ile verilmektedir [8]. Bu formüllerde çalışma aralığını belirleyen önemli parametreler, birim elemanın genişliği (W) (ve uzunluğu), elemanlar arası boşluk (g), yalıtıcı tabakanın dielektrik sabiti (ε_r) ve yalıtıcı tabakanın yüksekliğidir (h). Bu büyüklükler üzerine yapılan parametrik analiz göstermektedir ki taban malzemesinin dielektrik sabitinin yüksek olması eleman boyutunu küçültmekle beraber bant aralığını da daraltmaktadır. Aynı zamanda hava gibi düşük dielektrik sabitli bir malzeme kullanılması da yamaların boyutunu çok fazla artırmaktadır. Ayrıca taban malzemesinin kalın olması, yapının rezonans frekansını aşağıya çekmekle beraber bant genişliğine çok etki yapmamaktadır [77]. Dolayısı ile kalınlığı fazla olan bir malzeme faydalı olacaktır. Bununla beraber dielektrik tabakanın yüksekliği, aynı taban üzerine yerleştirilecek antenin giriş empedansı ile kısıtlanmaktadır. Koaksiyel beslemeli bir mikroşerit antenin besleme pininin uzunluğu dielektrik tabakanın kalınlığı kadardır ve bu pin, anten giriş empedansına endüktif bir etki getirmektedir. Tabanın kalın olması pinden dolayı oluşacak endüktansın kompanzasyonunu zorlaştıracaktır. Bu sebeplerden ve kolay elde edilebilmesinden dolayı tasarımda 3.2 mm kalınlıklı ve $\varepsilon_r=4.4$ dielektrik geçirgenliğine sahip FR4 taban kullanılmıştır. Üretimden kaynaklanabilecek sorunlardan kaçınabilmek amacı ile elemanlar arası mesafe çok büyütülememekle beraber $g=0.5$ mm olarak güvenli bir noktada sabitlenmiştir. Bu parametrenin çok büyümesi EBG hücreleri arasındaki kapasitif kuplajı olumsuz yönde etkileyerek C değerinin düşmesine ve rezonans frekansının artmasına sebep olmaktadır. Yukarıdaki yaklaşımdan yola çıkılarak MATLAB ile yazılan bir kod aracılığı ile çalışma noktası belirlenmiştir. Tasarım girdisi olarak tabanın dielektrik sabiti ve elemanlar arası mesafe seçilmiş, rezonans frekansının eleman genişliği ve dielektrik tabakanın kalınlığına göre değişimi çizdirilmiştir. Şekil

5.1 ve Şekil 5.2’de FR4 ($\epsilon_r=4.4$) ve hava için gereken yama boyunun dielektrik kalınlığı ile değişimi görülmektedir. Rezonans frekansının 2.45 GHz olabilmesi için $h=3.2$ mm çalışma noktasında birim eleman genişliği değerleri bu grafiklerden sırası ile $W=16.4$ mm ve $W=37.2$ mm olarak okunabilmektedir.

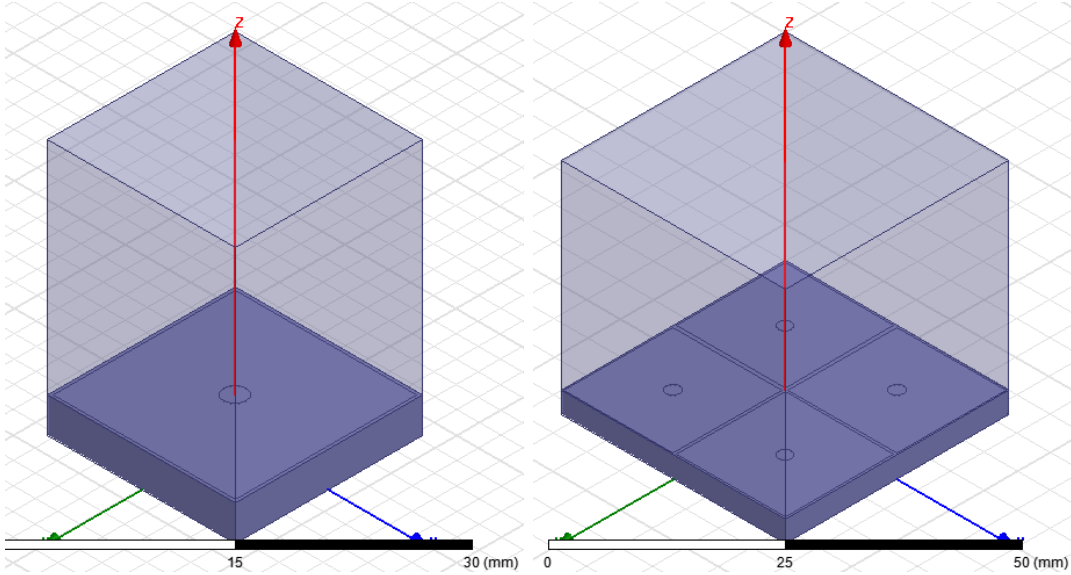


Şekil 5.1 : FR4 için kare EBG yama boyutlarının belirlenmesi.



Şekil 5.2 : Hava taban için kare EBG yama boyutlarının belirlenmesi.

Bu grafiklerden görülmektedir ki dielektrik tabaka kullanmak boyutların küçük tutulması için faydalı olacaktır. Bu grafiklerden yola çıkılarak çalışma bölgesinde EBG yapılarının yansıma fazı analizi yapıldı. Bu analiz için Ansoft HFSS ile kurulan benzetim Şekil 5.3'te görülmektedir.

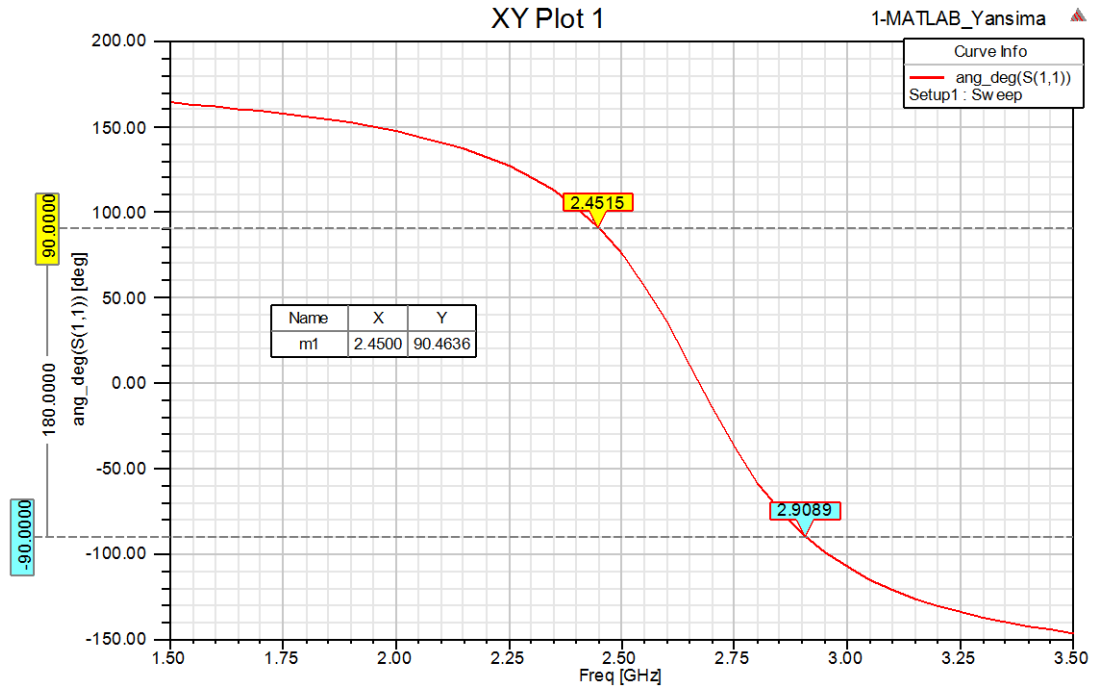


Şekil 5.3 : Bir ve dört elemanlı EBG yapılarının yansıma fazı analiz düzeneği.

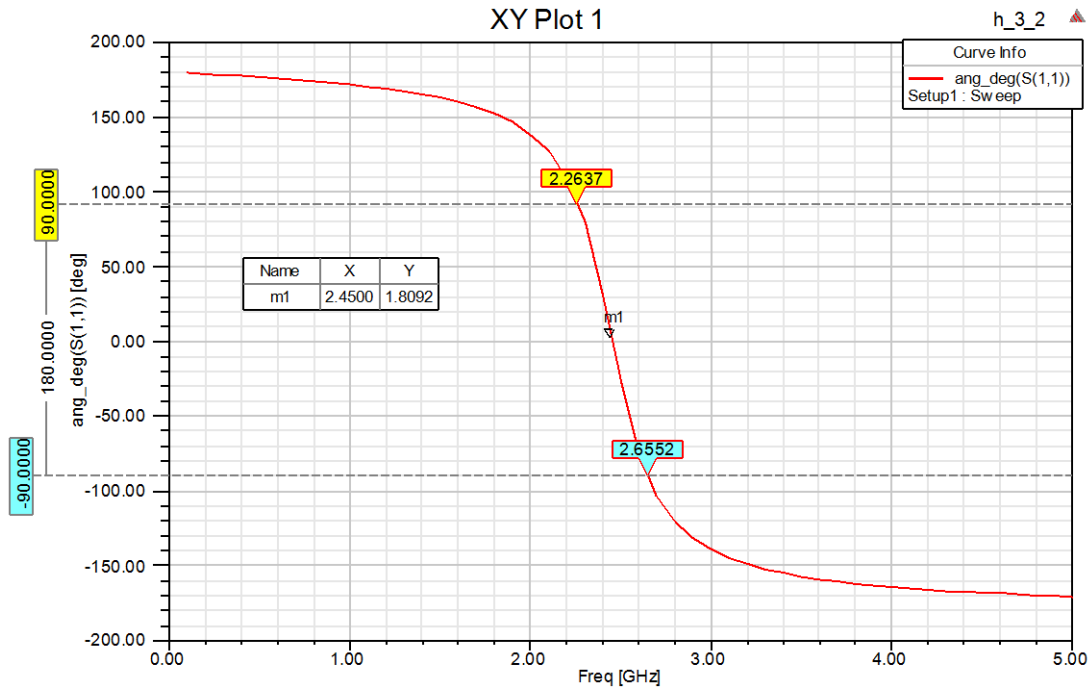
Bu düzeneğin açıklaması şu şekilde yapılabilir: EBG hücresi dielektrik tabaka üzerinde olacak şekilde çizilmiştir. Boyutları W olan bant aralığı yapısının üst ve alt kısımları ile via, mükemmel iletken sınır koşuluna sahiptir. Bu yapı, alt kısmı mantar tabakanın altı ile çakışık, kenarları EBG yapının kenarlarından $g/2$ kadar uzakta, üst kısmı ise mantar yapının üst kısmından dielektrik tabakanın kalınlığının yaklaşık 5-6 katı kadar yukarıda olan bir dikdörtgen prizma ile çevrelenmiştir. Yansıma fazının incelenmesi için TEM modu bir dalganın simule edilmesi gerekmektedir. Bunun için dalganın polarizasyonuna uygun şekilde prizmanın yan yüzeylerinin sınır koşulları atanmıştır. Elektrik alanın dik gelmesi istenen yüzeylere mükemmel elektriksel iletken (PEC) sınır koşulu, manyetik alanın dik gelmesi istenen diğer iki yüzeye de mükemmel manyetik iletken (PMC) sınır koşulu atanmıştır. Bu sınır koşulları sayesinde hem çözüm uzayı belirlenmekte, hem de uyarılan dalganın TEM modlu olması sağlanmaktadır. Silindirin üst kısmında ise ortama dalgayı gönderecek olan Dalga portu (Waveport) bulunmaktadır. Bu portun yansıma katsayısının fazı ($\angle S_{11}$) incelenerek yansıma katsayısının fazı elde edilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta vardır. Bu faz farkı aslında iki etkiyi içermektedir. Birincisi yapay manyetik iletken yüzeyin yansıma fazı, diğeri ise dalganın boş uzayda ilerlemesinden

kaynaklanan faz dönmesidir. Sadece yüzeyin yansıma fazı ile ilgilenildiği için ve sonucun hava kalınlığından bağımsız olması istendiği için ikinci etkinin ortadan kaldırılması gerekir. Bu noktada, HFSS'in sunduğu portlar için referans düzlemi kaydırma özelliği kullanılmıştır. De-embedding olarak adlandırılan bu özellik kullanılarak ve referans düzlemi kaydırma miktarı hava kalınlığı kadar seçilerek elde edilen sonucun sadece yüzeyden kaynaklanan yansımadan geldiği garanti edilebilir. Böyle bir benzetim yapısı [79]'da önerildiği gibi kurulmuştur.

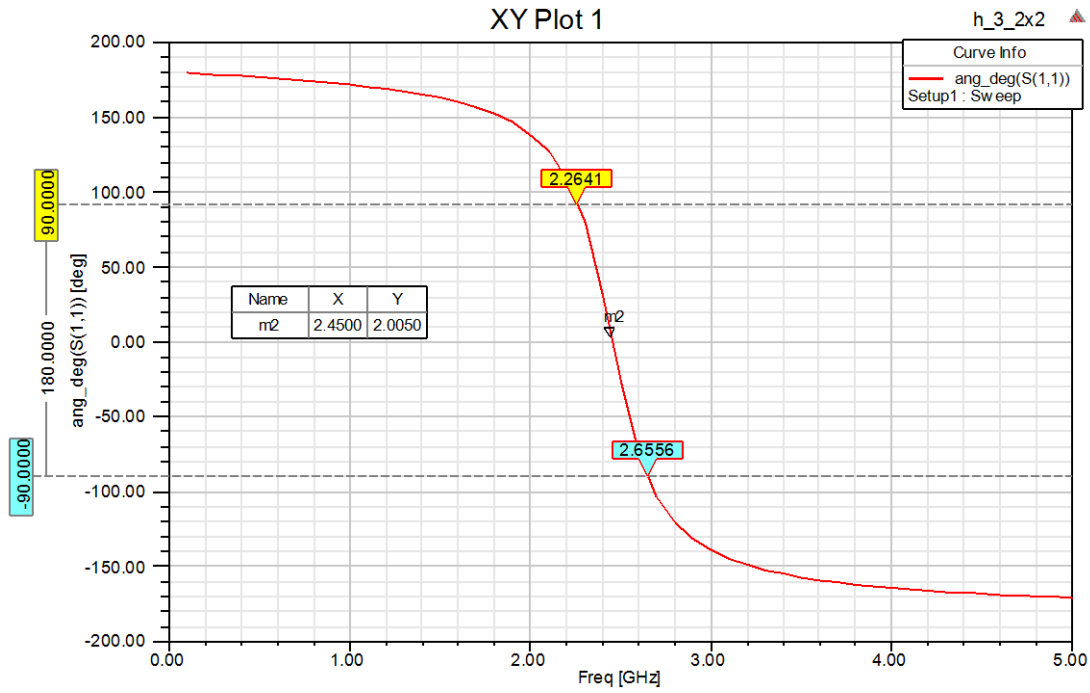
Aslında tasarlanan antende EBG yapılarının manyetik yüzey özelliğinden faydalanılmamaktadır. Fakat mantar biçimli EBG yapıların yansıma fazı grafiklerinde fazın 0° 'yi kestiği nokta EBG'nin yasak bandının içerisinde kaldığı bilinmektedir [8], yani bu bölge çalışma bölgesidir. Brillouin bölgesi üzerinde dispersiyon analizi yapmak hesapsal olarak vakit alıcı olduğundan ince ayar için uygun değildir. Bu yüzden yansıma fazı analizi tercih edilmiştir. MATLAB ile elde edilen $W=16.4$ mm değeri için yansıma fazı analizi yapıldığında 2.45 GHz'e yakın bir frekansta fazın 0° 'yi kestiği görülmüştür. İnce ayar yapılarak bu frekans değeri 2.45 GHz'e yaklaştırılmıştır. Şekil 5.4 'te MATLAB ile elde edilen değerlerin ve ince ayar sonucu elde edilen yansıma fazı analizi görülmektedir. Bu çalışmadan yola çıkılarak birim mantar yapısının üst yüzey genişliği $W=18.8$ mm olarak güncellenmiştir.



a)



b)

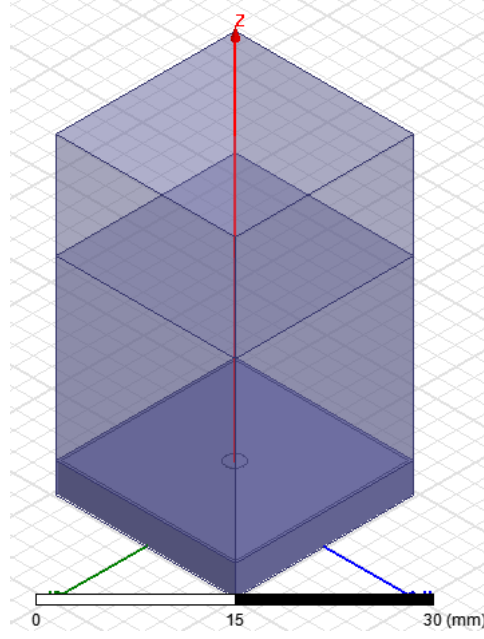


c)

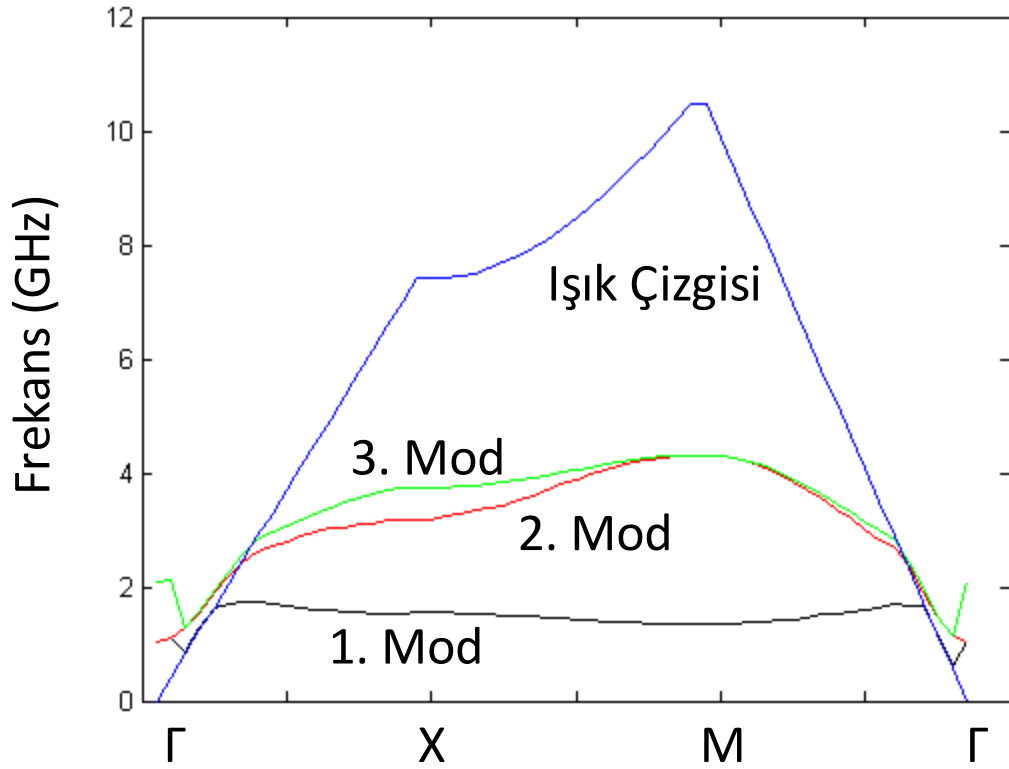
Şekil 5.4 : Kare biçimli EBG yapılarının yansıma fazı analizi a) Tek eleman $W=16.4$ mm, b) Tek eleman $W=18.8$ mm, c) Dört eleman $W=18.8$ mm.

Son halde elde edilen boyutlar kullanılarak dispersiyon analizi de yapılmıştır. Şekil 5.5'te bu benzetim için kurulan düzenek görülmektedir. Üst yüzeyin şekli kare

olduğundan $\Gamma X M \Gamma$ yolu tercih edilebilir. Birden fazla mod için yapılan dispersiyon analizi Şekil 5.6’da verilmiştir. Bu eğrilerden yasak bant açıkça görülmektedir.



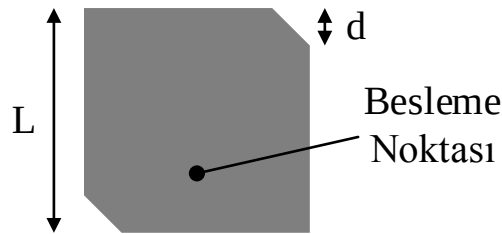
Şekil 5.5 : Kare biçimli mantar EBG için dispersiyon diyagramı düzeneği.



Şekil 5.6 : Kare biçimli mantar EBG için dispersiyon diyagramı.

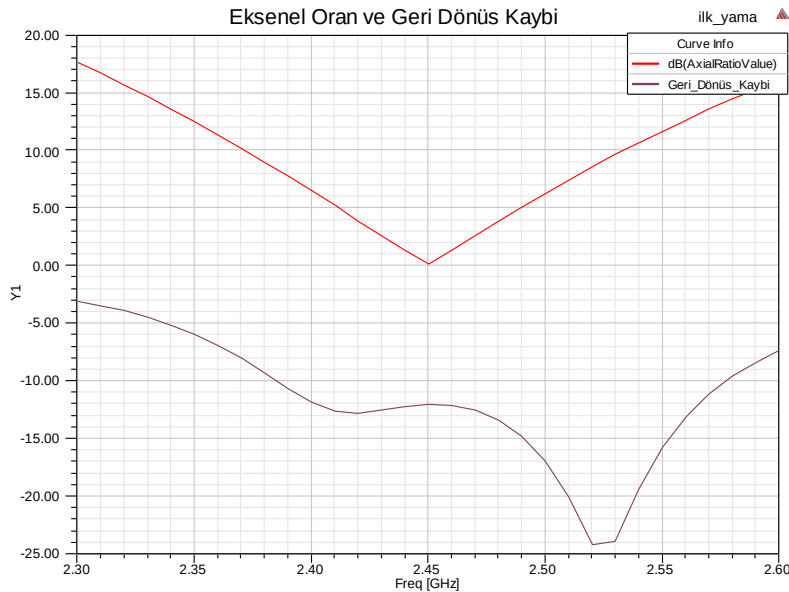
5.2 Dairesel Polarizasyonlu Mikroşerit Anten Tasarımı

Dairesel polarizasyonlu mikroşerit anten olarak bir çok konfigürasyon vardır. Bu yapıların en sık kullanılanı köşelerinden kesik kare yamadır. Köşelerinden kesik mikroşerit anten genel olarak Şekil 5.7’de verildiği gibidir. Bu antenin çalışma performansını etkileyen iki temel parametre vardır. Antenin kenar uzunluğu (L) çalışma frekansını, köşelerinden kesilme miktarı (d) ise eksenel oranın frekanstaki minimum değerini belirlemektedir. Optimum tasarım için köşelerinden kesilme miktarı [32]’de verilmiştir. HFSS ile yapılan benzetimlerde $h=3.2\text{mm}$ dielektrik kalınlıklı anten için $\theta=0$ doğrultusunda eksenel oranın minimum değerinin 2.45 GHz ’de olması için $L=27.6\text{ mm}$, ve $d=4.4\text{ mm}$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 5.7 : Köşelerinden kesik daireseel polarizasyonlu kare yama.

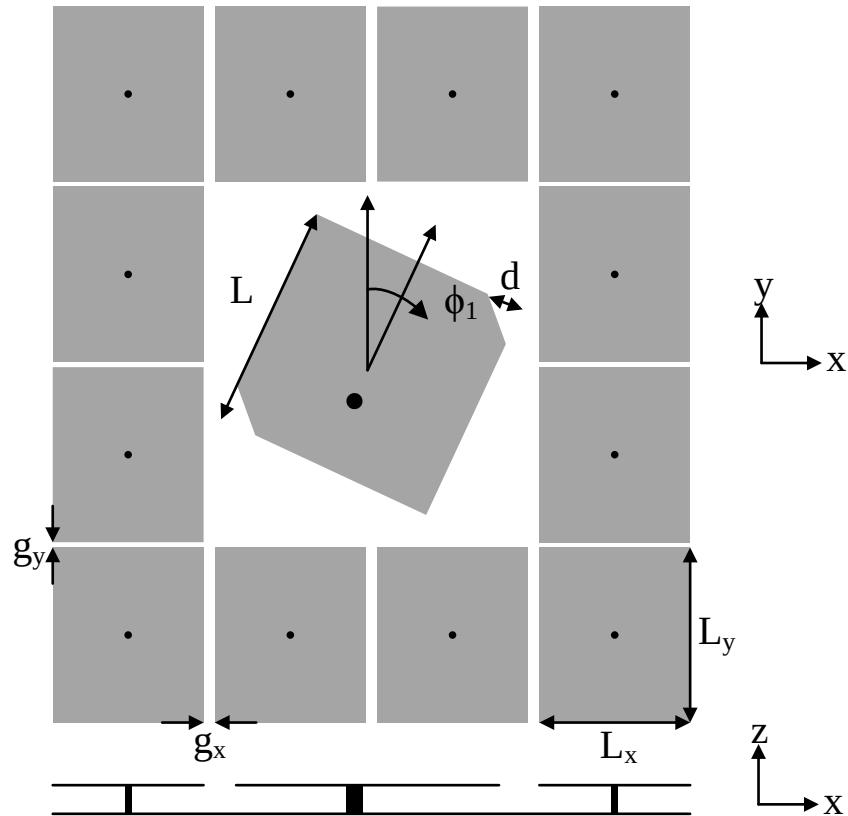
Bu antene ilişkin geri dönüş kaybı ve eksenel oranın frekans bağımlılığı Şekil 5.8’de görüldüğü gibidir. Bu grafikten, köşelerinden kesilmiş yama için eksenel oran bant genişliğinin yaklaşık 50 MHz ($\%2$) olduğu okunabilmektedir.



Şekil 5.8 : Köşelerinden kesik daireseel polarizasyonlu kare yamanın geri dönüş kaybı ve eksenel oranı.

5.3 Elektromanyetik Bant Aralığı Yapıları ile Anten Tasarımı

Tasarlanan anten, bir önceki kısımda incelenen tek, koaksiyel hat beslemeli köşelerinden kesik dairesel polarizasyonlu mikroşerit hattın etrafına 12 adet mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapısı yerleştirilerek gerçekleştirilmiştir. EBG yapısı tasarımı kısmında yapılan benzetimler birim kare yüzeyli EBG yapıları için olup anten ile birlikte kullanım için polarizasyon bağımlı EBG yapıları tercih edilmiştir. İstenilen frekansta özellik göstermesi için yapılan bu başlangıç yaklaşımları antenin etrafına yerleştirilecek elemanların boyutunun belirlenmesinde kullanılmıştır. Antenin etrafına yerleştirilecek olan EBG'nin boyutları ise anten ile EBG yapılarının birlikte olduğu durum optimize edilerek bulunmuştur. Benzer şekilde etrafına EBG yapılarının gelmesi ile antenin de karakteristiği değişmiştir ve anten boyutlarında da bir optimizasyona gidilmiştir. Ayrıca dairesel polarizasyonlu antenin kendi merkez noktası etrafında döndürülebileceği de düşünülerek, döndürme açısı parametresi tanımı yapılmıştır. Genel haliyle antenin üstten ve yandan görüntüsü Şekil 5.9'da verildiği gibidir.



Şekil 5.9 : Elektromanyetik bant aralığı yapısı ile antenin birlikte kullanılması.

5.4 Benzetim Sonuçları ve Parametrik Analiz

Tasarlanan anten bir dizi benzetimden geçirilerek, ISM 2.4 bandında eksenel oranın 3dB'in, geri dönüş kaybının -10dB'in altında kalması hedeflendi. Bu hedefleri sağlayan antenin parametreleri Çizelge 5.1'de verilmiştir.

Çizelge 5.1. Tasarlanan antenin parametreleri

L	d	L_{besx}	L_{besy}	ϕ_1	L_x	L_y	g_x	g_y
28.8mm	4.9mm	13.9mm	7.9mm	25°	20mm	23.2mm	1.5mm	0.7mm

Bu parametreler anten parametreleri olan,

L: Köşelerinden kesilmiş yama antenin boyu

d: Antenin köşelerinden kesilme miktarı

L_{besx} : Besleme noktasının antenin uzak kenarına olan uzaklığı

L_{besy} : Besleme noktasının antenin yakın kenarına olan uzaklığı

ϕ_1 : Antenin saat yönünde döndürme açısı

ile elektromanyetik bant aralığı yapılarının parametreleri olan

L_x : EBG yapısının x yönündeki uzunluğu

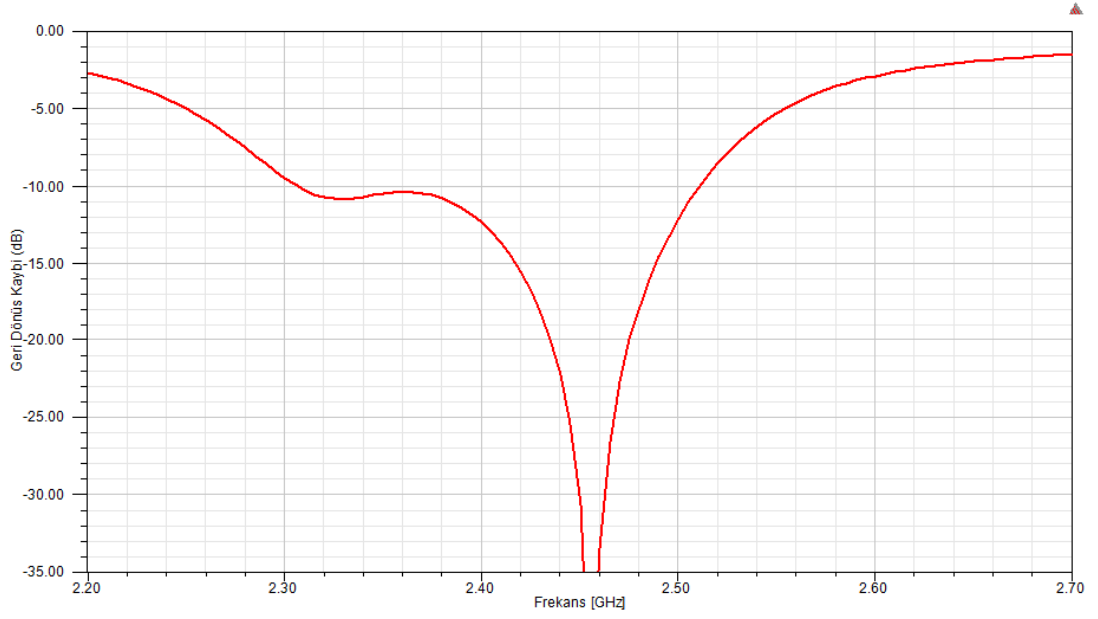
L_y : EBG yapısının y yönündeki uzunluğu

g_x : x yönünde EBG yapılarının arasındaki mesafe

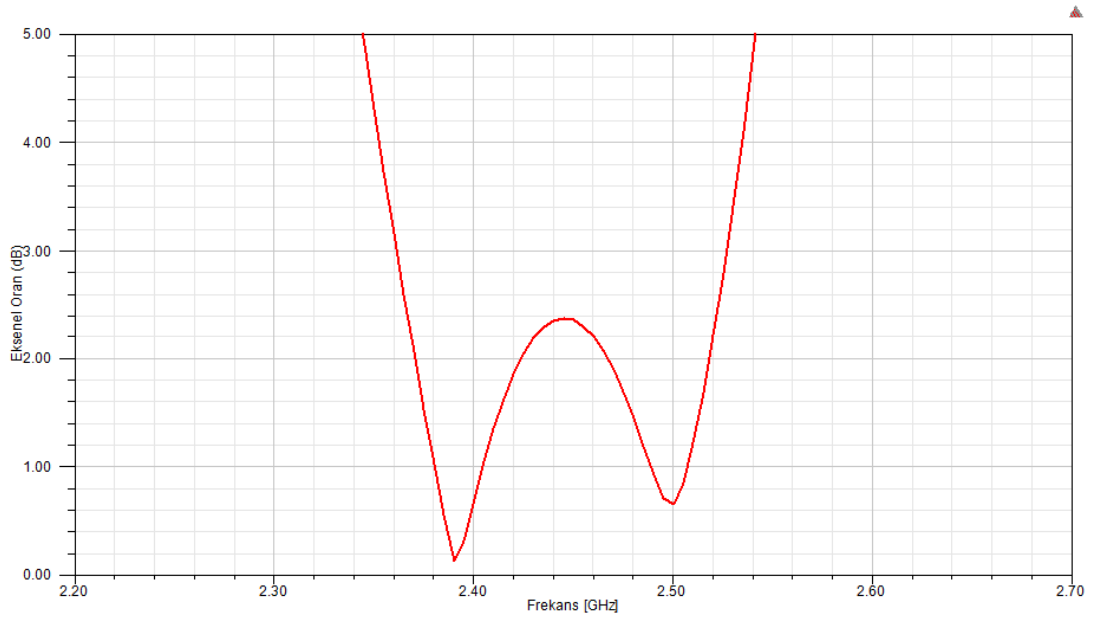
g_y : y yönünde EBG yapılarının arasındaki mesafe

parametreleridir.

Bu çalışma sırasında asıl amaç ana huzme doğrultusunda eksenel oran bant genişliğinin artırılması olduğundan tasarım ve optimizasyon sürecinde en çok ilgilenilen grafikler, antenin giriş geri dönüş kaybının ve ışıma uzayında $\theta=0$ doğrultusunda eksenel oranın frekansla değişimi olmuştur. Çizelge 5.1'de verilen değerler ile tasarlanan antenin bu değişimleri Şekil 5.10'da ve Şekil 5.11'de verilmiştir. Bu grafiklerden amaçlanan hedeflere ulaşıldığı görülmektedir.



Şekil 5.10 : Tasarlanan antenin giriş geri dönüş kaybı.

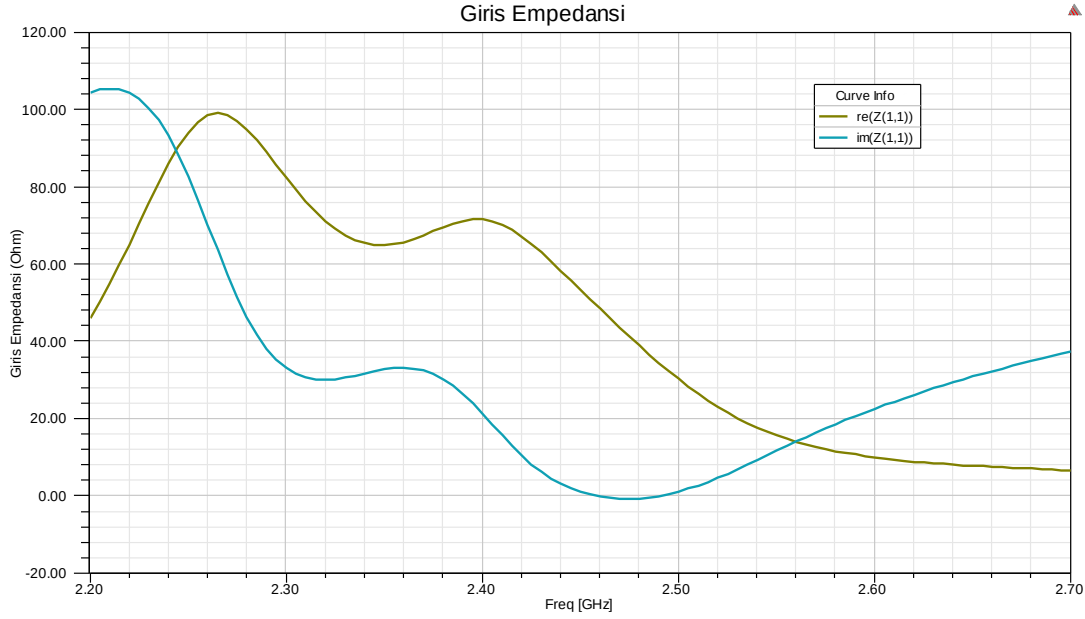


Şekil 5.11 : Tasarlanan antenin $\theta=0$ yönünde eksenel oranının frekansla değişimi.

Antenin eksenel oran bant genişliğinin artırılması rezonans frekansına yakın ikinci bir frekansta eksenel oranın minimum yapmasını sağlamakla gerçekleştirilmiştir. Bu frekanslar birbirine uygun yakınlıkta olursa eksenel oran grafiğinde bir miktar dalgalılıkla beraber 3dB'in altına kalan frekans bandının artırılabilirdiği görülmektedir.

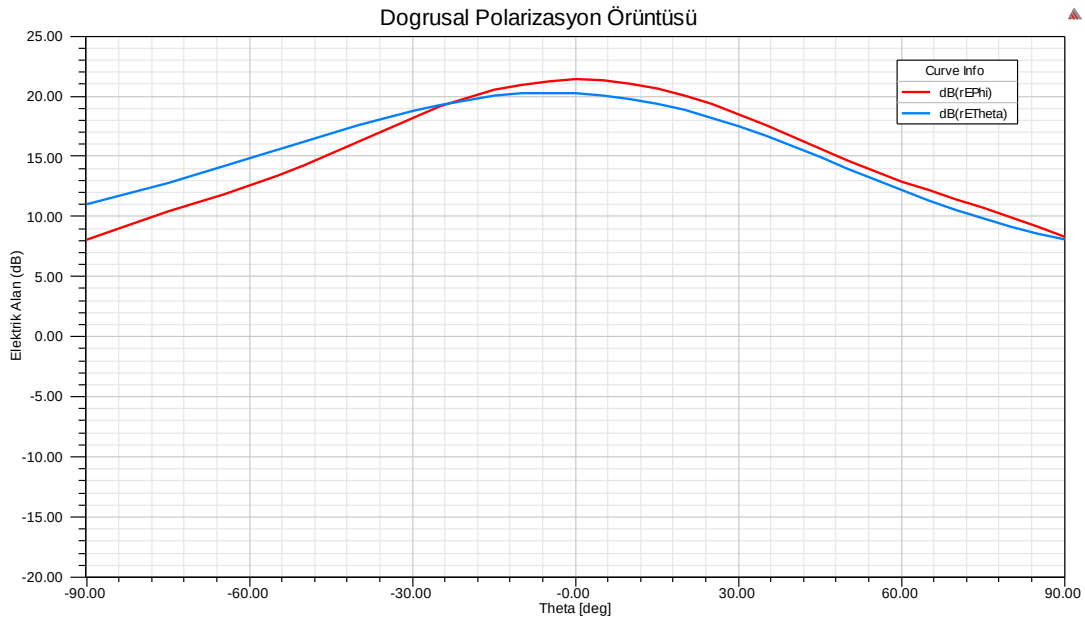
Bununla beraber antenin diğer özelliklerini gösteren grafiklere de bakmakta fayda olacaktır. Şekil 5.12'de antenin girişinde görülen empedansın gerçel ve sanal kısımları

görülmektedir. Anten 3.2 mm taban kalınlığına sahip olduğu için besleme pininin getirdiği endüktif etki açıkça görülmektedir.



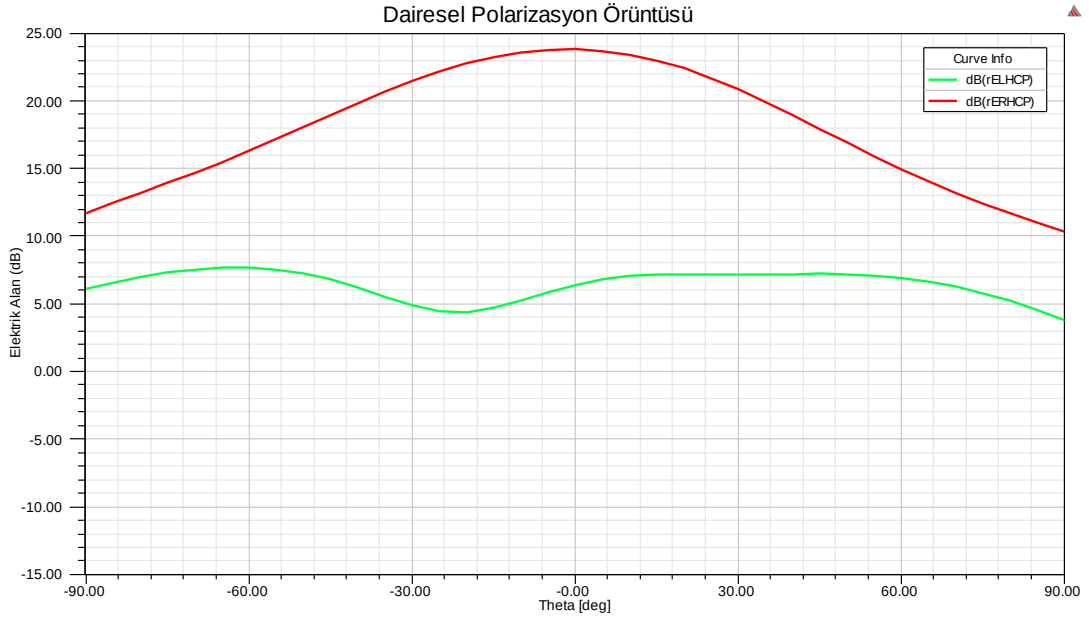
Şekil 5.12 : Tasarlanan antenin giriş empedansının gerçel ve sanal kısımları.

Antenin doğrusal polarizasyonlu örüntüleri olan E_θ ve E_ϕ 'nin değişimi merkez frekans (2.45GHz) için Şekil 5.13'te verilmiştir. Anten dairesel polarizasyonlu ışıma yaptığı için bu örüntülerin beklendiği gibi ana huzme doğrultusunda birbirine yakın çıktığı görülmüştür.



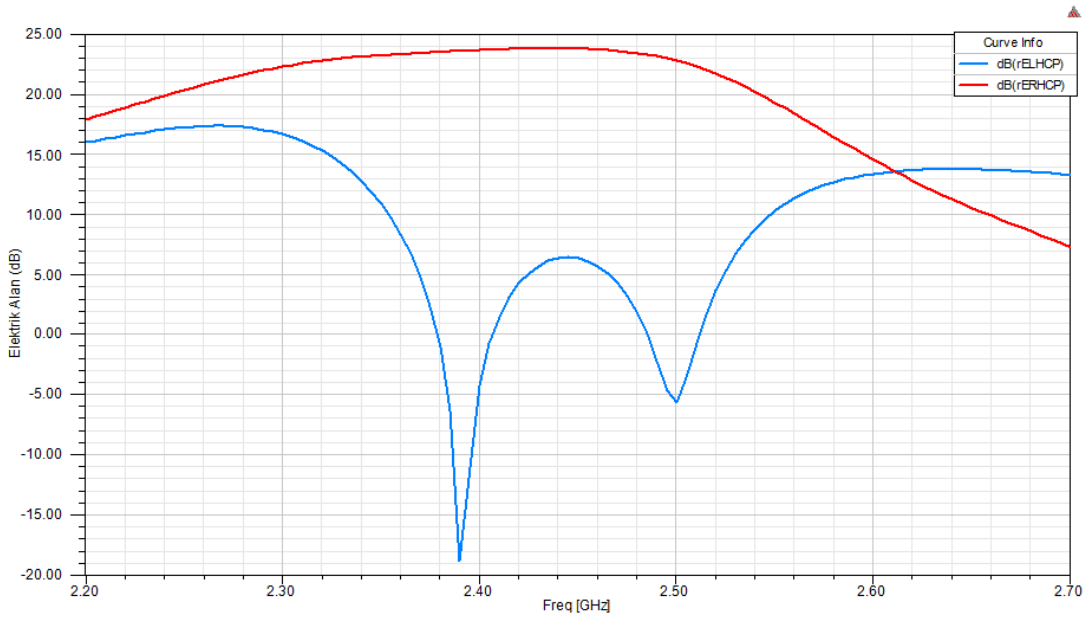
Şekil 5.13 : Tasarlanan antenin $\phi = 0$ düzlemi için E_θ ve E_ϕ örüntüleri.

Antenin 2.45GHz için sağ ve sol el dairesel polarizasyon örüntüleri Şekil 5.14'te verilmiştir. Anten dairesel polarizasyonlu ışıma yaptığı için beklendiği gibi ana huzme doğrultusunda sağ el ve sol el örüntüleri arasında belirgin bir fark vardır.



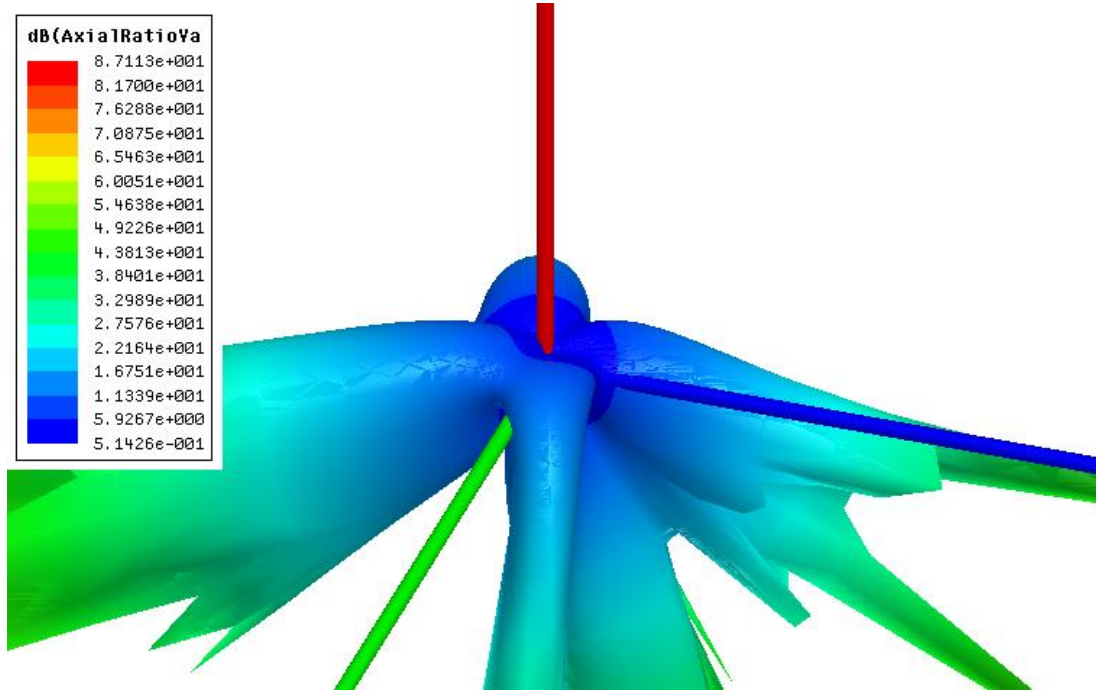
Şekil 5.14 : Tasarlanan antenin $\phi=0$ düzlemi için $E_{\text{sağ-el}}$ ve $E_{\text{sol-el}}$ örüntüleri.

Antenin sağ el ve sol el polarizasyonlarının $\theta=0$ yönünde frekansla değişimi Şekil 5.15'teki gibidir. Rezonans frekansına yaklaştıkça sağ el polarizasyonun baskın olmaya başladığı görülmektedir.



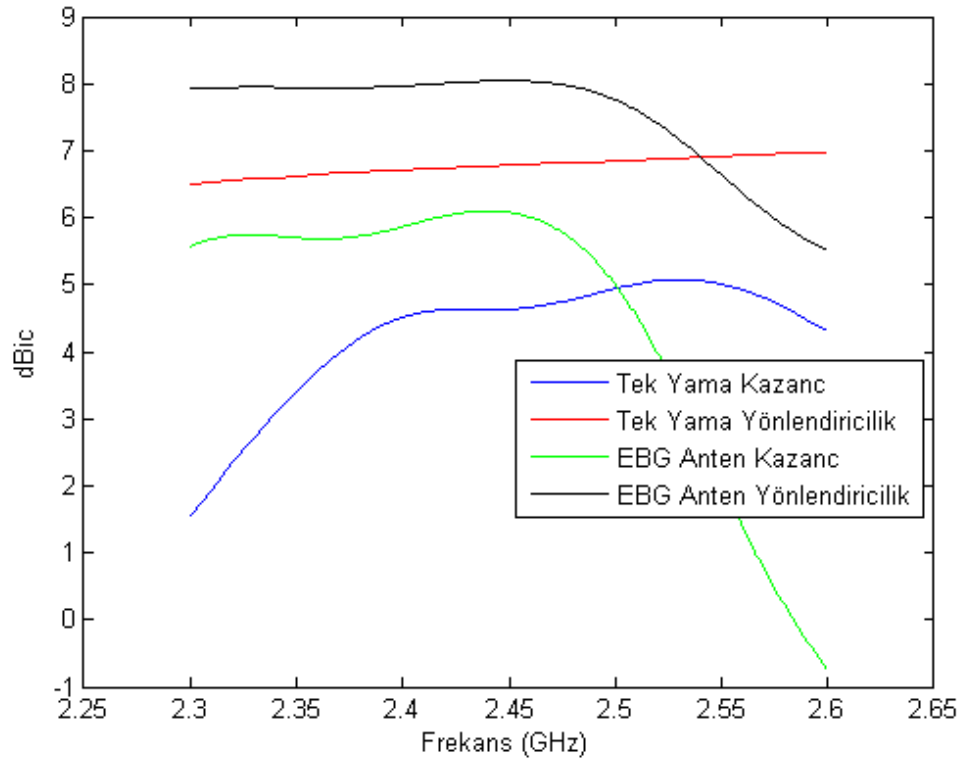
Şekil 5.15 : Tasarlanan antenin $\theta=0$ doğrultusunda sağ ve sol el dairesel polarizasyonlu bileşenlerinin frekansla değişimi.

Eksenel oran örüntüsünün verilmesi antenin hangi yönlerde dairesel polarizasyonlu ışıma yapabileceğinin görselleştirilebilmesi için faydalıdır. Antenin 2.45GHz’de 3 boyutlu eksenel oran örüntüsü Şekil 5.16’da verilmiştir.



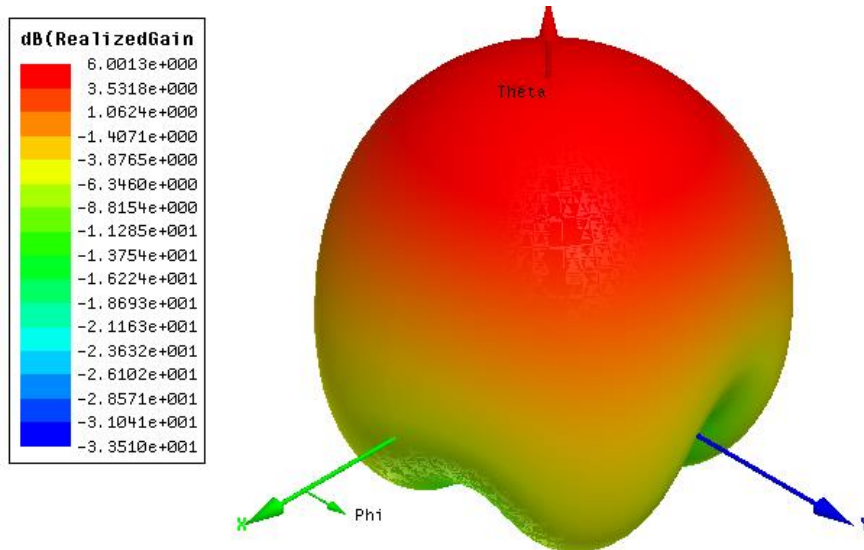
Şekil 5.16 : Tasarlanan antenin 3 boyutlu eksenel oran örüntüsü.

Bu tasarım boyunca antenin kazanç ve yönlendiricilik parametrelerine dikkat edilmemiştir. Buna rağmen antenin etrafına yerleştirilen bant aralığı yapılarının anten kazancına faydalı olması beklenebilir. Tek elemanlı anten ve EBG antenin ana huzme doğrultusundaki yönlendiricilik ve kazancının frekansla değişimi Şekil 5.17’deki gibidir. Tasarlanan antende anten etrafına yerleştirilen yapının asıl amacı dairesel polarizasyon bant genişliğini artırmak olsa da beraberinde anten kazancını ve yönlendiriciliğini de bir miktar artırdığı görülmektedir.

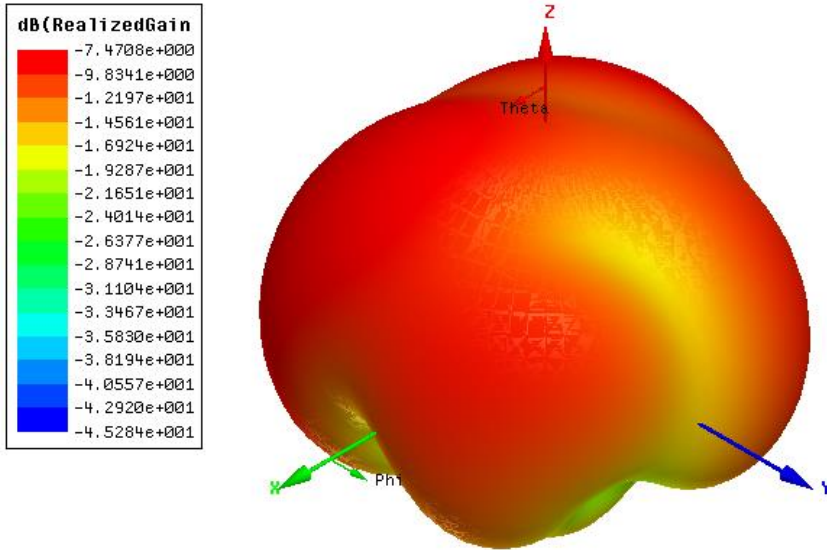


Şekil 5.17 : Tasarlanan antenin ana huzme doğrultusunda yönlendiricilik ve kazancının frekansla değişimi.

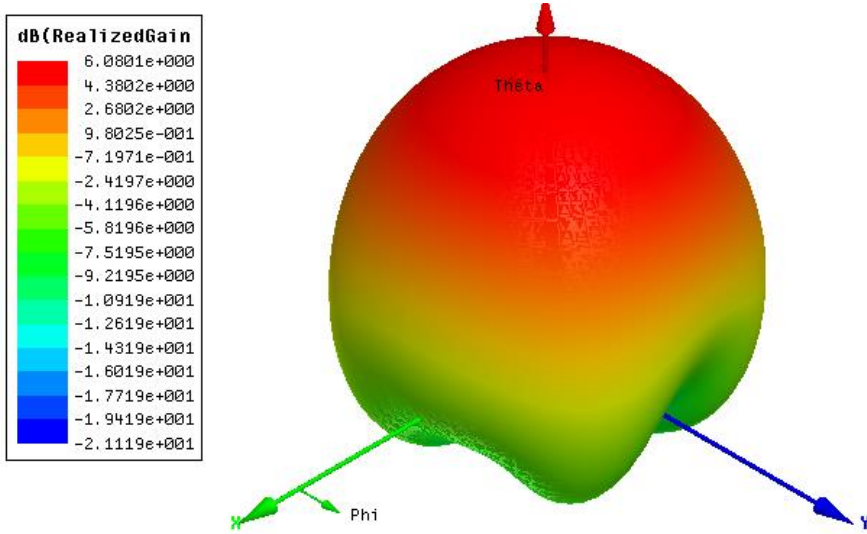
Antenin 2.45 GHz’de sırası ile sağ el ve sol el dairesel polarizasyon ile toplam ışıyan güç örüntüleri sırası ile Şekil 5.18, Şekil 5.19 ve Şekil 5.20’de gösterilmiştir.



Şekil 5.18 : Tasarlanan antenin 2.45 GHz’de 3 boyutlu sağ el kazanç örüntüsü.



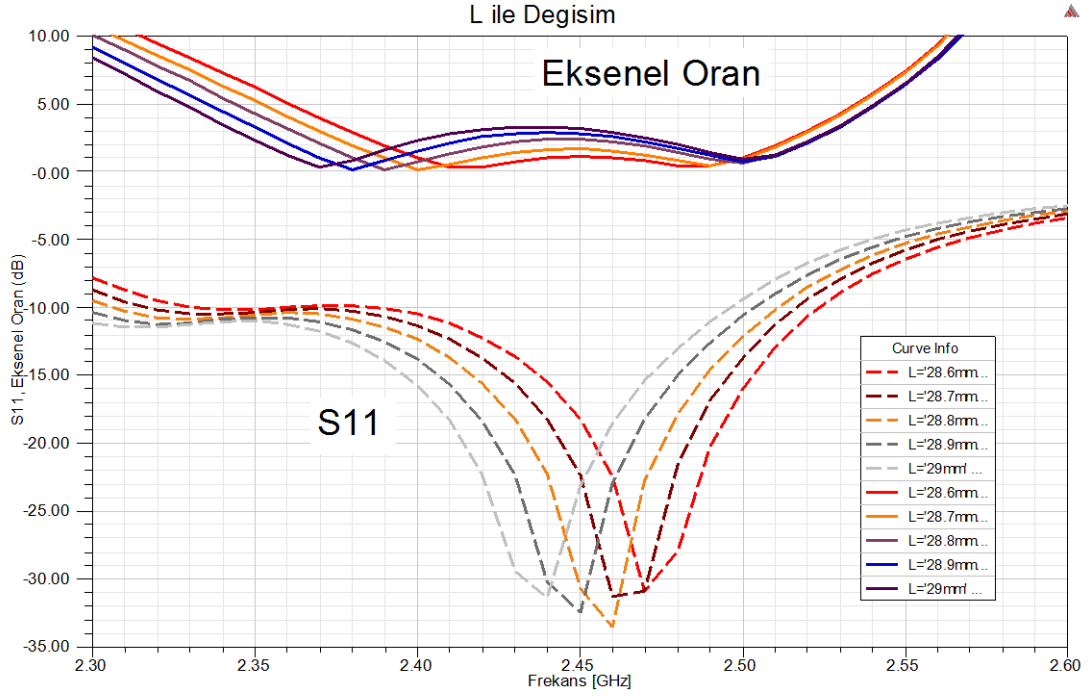
Şekil 5.19 : Tasarlanan antenin 2.45 GHz’de 3 boyutlu sol el kazanç örüntüsü.



Şekil 5.20 : Tasarlanan antenin 2.45 GHz’de 3 boyutlu toplam kazanç örüntüsü.

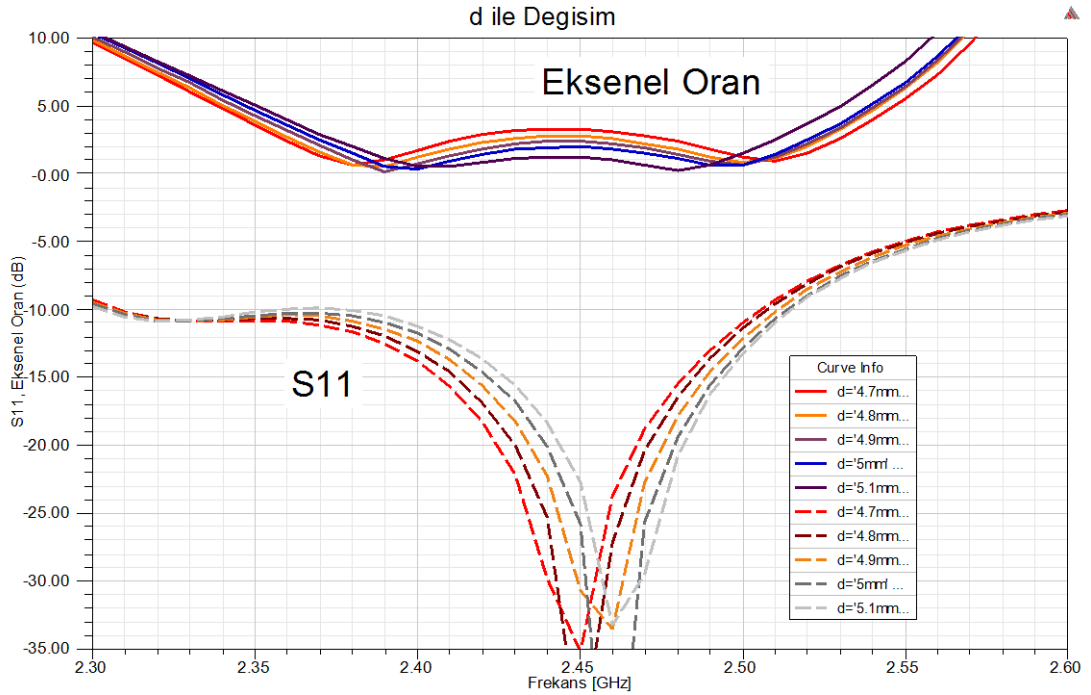
Tasarlanan antenin eksenel oranının ve geri dönüş kaybının yukarıda belirtilen anten parametrelerine göre parametrik analizi yapılmıştır. Antenin hangi parametrelerinin grafiklerde nasıl bir etkiye yol açacağını incelenmesi için bu yaklaşım faydalı olacaktır. Ayrıca üretimden gelebilecek hataların ne kadar tolere edilebileceğinin

anlaşılması için de gereklidir. Şekil 5.21’de mikroşerit yamanın boyunun değişiminin S_{11} ve eksenel oranın frekans ile değişimine etkisi görülmektedir.



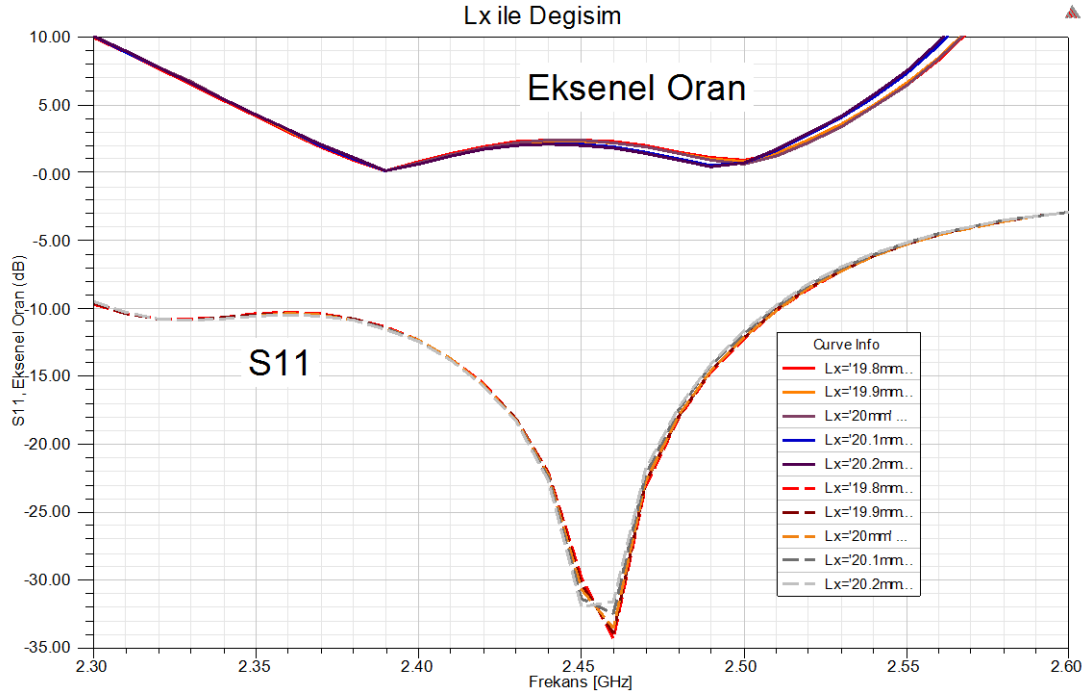
Şekil 5.21 : Mikroşerit yama boyutunun (L) geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.

Şekil 5.22’de antenin köşelerinden kesilme miktarı olan d parametresinin değişiminin anten performansına etkisi görülmektedir.

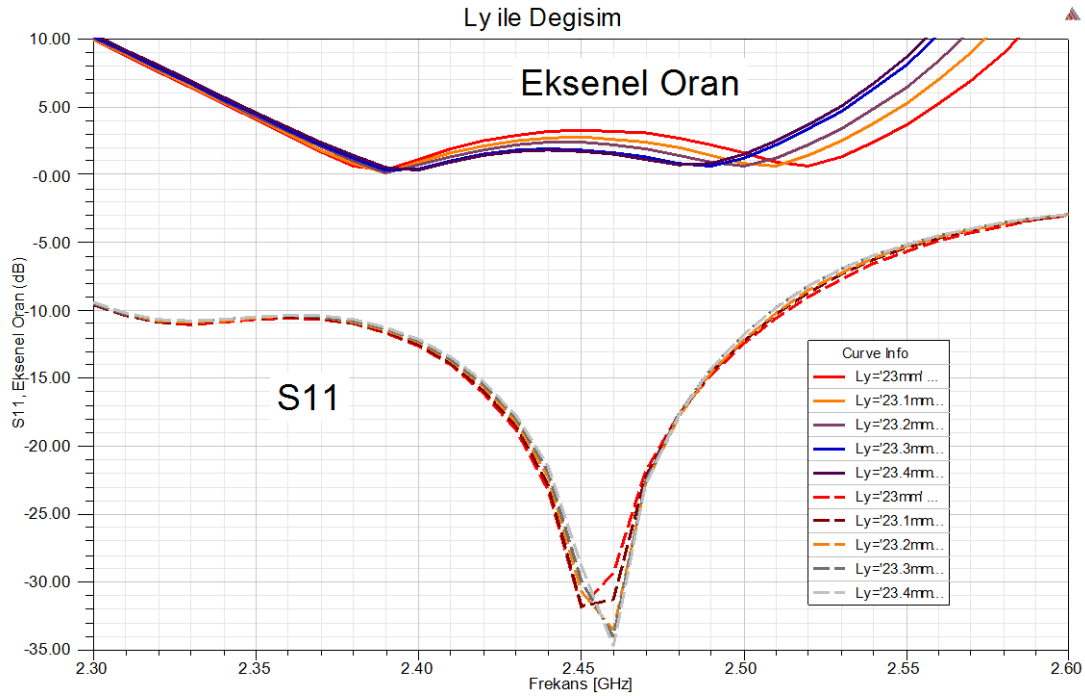


Şekil 5.22 : Köşelerden kesilme miktarının (d) geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.

Şekil 5.23 Şekil 5.24'te sırası ile mantar biçimli yapının x yönündeki ve y yönündeki uzunluklarının değişmesinin etkisinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi görülmektedir.

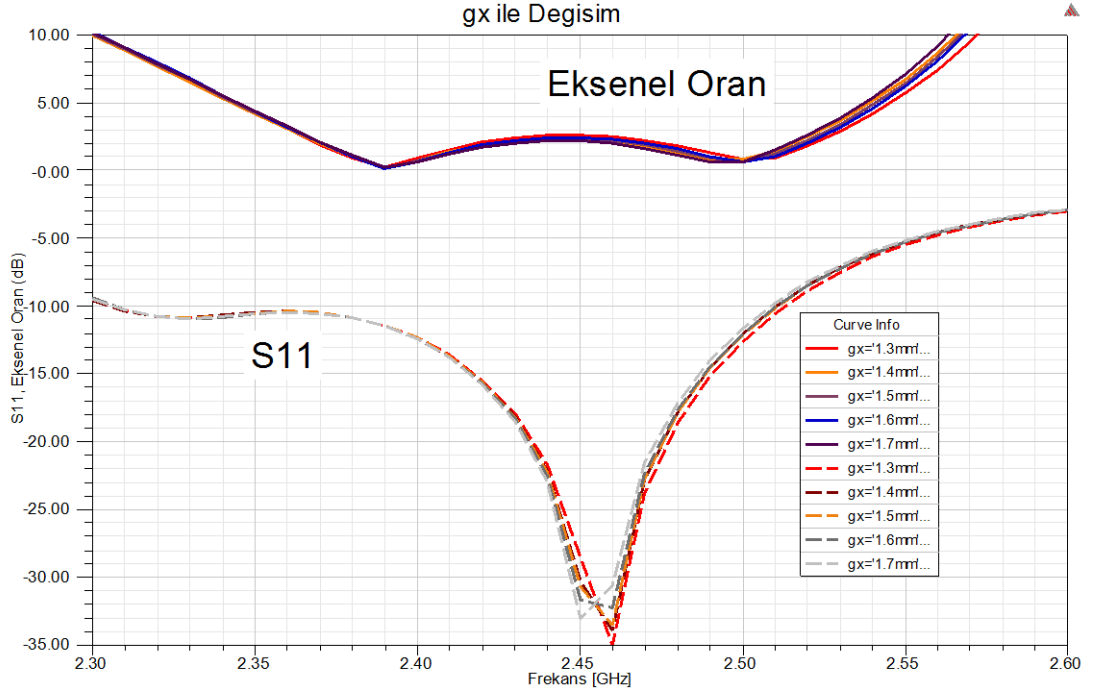


Şekil 5.23 : L_x parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.

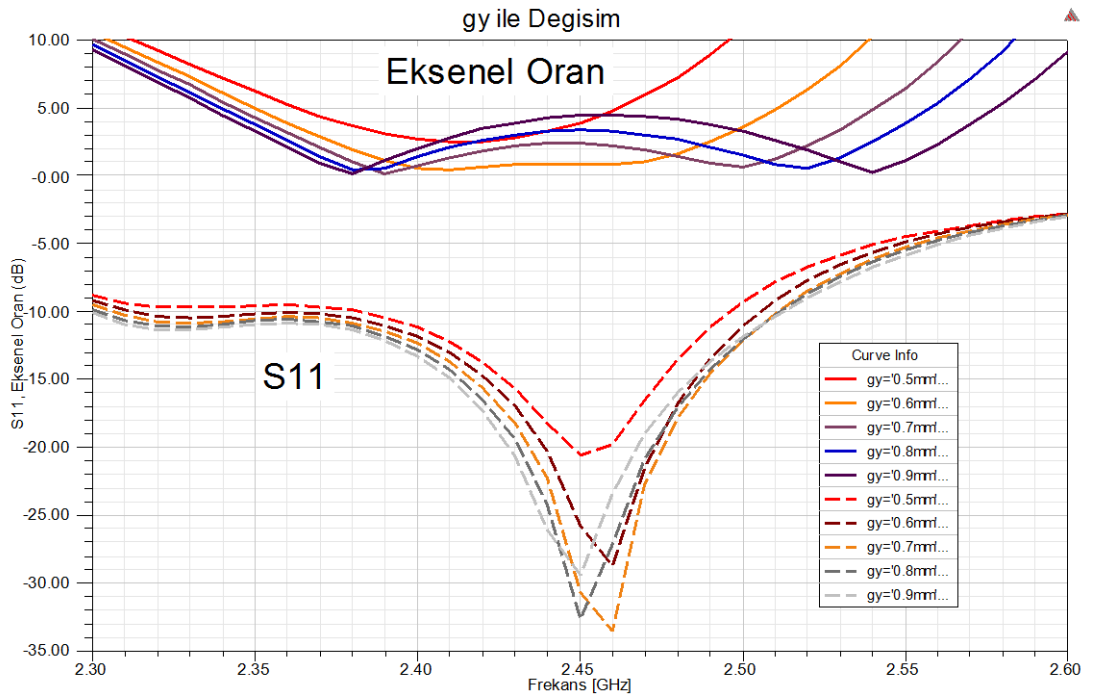


Şekil 5.24 : L_y parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.

Elektromanyetik bant aralığı yapısının arasındaki mesafelerin (g_x ve g_y) anten performansına etkisi Şekil 5.25 ve Şekil 5.26'da görülmektedir.



Şekil 5.25 : g_x parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.



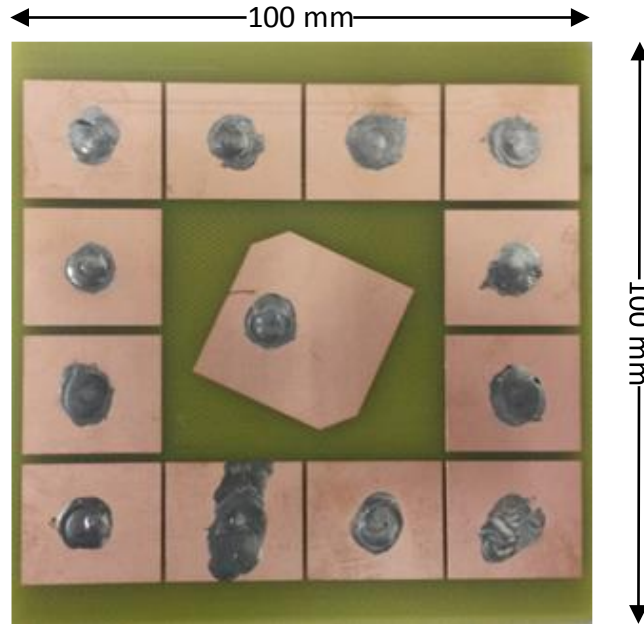
Şekil 5.26 : g_y parametresinin geri dönüş kaybı ve eksenel orana etkisi.

Bu parametrik analizden görülmektedir ki eksenel orandaki düşük frekanslı minimum köşelerinden kesik yama antenin boyutuyla ilişkilidir. Anten boyutunun değişmesi sonucu antenin çalışma frekansı değişmektedir. Ayrıca bu analiz sonucunda tasarlanan antenin üretimden kaynaklanan hatalara karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. L_x , L_y ve g_x parametrelerindeki üretimden kaynaklanan olası hatalar, anten performansını çok

kritik derecede etkilememektedir. g_y parametresindeki görece değişim daha büyük olduğundan bu parametrenin değişmesi anten performansını daha çok etkilemektedir.

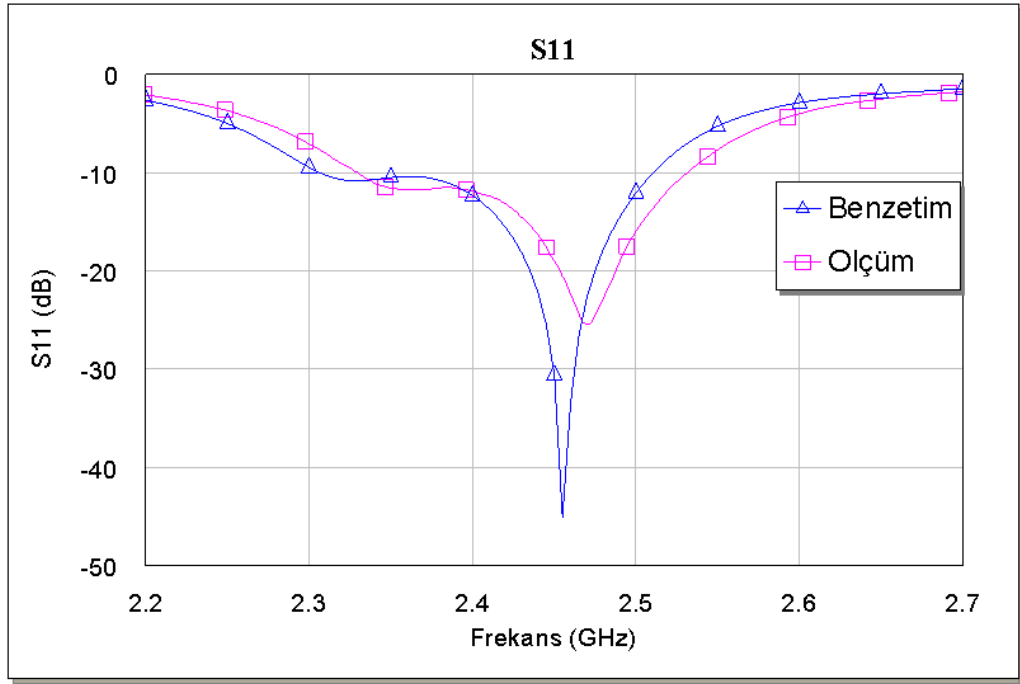
5.5 Anten Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

Tasarlanan anten 3.2 mm taban kalınlığına sahip olduğundan ve bu kalınlıkta bir tabanın hazır halde bulunması zor olduğundan iki adet 1.6 mm kalınlıklı FR4 taban prepreg malzemesi ile fırınlanarak bu kalınlık elde edilmiştir. Anten üretimi ise LPKF prototip makinası ile kazınarak yapılmıştır. Antende alt yüzey ile üst yüzeyi birbirine bağlayan bağlantılar için delik içi kaplama yöntemi tercih edilmemiş iletken özelliğe sahip bir malzeme iki yüzeyden lehimlenerek bu bağlantılar gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.27’de üretilen antenin görüntüsü verilmiştir.



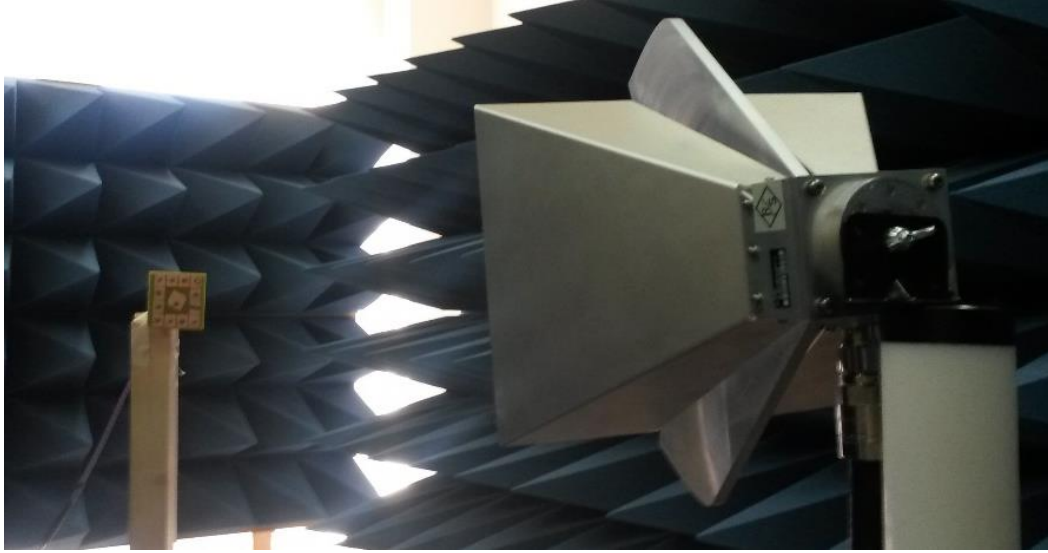
Şekil 5.27 : Üretilen antenin görüntüsü.

Antenin üretiminden sonra antenin geri dönüş kaybı Rohde & Schwarz FSH8 VNA (Vector Network Analyser) ile ölçülmüştür. Şekil 5.28’de üretilen antenin geri dönüş kaybı görülmektedir. Bu grafikten üretim sonucunda elde edilen geri dönüş kaybının benzetim sonucuna oldukça yakın olduğu görülebilmektedir.



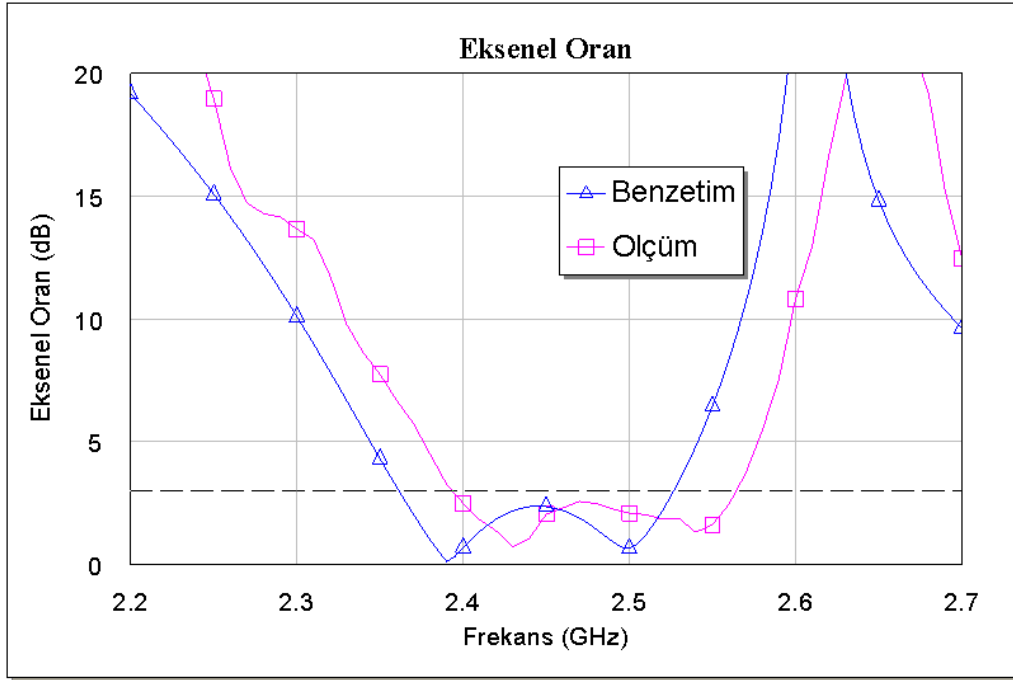
Şekil 5.28 : Üretilen antenin geri dönüş kaybı.

Daha sonra, tasarlanan antenin eksenel oranının frekans ile değişimi ölçülmüştür. Ölçüm tekniği [84] ve [28]'de belirtildiği şekilde uygulanmıştır. Ölçüm imkanları kısıtlı olduğu ve tez çalışmasının amacı sadece ana huzmenin maksimumu doğrultusunda eksenel oranın bant genişliğinin artırılması olduğu için antenler test anteni ve referans anten sabit tutularak sadece bir noktada ölçüm yapıldı, örüntü ölçümü yapılmadı. Bu ölçüm için doğrusal polarizasyonlu bir anten referans olarak kullanılmış ve referans anten döndürülerek elde edilen güç incelenmiştir. Network analizör cihazının bir ucu referans antene, diğer ucu da test antenine bağlanarak S_{21} parametresi incelendi. Referans antenin döndürülmesi ile yapılan ardışıl ölçümler ile S_{21} değerinin frekans bağımlılığı kaydedildi. Bu ölçüm sonuçları tasarlanan antenin doğrusal polarizasyona verdiği tepkiyi gösterdiğinden dairesel polarizasyon karakteristiklerinin incelenmesi bir dizi ek işlemi gerektirmektedir. S_{21} 'in farklı ölçümlerde oluşan sapması polarizasyon elipsi üzerinde hareket etmeyi ifade etmektedir. Polarizasyon elipsinin maksimum ve minimum yarıçaplarının oranı (logaritmik olarak farkı) eksenel oranı vermektedir. Şekil 5.29'da kurulan ölçüm düzeneği görülmektedir.



Şekil 5.29 : Işıma özelliklerinin ölçümü için kurulan düzenek.

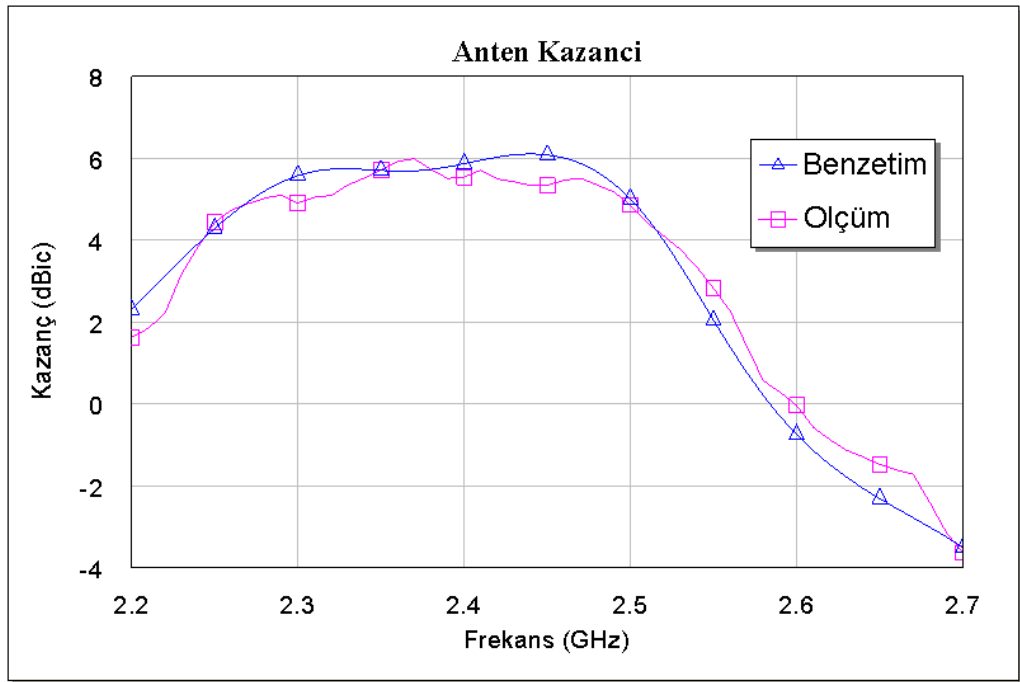
Bu düzenek ile elde edilen ana huzme doğrultusundaki eksenel oranın frekansla değişimi Şekil 5.30’da verilmiştir.



Şekil 5.30 : Ana huzme doğrultusunda ölçülen eksenel oranın frekansla değişimi.

Tasarlanan antenin ölçüm sonucu elde edilen eksenel oran grafiği, görüldüğü gibi benzetim sonuçlarına oldukça yakın çıkmıştır. Şekil 5.30’daki kesikli çizgi 3dB çizgisini göstermektedir ve ISM 2.4 bandında (2.4 GHz – 2.5 GHz aralığında) antenin eksenel oranının 3 dB’in altında kaldığı görülmektedir. Benzetim sonuçları ile ölçüm

sonuçları karşılaştırıldığında frekansta bir miktar kayma ile istenen özelliğin sağlandığı görülmüştür. Aynı ölçüm düzeneği kullanılarak antenin kazancının frekansla değişimi de elde edilmiştir. Kıyaslama için toplam ışıyan güç göz önüne alınmış ve eksenel oran ölçümü için kullanılan verilerden yola çıkılarak antenin maksimum ve minimum doğrusal polarize S_{21} değerleri kullanılarak ve Friis iletim bağıntısı kullanılarak antenden ışıyan gücün frekansa bağımlılığı elde edilmiştir. Referans anten kazancı da hesaba katılarak anten kazancı hesaplanmıştır. Elde edilen kazancın frekansla değişimi Şekil 5.31’de görüldüğü gibidir. Bu grafikten anten kazancının beklenene yakın çıktığı görülmektedir.



Şekil 5.31 : Ana huzme doğrultusunda ölçülen kazancın frekansla değişimi.

6. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışma kapsamında ISM 2.4 bandında ışıma yapabilen ve 3 dB eksenel oran bant genişliği bu bandı kapsayan dairesel polarizasyonlu bir mikroşerit anten tasarlanmıştır. Köşelerinden kesilmiş kare anten bu frekansta 3 dB eksenel oran için yaklaşık olarak 50 MHz kapsayabilirken antenin etrafına yerleştirilen mantar biçimli polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapıları ile eksenel oran bant genişliğinin artırılabilirdiği görülmüştür. Düşük profile sahip olması ve yaklaşık 150 MHz bant genişliği kapsayabilmesi bu antenin en büyük avantajıdır. Anten boyutu geleneksel tek beslemeli köşelerinden kesilmiş yama antene göre biraz büyümüş olsa da bu bant genişliğinin gerekli ve yeterli olduğu uygulamalarda ardışıl döndürme dizilerine göre daha küçük kalmaktadır. Ayrıca dairesel polarizasyonlu ışıma tek besleme ile gerçekleştirildiğinden basit bir anten yapısı sunulmaktadır. Birden fazla beslemenin getirdiği karmaşıklık ortadan kaldırılabilmekte ve kayıplar azaltılabilmektedir. Antenin istenen eksenel oran bant genişliğini sağlamasının yanı sıra aynı zamanda geri dönüş kaybı bant genişliği de optimize edilerek antenin bu frekansta ışıma yapmasına olanak sağlanmıştır.

Bu çalışmada antenin eksenel oran bant genişliğinin anten etrafına yerleştirilen mantar biçimli dikdörtgen elektromanyetik bant aralığı yapısı ile artırılabilirdiği gösterilmiştir. Anten etrafına yerleştirilen elektromanyetik bant aralığı yapısı 12 adet tek sıra, dikdörtgen biçimlidir ve bu yapılarda üst kısmı alt kısımdaki toprak düzlemine bağlayan vialar dikdörtgenlerin ortasında kalmaktadır. Polarizasyon bağımlı elektromanyetik bant aralığı yapılarının bu özelliğinin kullanımı literatürde mevcut olmadığı için bu konu, üzerinde araştırma yapmaya ve optimizasyona gidilmeye çok uygundur. Mantar biçimli elektromanyetik bant aralığı yapılarında vianın yeri kaydırıldığında benzer şekilde polarizasyon bağımlı karakteristik gösterdiği bilindiğinden kare ve dikdörtgen yapılara bu yaklaşım uygulanarak nispeten daha küçük boyutlara sahip bir anten elde edilebilir. Aynı şekilde birden fazla via kullanımı, veya elektromanyetik bant aralığı yapısının üzerinde hali hazırda yapılmış olan

optimizasyon teknikleri uygulanarak benzer karakteristik elde edilmeye çalışılabilir. Bu çalışmada gerçekleştirilen tek sıra mantar biçimli yapının, anten boyutunun artması göze alınarak iki veya daha fazla sıra halinde gerçeklenmesi bir başka mümkün araştırma konusudur. Tasarlanan antende asıl amaç kazancın artırılması olmamasına rağmen kazanç ve yönlendiricilikte de bir miktar artış görülmüştür. Anten, eksenel oran bant genişliği üzerine optimize edildiğinden bu fark 1 dB civarında kalmıştır. Bant aralığı yapısının daha yüksek kazanç için optimize edilmesi durumunda kazancın daha da artırılabilceği öngörülebilir.

Bu yaklaşımların yanı sıra bu tez çalışmasında sunulan yapının sadece tek beslemeli mikroşerit antenelerle kısıtlı olmayacağı da tahmin edilebilir. Yapının daha yüksek bant genişliği gerektiren uygulamalarda 2, 4 ... vb. beslemeye sahip mikroşerit antenle kullanılması halinde de yapının getirdiği etki sayesinde geleneksel çok beslemeli mikroşerit antene göre bant genişliğinde artış olması beklenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation," IEEE Std 211-1997 , vol., no., pp.i., 1998 doi: 10.1109/IEEESTD.1998.87897
- [2] **Steven (Shichang) Gao, Qi Luo and Fuguo Zhu** Circularly Polarized Antennas, 2014: Wiley
- [3] **Braasch, M.S.**, Multipath effects, in Global Positioning System: Theory and Applications, Edited by Parkinson, B.W. et al., American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 1
- [4] **Davies, K.**, Ionospheric Radio Propagation, NBS Monograph 80, 181, US Government Printing Office, Washington, DC, 1965
- [5] **Kern, D.J.; Werner, D.H.; Monorchio, A.; Lanuzza, L.; Wilhelm, M.J.**, "The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.53, no.1, pp.8,17, Jan. 2005 doi: 10.1109/TAP.2004.840540
- [6] **Fan Yang; Rahmat-Samii, Y.**, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.51, no.10, pp.2691,2703, Oct. 2003 doi: 10.1109/TAP.2003.817559
- [7] **Matekovits, L.; Colome, G.C.V.; Orefice, M.**, "Controlling the Bandlimits of TE-Surface Wave Propagation Along a Modulated Microstrip-Line-Based High Impedance Surface," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.56, no.8, pp.2555,2562, Aug. 2008 doi: 10.1109/TAP.2008.927524
- [8] **Sievenpiper, D.**, "High impedance electromagnetic surfaces," Doktora Tezi, UCLA, 1999.
- [9] **Y. Rahmat-Samii and F. Yang**, "Antenna developments using artificial complex ground planes: insights into new design opportunities," 2004 Asia - Pacific Microwave Conference, New Delhi, India, December 15–18, 2004.
- [10] **F. Yang, H. Mosallaei, and Y. Rahmat-Samii**, "Chapter 34: Low Profile Antenna Performance Enhancement Utilizing Engineered Electromagnetic Materials," in Antenna Engineering Handbook, 4th edn., edited by J. Volakis, McGraw-Hill Inc., 2007.
- [11] **Salar Rahimi, M.; Rashed-Mohassel, J.; Edalatipour, M.**, "Radiation Properties Enhancement of a GSM/WLAN Microstrip Antenna Using a Dual Band Circularly Symmetric EBG Substrate," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.60, no.11, pp.5491,5494, Nov. 2012 doi: 10.1109/TAP.2012.2208442
- [12] **Boutayeb, H.; Denidni, T.A.**, "Gain Enhancement of a Microstrip Patch Antenna Using a Cylindrical Electromagnetic Crystal Substrate," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.55, no.11, pp.3140,3145, Nov. 2007 doi: 10.1109/TAP.2007.908818

- [13] **Yuehe Ge; Esselle, K.P.; Yang Hao**, "Design of Low-Profile High-Gain EBG Resonator Antennas Using a Genetic Algorithm," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.6, no., pp.480,483, 2007 doi: 10.1109/LAWP.2007.907054
- [14] **Fallah-Rad, M.; Shafai, L.**, "Enhanced performance of a microstrip patch antenna using a high impedance EBG structure," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* , vol.3, no., pp.982,985 vol.3, 22-27 June 2003 doi: 10.1109/APS.2003.1220075
- [15] **Attia, H.; Ramahi, Omar M.**, "EBG superstrate for gain and bandwidth enhancement of microstrip array antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1,4, 5-11 July 2008 doi: 10.1109/APS.2008.4619317
- [16] **R. Coccioli, F. R. Yang, K. P. Ma, and T. Itoh**, "Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.47, 2123–30, 1999.
- [17] **R. Gonzalo, P. Maagt, and M. Sorolla**, "Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, 2131–8, 1999.
- [18] **Hadarig, R.C.; de Cos, M.E.; Las-Heras, F.**, "Bandwidth enhancement through coupling microstrip patch antenna and electromagnetic band-gap resonances," *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on* , vol., no., pp.2849,2852, 26-30 March 2012 doi: 10.1109/EuCAP.2012.6205909
- [19] **Leger, L.; Monediere, T.; Jecko, B.**, "Enhancement of gain and radiation bandwidth for a planar 1-D EBG antenna," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.15, no.9, pp.573,575, Sept. 2005 doi: 10.1109/LMWC.2005.855373
- [20] **Babar, A.Z.; Bashir, S.; Khan, M.S.**, "U slot microstrip patch antenna with truncated corners and its performance improvement using EBG structures," *Applied Sciences and Technology (IBCAST), 2015 12th International Bhurban Conference on* , vol., no., pp.564,570, 13-17 Jan. 2015 doi: 10.1109/IBCAST.2015.7058557
- [21] **M. Rahman and M. Stuchly**, "Wide-band microstrip patch antenna with planar PBG structure," in *Proc. IEEE APS Dig.*, vol. 2, 2001, 486–9.
- [22] **M. Rahman and M. A. Stuchly**, "Circularly polarized patch antenna with periodic structure," *IEE Proc. Microwaves, Antennas Propagation*, vol.149, issue 3, 141–6, 2002.
- [23] **Bao, X. et al.** (2006) High performance circularly polarized antenna based on fractal EBG structure. *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp.257-260. March 6-8, 2006.
- [24] **F. Yang and Y. Rahmat-Samii**, "Polarization dependent electromagnetic band-gap surfaces: characterization, designs, and applications," *2003 IEEE APS Int. Symp. Dig.*, vol.3, pp.339– 42, June 2003

- [25] **F. Yang and Y. Rahmat-Samii**, "Polarization dependent electromagnetic band gap (PDEBG) structures: designs and applications," *Microwave Optical Tech. Lett.*, vol.41,no.6, 439–44, 2004.
- [26] **F. Yang and Y. Rahmat-Samii**, "A low profile single dipole antenna radiating circularly polarized waves," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.53,no.9, 3083–6, 2005
- [27] **Bin Liang; Sanz-Izquierdo, B.; Parker, E.A.; Batchelor, J.C.**, "A Frequency and Polarization Reconfigurable Circularly Polarized Antenna Using Active EBG Structure for Satellite Navigation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.63, no.1, pp.33,40, Jan. 2015 doi: 10.1109/TAP.2014.2367537
- [28] **Balanis, C.** (2005). *Antenna theory: Analysis and design* (3rd ed.). Hoboken, NJ: Wiley Interscience.
- [29] **Şimşek, S., Işık, C., & Topuz, E.** (2011). *Mikrodalga Tekniği: Pasif Devreler ve Çözümlü Problemler*. İstanbul: Papatya Yayıncılık.
- [30] **Pozar, D.** (1995). *Microstrip antennas the analysis and design of microstrip antennas and arrays*. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [31] **Li Sun, Gang Ou, Yilong Lu and Shusen Tan (2013)**. Axial Ratio Bandwidth of a Circularly Polarized Microstrip Antenna, *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*, Prof. Ahmed Kishk (Ed.), ISBN: 978-953-51-1019-4, InTech, DOI: 10.5772/54664.
- [32] **Huang, J.**, "A Ka-band circularly polarized high-gain microstrip array antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.43, no.1, pp.113,116, Jan 1995 doi: 10.1109/8.366361
- [33] **Smolders, A.B.; Johannsen, U.**, "Axial Ratio Enhancement for Circularly-Polarized Millimeter-Wave Phased-Arrays Using a Sequential Rotation Technique," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.59, no.9, pp.3465,3469, Sept. 2011 doi: 10.1109/TAP.2011.2161443
- [34] **Evans, H.; Gale, P.; Aljibouri, B.; Lim, E.G.; Korolkwiwicz, E.; Sambell, A.**, "Application of simulated annealing to design of serial feed sequentially rotated 2×2 antenna array," *Electronics Letters* , vol.36, no.24, pp.1987,1988, 23 Nov 2000 doi: 10.1049/el:20001407
- [35] **Pues, H.F.; Van de Capelle, A.R.**, "An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.37, no.11, pp.1345,1354, Nov 1989 doi: 10.1109/8.43553
- [36] **Hall, P.S.**, "Probe compensation in thick microstrip patches," *Electronics Letters* , vol.23, no.11, pp.606,607, May 21 1987 doi: 10.1049/el:19870434
- [37] **Pozar, D.M.; Kaufman, B.**, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electronics Letters* , vol.23, no.8, pp.368,369, April 9 1987 doi: 10.1049/el:19870270
- [38] **Croq, F.; Pozar, D.M.**, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE*

- Transactions on , vol.39, no.12, pp.1770,1776, Dec. 1991 doi: 10.1109/8.121599
- [39] **Zurcher, J.-F.**, "The SSFIP: a global concept for high-performance broadband planar antennas," *Electronics Letters* , vol.24, no.23, pp.1433,1435, 10 Nov 1988
- [40] **P. S. Hall**, "Multi-octave bandwidth log-periodic microstrip antenna array," *Proc. Inst. Elect. Eng. Microw., Antennas Propag.*, vol. 133, no. 2, pt. H, pp. 127–136, 1986.
- [41] **Fan Yang; Rahmat-Samii, Y.**, "A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.12, no.3, pp.96,98, March 2002 doi: 10.1109/7260.989863
- [42] **Sung, Y.J.; Jang, T.U.; Kim, Y.-S.**, "A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.14, no.11, pp.534,536, Nov. 2004 doi: 10.1109/LMWC.2004.837061
- [43] **Fries, M.K.; Grani, M.; Vahldieck, R.**, "A reconfigurable slot antenna with switchable polarization," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.13, no.11, pp.490,492, Nov. 2003 doi: 10.1109/LMWC.2003.817148
- [44] **Rui-Hung Chen; Jeen-Sheen Row**, "Single-Fed Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.4, pp.922,926, April 2008 doi: 10.1109/TAP.2008.919211
- [45] **Boyon Kim; Bo Pan; Nikolaou, S.; Young-Sik Kim; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M.**, "A Novel Single-Feed Circular Microstrip Antenna With Reconfigurable Polarization Capability," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.3, pp.630,638, March 2008 doi: 10.1109/TAP.2008.916894
- [46] **Huang, J.**, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.34, no.9, pp.1113,1124, Sep 1986 doi: 10.1109/TAP.1986.1143953
- [47] **Lee, S.K.; A. Sambell;; E. Korolkiewicz;; S.F. Loh;; S.F. Ooi;; Y. Qin.** "A design procedure for a circular polarized, nearly square patch antenna." *Microwave Journal*. Horizon House Publications Inc. 2005
- [48] **Dalia M.N. Elsheakh, Hala A. Elsadek and Esmat A. Abdallah** (2012). *Antenna Designs with Electromagnetic Band Gap Structures, Metamaterial*, Dr. Xun-Ya Jiang (Ed.), ISBN: 978-953-51-0591-6, InTech
- [49] **He, J.; Sailing He**, "Slow propagation of electromagnetic waves in a dielectric slab waveguide with a left-handed material substrate," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.16, no.2, pp.96,98, Feb. 2006 doi: 10.1109/LMWC.2005.863190

- [50] **Ziolkowski, R.W.**, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.51, no.7, pp.1516,1529, July 2003 doi: 10.1109/TAP.2003.813622
- [51] **Sanada, A.; Caloz, C.; Itoh, T.**, "Planar distributed structures with negative refractive index," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.52, no.4, pp.1252,1263, April 2004 doi: 10.1109/TMTT.2004.825703
- [52] **N. Katsarakis, T. Koschny, M. Kafesaki, E. N. Economou, and C. M. Soukoulis**, "Electric Coupling to the Magnetic Resonance of Split Ring Resonators", *Applied Phys. lett.*, vol. 84, no. 15, pp. 2943 - 2945, 2004.
- [53] **D. Schurig, J. J. Mock, B. J. Justice, S. A. Cummer, J. B. Pendry, A. F. Starr, and D. R. Smith**, "Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies," *Science*, vol. 314, no. 5801, pp. 977 - 980, 2006.
- [54] **A. Alu, and N. Engheta**, "Polarizabilities and Effective Parameters for Collections of Spherical Nanoparticles Formed by Pairs of Concentric Double-Negative, Single-Negative, and/or Double-Positive Metamaterial Layers," *Journal of Applied Physics*, vol. 97, no. 9, pp. 094310 1 - 12, 2005.
- [55] **E. Yablonovitch (1987)**, "Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics", *Physical Review Letters* 58 (20): 2059–2062, Bibcode: 1987PhRvL..58.2059Y, doi: 10.1103/PhysRevLett.58.2059
- [56] **S. John (1987)**, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices", *Physical Review Letters* 58 (23): 2486–2489, Bibcode: 1987PhRvL..58.2486J, doi: 10.1103/PhysRevLett.58.2486
- [57] **K. Ohtaka (1979)**, "Energy band of photons and low-energy photon diffraction", *Physical Review B* 19 (10): 5057–5067, Bibcode: 1979PhRvB..19.5057O, doi: 10.1103/PhysRevB.19.5057
- [58] **Sievenpiper, Dan; Lijun Zhang; Broas, R.F.J.; Alexopolous, N.G.; Yablonovitch, E.**, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.47, no.11, pp.2059,2074, Nov 1999 doi: 10.1109/22.798001
- [59] **Feresidis, A.P.; Goussetis, G.; Shenhong Wang; Vardaxoglou, J.C.**, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.53, no.1, pp.209,215, Jan. 2005 doi: 10.1109/TAP.2004.840528
- [60] **Lei Zhu**, "Effective 1-D material properties of coplanar-waveguide-based EBG-and meta-materials," *Metamaterials, 2008 International Workshop on* , vol., no., pp.20,23, 9-12 Nov. 2008 doi: 10.1109/META.2008.4723518
- [61] **Yang, F., J. Chen, R. Qiang, and A. Elsherbeni** (2007), A simple and efficient FDTD/PBC algorithm for scattering analysis of periodic structures, *Radio Sci.*, 42, RS4004, doi:10.1029/2006RS003526.
- [62] **Weily, A.R.; Esselle, K.P.; Bird, T.S.; Sanders, B.C.**, "Linear array of woodpile EBG sectoral horn antennas," *Antennas and Propagation, IEEE*

Transactions on , vol.54, no.8, pp.2263,2274, Aug. 2006 doi: 10.1109/TAP.2006.879181

- [63] **Yoonjae Lee; Xuesong Lu; Yang Hao; Shoufeng Yang; Evans, J.; Parini, C.G.**, "Low-Profile Directive Millimeter-Wave Antennas Using Free-Formed Three-Dimensional (3-D) Electromagnetic Bandgap Structures," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.57, no.10, pp.2893,2903, Oct. 2009 doi: 10.1109/TAP.2009.2029299
- [64] **Weily, A.R.; Esselle, K.P.; Sanders, B.C.; Bird, T.S.**, "A woodpile EBG sectoral horn antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE , vol.4B, no., pp.323,326 vol. 4B, 3-8 July 2005 doi: 10.1109/APS.2005.1552813
- [65] **Weily, A. R., Esselle K., Sanders B. C., and Bird T. S.**, "Woodpile EBG resonator antenna with double slot feed," IEEE APS Int. Symp. Dig., vol.2, pp.1139–42, 20–5 June 2004.
- [66] **Weily, A. R., L. Horvath, Esselle K. P., Sanders B. C., and Bird T. S.**, "A planar resonator antenna based on a woodpile EBG material," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.53, no. 1, 216–23, 2005.
- [67] **M. F. Abedin and M. Ali**, "Reducing the mutual-coupling between the elements of a printed dipole array using planar EBG structures," IEEE APS Int. Symp. Dig., vol.2A, 598–601, 2005
- [68] **M. F. Abedin and M. Ali**, "Effects of a smaller unit cell planar EBG structure on the mutual coupling of a printed dipole array," IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol.4, 274–6, 2005.
- [69] **F. Yang and Y. Rahmat-Samii**, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.51, no.10, part2, 2936–46, 2003.
- [70] **Li Yang; Mingyan Fan; Fanglu Chen; Jingzhao She; Zhenghe Feng**, "A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.53, no.1, pp.183,190, Jan. 2005 doi: 10.1109/TMTT.2004.839322
- [71] **Palikaras, G.K.; Feresidis, A.P.; Vardaxoglou, J.C.**, "Cylindrical electromagnetic bandgap structures for directive base station antennas," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.3, no.1, pp.87,89, Dec. 2004 doi: 10.1109/LAWP.2004.830007
- [72] **H. Boutayeb, T. A. Denidni, A. R. Sebak, and L. Talbi**, "Design of elliptical electromagnetic bandgap structures for directive antennas," IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol.4, 93–6, 2005.
- [73] **Tse, S.; Izquierdo, B.S.; Batchelor, J.C.; Langley, R.J.**, "Convolute elements for electromagnetic band gap structures," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE , vol.1, no., pp.819,822 Vol.1, 20-25 June 2004 doi: 10.1109/APS.2004.1329796
- [74] **Cakir, G.; Sevgi, L.**, "A double-arm generic microstrip electromagnetic bandgap structure with bandpass and bandstop characteristics," Antenna Theory

- and Techniques, 2005. 5th International Conference on , vol., no., pp.464,466, 24-27 May 2005 doi: 10.1109/ICATT.2005.1497017
- [75] **Baharak Mohajer-Iravani and Omar M. Ramahi**, "On the Suppression Band and Bandgap of Planar Electromagnetic Bandgap Structures," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2014, Article ID 164107, 11 pages, 2014. doi:10.1155/2014/164107
- [76] **C. Kittel**, "Introduction to Solid State Physics," 8th edition Wiley 2005
- [77] **Yang, F., & Samii, Y.** "Electromagnetic band gap structures in antenna engineering." (2009) Cambridge, UK: Cambridge University Press.
- [78] **R. C. Hadarig, M. E. de Cos, and F. Las-Heras**, "Microstrip Patch Antenna Bandwidth Enhancement Using AMC/EBG Structures," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2012, Article ID 843754, 6 pages, 2012. doi:10.1155/2012/843754
- [79] Techniques for Analyzing Antenna Lattice Structures, Ansoft Corporation
- [80] **Rajo-Iglesias, E.; Inclan-Sanchez, L.; Vazquez-Roy, J.-L.; Garcia-Muoz, E.**, "Size Reduction of Mushroom-Type EBG Surfaces by Using Edge-Located Vias," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE , vol.17, no.9, pp.670,672, Sept. 2007 doi: 10.1109/LMWC.2007.903456
- [81] **Inclan-Sanchez, L.; Vazquez-Roy, J.L.; Rajo-Iglesias, E.; Garcia-Munoz, E.**, "Compact EBG Surface based on Capacitively Loaded Loop Resonators with Grounded Vias," Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on , vol., no., pp.1,4, 11-16 Nov. 2007
- [82] **Diblanç, M.; Rodes, E.; Arnaud, E.; Thevenot, M.; Monediere, T.; Jecko, B.**, "Circularly polarized metallic EBG antenna," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE , vol.15, no.10, pp.638,640, Oct. 2005 doi: 10.1109/LMWC.2005.856689
- [83] **Fhafhiem, N.; Krachodnok, P.; Wongsan, R.**, "The circularly polarized resonator antenna using double polarizing metallic EBG," Antennas and Propagation (APCAP), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference on , vol., no., pp.47,48, 27-29 Aug. 2012 doi: 10.1109/APCAP.2012.6333133
- [84] IEEE Standard Test Procedures for Antennas," ANSI/IEEE Std 149-1979 , vol., no., pp.0_1,, 1979 doi: 10.1109/IEEESTD.1979.120310

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Alican Uysal
Doğum Yeri ve Tarihi : İstanbul 01.07.1990
E-Posta : uysala@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2012, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek lisans** : 2015, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, Telekomünikasyon Mühendisliği