ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI VE MIMO UYGULAMALARINDAKİ İLİNTİ/SPEKTRAL VERİMLİLİK ANALİZLERİ

DUAL POLARIZED SQUARE MICROSTRIP PATCH ANTENNA DESIGN AND CORRELATION/SPECTRAL EFFICIENCY ANALYSIS ON MIMO APPLICATIONS

ALPER ÖCALAN

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2010

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

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

Başkan : …….

Prof. Dr. Adnan Köksal

Üye : …….

Prof. Dr. Erdem Yazgan(Tez Danışmanı)

Üye : …….

Prof. Dr. Birsen Saka

Üye : …….

Yrd. Doç. Dr. Özgür Ertuğ

Üye : …….

Yrd. Doç. Dr. Nursel Akçam

ONAY

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

Prof. Dr. Adil DENİZLİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI VE MIMO UYGULAMALARINDAKİ İLİNTİ/SPEKTRAL VERİMLİLİK ANALİZLERİ

ALPER ÖCALAN

ÖZ

Kablosuz haberleşmede, haberleşme ortamı olarak hava kullanılmasından dolayı haberleşme, belirli bir frekans bandı kullanılarak sağlanmaktadır. Bu nedenle yüksek veri hızlarına ulaşabilmek için uygun bant genişliğine ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak bilginin taşınması için tahsis edilen bant genişliğindeki artış, kullanılan frekans bandına ödenen maliyeti de artırmaktadır. Dolayısıyla kablosuz iletişimde temel amaç, yüksek veri hızlarına düşük bant genişliği kullanılarak ulaşılması olmuştur.

Gelişen teknoloji ile beraber iletim ortamı olarak hava arayüzü kullanan kablosuz sistemlerden ön plana çıkan Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) sistemler, düşük bant genişliği kullanılarak yüksek veri hızlarına ulaşmakta en bilindik yöntem olan uzay çeşitleme yönetimini kullanmaktadır. Ancak bu yöntem düşük ilinti, yüksek kapasite elde etmek bakımından anten yerleşiminde dizi elemanları arasındaki mesafeye doğrudan bağlıdır. Yüksek veri hızlarına istenen bant genişliğinde ulaşabilmek için anten elemanları arasındaki mesafenin uygun şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bu durum alıcı ve vericide antenlerin daha çok yer kaplamasına neden olmaktadır.

Tez çalışmasında, MIMO sistemlerde kullanılabilecek, daha az yer kaplayan, uzaysal çeşitlemeye alternatif olabilecek çift kutuplu kare mikroşerit anten yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan çift kutuplu anten yapısı, anten dizisi olarak kullanıldığında, sisteme uzaysal çeşitleme özelliği de kazandırılabilmektedir. Bu durumda MIMO sistem performansı önemli ölçüde artırılmaktadır. Tez çalışmasında, tasarlanan çift kutuplu anten yapısının uygulandığı MIMO sistemlerde, uzaysal ve kutupsal çeşitlemenin bir arada kullanıldığı senaryolar için ilinti/spektral verimlilik analizleri de yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kutupsal çeşitleme, çift kutuplu kare mikroşerit yama anten, kablosuz haberleşme, MIMO, ilinti, spektral verimlilik

Danışman: Prof. Dr. Erdem Yazgan, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

DUAL POLARIZED SQUARE MICROSTRIP PATCH ANTENNA DESIGN AND CORRELATION/SPECTRAL EFFICIENCY ANALYSIS ON MIMO APPLICATIONS

ALPER ÖCALAN

ABSTRACT

Communication is achieved by filling an amount of frequency band in wireless communication which are using air interface as transmission medium. On this account, high bandwidth is needed to reach the high data rate. However, increment on allocated bandwidth for carrying information increases used frequency band cost. Accordingly, main aim of wireless communication is to reach high data rate by using low bandwidth.

Along with improving technology, Multi Input Multi Output (MIMO) systems became familiar among the wireless systems that are using air interface as transmission medium. Traditional MIMO systems use space diversity method which is most known technique to reach high data transfer rate at low bandwidth. However, this method is directly related with distance between array elements at antenna localization to obtain low correlation and high capacity. Therefore, it is necessary to fix distance between array elements properly to reach high data rate for desirable bandwidth. And in this situation, the array dimensions of the transmitter and receiver antennas increase.

The aim of the thesis is designing dual polarized square microstrip patch antenna, allocated limited space and became alternative to spatial diversity, used in MIMO applications. In addition, designed dual polarized antenna structure is able to get system achieve spatial diversity property besides polarization diversity, when it is used in antenna array. And in this stiuation, performance of MIMO system increases, significantly. In thesis, correlation/spectral effeciency analysis are made for the configurations in which the only polarization diversity and both spatial and polarization diversity are used in designed antenna structure for MIMO systems.

Keywords: Polarization diversity, dual polarized square microstrip patch antenna wireless communications, MIMO, Correlation, Spectral efficiency

Advisor: Prof. Dr. Erdem Yazgan, Hacettepe University, Departments of Electrical and Electronics Engineering

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının gerçekleştirilmesinde bilgi ve tecrübesi ile bana yol gösteren, çalışmalarım süresince yardımlarını esirgemeyen ve çalışmanın neticelenmesinde büyük desteğini gördüğüm değerli hocam Sayın Prof. Dr. Erdem Yazgan'a,

Konu hakkındaki engin bilgi birikimi ile projenin yürütülmesine ve tez çalışmamın yönlendirilmesine katkı sağlayan değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Özgür Ertuğ'a,

Çalışmalarım boyunca bana sürekli yardımcı olan arkadaşım İbrahim Görgeç'e,

Sağlanan olanaklar ve gösterilen anlayış için TÜRK TELEKOMÜNİKASYON A.Ş.'ye ve tüm çalışma arkadaşlarıma,

Son olarak eğitim hayatım boyunca maddi, manevi destekleri ile daima yanımda olan, bana sonsuz anlayış gösteren ve çalışmalarımda elimden geleni yapmam konusunda teşviğini esirgemeyen aileme

Teşekkürlerimi sunarım.

Bu yüksek lisans çalışması 108E025 nolu "MIMO Haberleşme için Kompakt Multimod Mikroşerit Anten Dizinleri ve Asosye Sinyal İşleme" TUBİTAK Projesi kapsamında desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

Sayfa

1. GİRİŞ 1

1.1. MIMO Haberleşme Sistemleri ve Antenler 5

1.2. MIMO Sistem Uygulamalarına Yönelik Yapılan Çalışmalar.....7

1.3. MIMO Sistem Modeli 13

2. MİKROŞERİT YAMA ANTEN.....15

2.1. Mikroşerit Yama Anten Kullanımında Avantajlar ve Dezavantajlar.....16

2.2. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten 17

2.3. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Analiz Yöntemleri.....18

2.3.1. İletim Hattı Modeli 18

2.3.2. Tam Dalga Modeli.....20

2.3.3. Boşluk Modeli 23

2.4. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Besleme Şekilleri 24

2.4.1. Mikroşerit Hat Besleme.....24

2.4.2. Eşeksenli Hat Besleme.....26

2.4.3. Açıklık Bağlaşımlı Besleme.....27

2.5. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antende Alan ve Akım İfadeleri ile Anten Parametrelerinin Elde Edilmesi 28

2.5.1. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antenin Boşluk Modeli Kullanılarak Analiz Edilmesi…….....28

2.5.2. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antenin Elektrik Alan İfadelerinin Elde Edilmesi……33

2.5.3. Elektromanyetik Dalga Kutuplanması 42

2.5.4. Çift Kutuplu Anten Uygulamalarına Yönelik Araştırmalar 44

2.5.5. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Tasarımı 48

2.5.5.1. Anten Boyutlarının ve Dielektrik Alttaş Malzemenin Özelliklerinin Belirlenmesi.....50

2.5.5.2. Yayılan Güç ve Yayılım Direncinin Hesaplanması.....51

2.5.5.3. Mikroşerit Besleme Hat Genişliğinin Hesaplanması 52

2.5.5.4. Anten Giriş Empedansının Hesaplanması 53

2.5.5.5. Anten Kazancı ve Yönlülük 54

2.5.5.6. Kalite Faktörünün Elde Edilmesi 56

2.5.5.7. Empedans Uyumlandırma Devresi Tasarımı 58

2.5.6. Benzetim Programında Elde Edilen Sonuçlar 60

2.5.6.1. Çift Kutuplu Kare Mİkroşerit Yama Anten Yapısı için Elde Edilen Benzetim Sonuçları 60

2.5.6.2. Benzetim Programında Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Yapısı için Elde Edilen Yüzey Akımlarının ve Elektrik Alan Vektörlerinin Gösterimi 74

2.5.6.3. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten için Yapılan Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi 82

3. MIMO KANAL MODELLEMESİ 84

3.1. Kronecker Kanal Model Tanımlaması 84

3.2. Kronecker Modeli Çıkarımı 87

4. ANTEN ELEMANLARI ARASINDAKİ İLİNTİ DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI...90

4.1. Düzgün Doğrusal Anten Yapısında İki Elemanlı Dizide Antenler Arasındaki İlinti Değerlerinin Elde Edilmesi 91

4.2. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Antende Farklı Kutuplar Arasındaki İlinti Değerlerinin Elde Edilmesi 94

4.3. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisinde Antenler Arasındaki İlinti Değerlerinin Elde Edilmesi 96

4.4. İki Elemanlı Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisi ile Dört Elemanlı Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisinin İlinti Değerlerinin Elde Edilerek Karşılaştırılması.....96

4.4.1. İki Elemanlı Çift Kutuplu Mikroşerit Yama Anten Dizisinde Yapılan Analizler.....96

4.4.2. Dört Elemanlı Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisinde Yapılan Analizler .101

4.5. İlinti Değerlerine İlişkin Elde Edilen Sonuçların Değerlendirilmesi.....108

5. ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN MODELİNDE ve KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN DİZİLERİNDE ERGODİK SPEKTRAL VERİMLİLİK SONUÇLARININ ELDE EDİLMESİ 110

5.1. Alıcı ve Vericideki Farklı Durumlar için Farklı Anten Dizisi Düzenlemelerine Göre Ergodik Spektral Verimlilik Değerlerinin Elde Edilmesi 115

5.1.1. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe $0.4\lambda_0$ ve Açısal Yayılma 20° iken Elde Edilen Sonuçlar 116

5.1.2. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe $0.4\lambda_0$ ve Açısal Yayılma 40° iken Elde Edilen Sonuçlar 119

5.1.3. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe $0.7\lambda_0$ ve Açısal Yayılma 20° iken Elde Edilen Sonuçlar 123

5.2. Ergodik Spektral Verimlilik Grafiklerine Bağlı Sonuçların Değerlendirilmesi 131

6. SONUÇ 135

7. EK-1: ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN MİKROŞERİT BESLEME HATTI UYUMLANDIRMA ANALİZLERİ 137

8. EK-2: ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTENDE AÇIKLIK BAĞLAŞIMLI BESLEME İÇİN YAPILAN ANALİZLER 145

9. KAYNAKLAR 166

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1. 1: Çift kutuplu anten yerleştirilmiş dizüstü bilgisayarın görünümü 7

Şekil 1. 2: MIMO iletişim sistem blok şeması 8

Şekil 1. 3 : Deney Anten Geometrisi..... 9

Şekil 1. 4: Mikroşerit Ayarlanabilir Anten 10

Şekil 1. 5: Mikroşerit Ayarlanabilir Anten Dizisi 2x2 MIMO Sistemi 11

Şekil 1. 6: Karşılıklı Bağlaşımlı bir MIMO Sistemi 12

Şekil 2. 1: Dikdörtgen mikroşerit yama anten yapısı 18

Şekil 2. 2: Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antenin İletim Hattı Modeli 19

Şekil 2. 3: Çeşitli Mİkroşerit Besleme Tipleri ve Eşdeğer Devreleri 26

Şekil 2. 4: Eşdeğer akım yoğunluğu Jz ile yama antenle mikroşerit besleme hattı arasındaki ara yüzde Hy'nin gösterimi 26

Şekil 2. 5: Eşeksenli prob beslemeli dikdörtgen mikroşerit yama anten 27

Şekil 2. 6: Mikroşerit Yama Anten kartezyen koordinattaki yerleşimi 33

Şekil 2. 7: Kutuplanma Elipsi 44

Şekil 2. 8: Tasarlanan çift kutuplu mikroşerit yama anten yapısının üstten görünüşü 48

Şekil 2. 9: Çift Kutuplu Mikroşerit Yama antenin yandan görünüşü 49

Şekil 2. 10: x-eksenine paralel tek beslemeli kare mikroşerit anten yapısı 61

Şekil 2. 11: x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısında yayılım yapan Elektrik Alan bileşenlerinin ışıma örüntüleri 61

Şekil 2. 12 : x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan anten için kartezyen düzlemde $E\theta$ ve $E\phi$ bileşenleri 62

Şekil 2. 13: x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının S_{11} parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği 63

Şekil 2. 14: x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının, VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği 64

Şekil 2. 15: y eksenine paralel tek beslemeli kare mikroşerit anten yapısı 64

Şekil 2. 16: y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısında yayılım yapan Elektrik Alan bileşenlerinin ışıma örüntüleri 65

Şekil 2. 17: x-eksenine paralele tek mikroşerit besleme hattı kullanılan anten için kartezyen Düzlemde $E\theta$ ve $E\phi$ Bileşenleri 66

Şekil 2. 18: y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının S_{11} parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği 67

Şekil 2. 19: y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının, VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği 68

Şekil 2. 20: Sadece x-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen ışıma örüntüsü. 69

Şekil 2. 21: Sadece x-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen kartezyen düzlemde $E\theta$ ve $E\phi$ bileşenleri. 69

Şekil 2. 22: Sadece y-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen ışıma örüntüsü 70

Şekil 2. 23: Sadece y-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen kartezyen düzlemde $E\theta$ ve $E\phi$ bileşenleri. 70

Şekil 2. 24: x ve y eksenlerine paralel mikroşerit besleme hatlarına ait her iki port da aktifken elde edilen ışıma örüntüsü 71

Şekil 2. 25:Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Yayılma Örüntüsü 72

Şekil 2. 26: Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında elde edilen S_{11}, S_{22} ve S_{21} parametrelerinin frekansa göre değişim grafiği 72

Şekil 2. 27: Anten besleme portları 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerleri 73

Şekil 2. 28: Çift kutuplu mikroşerit antenin giriş empedans değerleri 74

Şekil 2. 29 : y eksenine paralel olan besleme aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları 75

Şekil 2. 30 : x eksenine paralel olan besleme aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları 75

Şekil 2. 31 : Her iki besleme portu da aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları 76

Şekil 2. 32: y eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri 76

Şekil 2. 33 : x eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri 78

Şekil 2. 34 : x eksenine paralel olan besleme portu aktifken oluşan manyetik alan vektörleri 80

Şekil 2. 35 : Her iki besleme de aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri 81

Şekil 3. 1:Düz sönümlü MIMO kanalı için Kronecker Modeli 85

Şekil 3. 2: Alıcı saçıcılardan alıcı antene sinyal yayılma durumu. 87

Şekil 4. 1: İki elemanlı iki kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d= 0.4λ_0 olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri 99

Şekil 4. 2 : İki elemanlı iki kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.7λ_0 olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri..... 101

Şekil 4. 3 : Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.4λ_0 olarak belirlendiğinde ve antenler $E\theta$ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri 104

Şekil 4. 4 : Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.4λ_0 olarak belirlendiğinde ve antenler $E\phi$ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri 105

Şekil 4. 5: Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.7λ_0 olarak belirlendiğinde ve antenler $E\theta$ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri 108

Şekil 4. 6 : Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.7λ_0 olarak belirlendiğinde ve antenler $E\phi$ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri 108

Şekil 5. 1: d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\theta$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri..... 118

Şekil 5. 2: d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\phi$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri..... 119

Şekil 5. 3 : d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\theta$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri..... 122

Şekil 5. 4 : d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\phi$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri..... 123

Şekil 5. 5 : d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\theta$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri 126

Şekil 5. 6: d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\phi$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri 127

Şekil 5. 7 : d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\theta$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri 130

Şekil 5. 8: d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı $E\phi$ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri 131

Şekil E1.1: Kare mikroşerit yama antenin empedans uyumlandırma yöntemi 137

Şekil E1.2: Port 1 aktifken Antenin Işıma Örüntüsü 138

Şekil E1.3: Port 2 aktifken Antenin Işıma Örüntüsü 138

Şekil E1.4: Port 1 ve Port 2 aktifken Antenin Işıma Örüntüsü 139

Şekil E1.5: S Parametresinin frekansla değişim grafiği 139

Şekil E1.6: VSWR Parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği 140

Şekil E1.7: Empedans uyumlandırması yapılmamış çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı 141

Şekil E1.8: x-eksenine pararlel port (port 1) aktifken elde edilen ışıma örüntüsü 141

Şekil E1.9: y-eksenine pararlel port (port 2) aktifken elde edilen ışıma örüntüsü 142

Şekil E1.10: Port 1 ve Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü 142

Şekil E1.11: Kartezyen Düzlemde $E\theta$ ve $E\phi$ Bileşenleri (Port 1 Etkin) 143

Şekil E1.12: Kartezyen Düzlemde $E\theta$ ve $E\phi$ Bileşenleri (Port 2 Etkin) 143

Şekil E1.13: Empedans uyumlandırılması yapılmayan durum için çift kutuplu kare mikroşerti yama antenin S Parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği 144

Şekil E2.1: Çift Kutuplu Açıklık Bağlaşım Beslemeli Kare Mikroşerit Yama Anten 145

Şekil E2.2: Açıklık Bağlaşım Beslemeli Mikroşerit Yama Antenin yandan görünümleri ... 146

Şekil E2.3 : Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin portlara göre S parametresinin frekansa bağlı değişim grafikleri 148

Şekil E2.4 : Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port değişimlerine göre elde edilen ışıma örüntüleri 149

Şekil E2.5 : Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin portlara göre S parametresinin açıklık genişliği 2mm iken frekansa bağlı değişim grafiği 152

Şekil E2.6 : Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port değişimine bağlı açıklık genişliği 2mm yapıldığında elde edilen ışıma örüntüleri 153

Şekil E2.7: Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin açıklık uzunluğu 9mm yapıldığında S parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafiği 155

Şekil E2.8: Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port değişimine bağlı açıklık uzunluğu 9mm yapıldığında elde edilen ışıma örüntüleri 156

Şekil E2.9: Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında S parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafiği 158

Şekil E2.10 : Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port değişimine bağlı açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında elde edilen ışıma örüntüleri 158

Şekil E2.11: Açıklık Bağlaşım Beslemeli H-Açıklıklı Kare Mikroşerit Yama Anten 160

Şekil E2.12: H- açıklıklı Açıklık Bağlaşımlı Anten S Parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafiği 161

Şekil E2.13 : H-açıklıklı Açıklık Beslemeli anten için Port değişimlerine bağlı elde edilen ışıma örüntüleri..... 162

TABLOLAR DİZİNİ

Sayfa

Tablo 5. 1: SNR=10dB, Açısal Yayılma = 20° ve d=0.4λ_o iken elde edilen spektral verimlilik değerleri 132

Tablo 5. 2: SNR=10dB, Açısal Yayılma = 40° ve d=0.4λ_o iken elde edilen spektral verimlilik değerleri 132

Tablo 5. 3 : SNR=10dB, Açısal Yayılma = 20° ve d=0.7λ_o iken elde edilen spektral verimlilik değerleri 132

Tablo 5. 4 : SNR=10dB, Açısal Yayılma = 40° ve d=0.7λ_o iken elde edilen spektral verimlilik değerleri 133

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AOA : Angle of Arrival - (Geliş Açısı)

AOD : Angle of Departure - (Çıkış Açısı)

CSI : Channel State Information (Kanal Durum Bilgisi)

CSIR : Channel State Information Receiver – (Kanal Durum Bilgisine Sahip Alıcı)

CSIT : Channel State Information Transmitter – (Kanal Durum Bilgisine Sahip Verici)

CST® : Computer Simulation Technology – (Bilgisayar Benzetim Teknolojisi)

HFSS v11® : High Frequency Structural Simulator version 11 – (Yüksek Frekans Uygulamaları için Yapısal Simulator versiyon 11)

I.I.D. : Independent and Identically Distributed – (Bağımsız Özdeşçe Dağılmış)

LOS : Line of Sight – (Direk Görüş)

MATLAB : Matrix Laboratory - (Matris Labaratuvarı)

MIMO : Multiple Input Multiple Output - (Çok Girişli Çok Çıkışlı)

NLOS : Non Line of Sight – (Direk Görüş Olmayan)

PAS : Power Azimuth Spectrum – (Spektrumda Yanca Güç Dağılımı)

TE : Transverse Electric - (Dik Elektrik Alan)

TEM : Transverse Electric and Magnetic – (Dik Elektrik ve Manyetik Alan)

TM : Transverse Magnetic – (Dik Manyetik Alan)

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio – (Gerilim Duran Dalga Oranı)

WLAN : Wireless Local Area Network – (Kablosuz Bölgesel Alan Ağı)

1. GİRİŞ

MIMO (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı) sistem teknolojisi, en öz ifade ile iletişim performansının artırılması için alıcı ve vericide birden çok antenin kullanılmasıdır. Kablosuz iletişimde ihtiyaç duyulan yüksek veri hızı, yüksek kapasite ve yüksek erişim kalitesine MIMO sistemler aracılığıyla ulaşılması, bu teknolojiyi öne çıkarmaktadır. Daha açık ifadeyle MIMO sistem teknolojisi, veri iletiminde artış ve bağlantı çeşitliliği sağlamakta önemli bir avantaja sahiptir. Kablosuz iletişimde bu avantajlar sağlanırken ilave bant genişliğine ya da iletim gücüne ihtiyaç duyulmamaktadır. Dolayısıyla bu sayede yüksek spektral verimlilik sağlanmış olacaktır. Başka bir deyişle aynı frekans bandı içindeki hertz başına saniyede iletilen bit sayısı (bps/Hz) daha fazla olacaktır. MIMO teknolojisinde kapasite artışı, alıcı ve vericide kullanılan anten elemanları arasındaki mesafeye bağlı ilinti değerlerine doğrudan bağlıdır. Yüksek kapasite ancak birbirinden bağımsız kanallarla yani düşük ilinti seviyesine sahip kanallar sayesinde elde edilebilmektedir. MIMO sistemlerde kapasite ve performans artışı antenlerin konumu ve fiziksel özelliklerinin yanı sıra saçıcıların konumları ve açısal yayılma gibi kanal karakteristiklerine de bağlıdır. Tüm bu nedenlerden dolayı MIMO sistemleri günümüz kablosuz haberleşme araştırmalarına hem anten hem de kanal yönünden konu olmaktadır.

MIMO sistem uygulamalarında sistem kapasitesini ve kalitesini çeşitlilik kazancı aracılığı ile artırmak öncelikli amaçtır. Tasarımda göz önüne alınması gereken en önemli kriter budur. Sistem kapasitesinin artırılması uzaysal ilinti seviyesini azaltarak mümkün olabilmektedir. MIMO sistemlerinde çoklu giriş ve çoklu çıkış kullanıldığından alıcı ve vericide birden fazla anten olma prensibi temel alınmaktadır. Uzaysal ilinti seviyesi de gerek alıcıda, gerek vericide yer alan anten elemanları arasındaki mesafeye doğrudan bağlıdır. Düşük ilinti seviyesi ve buna bağlı yüksek kanal kapasitesi sağlayabilmek için anten elemanları arasında gerekli mesafenin bırakılması gerekmektedir. Bu nedenle anten sayısına bağlı olarak anten dizi boyutu artacaktır. Artan anten dizi boyutu gerçek uygulamalarda antenin fiziksel olarak fazla yer kaplamasına neden olabilecektir. Dolayısıyla kablosuz haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılan dizüstü bilgisayarlar ve el terminalleri gibi yer kısıtı olan cihazlarda kullanımı verimli olmayacaktır. Uygulamalardan kaynaklı yer kısıtı olması MIMO sitemler için farklı anten tasarımı ihtiyacını da

beraberinde getirmiştir. Tasarımda temel alınması gereken husus, aynı alan içinde aynı sayıda kanal çeşitliliğini destekleyebilmektir. Bu amaca yönelik çeşitleme teknikleri hakkında araştırmalar literatürde mevcuttur [1-5]. Tez çalışması kapsamında yapılan ilinti ve spektral verimlilik analizlerinde kanal çeşitleme tekniği olarak uzaysal çeşitlemeye ek olarak kutupsal çeşitleme tekniği kullanılmıştır.

MIMO sistemlerde verici ve alıcıda yer alan anten elemanları arasındaki ilinti seviyesinin kanal kapasitesini doğrudan etkilediği daha önce de vurgulanmıştır. Kanal kapasitesinin artırılması uzaysal çeşitlemede kullanılan anten elemanları arasındaki ilinti seviyesinin düşürülmesi yani aradaki mesafenin artırılması ile mümkündür. Uzaysal çeşitlemede ilinti seviyesinin azaltılması anten elemanları arasındaki mesafenin artırılması ile mümkün olabilmektedir. Diğer bir çeşitleme tekniği olan kutupsal çeşitlemede kanal kapasitesinin artırılması aynı antenden yayılan iki farklı kutup arasındaki ilintinin azaltılması ile sağlanmaktadır. İki kutuplanma arasındaki ilinti ise çapraz kutuplanma değeri ile ilgilidir. Çapraz kutuplanma seviyesinin yaklaşık -20 dB mertebesinde ya da daha altında olması ile eş kutuplanma yayılımları arasındaki ilinti azalmaktadır. Bu da çapraz kutuplanma seviyesinin kutupsal çeşitlemede önemli bir tasarım parametresi olduğunu göstermektedir. Tez çalışmasının amacı, anten dizi boyutu değiştirilmeden kanal kapasitesinin artırılmasıdır. Aynı kanal kapasitesi için dizi boyutunun düşürülmesi, tek antenden dikey ve yatay kutuplanma yayılımı ile sağlanmış olacaktır.

Kutupsal çeşitleme için yaygın olarak mikroşerit yama anten kullanılmaktadır. Mikroşerit anten yapılarında, besleme yerinde yapılan küçük değişikliklerle doğrusal ya da dairesel kutuplanma yapılabilmesi kutupsal çeşitlilik yönünden büyük avantaj sağlamaktadır. Ayrıca düşük ağırlığa sahip olmaları, üretim maliyetlerinin düşük olması, kolay sistem adaptasyonu ve esnek fiziksel özellikleri nedeniyle de tez çalışması kapsamında mikroşerit yama anten yapısının tasarlanması ve analizlerde kullanılması tercih edilmiştir. Dikdörtgen mikroşerit anten yapısının kullanılması yerine tek frekans bandında kutupsal çeşitlilik sağlayan kare mikroşerit yama anten kullanılması, fiziksel boyut anlamında da avantaj sağlamaktadır.

Tez çalışmasının birinci bölümünde konu hakkında daha önce yapılan çalışmalar ve MIMO anten yapılarında kutupsal çeşitleme kullanımı ile ilgili genel özellikler anlatılmıştır.

İkinci bölümde öncelikli olarak dikdörtgen mikroşerit yama anten yapısının genel özellikleri incelenmiştir. Dikdörtgen yama yapısının kutupsal çeşitlemeye yönelik kullanımı ile ilgili detaylar verilmiştir. Dikdörtgen yama yapısı, anten tasarımında frekans ve ışıma özellikleri incelenerek, kullanılacak anten türü kare mikroşerit yama anten olarak netleştirilmiştir. Kare mikroşerit yama anten yapısının tercih edilmesinde en önemli etken belirlenen tek yüksek frekans bandı için çift kutuplu yayılımı sağlayabilmektir. Tasarlanan anten boyutunun bu sayede daha küçük olması nedeniyle kullanım yönünden avantaj sağlanmış olacaktır. Kullanılacak anten yapısı ve fiziksel özellikleri belirlendikten sonra anten tasarımına ilişkin ayrıntılar da ikinci bölümde verilmiştir. Tasarımı yapılan anten, aynı frekans bandında iki farklı kutupta yayılım yapmaktadır. Antenin farklı iki kutupta yayılım yapması, aynı anten üzerinde birbirine dik iki besleme kullanılarak sağlanmıştır. Bu yöntem kullanılarak aynı antende, tek frekans bandında hem E_θ hem de E_ϕ yönlü ışımaya bağlı kutuplanma elde edilmiştir. Aynı antende iki farklı kutuplanmanın bulunması, çapraz kutuplama değerine dikkat edilmesi gerekliliğini de beraberinde getirmektedir. Anten tasarımında bu değerin istenen limitlerin altında tutulması, tasarımı belirleyen en önemli kriter olmuştur. Kabul edilebilir değerler altında olan çapraz kutuplanma değeri elde edildikten sonra da birbirinden en az derecede etkilenecek yatay ve dikey kutuplanmalı yayılım elde edilmiştir. Böylelikle çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında, farklı kutuplanmalar için birbirinden bağımsız ışıma örüntüleri elde edilmiştir. Bunun sonucunda iki kutuplu anten yapıları ile, aralarında boşluk bulunan anten dizileri kullanılarak elde edilebilecek uzaysal çeşitleme kazancına ek olarak kutupsal çeşitleme kazancına ulaşılabileceği gösterilmiştir.

Tez çalışması kapsamında teorik analizlerin yanı sıra anten tasarımında HFSS v11® benzetim programı kullanılmıştır. HFSS v11® programı, yüksek frekans uygulamaları için tam dalga modelinin uygulandığı elektromanyetik alan benzetim programıdır. HFSS, S parametreleri ve tam dalga çıkarımları, yüksek hız bileşenleri ve yüksek frekans elektromanyetik benzetimleri için endüstriyel

standartlarda bir yazılımdır. HFSS çip üstünde gömülü pasif elamanların tasarımı, PCB bağlantıları, antenler, RF/ mikrodalga bileşenleri ve yüksek frekans IC paketlerinin tasarımı gibi çok geniş alanlarda kullanılmaktadır. Ayrıca HFSS v11® benzetim programının kullanıldığı yapılar, daha çok anten, konnektör, dalga kılavuzu, filtre vb. modellemeleridir. HFSS v11® benzetim programı, çözümlemeleri FEM (Sonsuz Elemanlar Yöntemi) kullanarak yapmaktadır. HFSS v11® benzetim programı ile elde edilen sonuçlar, gerçek uygulamalarda elde edilebilecek sonuçlara çok yakın olmaktadır. Bu ve benzeri benzetim programları sayesinde tasarım geliştirme zamanı azalmakta ve tasarım başarısı artmaktadır.

Üçüncü bölümde, ikinci bölümde tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin MIMO sistem uygulamalarında etkin bir şekilde kullanılmasına olanak sağlayacak kanal modeli belirlenmiştir.

Dördüncü bölümde, anten yapısına göre MIMO sistem uygulamasında kullanılmak üzere belirlenen kanal modeli için, kutupsal ve uzaysal çeşitlemenin kullanıldığı, tasarımı yapılan anten yapısında, dizi elemanları arasındaki ilinti seviyeleri hesaplanmıştır. Bulunan değerler, sadece uzaysal çeşitlemeyi kullanan düzgün doğrusal dizi elemanlarından oluşan, kare mikroşerit yama anten elemanları arasındaki ilinti seviyeleri ile karşılaştırılmıştır. Hesaplamalarda farklı uzaklık değerleri ve farklı açısal saçılma değerleri kullanılmıştır. Karşılaştırmalar bunlara bağlı olarak yapılmıştır. Elde edilen ilinti seviyeleri, uzaysal çeşitlemenin sağlanması açısından farklı anten konfigürasyonları kullanılarak grafik üzerinde gösterilmiş ve elde edilen ilinti sonuçları karşılaştırılmıştır.

Beşinci bölümde, dördüncü bölümde bulunan ilinti değerleri kullanılarak ilinti seviyelerine bağlı olan ergodik kapasite değerleri elde edilmiştir. Hem tasarlanan, uzaysal çeşitleme ve kutupsal çeşitlemenin kullanıldığı, çift kutuplu anten yapısı için hem de düzgün doğrusal dizi yoluyla uzaysal çeşitlilik sağlanan anten yapıları için ergodik spektral verimlilik değerleri karşılaştırılmıştır. İlinti ve spektral verimlilik analizlerinde MATLAB programı kullanılmıştır.

Sonuç bölümünde ise tez kapsamında kullanılan anten yapısının tasarlanma amacı, düzgün doğrusal dizi elemanlarından oluşan anten yapılarına göre uzaysal çeşitlemenin yanı sıra kutupsal çeşitlemenin sağladığı avantajlar ile

uygulamaya bağlı olarak meydana gelebilecek dezavantajlar ifade edilmiştir. Son olarak da bu konu hakkında ileride yapılabilecek çalışmalara değinilmiştir.

1.1. MIMO Haberleşme Sistemleri ve Antenler

Verici ve alıcıda çoklu anten yapıları kullanılan çoklu-giriş çoklu-çıkış (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemleri, yüksek veri hızlı haberleşme sistemlerine olan artan talebi karşılamak için anahtar teknolojidir. Etkili frekans spektrumu kullanımına olanak sağlayan bu sistemler, sınırlı bant genişliği içinde yüksek kanal kapasitesi sağlamaktadır. Verici ve alıcıda çoklu anten elemanları kullanan MIMO sistemlerin, yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını artırmada önemli bir rol oynaması beklenmektedir [6].

MIMO kavramı ilk olarak 1987 yılında Jack Winters tarafından ortaya atılmıştır [7]. Sonradan Foschini MIMO sistemlerinin analitik temelini sunmuştur ve BLAST(Bell Labs LAyered Space Time) olarak bilinen mimariyi önermiştir [5]. Birçok MIMO tekniğinde verici ve alıcı antenleri arasındaki kanal ideal olarak bağımsız ve özdeş dağılımlı (independent and identically distributed, IID) frekansta düz sönümlenen kanal olarak modellenir. Bir IID MIMO kanalının kapasitesi antenlerin sayısı ile doğrusal olarak artmaktadır [8]. Ancak gerçek bir MIMO sisteminin performansı, ideal olmayan yayılım koşullarından etkilenir. Daha iyi bir değerlendirme için MIMO kapasite araştırmaları daha gerçekçi kanal yayılım modelleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir [9].

Gerçekçi yayılım koşulları altında MIMO sisteminin performansını değerlendirmek için kullanılan modelde genel olarak MIMO kanalını katagorize etmek için faz, gecikme, doppler frekansı, açısal yayılım, ayrılış açısı (angle of departure, AoD) ve varış açısı (angle of arrival, AoA) gibi önemli parametreler kullanılmaktadır. Aynı zamanda verici ve alıcıdaki anten elemanları arasındaki mesafe ve anten geometrisi hesaba katılmaktadır [10].

Frekans spektrum azlığına rağmen yüksek hızda bilgi iletiminin sağlanması, araştırmacıları kablosuz iletişimin spektrum verimliliğini ve kalitesini artırmaya yöneltmiştir. Bunu sağlayabilmek için etkin kodlama ve modülasyon teknikleri

geliştirmeye çalışılmıştır. Buna rağmen bu gelişmeler kanaldaki sönümleme etkileri, çoklu kullanıcı karışımı mobil cihazın büyüklüğü ve güç kısıtlaması ile sınırlanmıştır. Kanaldaki olumsuz etkiler kablosuz iletişimin performansını olumsuz etkilemektedir. Bu durum, yüksek iletim hızlarına çıkılmasını engellemektedir. Kablosuz iletişimde genellikle baz istasyonu ile mobil cihaz arasında direk görüş (LOS) yoktur, bunun sonucu olarak iletilen sinyal birçok yoldan geçerek alıcıda toplanmaktadır. Birçok yoldan geçerek alıcıya gelen sinyalin çoklu yol iletiminde, rastgele genlik, faz ve geliş açılarına sahip kopyaları oluşmaktadır. Bu yüzden çoklu yol iletimi ile gelen sinyaller, alıcıda alınan toplam sinyal gücünde dalgalanmalara sebep olmaktadır. Bu dalgalanmalar sönümlenme olarak adlandırılmaktadır. Çoklu yol iletiminde oluşan sönümlemeye ek olarak, çoklu yol iletiminden kaynaklı zamandaki yayılım, iletilen sinyalin alıcıya ulaşması için gerekli olan zamanı uzatmaktadır. Zamandaki bu dağılım, gecikme yayılımı olarak tanımlanmaktadır. Teorik olarak çoklu yol iletim etkisini azaltmak için etkili metot vericide kanal durumunun(CSI, Channel State Information) bilinmesidir. Eğer kanal durumu verici tarafından alıcıyla iletişim kurularak biliniyorsa, çok yol etkisi, vericide sinyalin uygun şekilde kodlanması ve kanal durumuna göre adaptif güç kontrolü ile azaltılabilmektedir. Ancak bu yaklaşımda iki problem vardır. Birincisi vericinin dinamik aralığının artırılmasıdır. Verici sönümleme etkisini yok etmek için aynı şekilde verici gücünün artırılması gerekmektedir. Pratikte birçok durumda güç artırımı, gerek yayılan güç sınırlaması, gerekse kullanılan güçlendiricilerin maliyeti ve büyüklüğü açısından istenmemektedir. İkinci problem ise verici ile alıcı arasında çift yönlü bir iletişimin olmadığı sistemlerde kanal bilgisinin bilinememesidir. Bu ise çift yönlü sistemler kullanılarak yapılsa da sistemin karmaşıklığını artırdığı ve sisteme yük getirdiğinden istenmemektedir. Çok yol etkisini azaltmak için diğer etkili yöntem ise zaman, frekans veya uzay çeşitlilik sağlayan sistemlerdir. Kablosuz iletişimde hata başarımını iyileştirmek için birçok alıcı ve verici anten kullanımını benimseyen kodlama tekniklerinde, farklı antenlerden iletilen sinyallere geçici ve uzaya ait ilinti eklenmesini öngörülmektedir. Böylece alıcıda çeşitlilik sağlanarak, bant genişliğinden taviz vermeksizin kodlanmış sistem üzerinde kodlama kazancı artırılmaktadır. Pratik açıdan gerçeklenmesi kolay, etkili bu kodların geçici ve uzaya ait yapısı basit bir alıcıyla kablosuz sistemin kapasitesini artırmaktadır.

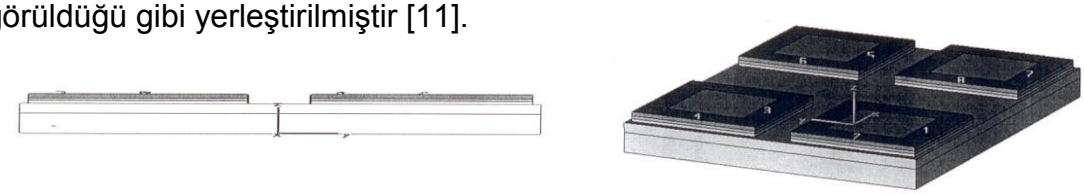
Çoklu anten kullanımı, alıcıda ve vericide kullanıldığı durumlara göre alıcı çeşitleme ve verici çeşitleme yöntemleri olarak ikiye ayrılmaktadır. Verici anten çeşitlemesinin baz istasyonundan mobil cihaza giden sinyal için kullanılması, baz istasyonunda güç ve anten platformundaki fiziksel kısıtın abone istasyonuna kıyasla daha az olduğu için uygundur. Alıcı antende uzaysal çeşitleme tekniği genelde kullanılmasına rağmen, vericide uzaysal çeşitleme tekniği iki temel sebep yüzünden alıcıdaki kadar sık kullanılamamaktadır. Bu sebeplerden birincisi, sönümlemeli kanalın anlık kanal bilgisine sahip olmaması ve iletilen sinyalin alıcıya gelmeden uzaysal olarak karışmasıdır. Bu problemler verici çeşitleme metotlarında ek işlemler yapılması gerektiğini göstermektedir. Verici çeşitleme metotları açık ve kapalı sistem metotları olarak verilmiştir. Kapalı sistemler; verici ile alıcı arasında bir geri bilgilendirme olduğu ve bu geri bilgilendirme sayesinde vericinin kanal bilgisine sahip olduğu sistemler olarak tanımlanmaktadır. Kablosuz sistemler için geri bilgilendirme kanalının büyük avantaj sağlamasına rağmen, mobil sistemlerin hareketliliğinin kanaldaki değişim hızını artırması ve baz istasyonu ile mesafenin artabileceği göz önüne alınırsa, açık çevirim sistemlerin yeni nesil mobil kablosuz iletişim sistemleri için daha uygun olduğu düşünülmektedir.

Haberleşme linklerinde her iki uçta anten dizileri kullanılarak, sabit işaret/gürültü oranı (SNR) için veri transferini anten eleman sayısı ile doğrusal biçimde artırmak mümkün olmaktadır [5,8].

1.2. MIMO Sistem Uygulamalarına Yönelik Yapılan Çalışmalar

MIMO sistem uygulamalarına yönelik yapılan çalışmalardan bazıları bu bölümde özetlenmiştir.

2003 yılında, A.Lennortsson tarafından CST(Microwave Studio) kullanılarak dört adet çift kutuplu anten bir dizüstü bilgisayarın kapağına Şekil 1. **1**'de görüldüğü gibi yerleştirilmiştir [11].

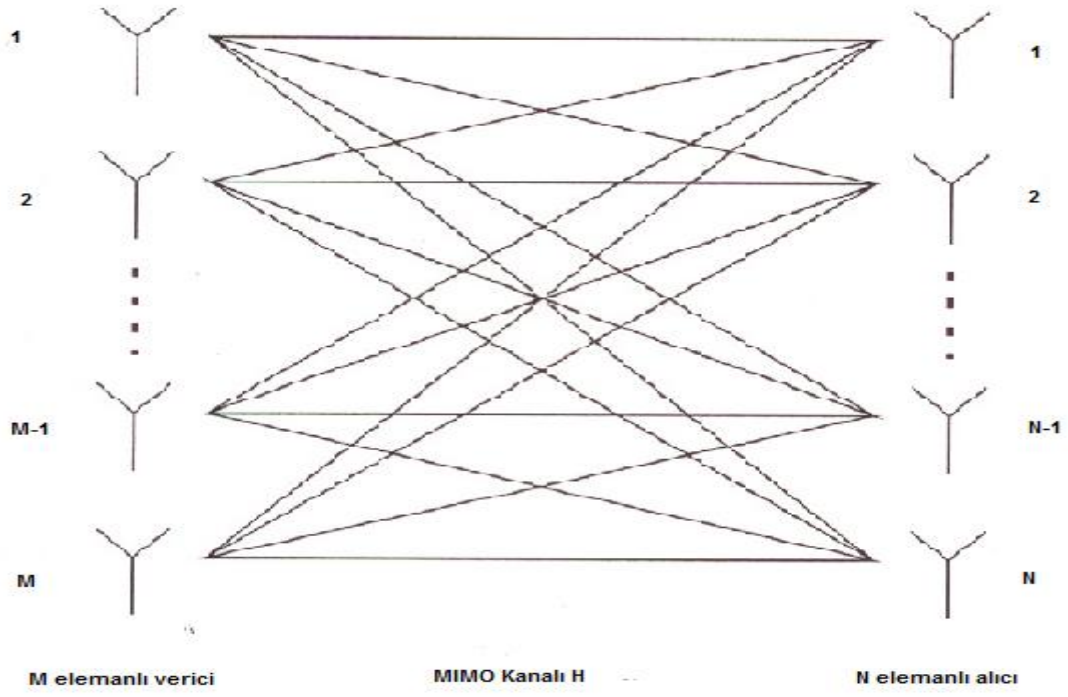


(a) (b)

Şekil 1. 1: Çift kutuplu anten yapısı yerleştirilmiş dizüstü bilgisayarın görünümü (a) Yandan (b) Üstten

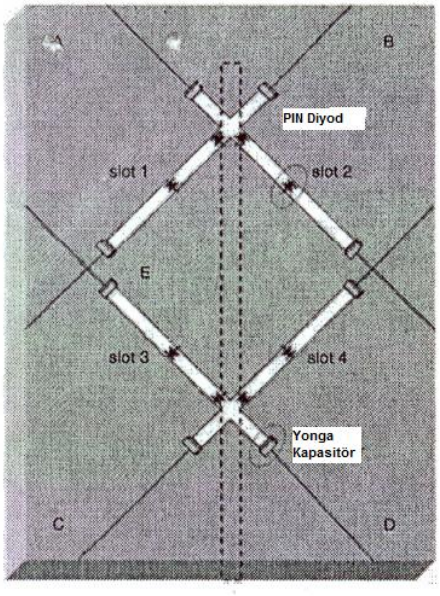
A.Lennortsson tarafından yapılan bu yüksek lisans tezinde anten yerleştirmelerine göre sistem kapasitesi de incelenmiştir. Anten yerleşiminin, kapağın açık ve kapalı durumlarında iletişim kanal özelliklerindeki etkileşme de değerlendirilmiştir. Bu çalışmada antenler arası mesafenin bitişik antenle ilinti karakteristiğini doğrudan etkilediği, bu durumun özellikle kapak açık durumda iken gözlendiği belirtilmiştir. Kapasitenin kapak pozisyonu ile ilgili olmadığı ve antenlerin dizüstü bilgisayarın kapağında değilde yanında olmasının denenmesi önerilmiştir.

Lukas W. Wayer tarafından Kasım 2005'de yapılan çalışmada 2.45GHz'de havadan iletişimde genişbandlı 4x4 MIMO tasarımı gerçekleştirilmiştir [12]. Bu çalışmada mobil haberleşmede bir baz istasyonu ve yerleşim bölgelerinde gerek bina içi, gerek araç içinde, gerekse de hareketli konumda bulunan alıcılarda belirli zayıflama ve faz farkı ile çoklu yol sönümlenmesi problemlerinin azaltılması konusunda çalışılmıştır. Alınan sinyal seviyesinin zayıf olduğu durumlarda alıcının gürültüye çok duyarlı olması nedeniyle çoklu yol zayıflamanın, özellikle telsiz veri linklerinde kalite için çok önemli bir parametre olduğu belirtilerek Şekil 1. **2**'de gösterilen MIMO sistemler için anten alıcı ve verici tasarımı yapılmıştır [12]. Yukarı ve aşağı frekans dönüştürücüler, güç yükselteci, Wilkinson güç bölücü ve güç kaynak birimleri tasarımı yapılmıştır.



Şekil 1. 2: MIMO iletişim sistem blok şeması

T.I.Lee, S.Kim ve Y.E. Wang tarafından küçük boyutlu ve tek frekans bandında çalışan, açıklık antenler kullanarak Şekil 1. **3**'de gösterilen çoklama yapabilen bir tasarım geliştirilmiştir [13]. Bu anten sistemi ile ayırma kazancını tek bir RF kanalı ve MIMO uygulaması ile artırabilmek mümkün olmuştur.

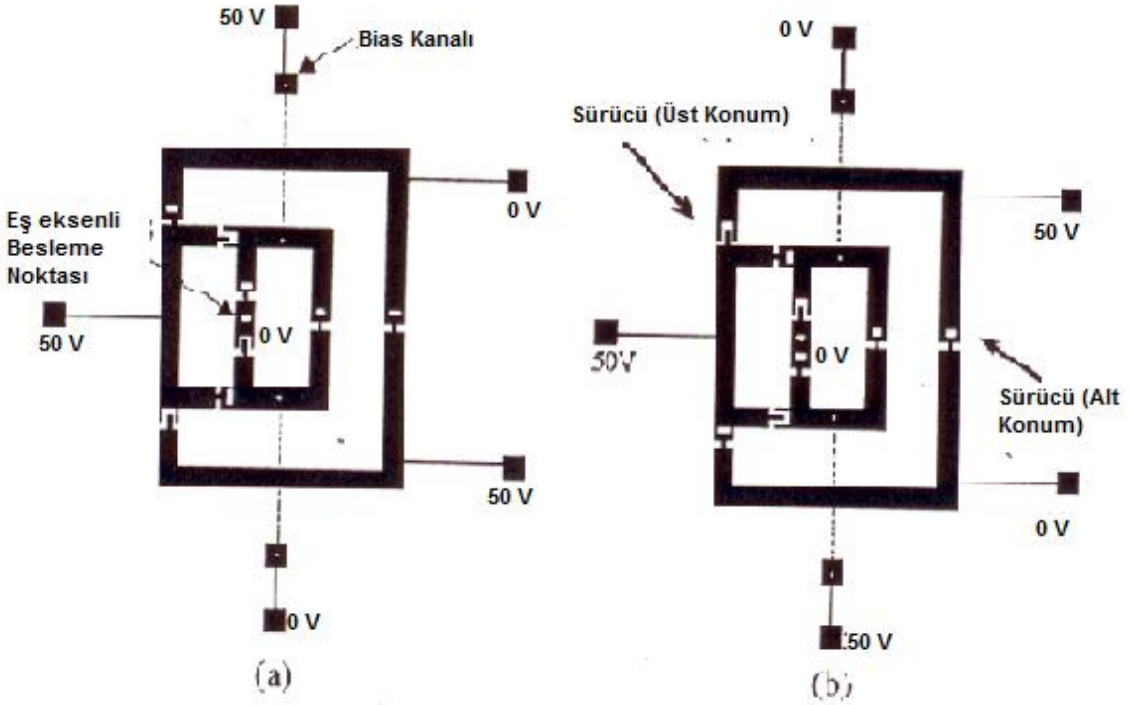


Şekil 1. 3 : Deney Anten Geometrisi

Şekil1.3'de verilen tasarımda antenler birbirine dik iki açıklık setidir. Tek bir mikroşerit hat ile beslenmektedir (noktalı hat). Açıklıklar PIN diyod ve yonga kapasitörle bütünleştirilmiştir. Kalınlığı 0.78mm RT/Duroid alttaş (ε_r=2.33) deney yatağı olarak kullanılmıştır. Açıklık boyutları 19.8x0.8 mm, besleyici hat genişliği 2.33 mm alınmıştır. Çaprazlı elemanlar arası mesafe λ/4 ile λ arasındadır. Besleyici konumu uyumlandırmaya uygun seçilmiştir. Çapraz kutuplanma ayrıştırması 10dB civarında elde edilmektedir. PIN diyodlar anahtarlama için kullanılmıştır. 4 adet kanal kullanımı, kutuplanma ve frekans seçimi için ayarlanmıştır.

Bedri Çetiner ve ekibi tarafından yapılan çalışmada, MIMO sistemler için çok foksiyonlu değiştirilebilir antenler ve anten dizileri üzerinde durulmuştur [14]. Geliştirilen antenlerde ışıma alan kutuplanması dinamik bir biçimde değiştirildiği için çoklu mod çalışması sağlanmıştır. Böylece kutuplanma ve konum çeşitliliği yapılabilmektedir. Geliştirilen antenler Şekil 1. 4'de görülmektedir [14]. Besleme

yeri ve değerine göre sol-el dairesel ve sağ-el dairesel kutuplanma sağlanabilmektedir.



Şekil 1. 4: Mikroşerit Ayarlanabilir Anten (a) Sol El Dairesel Kutuplanmaya göre ayarlanmış hali (b) Sağ El Dairesel Kutuplanmaya göre ayarlanmış hali

Bu çalışmada alan- zaman modülasyonu kullanılmıştır. Kanal matrisi n alıcı ve m verici için aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & \cdots & h_{nm} \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

Eş.1.1'de yer alan h_{ij} ; j. verici anten ile, i. alıcı anten arasındaki kanal özelliklerini belirtmektedir. Matris elemanları,

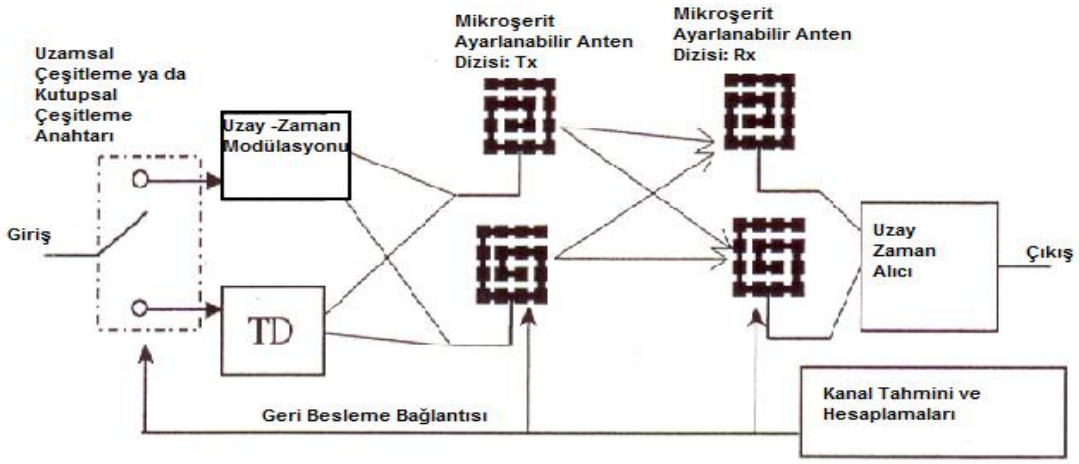
$$h_{ij} = \Gamma_s(\overrightarrow{r_{ij}}) \cdot e^{-j\vec{k}\overrightarrow{r_{ij}}} \tag{1.2a}$$

$$h_{ij} = \frac{c_{ij}}{r_{ij}} \overrightarrow{l_{effj}}(\theta_j, \phi_j) \cdot C_{pol_{ij}} \overrightarrow{l_{effj}}(\theta_i, \phi_i) \cdot \ e^{-j\vec{k}\overrightarrow{r_{ij}}} \tag{1.2b}$$

olarak belirtilmiştir. Burada

$$\left|\Gamma_s\left(\overrightarrow{r_{ij}}\right)\right|^2 = \frac{P_{Ri}}{P_{Tj}} \tag{1.3}$$

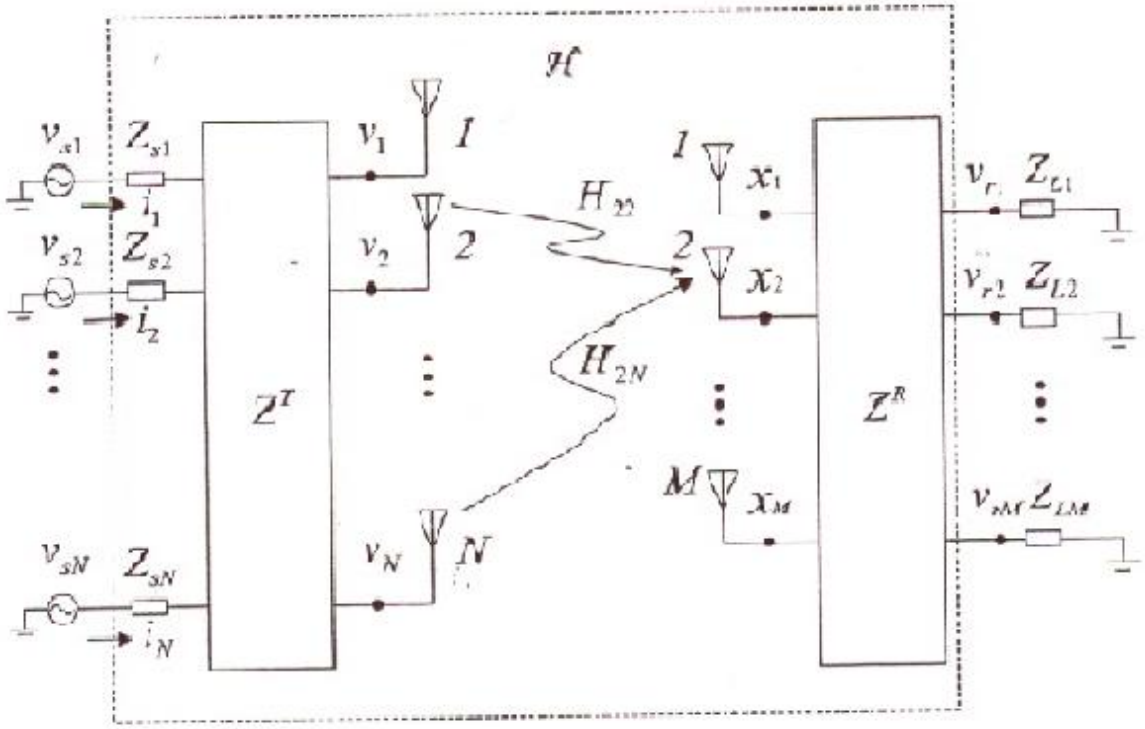
alıcı i anten gücünün verici j anten gücüne oranıdır. $\overrightarrow{r_{ij}}$ ise j verici anteni ile i alıcı anteni arasındaki yol vektörü, $\vec{k}$ dalga sayısı vektörü, $\overrightarrow{l_{eff_j}}(\theta_j, \phi_j)$ ve $\overrightarrow{l_{eff_j}}(\theta_i, \phi_i)$ normalize vektör ışıma örüntüleri olarak tanımlanmıştır. C_{pol} kutuplanma bağlaşım faktörü olup, j verici ve i alıcı anten arasındaki bağlaşımı belirtmektedir. Çalışmada Shannon kapasitesi hesaplanmıştır. Şekil 1. **5**'de görülen 2x2 MIMO sistem bir örnek olarak ele alınmıştır [14].



Şekil 1. 5: Mikroşerit Ayarlanabilir Anten Dizisi 2x2 MIMO Sistemi

Çalışmada band genişliği, kodlama ve işaretleme kısıtlılıklarını, çok fonksiyonlu değiştirilebilir anten sistemleri ile aşmanın mümkün olabileceği belirtilmiştir. Ayrıca MIMO sistem kapasitesinin, dinamik olarak değiştirilebilen anten özellikleri ile artırılabildiği gösterilmiştir.

IEEE Ant. And Wireless Prop. Letters dergisinde 2002'de yayınlanan bir çalışmada, MIMO sistemlerde anten elemanları arasındaki karşılıklı bağlaşımın sistem kapasitesine etkisi, sabit-uzunluklu yarım-dalga dipol doğrusal dizisi ele alınarak gösterilmiştir [15]. Kullanılan devre modelinde verici anten sistemi (N adet anten) N çıkışlı ve girişli bir devre olarak Şekil 1. 6'daki gibi modellenmiştir [15].



Şekil 1. 6: Karşılıklı Bağlaşımlı bir MIMO Sistemi

N kapılı devrede akım ve gerilim empedans matrisi ile aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$[V] = [Z^T][I] \qquad (1.4a)$$

Burada jk elemanı için empedans değeri Eş.1.4b kullanılarak bulunmaktadır.

$$Z_{jk}^{T} = {V_j}/{I_k} \qquad (1.4b)$$

Eş.1.4b'deki denklemde diğer kapıların açık devre olduğu varsayılmaktadır. Empedans değerinin, kenar etkileri ihmal edildiğinde Z_{jk}^{T} dizi uzunluğundan bağımsız olduğu belirtilmektedir. Ortalama sistem kapasitesinin, karşılıklı bağlaşım hesaba katıldığında azaldığı gösterilmiştir.

1.3. MIMO Sistem Modeli

Vericide N_T adet anten ve alıcıda N_R adet anten ile donatılan tipik bir dar bant MIMO sisteminde iletim modeli Eş.1.5'deki gibi ifade edilebilmektedir.

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{N_T}} Hs + n \tag{1.5}$$

Eş.1.5'de s ($s \in C^{N_T}$) iletilen sinyal değerini içeren N_T boyutlu vektör, y ($y \in C^{N_R}$) alınan sinyal değerini içeren N_R boyutlu vektör, n her reel ve sanal bileşeni için sıfır ortalamalı, $N_0 I_{M_R}$ sabit varyanslı bağımsız Gaussian gürültü vektörü, ${E_s}/{N_T}$ her verici antende mevcut olan ortalama enerji olarak tanımlanmıştır. H, $N_R x N_T$ boyutlu MIMO kanal matrisidir. Her bir eleman için h_{ij} j.inci verici anten ve i.inci alıcı anten arasındaki kompleks değerli kanal özelliklerini göstermektedir.

IID Rayleigh sönümlemeli MIMO kanalında eğer kanal durum bilgisi (Channel State Information, CSI) sadece alıcıda biliniyorsa, alıcı antenlerdeki sinyallere eşit güç tahsisi yapılmaktadır. Bu takdirde $\rho = {E_s}/{N_0}$ ortalama alınan sinyal gürültü oranı (signal to noise ratio, SNR) olmak üzere MIMO kanalının kapasitesi Eş.1.6'da görüldüğü gibi ifade edilmektedir [8,16,17].

$$C = \log\left|(I_{M_R} + \frac{\rho}{N_T} HH^*)\right| \tag{1.6}$$

$|.|$, matrisin determinantını,

H^* , H matrisinin kompleks eşlenik devriğini,

I , $N_R x N_R$ boyutlu birim matrisi göstermektedir.

Eş.1.6'da yer alan HH^*, özdeğerleri türünden Eş.1.7'deki şekilde ifade edilebilmektedir.

$$C = \sum_{i=1}^{r} \log(1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_i) \tag{1.7}$$

Eş.1.7'de yer alan r, kanal matrisinin rankıdır ve ideal olarak min(N_R,N_T)'dir. Eş.1.7, MIMO kanalının kapasitesini her biri λ_i (i=1,….,r) güç kazancına ve E_s/N_T verici gücüne sahip r paralel SISO kanalının kapasitelerinin toplamını ifade etmektedir.

Eğer CSI hem vericide hem de alıcıda biliniyorsa ve kanal IID Rayleigh sönümlemeli ise vericide su doldurma (waterfilling) algoritması kullanmak en uygun metottur [8,18]. Bu durumda kapasite eşitliği Eş.1.8'de verildiği gibi olacaktır.

$$C = \sum_{i=1}^{r} \log(1 + \frac{\rho \gamma_i}{N_T} \lambda_i) \tag{1.8}$$

$\gamma_i = E\{|s_i|^2\}$ i 'inci alt kanalın iletim enerjisidir.

Kablosuz iletişim sistemlerinde, kanalda meydana gelen sönümlenmenin etkisini azaltmanın en iyi yolu çeşitleme tekniklerinden yaralanmak olduğu daha önce de vurgulanmıştır. İletilecek sinyalin uzay, zaman veya frekansta çeşitlemesini ön gören iletim çeşitleme sistemlerinin amacı, iletim ortamında bağımsız kanallar ortaya çıkartarak aynı bilgiye sahip çeşitlenmiş işaretlerin alıcıya ulaştırılmasıdır. Bant genişliğinden taviz vermeksizin kodlanan işaretler çeşitleme sayesinde bağımsız kanallardan birinde derin sönümlenmeye maruz kalsa bile diğer kanallardan alıcıya ulaşacak ve sistemin başarımını artıracaktır. Ancak tez çalışması kapsamında MIMO sistemlerine ilişkin ışın oluşturma, işaret kodlama, sinyal işleme teknikleri incelenmemiştir. Belirlenen bir kanal modelinde tasarlanan anten tarafından yapılan yayılımın çeşitlenmesi yoluna gidilmiştir. Kutupsal çeşitleme tekniği kullanılarak tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten ile aynı zamanda uzaysal çeşitleme tekniği aracılığıyla da elde edilebilecek ilinti ve spektral verimlilik değerleri bulunmuştur.

2. MİKROŞERİT YAMA ANTEN

Mikroşerit yama antenler, düşük profile sahip, mekanik olarak sağlam ve uygulanabilir olmalarından dolayı, sıklıkla hava ve uzay araçlarının dış yüzeylerine monte edilebilmektedir. Bunun yanında mikroşerit yama anten yapıları kablosuz haberleşme sistemlerinde de sıkça kullanılmaktadır. Mikroşerit yama antenler basit iki boyutlu fiziksel geometrisinden dolayı oldukça ucuza mal edilen ve tasarlanan elemanlardır. Genellikle UHF ve daha yüksek frekanslarda çalışmaktadır. Çünkü anten boyutu doğrudan rezonans frekansındaki dalga boyuna bağlıdır. Basit bir mikroşerit yama anten yapısı ile 6-9 dBi' lik kazanç sağlanabilmektedir. Mikroşerit yama antenler, çoklu besleme noktaları ya da asimetrik yama yapılarıyla tek bir besleme noktası kullanılarak dikey, yatay, sağ el dairesel veya sol el dairesel kutuplanmaya sahip biçimde kolayca tasarlanabilmektedir.

Mikroşerit yama anten kavramı ilk kez 1953 yılında Deschamps tarafından ortaya atılmıştır [19-20]. Mikroşerit antenin patenti ise Gutton ve Baissinot tarafından alınmıştır. Ancak geniş bir değer aralığındaki dielektrik sabitli, bakır ya da altınla kaplanmış tabaka için fotogravür tekniklerinin, kullanılabilir ısıl ve mekanik özelliklerinin, düşük kayıp oranlarının geliştirilerek teorik modelleri kadar iyi antenler üretilene kadar yaklaşık yirmi yıl geçmiştir. Gerekli özelliklere sahip dielektrik alttaş malzemelerin mevcut olmaması nedeniyle bu süreç uzun sürmüştür. Dielektrik alttaş malzemelerin gelişimi ile birlikte ilk pratik mikroşerit yama antenler 1970' lerin başlarında, Howell ve Munson tarafından geliştirilmiştir [21-22].

Mikroşerit yama antenler, bir tarafı anten elemanının desenin çıkarılacağı, diğer tarafı ise toprak düzlemine karşılık gelecek iki yüzü altın, bakır, vs. gibi iyi iletken özelliğine sahip metalle kaplanmış dielektrik bir malzeme üzerine asit ile yakılarak çizilmesiyle üretilen dar frekans bandına sahip anten yapılarıdır. Işımanın gerçekleşeceği yama, düşük kayıplı metalik malzemelerden seçilmekte ve değişik geometrik biçimlerde olabilmektedir. Işıma elemanlarının boyutları ve biçimi, taban malzemesinin kalınlığı ve dielektrik sabiti antenin elektirksel performansını doğrudan etkileyen başlıca parametrelerdir.

Mikroşerit yama antenlerde metalik elemanların kalınlığı 50-200 µm aralığında değerler alırken, kullanılan alttaş malzemenin dielektrik sabiti(ε_r) ve kalınlığı(h) tipik olarak $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12$, $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ arasında değerler almaktadır. Yama kısım ve toprak kısım birlikte bir iletim hattı oluşturarak quasi-TEM dalgalarla oluşan enerji için kılavuz görevi görmektedir. Dielektrik alttaş malzemenin elektriksel özellikleri, dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı ile belirlenmektedir. Bu nedenden dolayı çoğunlukla düşük tanjantlı malzemeler tercih edilmektedir [23]. Mikroşerit yama anten yapısı bütün yanal yüzeyi açık olan bir rezonatör olarak düşünülebilir. Mikroşerit yama antenlerdeki elektromanyetik alan yayılımı, toprak levhası ve mikroşerit anten iletkeninin kenarı arasındaki saçaklardan gerçekleşmektedir. Sınır şartı, açık alan yanal yüzeyindeki teğetsel manyetik alan bileşenlerinin sıfır olmasıdır. Sınır şartı kullanılarak herhangi bir mod için, alan bileşenleri ifade edilebilmektedir. Mikroşerit anten yapısı, bir mikroşerit hatla beslendiğinde, içinde alt ve üst plakalara dik bir elektrik alan bileşeni oluşmaktadır. Mikroşerit anten yapılarından TM modunda elektromanyetik alan yayılımı oluşmaktadır. Uzaya yayılan alan, mikroşerit yama antenin çevresindeki alanlar tarafından oluşturulmaktadır. Bu da mikroşerit yama antenlerin çözümlemesini zorlaştırmaktadır. Çözümlemelerin hızlandırması bakımından HFSS v11®, CST® gibi yüksek frekans benzetim programları kullanılmaktadır. Tez kapsamında teorik hesaplamalar HFSS v11®'de yapılan tasarımlarla desteklenmiştir.

2.1. Mikroşerit Yama Anten Kullanımında Avantajlar ve Dezavantajlar

Mikroşerit yama anten yapılarının avantajları ve dezavantajları bu bölümde belirtilmiştir. Tasarım yapılırken bu kriterlerin göz önünde bulundurulması gerekmektedir.

Mikroşerit yama antenlerin avantajları [24-26]:

- Besleme yerinde küçük değişikliklerle doğrusal ya da dairesel kutuplama yapılabilmektedir. Bu kutupsal çeşitleme için önemli bir avantaj sağlamaktadır.

- Yarımdalga boyunda ya da daha azında ayrılabilen geniş dizi oluşturmada kolaylık sağlamaktadır.

- Düşük ağırlığa sahiptir.
- Düşük üretim maliyetine sahiptir.
- Büyük değişiklikler olmadan füze, roket ve uydulara kolayca monte edilebilmektedir.
- Mikroşerit yama antenler modüler tasarıma uygundur (Modülatörler, anahtarlar, osilatörler, kuvvetlendiriciler, karıştırıcılar, faz kaydırıcılar gibi yarı iletken elemanlar doğrudan anten alttaş malzemesi katına eklenebilmektedir.)

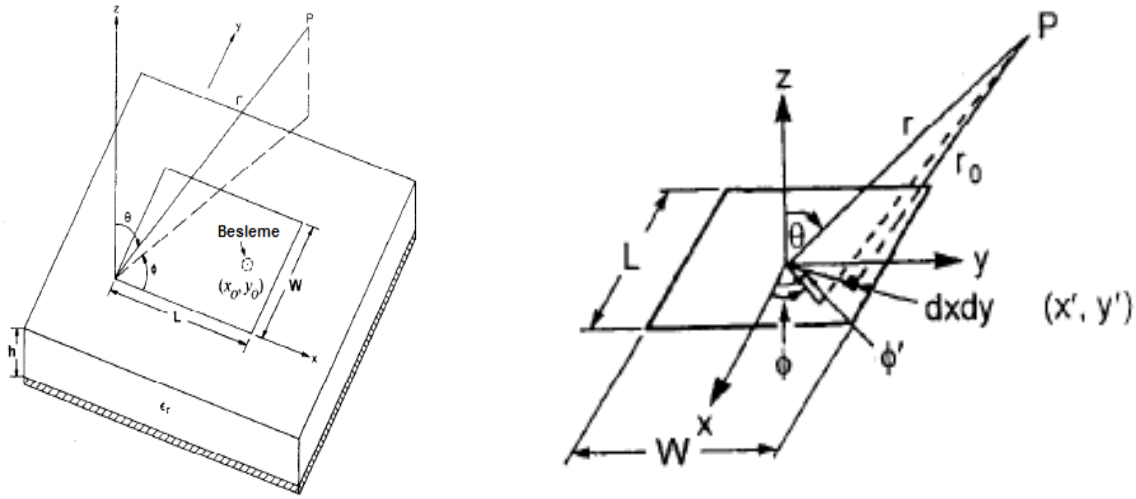
Mikroşerit yama antenlerin dezavantajları;

- Sınırlı band genişliğine sahiptir.
- Kayıplar nedeniyle kazançları düşüktür. Bu da düşük çıkış gücüne neden olmaktadır.
- Işıma yapan elemanlar ve besleme arasındaki yalıtım zayıftır.
- Boyuna dizi ışıma performansı zayıftır.
- Mikroşerit yama antenlerin çoğu yarım bir uzaya ışıma yapmaktadır.

2.2. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten

Mikroşerit yama anten geometrileri içinde en yaygın kullanılanı dikdörtgen mikroşerit yama antendir. Şekil 2.1a'da gösterildiği gibi; temel anten elemanı, arka yüzü toprak düzlemiyle kaplı h kalınlığında ve ε_r dielektrik sabitine sahip bir alttaş malzeme üzerine LxW boyutlarında iletken bir şerittir [23]. Yama, besleme ile uyarıldığında, toprak düzleminde ve yama metalinin alt kısmında bir akım dağılımı oluşmaktadır. Zamanın belirli bir anında, yamanın alt kısmı pozitif yükle ve toprak düzlemi ise negatif yükle yüklenmektedir. Bu yük dizileri arasındaki çekim gücü yükün büyük bir kısmını iki yüzey arasında tutmaya meyillidir. Bu itici güç yama üzerindeki pozitif yükler arasındaki bu yüklerin bir kısmının kenarlara doğru çekilmesini sağlamaktadır. Bu durumda kenarlarda büyük bir akım yoğunluğu meydana gelmektedir. Bu yükler, saçılma alanlarının ve buna bağlı ışımanın

kaynağı olarak nitelendirilmektedir. Saçılma alanı ve ışıyan güç, düşük dielektrik sabitine sahip daha kalın bir alttaş kullanılarak artırılabilmektedir.



(a) (b)

Şekil 2. 1: Dikdörtgen mikroşerit yama anten yapısı

2.3. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Analiz Yöntemleri

Mikroşerit yama antenleri analiz etmek için farklı yöntemler kullanılmaktadır. İletim hattı modeli, boşluk modeli ve tam dalga modeli antenin elektrik alan ve akım ifadelerini elde etmekte kullanılan başlıca yöntemlerdir.

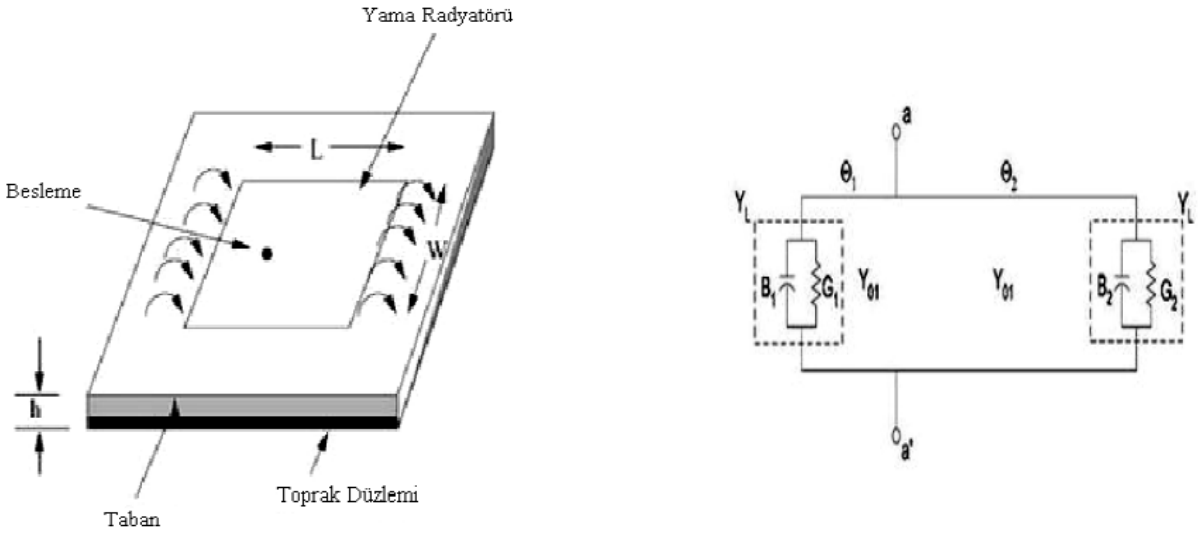
2.3.1. İletim Hattı Modeli

İletim hattı modeli, diğer modellerle karşılaştırıldığında en kolay modeldir. Bu model, dikdörtgen mikroşerit yama anteni, belli uzunluktaki düşük empedanslı bir iletim hattıyla ayrılan iki ışıyan yarık dizisi olarak sunmaktadır.

Yama boyutlarının uzunluk ve genişlik olarak sonlu olması dolayısıyla, yama kenarındaki alanlar, dielektriğin dışında oluşan ve etkin dielektrik sabitinde değişikliğe yol açan alanlar gibi saçılmaya uğramaktadır. Bu da yama boyutlarının ve taban kalınlığının bir fonksiyonu olarak ifade edilebilmektedir.

Saçılma etkisine bağlı olarak, elektriksel yama boyutları fiziksel boyutlardan daha büyük olmaktadır. Etkin uzunluk L_{eff}'i hesaplamak için Eş.2.1'deki formül kullanılmaktadır.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{2.1}$$



(a) (b)

Şekil 2. 2: Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antenin İletim Hattı Modeli (a)Mikroşerit Yama Anten iletim hattı modeli yandan görünüşü (b)Yama anten iletim hattı modeli eşdeğer devresi

Eş.2.1'de normalize edilmiş uzunluk uzantısı ΔL için yaklaşık ilişkisi Eş.2.2'deki gibi ifade edilebilmektedir.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)} \tag{2.2}$$

İyi bir ışıma verimliliği sağlayacak uygulanabilir genişlik, Eş.2.3'deki gibi olmalıdır.

$$W = \frac{c}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \tag{2.3}$$

Her ışıyan yarık paralel eşdeğer Y admintansı (G iletkenliği ve B suseptansı olmak üzere) ile temsil edilmektedir. Şekil 2. 2b'de gösterildiği üzere yarıklar Θ_1 ve Θ_2 olarak adlandırılmaktadır. Yarığın eşdeğer admitansı ise Eş.2.4'de gösterilmiştir.

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \tag{2.4}$$

Sonlu (W) genişliğindeki bir yarık için iletkenlik ve suseptans değerleri $\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$ koşulu altında Eş.2.5 ve Eş.2.6 kullanılarak bulunmaktadır[19].

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0}\left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2\right] \tag{2.5}$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0}[1 - 0.636\ \ln(k_0 h)] \tag{2.6}$$

Her iki yarık da birbirinin aynı olduğundan, eşdeğer admitansı Eş.2.7‘deki gibi elde edilmektedir.

$$Y_1 = Y_2$$

$$G_1 = G_2 \tag{2.7}$$

$$B_1 = B_2$$

Her yarığın iletkenliği boşluk modelinde bir sonraki kısımda hesaplanacak olan alan ifadesi kullanılarak ifade edilebilmektedir. En genel şekli ile iletkenlik Eş.2.8 ile elde edilmektedir.

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \tag{2.8}$$

İletim hattı modelinden elde edilen tüm bu denklemler antenin sentezi ve analizinde anten parametrelerinin hesabında kullanılmaktadır. Ancak bu modelde doğruluk değeri düşüktür ve bu yolla bağlaşım modeli çıkarmak zordur [19]. Bu nedenle tez çalışması kapsamında anten tasarımında boşluk modeli kullanılmıştır.

2.3.2. Tam Dalga Modeli

Tam Dalga Modelinde aşağıda belirtilen varsayımlar yapılmıştır.

1. Kapalı form öz fonksiyonlar şeklinde analitik basitliğe yol açar.
2. Duvar admitansları için kapalı form ifadeleri kullanırlar ve bu nedenle sayısal olarak daha az yoğun işlemler gerektirmektedir.

3. Uzay dalga ışıması, yüzey dalga ışıması ve ortak kuplaj gibi farklı olayları birlikte hesaba katan bir yaklaşımı kullanılmaktadır.

Sonuç olarak, tam dalga modeli aşağıda belirtilen çok sayıda sınırlamalar içermektedir [27-28].

- İletim z yönünde olduğu için iç bölgedeki alanlar z ile değişmez. Bu nedenle $\partial/_{\partial_z} \equiv 0$'dır. Bu kabulünden dolayı bu modeller sadece ince alttaşlar $(h/_{\lambda_0} < 0.01)$ için geçerlidir.

- Bu model, küçük genişlikli mikroşerit dipollere uygulandığında doğru sonuç vermemektedir [27].

- Yaklaşım bağlaşımlı ve açıklık bağlaşımlı mikroşerit beslemeler gibi bazı besleme konfigürasyonlarını modellemek zordur.

- Bir yama antenden olan çapraz kutuplanmış ışıma, iletim hattı modeli veya çok kapılı ağ modeli kullanılarak kestirilemez; çünkü sadece tek modlu analiz yapılmıştır.

İntegral denklemi tekniklerinin temel yaklaşımında, alltaş malzeme ve toprak düzlemi yan boyutları sonsuz uzunlukta alınmıştır. Çözümün sağlanması, hava-dielektrik ara yüzeyindeki sınır şartlarının tam anlamıyla sağlanmasına dayanmaktadır. Tam dalga modelinde çözümlemeler, Green fonksiyonu kullanılarak yapılmaktadır.

Green fonksiyonu, dielektrik kayıplarının, iletken kayıplarının, yüzey dalga modlarının ve uzay dalga ışımasının etkisini içermektedir. Yama iletkenindeki sınır şartı kullanılarak bir integral denklemini elde edilmektedir. Diferansiyel formdaki Maxwell denklemleri sonlu-fark şeklinde ve FDTD yaklaşımı kullanılarak zaman biriminde çözülmektedir. Bu teknik Green fonksiyonu kullanmaz ve bu nedenle küçük boyutlu toprak düzlemi ve tabanın etkisini hesaba katmaktadır. Antene monte edilmiş herhangi bir yarı iletken eleman, eleman-alan etkileşim seviyesinde analize katılabilmektedir. Bu imkan, aktif mikroşerit yama antenin doğru analizini sağlamaktadır. Tam dalga tekniklerinin bazı özellikleri aşağıda verilmiştir [28].

Doğruluk: Tam dalga teknikleri genelde empedans ve ışıma karakteristikleri için en doğru çözümü vermektedir.

Bütünlük : Tam dalga teknikleri; dielektrik kaybı, iletken kaybı, uzay dalga ışıması, yüzey dalgaları ve dış bağlaşım etkileri dahil olmak üzere tümünü tam olarak çözmektedir.

Çok Yönlülük : Tam dalga teknikleri herhangi bir şekle sahip mikroşerit elemanlar ve diziler, farklı tipte besleme teknikleri, çok katmanlı geometriler, anizotropik tabanlar ve aktif antenler için kullanılabilmektedir.

Hesaplama Maliyeti : Tam dalga teknikleri, sayısal olarak yoğun işlem gerektirmektedir. Bu sebeple hesaplama maliyetini düşürmek için dikkatli programlamaya ihtiyaç duyulmaktadır.

En fazla bilinen üç tam dalga tekniği şunlardır: Işın dağılımına ait bölge analizi tam dalga çözümü [29-30], karmaşık-potansiyel elektrik alan integral denklem yaklaşımı [28,31,32] ve sonlu fark zaman bölgesi tekniği [33-34].

Çok katmanlı ortam içeren problemler için integral denklemi iki farklı yolla çözülebilmektedir.

1. İntegral denklemi yazılır ve ışın dağılımına ait bölgede çözülür. Bu yaklaşım genelde ışın dağılımına ait bölge yaklaşımı olarak nitelendirilmektedir.

2. Diğer yaklaşımda, ışın dağılımına ait bölge Green fonsiyonunu hesaplamada kullanılmaktadır.

Tez çalışmasında analiz edilen çift kutuplu kare mikroşerit yama anten ve diğer anten yapılarının ışıma örüntüleri, yansıma ve bağlaşım grafiklerinin çıkarılmasında HFSS v.11® anten tasarım programı kullanılmıştır. HFSS v.11® anten tasarım programı, analiz hesaplarını tam dalga modeline göre gerçekleştirmektedir.

2.3.3. Boşluk Modeli

Boşluk modeli ilk olarak Lo tarafından geliştirilmiştir [35]. Bu modelde yama, iç bölgesi altta ve üstte elektrik duvarlar ve çevresi manyetik bir duvar tarafından sınırlandırılan bir rezonatör olarak modellenmektedir. Bu varsayımın temelleri ince alttaş malzemeler için (h<< λ_0) aşağıdaki gözlemlere dayanmaktadır [35].

- Şekil 2.1b'de gösterilen anten yerleşimi ve kartezyen koordinat düzlemine göre iç bölgedeki alanlar z ile değişmez ($\frac{\partial}{\partial z} \equiv 0$); çünkü alttaş malzeme kalınlığı çok incedir.

- Elektrik alan sadece z yönündedir ve manyetik alan yama metali ve toprak düzlemiyle sınırlandırılan bölgede sadece enine bileşenlere sahiptir. Bu gözlem üst ve alttaki elektrik duvarlarını sağlamaktadır.

- Yamadaki elektrik alan akımı yama metalinin kenarına normal olacak şekilde $\overline{H}$ 'ın teğetsel bileşeninin kenar boyunca ihmal edildiğini ve manyetik bir duvarın çevre boyunca yer alabileceğini belirten hiçbir bileşene sahip değildir. Matematiksel olarak da $\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0$ şeklinde ifade edilebilmektedir.

Yamadaki alan dağılımı, iç alan ve dış alan şeklinde iki bölgeye bölünebilmektedir. Dielektriğin ince olmasından dolayı, iç bölgedeki alan dağılımı $\frac{\partial}{\partial z} \equiv 0$ ve z modundaki TM ile tanımlanabilmektedir. Sonuç olarak Şekil 2.1b'deki kartezyen koordinat düzleminde E_x , H_x ve H_y olmak üzere sadece üç alan bileşeni mevcuttur.

Mikroşerit yama anten uygulamalarında tam dalga modeli en doğru sonucu vermektedir. Ancak tez çalışması kapsamında da anten parametrelerine yönelik alan ve akım ifadeleri, giriş empedans değeri dikdörtgen mikroşerit yamalı anten için boşluk modeli kullanılarak hesaplanmıştır. Analizler ilerleyen bölümlerde detaylı olarak anlatılmıştır.

İletim hattı modeli ile boşluk modeli karşılaştırıldığında, boşluk modeli daha hassas hesaplamalar gerektirmektedir. Bununla beraber iyi fiziksel yaklaşımlar vermektedir. Ancak bağlaşımı modellemek bu yöntemde daha zordur.

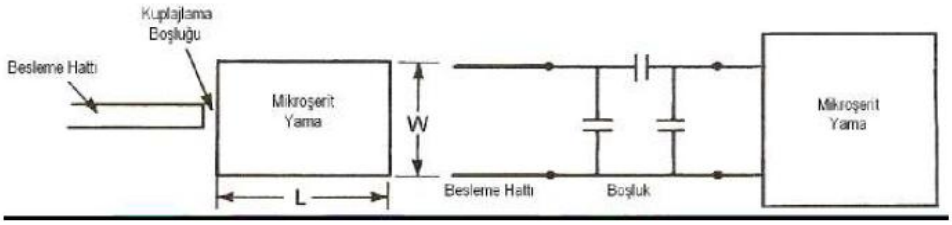
2.4. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Anten Besleme Şekilleri

Mİkroşerit yama antenler temelde mikroşerit hat besleme, eş eksenli hat besleme ve açıklık bağlaşımlı besleme olmak üzere üç farklı yöntemle beslenebilmektedir.

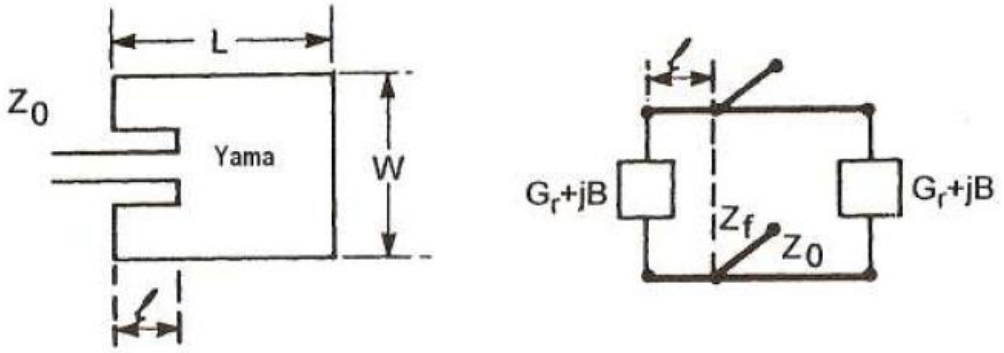
2.4.1. Mikroşerit Hat Besleme

Mikroşerit yama antenin aynı alttaş malzeme üzerindeki mikroşerit bir hat ile uyarımı sıkça kullanılan bir besleme tekniğidir. Çünkü yama, mikroşerit bir hattın uzantısı olarak düşünülebilir ve her ikiside aynı anda üretilebilmektedir [24-25]. Mikroşerit hat ile yama arasındaki bağlaşım Şekil 2.3(a)' da gösterildiği şekli ile kenar bağlaşımı şeklinde olmasının yanı sıra Şekil 2.3(b)'de olduğu gibi aralarındaki rezanatör üzerinden de olabilmektedir. Kenar bağlaşımlı mikroşerit hat ile yamanın uyarılması, Şekil 2. 4'te gösterildiği gibi mikroşerit hattın kesişme düzlemindeki H_y manyetik alanı ile ilişkili eşdeğer elektrik akım yoğunluğu J_z terimi ile ifade edilebilmektedir. Bu akım şeridinin genişliği akım yoğunluğu olarak alınabilmektedir [36]. J_z akımı, yama antenin E_z değeri ile bağlaşım oluşturmaktadır.

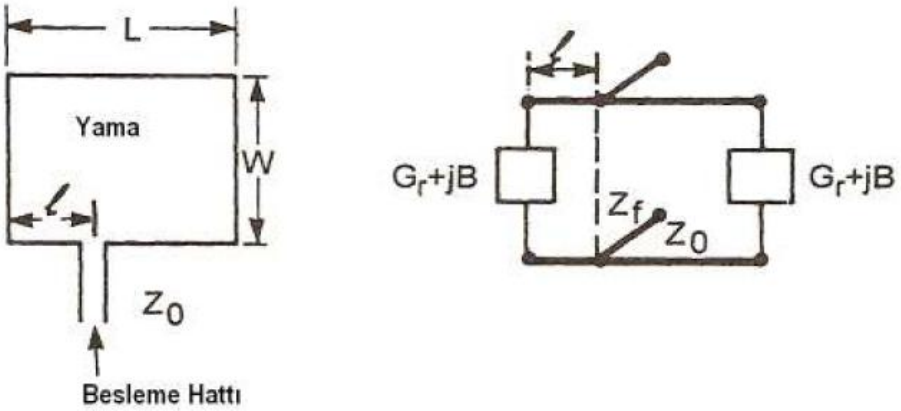
Şekil 2.3(a): Mikroşerit yama antenlerde ışıyan kenarda mikroşerit besleme eşdeğer devresi



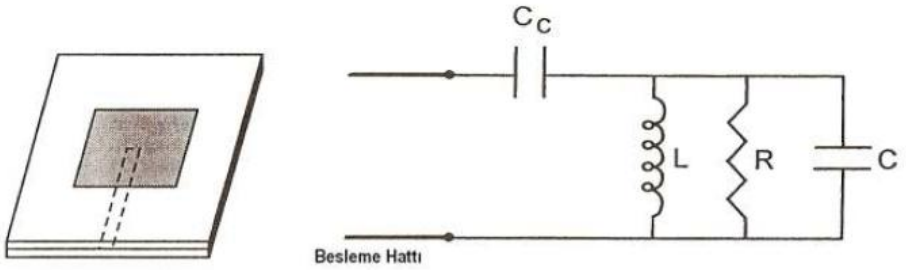
Şekil 2.3(b):Mikroşerit yama antenlerde rezonatör bağlaşımlı mikroşerit besleme eşdeğer devresi



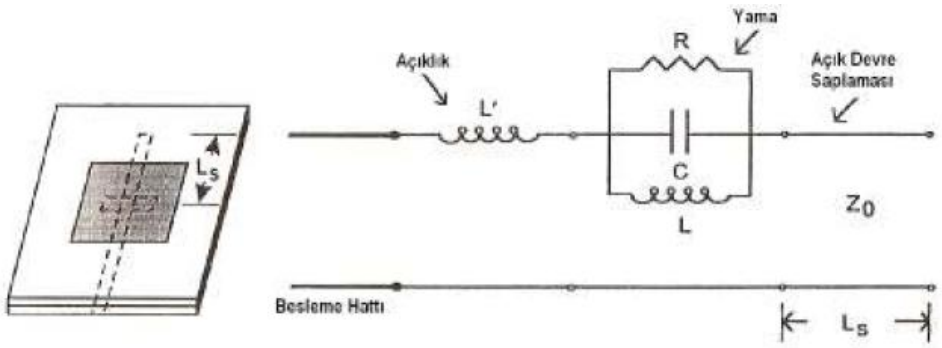
Şekil 2.3(c): Mikroşerit yama antenlerde ışıyan kenarda gömme mikroşerit besleme eşdeğer devresi



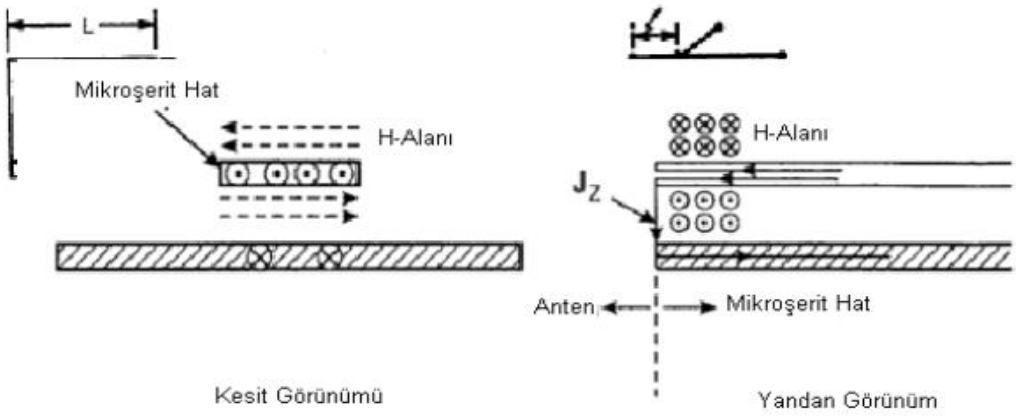
Şekil 2.3(d) : Mikroşerit yama antenlerde ışımayan kenarda mikroşerit besleme eşdeğer devresi



Şekil 2.3(e): Mikroşerit yama antenlerde yakınlık bağlaşımlı mikroşerit besleme eşdeğer devresi



Şekil 2.3(f) : Mikroşerit yama antenlerde açıklık bağlaşımlı mikroşerit besleme eşdeğer devresi



Şekil 2. 4: Eşdeğer akım yoğunluğu Jz ile yama antenle mikroşerit besleme hattı arasındaki ara yüzde Hy'nin gösterimi (Düz çizgiler akım çizgilerini, kesik çizgiler H çizgilerini göstermektedir.)

Şekil 2.3'de çeşitli mikroşerit besleme tipleri ve eşdeğer devreleri gösterilmektedir. Şekil 2.4 ise eşdeğer akım yoğunluğunun ve H-alanın yama üzerindeki yönleri ifade edilmiştir.

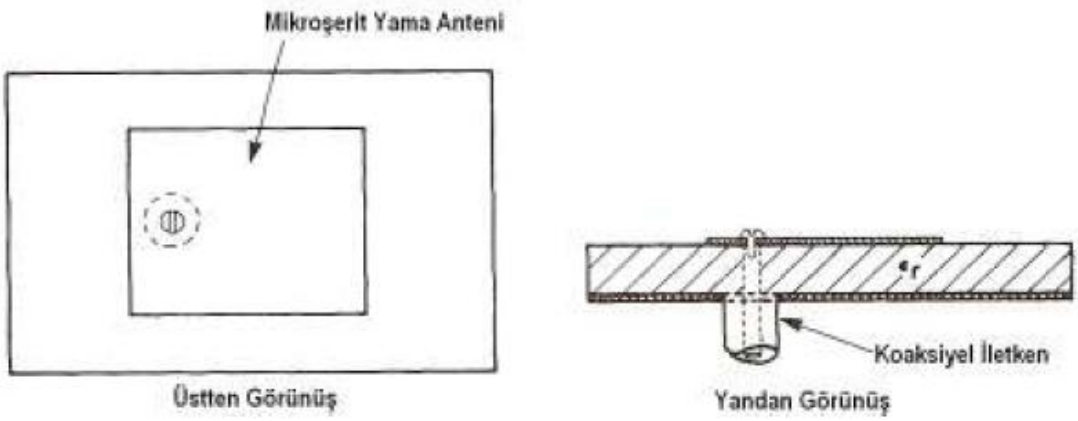
2.4.2. Eşeksenli Hat Besleme

Gücün bir prob üzerinden bağlaşım yaratması mikrodalga güç transferi için en temel yöntemlerden biridir. Prob, eşeksenli hat beslemesi durumunda eşeksenli hattın iç iletkeni olabildiği gibi gücü üçlü bir hattan mikroşerit yama antene ortak toprak düzlemindeki yarık üzerinden iletmek amacıyla da kullanılabilmektedir. N tipi eşeksenli iletken kullanılan bir mikroşerit yama anten Şekil 2. **5**' de gösterilmiştir [23]. Eşeksenli iletken, basılı devre kartının arka tarafına bağlanmaktadır. Eşeksenli hattın merkezi iletkeni alttaş malzemeyi geçtikten sonra

yama metaline lehimlenmektedir. Besleme noktasının konumu verilen mod için en iyi empedans uyumlandırmasını sağlayacak şekilde belirlenmektedir. Yama uyarımı genellikle J_z besleme akımı bağlaşımı üzerinden, yama modunun E_z alanına doğru meydana gelmektedir [28]. Bağlaşım sabiti Eş.2.9'da verilmiştir.

$$Bağlaşım \cong \iiint_V E_z J_z \, dv \cong \cos\left(\frac{\pi x_o}{L}\right) \tag{2.9}$$

Eş.2.9' da L yamanın rezonans uzunluğu ve x_o ise besleme noktasının yama kenarından olan kayma miktarı olarak tanımlanmaktadır. Yamanın ışıyan kenarında konumlanan bir besleme için bağlaşımın maksimum seviyede olduğunu göstermektedir ($x_o = 0$ ve ya $x_o = L$).



Şekil 2. 5: Eşeksenli prob beslemeli dikdörtgen mikroşerit yama anten

Şekil 2.5'de eş eksenli prob beslemenin üstten ve yandan görünüşü gösterilmektedir.

2.4.3. Açıklık Bağlaşımlı Besleme

Bu besleme türü kullanıldığında daha geniş frekans band genişliği elde edilebilmektedir. Işıyan yamanın besleme yapısından meydana gelen ışımadan korunması sağlanmaktadır [37]. Besleme şekli Şekil 2.3(f)'de gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, yapıda, ortak bir toprak düzlemiyle ayrılan iki taban kullanılmaktadır. Alttaş malzemedeki mikroşerit besleme hattı, yamaya ortak toprak düzlemindeki bir yarık açıklık üzerinden elektromanyetik olarak bağlaşım sağlamaktadır. Yarık herhangi bir şekilde ve ya boyutta olabilmektedir. Bu parametreler frekans band genişliğini geliştirmek için kullanılmaktadır. İki katman için alttaş malzeme parametreleri, beslemeyi ve ışımayı optimize edecek şekilde

bağımsız olarak şeçilmektedir. Besleme hattının tabanı ince ve yüksek dielektrik sabitine sahip olmalıdır. Besleme hattının açık ucunda oluşan ışıma yamanın ışıma örüntüsü ile girişim yapmamaktadır. Çünkü toprak düzlemi koruma etkisi yaratmaktadır. Ancak bağlaşım yarığı rezonansta değilse, yarıkta oluşacak olan arka hüzme ışıması, ileri yöndeki ana hüzmenin 15-20dB altında kalmaktadır. Eğer bağlaşım yarığı için rezonans sağlanamazsa, düzgün bir yayılım elde edilememektedir.

Literatürde açıklık bağlaşımlı beslemeye yönelik tasarım eşitlikleri yer almamaktadır. Bu nedenle, bu besleme türü ile yapılan tasarımı, eşitliklerle desteklemek mümkün olmamaktadır. Tez çalışması kapsamında çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarımı için bu besleme çeşidi de kullanılmıştır. Sonuçlar ve açıklık bağlaşımlı besleme tasarımına ilişkin elde edilen eşitlikler Ek-2'de yer almaktadır. İstenen sonuçlar elde edilemediği için tez kapsamında, daha önce anlatılan besleme türü olan mikroşerit hat beslemesi kullanılmıştır.

Mikroşerit yama antenler özetle, mikroşerit hat, eşeksenli hat, bağlaşım, dielektrik dalga kılavuzu, yakınlık bağlaşım, açıklık bağlaşım, gibi yöntemlerle beslenebilmektedir. Besleme şeklinin temel anten parametreleri olan yayılım örüntülerine, uyumlandırma yöntemine doğrudan etkisi bulunmaktadır. Bu nedenle kullanılacak anten uygulamasının anten karakteristiğine göre, en uygun besleme tekniği seçilmelidir. Tez çalışması kapsamında iki farklı besleme çeşidi, açıklık bağlaşımlı besleme ve mikroşerit hat besleme yöntemleri denenmiştir. Sonuç olarak tasarlanan yapıda mikroşerit hat beslemesi kullanılmaya karar verilmiştir.

2.5. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antende Alan ve Akım İfadeleri ile Anten Parametrelerinin Elde Edilmesi

Bu bölümde dikdörtgen mikroşerit yama anten boşluk modeli kullanılarak analiz edilmiştir. Ayrıca dikdörtgen mikroşerit yama antenin elektrik alan ifadeleri ve anten parametreleri elde edilmiştir.

2.5.1. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antenin Boşluk Modeli Kullanılarak Analiz Edilmesi

Tez çalışması kapsamında bölüm 2.3.3'de anlatılan nedenlerden dolayı boşluk modeli kullanılmıştır. Tüm alan ve akım ifadeleri buna bağlı olarak

çıkarılmıştır. Bölüm 2.3.3'de belirtildiği gibi alanın E_z , H_x ve H_y olmak üzere üç tane bileşeni bulunmaktadır. Elektrik alan $\overline{E}$, Eş.2.10'da verilen dalga denklemini sağlamalıdır.

$$\nabla \times \nabla \times \overline{E} - k^2\overline{E} = -jw\mu_0\overline{J} \tag{2.10}$$

İç bölgedeki alan dağılımı ve iletim yönü z yönünde olduğundan $\frac{\partial}{\partial z} \equiv 0$ olmaktadır. Ayrıca z modundaki TM ile tanımlanabilir olduğundan elektrik alan $\overline{E}$ vektöründe sadece z bileşeni bulunmaktadır. Bu durumda Şekil 2.1b'deki anten yerleşim ve kartezyen koordinat düzlemine göre Eş.2.11a'da $E_x = 0 \; ve \; E_y = 0$ olmaktadır.

$$\overline{E} = E_x\hat{a}x + E_y\hat{a}y + E_z\hat{a}z \tag{2.11a}$$

Eş.2.11a yeniden düzenlendiğinde Eş.2.11b elde edilmektedir.

$$\overline{E} = E_z\hat{a}z \tag{2.11b}$$

Ayrıca boşluk modeli için iç bölgedeki alan dağılımı z yönünde olması ve alttaş malzemenin çok ince olması nedeniyle, iç bölgede $\frac{\partial}{\partial z} \equiv 0$ olduğunun göz önünde bulundurulması gerektiği daha önce de vurgulanmıştır.

O halde, Eş. 2.10, Eş.2.12'de verildiği gibi yeniden düzenlenebilmektedir.

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = jw\mu_0 J \tag{2.12}$$

$$k^2 = w^2\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r \tag{2.13}$$

Eş.2.10 ve Eş.2.12' de yer alan $\overline{J}$, besleme vasıtasıyla oluşan elektrik akım yoğunluğu olarak tanımlanmaktadır. Elektrik akım yoğunluğu, $\overline{J}$ sadece z yönünde oluşmaktadır [28].

O halde,

$$\overline{J} = J_z\hat{a}z \tag{2.14}$$

olmaktadır.

Dahili elektrik alan dağılımı, boşluğun eigen fonksiyon terimleriyle elde edilebilmektedir. Yama boşluğundaki elektrik alan, Eş.2.15'de görüldüğü gibi boşluğun çeşitli modları cinsinden ifade edilebilmektedir.

$$E_z(x,y) = \sum_m \sum_n A_{mn}\psi_{mn}(x,y) \tag{2.15}$$

A_{mn} , elektrik alan mod vektörü ve ya Eigen fonksiyonu ψ_{mn} ile ilişkili genlik katsayısı olarak tanımlanmaktadır. Eş.2.15'deki elektrik alan ifadesi, çözümleme hızını artırmak için çift seri açılımı yerine tek seri olarak da açılabilmektedir [35]. Eigen fonksiyonu ψ_{mn}, homojen dalga denklemini, Eş.2.16'da yer alan sınır koşullarını ve normalizasyon koşullarını sağlaması gerekmektedir.

O halde,

$$\left.\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial x}\right|_{x=0} = 0 = \left.\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial x}\right|_{x=L} \tag{2.16a}$$

$$\left.\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial y}\right|_{y=0} = 0 = \left.\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial y}\right|_{y=W} \tag{2.16b}$$

Manyetik duvarlarda $\frac{\partial\psi_{mn}}{\partial n} = 0$ sağlanması gerektiğinden Eş.2.16a ve Eş.2.16b elde edilmiştir. Eşitliklerden de anlaşıldığı gibi Eigen fonksiyonlarının alttaş malzeme parametrelerine göre değil, yama metalinin şekline ve boyutuna dayandığı kolaylıkla görülmektedir. Çünkü manyetik alan duvarları yama metali etrafında Δ farkı mesafede bulunmaktadır. Bu da yamanın etkin boyutlarını belirleyen en önemli faktördür.

Eş.2.12'de yer alan ifadenin çözümlemesi yapılırken, öncelikle E_z yerine Eş.2.15'deki ifade yerleştirilmektedir. Daha sonra elde edilen eşitliğin her iki tarafı ψ_{mn}^*ile çarpılmaktadır. Yama alanı üzerindeki integrali hesaplamak için aşağıdaki işlem adımları takip edilmiştir.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_{mn}^2\right)\psi_{mn} = 0 \tag{2.17}$$

$$\int_x \int_y \psi_{mn}\psi_{mn}^* \, dxdy = 1 \tag{2.18}$$

Eş.2.12'deki E_z yerine Eş.2.15'deki ifade koyulduğunda,

$$\frac{\partial^2 A_{mn}\psi_{mn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{mn}\psi_{mn}}{\partial y^2} + k^2 A_{mn}\psi_{mn} = jw\mu_0 J \tag{2.19}$$

Eş.2.19'da eşitliğin her iki tarafı ψ_{mn}^* ile çarpıldığında,

$$\psi_{mn}^* A_{mn}\left(\frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial y^2} + k^2\psi_{mn}\right) = (jw\mu_0 J)\psi_{mn}^* \tag{2.20}$$

ve Eş.2.20'nin yama boyutu üzerinden yüzey integrali alındığında Eş.2.21 elde edilmiştir.

$$\int_x \int_y A_{mn}\left(\frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial y^2} + k^2\psi_{mn}\right)\psi_{mn}^* dxdy = \int_x \int_y (jw\mu_0 J)\psi_{mn}^* dxdy \tag{2.21}$$

Eş.2.17 kullanırak Eş.2.22'ye ulaşılabilmektedir.

$$\frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial y^2} = -k_{mn}^2 \psi_{mn} \tag{2.22}$$

Eş.2.22, Eş.2.21'deki $\frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{mn}}{\partial y^2}$ yerine koyulduğunda ise Eş.2.23 bulunmuştur.

$$\int_x \int_y A_{mn}(-k_{mn}^2\psi_{mn} + k^2\psi_{mn})\,\psi_{mn}^* dxdy = \int_x \int_y (jw\mu_0 J)\psi_{mn}^* dxdy \tag{2.23}$$

Eş.2.23'de x ve y değişkenlerinden bağımsız terimler integral dışına çıkarıldığında,

$$\int_x \int_y \psi_{mn}\psi_{mn}^* dxdy \,.\, A_{mn}(k^2 - k_{mn}^2) = \int_x \int_y (jw\mu_0 J)\psi_{mn}^* dxdy \tag{2.24}$$

eşitliğine ulaşılmaktadır.

Eş.2.18'de belirtildiği üzere $\int_x \int_y \psi_{mn}\psi_{mn}^* \, dxdy = 1$ olduğundan, Eş.2.18, Eş.2.24'de yerine koyulmuştur. Sonuç olarak A_{mn}, Eş.2.25'de verildiği şekli ile bulunmuştur.

$$A_{mn} = \frac{jw\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \iint_{feed} \psi_{mn}^* J_z \, dxdy \tag{2.25}$$

Eş.2.16'den Eş.2.18'e kadarki eşitlikler ortak çözümlendiğinde eigen fonksiyon ifadesi,

$$\psi_{mn}(x,y) = \sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \qquad m,n = 0,1,2,p,\ldots \tag{2.26}$$

şeklinde elde edilmiştir.

$$\varepsilon_p = \begin{cases} 1\,, & p = 0 \; için \\ 2, & p \neq 0 \; için \end{cases}$$

$$k_m = \frac{m\pi}{L}, \qquad k_n = \frac{n\pi}{W}, \qquad k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2 \tag{2.27}$$

Eş.2.25'de elde edilen A_{mn} ifadesinde yeralan J_z elektrik akım yoğunluğu, eşeksenel besleme kullanıldığı durum için, x_0, y_0 besleme noktasının yeri ve D_x, D_y eşeksenel prob beslemenin kesitsel alanı olmak üzere,

$$J_z = \begin{cases} I_0/(D_x D_y) & x_0 - \frac{D_x}{2} \leq x \leq x_0 + \frac{D_x}{2}\,, \quad y_0 - \frac{D_y}{2} \leq y \leq y_0 + \frac{D_y}{2} \\ 0 & diğer\ yerlerde \end{cases} \tag{2.28}$$

olarak yazılabilmektedir. Mikroşerit hat besleme için $D_x = 0$ ve D_y mikroşerit besleme hattın genişliği olarak tanımlanmaktadır.

Eş.2.28'deki J_z ifadesi Eş.2.25'de yerine koyulduğunda,

$$A_{mn} = \frac{1}{D_x D_y} \frac{jw\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \iint_{feed} I_0 \psi_{mn}^* \, dxdy \tag{2.29}$$

elde edilmektedir. Eş.2.29 düzenlendiğinde,

$$A_{mn} = \frac{jw\mu_0 I_0}{k^2 - k_{mn}^2}\sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}}\cos(k_m x_0)\cos(k_n y_0)\, sinc\left(\frac{n\pi D_x}{2L}\right) sinc\left(\frac{m\pi D_y}{2W}\right) \qquad (2.30)$$

sonucuna ulaşılmaktadır.

Sonuç olarak, Eş.2.15'de yer alan yama boşluğundaki elektrik alan E_z ifadesinde, elde edilen $\psi_{mn}(x,y)$ ve A_{mn} değerleri yerine koyulduğunda; E_z ,

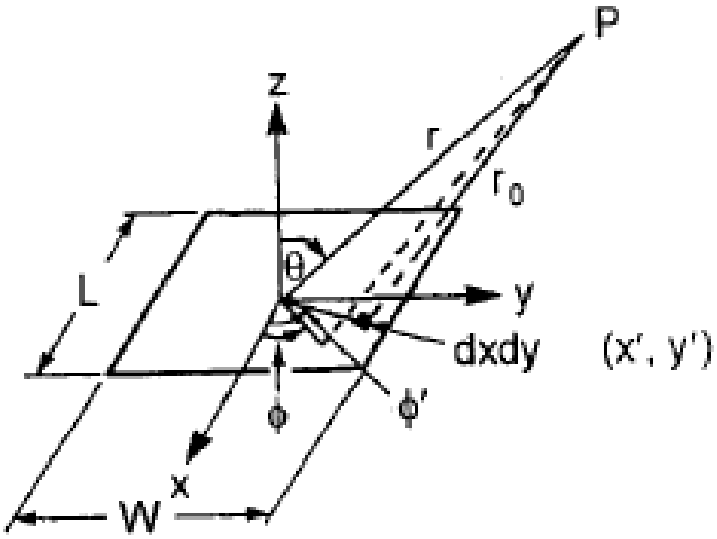
$$E_z(x,y) = \sum_m \sum_n \frac{jw\mu_0 I_0}{k^2 - k_{mn}^2}\sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}}\cos(k_m x_0)\cos(k_n y_0)\,\psi_{mn}(x,y) sinc\left(\frac{n\pi D_x}{2L}\right) sinc\left(\frac{m\pi D_y}{2W}\right) \qquad (2.31)$$

olarak elde edilmiştir.

Eş. 2.31'de elde edilen yama boşluğundaki elektrik alan, giriş empedansının hesaplanmasında bölüm 2.5.5.4'de besleme noktasındaki gerilim değerini elde etmek için kullanılmıştır.

2.5.2. Dikdörtgen Mikroşerit Yama Antenin Elektrik Alan İfadelerinin Elde Edilmesi

Şekil 2. 6'da yer alan dikdörtgen mikroşerit yama anten beslendiğinde herhangi bir $P(r,\theta,\phi)$ noktasında antenin dışında elektrik ve manyetik alanlar oluşmaktadır.



Şekil 2. 6: Mikroşerit Yama Anten kartezyen koordinattaki yerleşimi

Öncelikle sadece manyetik akımın var olduğunu varsayarak elektrik ve manyetik alanlar Eş.2.32 ve Eş.2.33'de verildiği gibi ifade edilmektedir [19].

$$\bar{E}^m(r) = -\frac{1}{\varepsilon}\nabla \times \bar{F} \tag{2.32}$$

$$\bar{H}^m(r) = \frac{1}{jw\mu\varepsilon}\nabla(\nabla.\bar{F}) - jw\bar{F} \tag{2.33}$$

$\bar{F}$, vektör elektrik potansiyel

ε , ortamın elektriksel geçirgenliği

μ , ortamın manyetik geçirgenliği

m , manyetik akımdan dolayı oluşan alanları ifade etmek için kullanılmıştır.

Vektör elektriksel potansiyel ise

$$\bar{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi}\iint_S \bar{M}(\bar{r}')\frac{e^{-jk_0|\bar{r}-\bar{r}'|}}{|\bar{r}-\bar{r}'|}ds' \tag{2.34}$$

olarak ifade edilmektedir. Eş.2.34'de yer alan $\bar{M}(\bar{r}')$ yüzey manyetik akım yoğunluğu olarak tanımlanmaktadır.

Aynı şekilde sadece elektrik akımın olduğunu varsayarsak, vektör manyetik potansiyel $\bar{A}$ olmak üzere elektrik akımından dolayı oluşan alanlar,

$$\bar{E}^e(r) = \frac{1}{jw\mu\varepsilon}\nabla(\nabla.\bar{A}) - jw\bar{A} \tag{2.35}$$

$$\bar{H}^e(r) = \frac{1}{\mu}\nabla \times \bar{A} \tag{2.36}$$

şeklinde ifade edilebilmektedir.

Vektör manyetik potansiyel $\bar{A}$ ise, $\bar{J}(\bar{r}')$ yüzey elektrik akım yoğunluğu olmak üzere Eş.2.37'de verilmiştir.

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \bar{J}(\bar{r}') \frac{e^{-jk_0|\bar{r}-\bar{r}'|}}{|\bar{r}-\bar{r}'|} ds' \tag{2.37}$$

Elektrik ve manyetik akımlar birlikte düşünüldüğünde ise bu akımlardan dolayı oluşan toplam alan ifadeleri ise Eş. 2.38'de ve Eş.2.39'da verilmiştir [19].

$$\bar{E}(r) = \bar{E}^e(r) + \bar{E}^m(r) \tag{2.38a}$$

$$\bar{E}(r) = \frac{1}{jw\mu\varepsilon}\nabla(\nabla.\bar{A}) - jw\bar{A} - \frac{1}{\varepsilon}\nabla \times \bar{F} \tag{2.38b}$$

$$\bar{H}(r) = \bar{H}^e(r) + \bar{H}^m(r) \tag{2.39a}$$

$$\bar{H}(r) = \frac{1}{jw\mu\varepsilon}\nabla(\nabla.\bar{F}) - jw\bar{F} + \frac{1}{\mu}\nabla \times \bar{A} \tag{2.39b}$$

Uzak alandaki önemli alan bileşenleri, iletim yönünde olan bileşenler olarak ifade edilmektedir. Bu bileşenler, θ ve ϕ bilşenleridir. Elektrik alan ifadesinde etkin olan akım, manyetik akım iken, manyetik alan ifadesinde etkin olan akım, elektrik akım olarak nitelendirilmektedir. Bu nedenle elektrik alan ifadesini elde etmek için, sadece manyetik akım düşünülmektedir. Elektrik ve manyetik alanın θ ve ϕ bileşenleri,

$$H_\theta = -jwF_\theta \tag{2.40a}$$

$$H_\phi = -jwF_\phi \tag{2.40b}$$

ve

$$\bar{E} = -\eta_0 \hat{a}_r \times \bar{H} \tag{2.41}$$

olmak üzere

$$\bar{E} = -\eta_0 \hat{a}_r \times \left(\hat{a}_\theta H_\theta + \hat{a}_\phi H_\phi\right) \tag{2.42}$$

$$\bar{E} = -\eta_0 \left(\hat{a}_\phi H_\theta - \hat{a}_\theta H_\phi\right) \tag{2.43}$$

olarak elektrik alan ifadesi elde edilmiştir [19].

Eş.2.40'da elde edilen ifadeler Eş.2.43'de yerine koyulduğunda, Eş.2.44 bulunmaktadır.

$$\bar{E} = jw\eta_0\left(\hat{a}_\phi F_\theta - \hat{a}_\theta F_\phi\right) \tag{2.44}$$

Benzer şekilde elektrik akımı tek başına düşünüldüğünde manyetik alan ifadesini elde etmek için kullanılan eşitlikler aşağıda yer almaktadır.

$$E_\theta = -jwA_\theta \tag{2.45a}$$

$$E_\phi = -jwA_\phi \tag{2.45b}$$

ve

$$\bar{H} = \frac{1}{\eta_0}\,\hat{a}_r \times \bar{E} \tag{2.46}$$

olmak üzere

$$\bar{H} = \frac{1}{\eta_0}\,\hat{a}_r \times \left(\hat{a}_\theta E_\theta + \hat{a}_\phi E_\phi\right) \tag{2.47}$$

$$\bar{H} = \frac{1}{\eta_0}\,\left(\hat{a}_\phi E_\theta - \hat{a}_\theta E_\phi\right) \tag{2.48}$$

olarak manyetik alan ifadesi elde edilmiştir.

Eş.2.45'de elde edilen ifadeler Eş.2.48'de yerine koyulduğunda, Eş.2.49 elde edilmiştir.

$$\bar{H} = -\frac{jw}{\eta_0}\,\left(\hat{a}_\phi A_\theta - \hat{a}_\theta A_\phi\right) \tag{2.49}$$

Uzak alan düşünüldüğünde Eş.2.34 ve Eş.2.37'de hem genlik hem faz kısmında yer alan $|\bar{r} - \bar{r}'|$ ifadesi,

Genlik için $|\bar{r} - \bar{r}'| = r$,

Faz için $|\bar{r} - \bar{r}'| = r - r'\cos\psi$ olarak yazılabilmektedir.

Elde edilen genlik ve faz ifadeleri Eş.2.34 ve Eş.2.37'de yerine koyularak eşitlikler yeniden düzenlendiğinde vektör elektrik potansiyel $\bar{F}$ ve vektör manyetik potansiyel $\bar{A}$,

$$\bar{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\iint_S \bar{M}(\bar{r}')\frac{e^{-jk_0 r'\cos\psi}}{|\bar{r}-\bar{r}'|}ds' \tag{2.50}$$

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\iint_S \bar{J}(\bar{r}')\frac{e^{-jk_0 r'\cos\psi}}{|\bar{r}-\bar{r}'|}ds' \tag{2.51}$$

olarak elde edilmiştir.

Mikroşerit yama antenin x-y düzlemine yerleştirilmiş olduğu düşünüldüğünde,

$$r'cos\psi = r'\hat{a}r = (x'\hat{a}x + y'\hat{a}y)(\hat{a}x\, sin\theta cos\phi + \hat{a}y\, sin\theta sin\phi + \hat{a}z\, cos\theta) \tag{2.52a}$$

olmak üzere

$$r'cos\psi = x'sin\theta cos\phi + y'sin\theta sin\phi \tag{2.52b}$$

olarak ifade edilmektedir. Buna göre Eş.2.50 yeniden düzenlendiğinde

$$\bar{F} = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-L/2}^{L/2}\int_{-W/2}^{W/2}\bar{M}(x',y')e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \tag{2.53a}$$

ve anten x-y düzleminde yer aldığından,

$$\bar{M}(x',y') = M_x(x',y')\hat{a}_x + M_y(x',y')\hat{a}_y \tag{2.53b}$$

olarak yazılmaktadır. Eş.2.53b, Eş.2.53a'da yerine koyulursa,

$$\bar{F} = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}}\left[M_x(x',y')\hat{a}_x + M_y(x',y')\hat{a}_y\right]\, e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \tag{2.53c}$$

olarak vektör elektriksel potansiyel elde edilmiştir. Vektör elektriksel potansiyelin bileşenleri ise Eş.2.54'de ifade edildiği gibi olmaktadır.

$$F_x = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}}\left[M_x(x',y')\hat{a}_x\right]\, e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \tag{2.54a}$$

$$F_y = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}}\left[M_y(x',y')\hat{a}_y\right]\ e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi+y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \qquad (2.54b)$$

$$F_z = 0 \qquad (2.54c)$$

Elektrik alanın Eş.2.44'de yer alan şekli ile hesaplanabilmesi için Eş.2.54'deki kartezyen düzlem bileşenlerinin silindirik koordinat bileşenlerine dönüştürmek gerekmektedir. Bu dönüşüm için,

$$\begin{bmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sin\theta cos\phi & sin\theta sin\phi & cos\theta \\ cos\theta cos\phi & cos\theta sin\phi & -sin\theta \\ -sin\phi & cos\phi & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \qquad (2.55)$$

ifadesi kullanılmıştır.

$$F_\theta = cos\theta cos\phi F_x + cos\theta sin\phi F_y - sin\theta F_z \qquad (2.56a)$$

$$F_\phi = -sin\phi F_x + cos\phi F_y \qquad (2.56b)$$

Eş.2.56'da bulunan ifadeler, Eş.2.44'de yerine koyulduğunda, elektrik alan bileşenleri Eş.2.57'de verildiği gibi elde edilmiştir.

$$\bar{E} = jw\eta_0\left[\hat{a}_\phi\left(cos\theta cos\phi F_x + cos\theta sin\phi F_y\right) - \hat{a}_\theta\left(-sin\phi F_x + cos\phi F_y\right)\right] \qquad (2.57a)$$

$$E_\theta = jw\eta_0\left(sin\phi F_x - cos\phi F_y\right) \qquad (2.57b)$$

$$E_\phi = jw\eta_0\left(cos\theta cos\phi F_x + cos\theta sin\phi F_y\right) \qquad (2.57c)$$

Manyetik alan ifadesini elde etmek için Eş.2.51, Eş.2.52b kullanılarak tekrar düzenlendiğinde,

$$\bar{A} = \frac{\mu_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-L/2}^{L/2}\int_{-W/2}^{W/2}\bar{J}(x',y')e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi+y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \qquad (2.58a)$$

ve anten x-y düzleminde yer aldığından,

$$\bar{J}(x',y') = J_x(x',y')\hat{a}_x + J_y(x',y')\hat{a}_y \qquad (2.58b)$$

olarak yazılabilmektedir. Eş.2.58b, Eş.2.53a'da yerine koyulursa,

$$\bar{A} = \frac{\mu_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}}\left[J_x(x',y')\hat{a}_x + J_y(x',y')\hat{a}_y\right]\ e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \qquad (2.58c)$$

olarak vektör manyetik potansiyel elde edilmiştir [19]. Vektör manyetik potansiyelin bileşenleri ise Eş.2.59'da ifade edilmiştir.

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}}\left[J_x(x',y')\hat{a}_x\right]\ e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \qquad (2.59a)$$

$$A_y = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}}\left[J_y(x',y')\hat{a}_y\right]\ e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \qquad (2.59b)$$

$$A_z = 0 \qquad (2.59c)$$

Eş.2.55'deki koordinat dönüşümü kullanıldığında,

$$A_\theta = cos\theta cos\phi A_x + cos\theta sin\phi A_y - sin\theta A_z \qquad (2.60a)$$

$$A_\phi = -sin\phi A_x + cos\phi A_y \qquad (2.60b)$$

ve Eş.2.49'da yerine koyulduğunda manyetik alan bileşenleri Eş.2.61'deki gibi elde edilmiştir.

$$\bar{H} = -\frac{jw}{\eta_0}\left[\hat{a}_\phi\left(cos\theta cos\phi A_x + cos\theta sin\phi A_y\right) - \hat{a}_\theta\left(-sin\phi A_x + cos\phi A_y\right)\right] \qquad (2.61a)$$

$$H_\theta = \frac{jw}{\eta_0}\left(-sin\phi A_x + cos\phi A_y\right) \qquad (2.61b)$$

$$H_\phi = -\frac{jw}{\eta_0}\left(cos\theta cos\phi A_x + cos\theta sin\phi A_y\right) \qquad (2.61c)$$

Tez çalışması kapsamında, tasarlanan kare mikroşerit yama antenin elde edilen eşitlikler doğrultusunda elektrik alan bileşenlerinin elde edilmesi

gerekmektedir. Yama boyutları LxL olmak üzere; iki beslemeli yapıda x eksenine paralel olan mikroşerit hat besleme referans alındığında,

$$E_x = -\frac{V_0}{L}\left(\frac{V}{m}\right) \tag{2.62a}$$

$$E_y = 0 \tag{2.62b}$$

ve

$$M = 2E_a \times \hat{n} \tag{2.63a}$$

olmak üzere

$$M_y = \begin{cases} \frac{V_0}{L} & -\frac{L}{2} < x < \frac{L}{2}, -\frac{L}{2} < y < \frac{L}{2} \\ 0 & diğer\ bölgelerde \end{cases} \tag{2.63b}$$

olarak yüzey manyetik akım yoğunluğu elde edilmiştir. Eş.2.63b'de görüldüğü gibi vektör elektriksel potansiyelin sadece y bileşeni yer almaktadır. O halde M_y ifadesi Eş.2.54b'de yerine koyulduğunda Eş.2.64 bulunmuştur.

$$F_y = \frac{V_0}{L}\frac{\varepsilon_0}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} e^{jk_0(x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi)}dx'dy' \tag{2.64}$$

Eş.2.64'de yer alan üstel integrali çözmek için,

$$\int_{-c/2}^{c/2} e^{j\propto z}dz = c\frac{\sin(\frac{\propto}{2}c)}{\frac{\propto}{2}c} = c\ sinc\left(\frac{\propto}{2}c\right) \tag{2.65}$$

eşitliğinden yararlanılmıştır. Buna göre Eş.2.64 yeniden düzenlendiğinde,

$$F_y = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}V_0 L\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\frac{\sin(\frac{k_0 \mathrm{L}}{2}\sin\theta\cos\phi)}{\frac{k_0 \mathrm{L}}{2}\sin\theta\cos\phi}\frac{\sin(\frac{k_0 \mathrm{L}}{2}\sin\theta\sin\phi)}{\frac{k_0 \mathrm{L}}{2}\sin\theta\sin\phi} \tag{2.66a}$$

$$F_y = \frac{\varepsilon_0}{4\pi}V_0 L\frac{e^{-jk_0 r}}{r}sinc\left(\frac{k_0 \mathrm{L}}{2}\sin\theta\cos\phi\right)sinc\left(\frac{k_0 \mathrm{L}}{2}\sin\theta\sin\phi\right) \tag{2.66b}$$

olarak elde edilmiştir. Bulunan vektör elektriksel potansiyel Eş.2.57b ve Eş.2.57c'de yerine koyulduğunda, elektrik alan bileşenleri Eş.2.67'deki gibi ifade edilmektedir.

$$E_\theta = -jk_0V_0L\frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r}sinc\left(\frac{k_0\mathrm{L}}{2}\sin\theta\cos\phi\right)sinc\left(\frac{k_0\mathrm{L}}{2}\sin\theta\sin\phi\right)\cos\phi \qquad (2.67a)$$

$$E_\phi = jk_0V_0L\frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r}sinc\left(\frac{k_0\mathrm{L}}{2}\sin\theta\cos\phi\right)sinc\left(\frac{k_0\mathrm{L}}{2}\sin\theta\sin\phi\right)\cos\theta\sin\phi \qquad (2.67b)$$

Referans, $\phi = 0^0$'da yer alan x eksenine paralel olan besleme hattı alındığından bu beslemeden kaynaklı oluşacak olan elektrik alan bileşenleri,

$\phi = 0^0$ için

$$E_\theta = -jk_0V_0L\frac{e^{-jk_0r}}{2\pi r}sinc\left(\frac{k_0L}{2}\sin(\theta)\right) \qquad (2.68a)$$

$$E_\phi = 0 \qquad (2.68b)$$

olarak bulunmuştur.

y eksenine paralel olan ikinci besleme hattından kaynaklı oluşacak elektrik alan bileşenleri, x ekseni referans alındığında $\phi = 90^0$ için bulunmalıdır. O halde Eş.2.67 $\phi = 90^0$ alınarak yeniden ifade edildiğinde,

$\phi = 90^0$ için

$$E_\theta = 0 \qquad (2.69a)$$

$$E_\phi = jk_0V_0L\frac{e^{-jk_0r}}{2\pi r}sinc\left(\frac{k_0L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta \qquad (2.69b)$$

olarak elde edilmiştir.

Elde edilen elektrik alan ifadeleri MATLAB aracılığı ile analiz edilmiş ve kullanılan benzetim programı aracılığı ile elde edilen verilerle bölüm 2.5.6'da karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda bulunan elektrik alan ifadeleri, bölüm 4 ve bölüm 5'de, ilinti ve spektral verimlilik analizlerinde kullanılmıştır.

2.5.3. Elektromanyetik Dalga Kutuplanması

Kutuplanma, elektrik akımının zamanla değişimi olarak ifade edilmektedir. Bir dalganın kutuplanması, uzaydaki sabit bir noktada anlık elektrik alan vektörünün ucunun hareketinin ifadesi olarak tanımlanmaktadır. Farklı bir ifadeyle bir düzlem dalganın kutuplanması, elektrik alanın yönü olarak nitelendirilmektedir. Kutuplanma düzlemi elektromanyetik dalganın yayılma yönüne dik düzlemdir [38].

Pozitif z yönünde ilerleyen bir düzlem dalganın yatay ve dikey bileşenlerinin olması durumunda elektrik alan vektörü Eş.2.70'deki gibi yazılabilmektedir [38].

$$\overline{E}(t,z) = \hat{a}xE_x(t,z) + \hat{a}yE_y(t,z) \qquad (2.70a)$$

$$E_x(t.z) = E_1\cos(wt - \beta z) \qquad (2.70b)$$

$$E_y(t.z) = E_2\cos(wt - \beta z + \delta) \qquad (2.70c)$$

$$w = 2\pi f, \qquad \beta = \frac{w}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad (2.71)$$

Eş.2.56c'de yeralan δ , elektrik alanın x bileşeni ile y bileşeni arasındaki faz farkı olarak tanımlanmaktadır.

z=0 için,

$$\overline{E}(t) = \hat{a}xE_1cos(wt) + \hat{a}yE_2cos(wt + \delta) \qquad (2.72)$$

Aşağıdaki trigonometrik toplam formül açılımı kullanılarak Eş.2.58 yeniden ifade edildiğinde,

$$\cos(A \pm B) = \cos A\, cosB \mp sinAsinB \qquad (2.73)$$

$$E_y(t) = E_2\cos(wt + \delta) = E_2[\cos(wt)\cos(\delta) - \sin(wt)\sin(\delta)] \qquad (2.74a)$$

olarak yazılabilmektedir.

$$E_x = E_1\cos(wt) \qquad (2.74b)$$

$$\sin(wt) = \sqrt{1 - cos^2(wt)}$$

$$= \sqrt{1 - (\frac{E_x}{E_1})^2} \qquad (2.74c)$$

Eş.2.60b ve Eş.260c ifadeleri, Eş.2.60a'da yerine koyulduğunda Eş.2.75 elde edilmiştir.

$$E_y(t) = E_2\left[\frac{E_x}{E_1}\cos(\delta) - \sqrt{1 - \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2}\sin(\delta)\right] \qquad (2.75a)$$

$$\frac{E_y}{E_2} = \frac{E_x}{E_1}\cos(\delta) - \sqrt{1 - \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2}\sin(\delta) \qquad (2.75b)$$

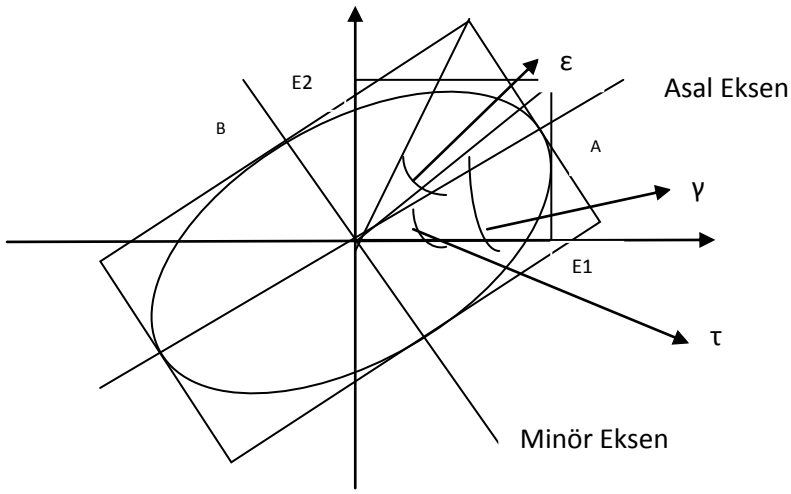
$$\sqrt{1 - \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2}\sin(\delta) = \frac{E_x}{E_1}\cos(\delta) - \frac{E_y}{E_2} \qquad (2.75c)$$

Eş.2.61c ifadesinde her iki tarafın karesi alındığında, ifade Eş.2.75d'deki şekli almaktadır.

$$\left[1 - \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2\right] sin^2(\delta) = \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2 \cos(\delta) - 2\frac{E_x}{E_1}\frac{E_y}{E_2}\cos(\delta) + (\frac{E_y}{E_2})^2 \qquad (2.75d)$$

$$sin^2(\delta) = \underbrace{\left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2 sin^2(\delta) + \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2 cos^2(\delta)}_{\left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2} - 2\frac{E_x}{E_1}\frac{E_y}{E_2}\cos(\delta) + (\frac{E_y}{E_2})^2 \qquad (2.75e)$$

$$sin^2(\delta) = \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2 - 2\frac{E_x}{E_1}\frac{E_y}{E_2}\cos(\delta) + (\frac{E_y}{E_2})^2 \qquad (2.75f)$$



Şekil 2. 7: Kutuplanma Elipsi

$$|R| = \frac{Asal\ Eksen\ Uzunluğu}{Minör\ Eksen\ Uzunluğu} = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{|OA|}{|OB|} \geq 1 \qquad (2.76)$$

$|R| = \infty$ olduğunda elips doğruya dönüşecektir. Bu doğru kutuplanma şeklinin doğrusal olduğunu göstermektedir.

Şekil 2. 7'de ε eksenel oran olmak üzere,

$$\varepsilon = \cot^{-1}(-R) \qquad -45^0 \leq \varepsilon \leq 45^0 \qquad (2.77)$$

olarak ifade edilmektedir. Eksenel oran sonsuz değerden (doğrusal kutuplanma), 1 değerine (dairesel kutuplanma) yaklaşırken ε eliptik aşısı 0^0'den 45^0'ye kadar artar.

$$\gamma = \tan^{-1}(\frac{E_2}{E_1}) \qquad (2.78)$$

olmak üzere (γ, δ) çifti kutuplanma elipsini tanımlamada tek başına yeterlidir.

2.5.4. Çift Kutuplu Anten Uygulamalarına Yönelik Araştırmalar

Bölüm 2.5.3'de tanımlası yapılan elektrik alan kutuplanmasının MIMO sistemlerde kullanılmasına olanak sağlayan kutupsal çeşitleme tekniğine yönelik çalışmalar bu bölümde incelenmiştir.

MIMO sistemlerde, kapasite artırım yöntemlerinden biri de kutupsal çeşitleme tekniği olarak bilinmektedir. Çift kutuplu anten kullanılması, her

frekanstaki iletim kapasitesini ikiye katlamaktadır [39]. Bu nedenle çift kutuplu anten tasarımında kutuplanmanın önemi oldukça fazladır. Çift kutuplu antende aynı anda farklı kutupta yapılan yayılım sayesinde frekans başına kanal kapasitesi artırılmış olmaktadır. Bu türdeki anten yapısı ise birbirine dik iki kenardan besleme ya da birbirine dik iki prop besleme ile gerçeklenebilmektedir. Tez çalışması kapsamında öncelikle çift kutuplu kare mikroşerit anten tasarımı için birbirine dik iki kenardan besleme kullanılarak tasarım yapılmıştır. Sonuçlar bölüm 2.5.5 ve bölüm 2.5.6'da verilmiştir.

Çapraz kutuplanmayı engellemek için besleme devreleri tasarlanabilmektedir. Ancak aynı alttaş malzemede her iki besleme için yer bulmak bu durumda oldukça zor olmaktadır. Eğer yeterli boşluk olmazsa, besleme hatları arasında güçlü bir bağlaşım oluşmaktadır [39]. Bu nedenle uygun alttaş malzemenin ve bu malzemenin anten yapısındaki yüksekliğinin belirlenmesi gerekmektedir. Ayrıca besleme hattı ile empedans uyumlandırması sağlanmalıdır.

Çift kutuplu antenler, dikey kutuplu elektrik alan ve yatay kutuplu elektrik alan üreten, birbirine dik TM_{10} ve TM_{01} modlarından oluşmaktadır [40]. Verici ve alıcı antenler arasındaki iletişim, belirtilen iki eş kutuplu yayılımın sağlanması ile gerçekleştirilmektedir. Mikroşerit yama anten yapıları çift kutuplu uygulamalar için önemli avantajlara sahiptirler. Mikroşerit yama antenlerin, düşük profil, düşük ağırlık ve tümleşik devrelerle uyumlu olmaları gibi özellikleri, çift kutuplu anten tasarım uygulamalarında sıkça tercih edilmesini sağlamaktadır.

Çift kutuplu anten tasarımlarında, yüksek izolasyon ve düşük çapraz kutuplanma gereksinimleri dikkat edilmesi gereken en önemli konulardır. Çift kutuplu anten yapılarının MIMO uygulamalarının hedeflenen performansta kullanılabilmesi için tasarlanan anten yapısının çapraz kutuplanma değeri -20dB mertebelerinde, izolasyon değeri ise -40dB mertebelerinde olması gerekmektedir [41].

Anten kutuplanması besleme yerinin özel seçimi ile yapılmaktadır. Kare mikroşerit yama anten için kullanılan beslemenin yerine göre dikey ya da yatay kutuplanma elde edilmektedir. Bu yöntem çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarımında kullanılmıştır. İki ayrı kutup yaratılmak istendiğinde (1,0) ve (0,1)

modları besleme noktaları belirlenerek yaratılmaktadır. Bu da antenin kare olması ve birbirine dik iki kenardan iki besleme hattı kullanılması ile mümkün olabilmektedir. Çift kutuplu tek frekansta yayılım yapan anten tasarlamak için kare mikroşerit yama anten yapısı seçilmiştir [42]. Tez çalışması kapsamında yapılması gerekenlerden biri 5.8GHz frekansında yayılım yapan çift kutuplu anten tasarımını gerçekleştirmektir. Eğer çift kutuplu antenin iki frekansta yayılım yapması istenirse gelecekteki çalışmalara yön vermesi açısından, dikdörtgen mikroşerit yama anten kullanılması önerilmektedir [42].

Dairesel kutuplanmanın benzer şekilde tek anten iki besleme durumunda oluşabileceği gözden kaçırılmaması gerekmektedir. Ancak bu durumun oluşabilmesi için x yönlü kutuplanmanın ve y yönlü kutuplanmanın genlikleri arasında 90^0 faz farkı olması gerekmektedir. Bu duruma, dikdörtgen mikroşerit yama anten yapılarında daha çok rastlanmaktadır. Aynı uygulama dikdörtgen mikroşerit yama anten için yapıldığında iki farklı rezonans frekansı olacağı için bir modun rezonans frekansı diğer modun rezonans frekansını geçmeyecek şekilde bir miktar artırılarak da dairesel kutuplanma elde edilebilmektedir [42]. Tez çalışması kapsamında iki ayrı doğrusal kutuplama oluşturulması gerekli olduğundan dairesel kutuplamadan kaçınmak için kare mikroşerit yama anten özellikle tercih edilmiştir.

Çift kutuplu anten tasarımında, çapraz kutuplanma değerinin düşük olması elektrik alanın hem alıcıda hem vericide, hem E_θ, hem de E_ϕ yönünde yayılım yapacağından oldukça önemlidir. Bu seviyenin düşük kabul edilmesi için çapraz kutuplanma seviyesinin -20dB mertebelerinde olması gerektiği daha önce de vurgulanmıştır [41]. Çapraz kutuplanma değeri alttaş malzeme kalınlığı ile artmaktadır [43]. Dikdörtgen mikroşerit yama anten kullanıldığında ise çapraz kutuplanma bileşeni yamanın genişlik değeri olan W'nin uygun seçilmesi ile azaltılmaktadır. Bu durum boşluk modeli ile Eş.2.79'da gösterilmiştir [44].

$$\frac{E_{eş\ kutuplama}}{E_{karşı\ kutuplama}} = \frac{E_{10}}{E_{1n}}$$

$$= \frac{\cos(\frac{\pi x_0}{L})}{\cos(\frac{n\pi y_0}{W})}\left[\frac{j}{\delta_{eff}}\left(1-\left(\frac{nL}{W}\right)^2\right)+1\right]\frac{1}{sinc\left(\frac{n\pi h}{2W}\right)}\frac{|A_{10}(\theta,\phi)|_{max}}{|A_{0n}(\theta,\phi)|_{max}} \qquad (2.79)$$

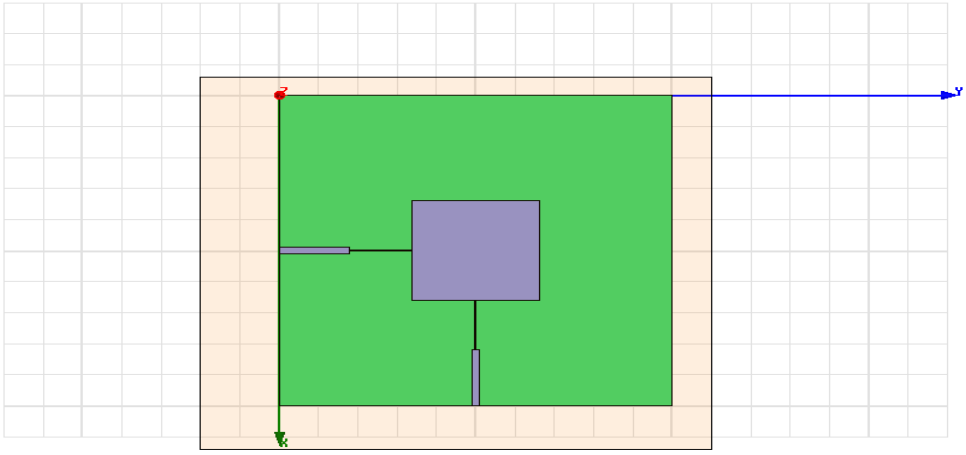
Eş.2.79'da yer alan A_{10} ve $A_{0n,}$ uyarım genlikleri olarak tanımlanmaktadır. Eş.2.79'da görüldüğü gibi eş kutuplanma yayılımı, rezonans frekansı ve alttaş malzemenin kalınlığından etkilenmezken, çapraz kutuplanma değeri seviyesi rezonans frekansı ve/veya alttaş malzeme kalınlığı ile doğru orantılı olarak artmaktadır [45]. Tez çalışması kapsamında antenin çalışma frekansı 5.8 GHz olarak seçilmiştir. Bu nedenle alttaş malzeme kalınlığının olabildiğince ince seçilmesi gerekmektedir.

Çift kutuplu mikroşerit yama anten tasarımında çapraz ve eş kutuplanma değerleri önemli olduğundan literatürde çapraz kutuplanma değerinin düşürülmesi için çeşitli tasarım şekilleri yer almaktadır. Yapılan çalışmalar; açıklık bağlaşımlı katlı yamalar [46-51], rezonans açıklıklar [52-53], L prop ile besleme [54] olarak sıralanabilmektedir. Çift kutuplu mikroşerit yama anten tasarımında bir diğer önemli husus, izolasyon ve yayılma karakteristiğine uygun besleme hattı şebeke yapısı seçimi olarak nitelendirilmektedir [55-57]. Bunun için açıklık geometrisi [57-58], iki dik açıklığın konumu ve ya birden fazla açıklık kullanılarak [24, 48, 55, 57] daha iyi izolasyon değerlerine ulaşılabilmektedir. Çift kutuplu anten yapılarının gerçeklemesinin yamanın birbirine dik iki kenarından beslenmesi yöntemi ile yapıldığı daha önce vurgulanmıştır [39]. Çift kutup yaratmak için mikroşerit hat besleme ya da prop besleme kullanılmaktadır [37]. Literatürde belirtilen yöntemlerden öne çıkan besleme çeşidi açıklık bağlaşımlı besleme yapısıdır. Yöntemlerin her biri tez çalışması kapsamında denenmiştir. Sonuçlar Ek-2'de verilmiştir. Ancak özellikle açıklık bağlaşımlı besleme yöntemi ile literatürde açık eşitlikler yer almadığından geçerli çapraz kutuplanma değerleri elde edilememektedir. Bu nedenle mikroşerit besleme hattı ile antenin beslenmesi daha uygun olmaktadır. Literatürde yer alan bir diğer çift kutuplu mikroşerit yama anten tasarım şekli, özellikle ince profili, hafifliği, düşük maliyeti ve uygulanabilirliği sebebiyle tek katmanlı kare mikroşerit yama antenlerdir. Birbirine dik olan iki mod TM_{10} ve TM_{01} modlarını oluşturabilmek üzere dik kenarlardan mikroşerit hat besleme ile kare mikroşerit yama antenler çift kutuplu anten tasarımı için kullanılabilmektedir [42]. Kare mikroşerit yama anten kullanıldığında empedans uyumlandırmasına, giriş direncinin hesaplanmasına ve anten boyutunun küçültülmesine yönelik çalışmaların kolaylıkla yapılabileceği literatürde yer almaktadır [59-60].

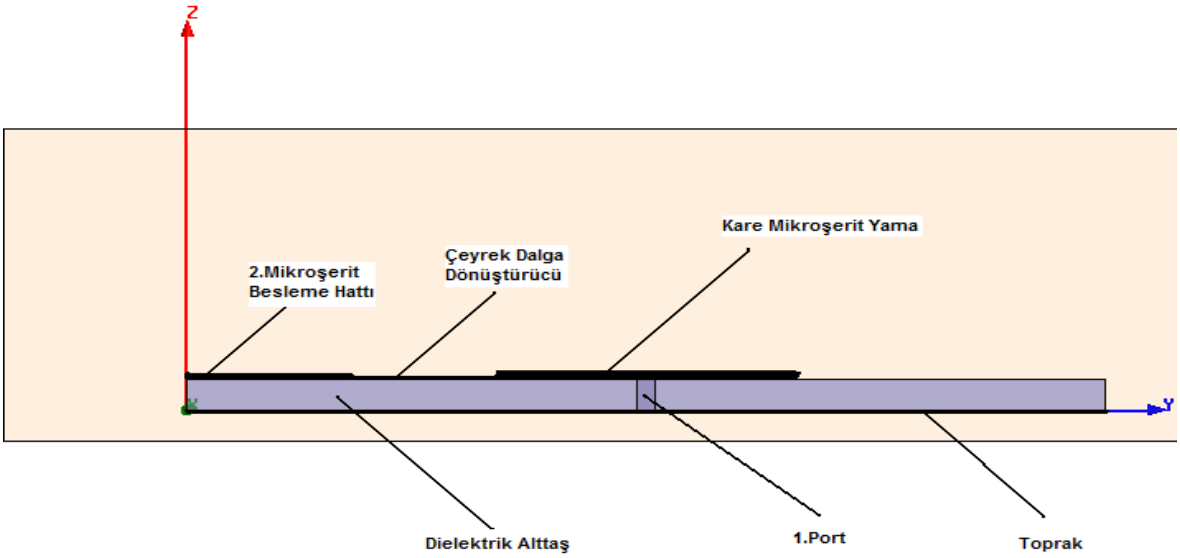
2.5.5. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Tasarımı

MIMO anten sistemlerinde kapasite artım yöntemi olarak iki kutuplu anten tasarımının kullanıldığı daha önceki bölümlerde belirtilmiştir. Çift kutuplu anten kullanılarak sistem kapasitesi iki katına çıkarılabilmektedir [42]. Tek anten kullanılarak sistem kapasitesinin iki katına çıkarılması MIMO uygulamalarında büyük avantaj sağlamaktadır. Bu nedenle, çift kutuplu anten kullanımı MIMO uygulamalarında tercih edilmektedir. Bu bölümde, çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarımına ilişkin parametrelerin belirlenmesine ve belirlenen parametreler kullanılarak antenin HFSS v11® benzetim programındaki tasarımına yer verilmiştir. Tasarımda kullanılacak olan parametreler öncelikle teorik hesaplamalar vasıtasıyla elde edilmiştir. Bu parametreler benzetim programında hemen hemen birebir kullanılmıştır.

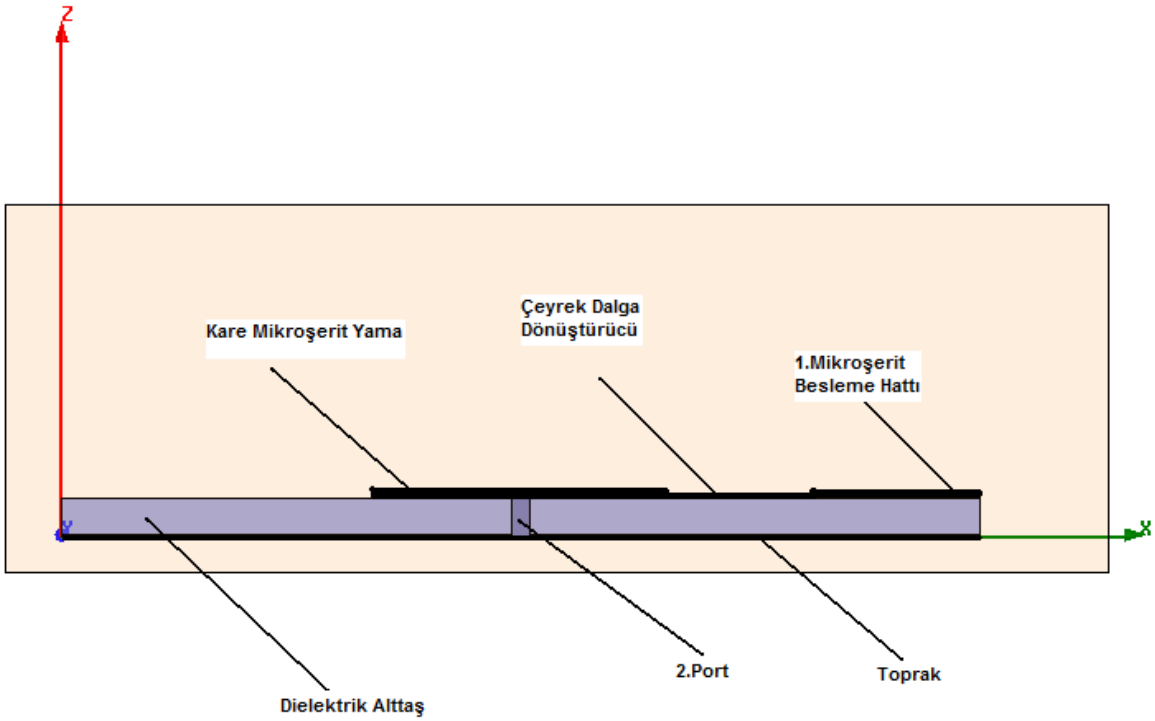
HFSS v11® benzetim programında tasarımı yapılan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten Şekil 2. 8'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 8: Tasarlanan çift kutuplu mikroşerit yama anten yapısının üstten görünüşü



Şekil 2.9(a): 1.port yönünde Çift Kutuplu Mikroşerit Yama antenin yandan görünüşü



Şekil 2. 9(b): 2. port yönünde Çift Kutuplu Mikroşerit Yama antenin yandan görünüşü

Anten tasarımı aşağıdaki bölümlerde her bir tasarım parametresi göz önünde bulundurularak incelenmiş ve açıklanmıştır.

2.5.5.1. Anten Boyutlarının ve Dielektrik Alttaş Malzemenin Özelliklerinin Belirlenmesi

Tez çalışması kapsamında çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin çalışma frekansı 5.8GHz olarak belirlenmiştir. Bu frekansta yayılım yapacak antenin fiziksel boyutlarının tesbit edilmesi gerekmektedir. Çift kutuplu yayılım için birbirine dik iki mod olan TM_{10} ve TM_{01} modlarının kullanılması gerektiği bölüm 2.5.4'de belirtilmiştir [42]. Bu durumda ilgili modlar için frekans anten boyutu ilişkisi aşağıdaki eşitlikteki gibi verilmektedir [19].

$$(f_r)_{10} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (2.80a)$$

$$(f_r)_{01} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2W\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (2.80b)$$

Tez çalışması kapsamında iki kutuplu tek frekansta yayılım yapan anten tasarlandığından her iki mod için de eşit frekans değerleri elde edilmesi gerekmektedir. Bu nedenle, $(f_r)_{10} = (f_r)_{01}$ olmaktadır. Bu durumda L=W olarak ifade edilmektedir. Bu sayede tasarımda kare mikroşerit yama anten kullanılması gerektiği kesinleştirilmiştir. Anten boyutunun belirlenebilmesi için Eş.2.80'da yer alan alttaş malzemenin dielektrik sabitinin belirlenmesi gerekmektedir. Alttaş malzemenin kalınlığı çapraz kutuplanma değerini artırdığı Eş.2.79 ile gösterilmiştir. Alttaş malzemenin yükseklik ve dielektrik sabiti $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12$, $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ kriterlerine bağlı olduğundan,

$\lambda_0 = \frac{c}{f}$ $ve\ f = 5.8GHz,\ c = 3x10^8$ alındığında $\lambda_0 = 51.7\ mm$ olarak bulunmuştur. Buna bağlı olarak, $0.003\lambda_0 = 0.15mm\ ve\ 0.05\lambda_0 = 2.6mm$ olmaktadır. Alttaş malzeme kalınlığının 0.15mm ile 2.6mm arasında seçilmesi gerekmektedir. Alttaş malzeme kalınlığı artırılarak bantgenişliği artırılabilmektedir. Ancak tez çalışması kapsamında 40MHz bantgenişliği, 5.8GHz yayılım frekanasında yeterli olmaktadır. Bunun yanı sıra çapraz kutuplanma değeri için alttaş malzemenin fazla kalın olmaması gerektiğinden tasarım için alttaş malzeme kalınlığı 0.4mm olarak belirlenmiştir. Ayrıca yüksek ışıma verimliliği ve düşük çapraz kutuplanma değeri için düşük dielektrik sabiti seçilmiştir. Bu koşullar altında alttaş malzeme olarak, kalınlığı h=0.4mm, dielektrik sabiti ε_r=2.45 olan Neltec NX9245(IM) dielektrik

seçilmiştir. Eş.2.80a'da, tesbit edilen alttaş malzeme değerleri kullanıldığında, Eş.2.80c elde edilmiştir.

$$L = \frac{c}{2(f_r)_{10}\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 5.8 \times 10^9 \times \sqrt{2.45}} = 16{,}5mm \qquad (2.80c)$$

Kare mikroşerit yamanın kenar uzunluğu 16,5mm olarak teorik hesaplama ile elde edilmiştir. HFSS v11® benzetim programında tasarlanan antende 16,13mm olarak kullanılmıştır. Benzetim programında 5.8GHz merkez frekansı etrafında 10dB empedans bandgenişliği yaklaşık 44MHz elde edilmiştir. Toprak yüzeyi ve alttaş malzemenin yüzey alanı HFSS v11® benzetim programında x-y düzleminde x=50mm, y=50mm olarak belirlenmiştir.

2.5.5.2. Yayılan Güç ve Yayılım Direncinin Hesaplanması

Antenden ışıma yapan gücü, Poynting vektörünün gerçel kısmının integrali alınarak bulunmaktadır [61]. Poynting vektörü Eş.2.81'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\mathrm{P + jQ} = \frac{1}{2}\iint_{\text{boyutlar}} \left(\vec{E}_a x \vec{H}_a^*\right) x \vec{a_z} d_x d_y \qquad (2.81)$$

Eş.2.81'nin gerçel kısmının integrali alındığında ışıma gücü Eş.2.82'de elde edilmiştir.

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0}\int_0^{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \qquad (2.82)$$

Kare mikroşerit yama anten için elde edilen Eş.2.54 ve Eş.2.55'de yeralan elektrik alan bileşenleri, Eş.2.82'de yerine koyulduğunda sayısal çözümlemesi oldukça zor olacağından yayılım direnci için %10 mertebelerinde yaklaşımlar kullanılmaktadır [62]. Bu yaklaşımlar çerçevesinde yayılım direncinin bulunması için Eş.2.83'de verilen bağıntıdan yararlanılmaktadır. Bu ifadede P_r, yayılım gücünü göstermektedir.

$$P_r = \frac{1}{2} G_r (E_0 h)^2 = \frac{1}{2} G_r V_0^2 \qquad (2.83)$$

Eş.2.83 kullanılarak yayılım direnci, Eş.2.84'deki gibi ifade edilmektedir.

$$R_r = \frac{1}{G_r} \qquad (2.84a)$$

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_r} = \varepsilon_{re}\frac{Z_0^2}{120I_1} \tag{2.84b}$$

$\varepsilon_r < 5$ için Eş.2.84b'de yer alan I_1 aşağıdaki gibi verilmektedir [62].

$$I_1 = (k_0 h)^2\left[0.53 - 0.03795\left(\frac{k_0 W}{2}\right)^2 - \frac{0.03553}{\varepsilon_{re}}\right] \tag{2.84c}$$

$$\varepsilon_{re}(W) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}F\left({}^{W}/_{h}\right) \tag{2.84d}$$

$$F\left({}^{a}/_{h}\right) = \begin{cases} (1 + 12\,{}^{h}/_{a})^{-1/2} + 0.04(1 - {}^{a}/_{h})^2 & {}^{a}/_{h} \leq 1 \\ (1 + 12\,{}^{h}/_{a})^{-1/2} & {}^{a}/_{h} \geq 1 \end{cases} \tag{2.84e}$$

Yukarıda sözü edilen mikroşerit hat besleme genişliği ve buna bağlı yükseklik hesaplamaları bölüm 2.5.5.3'de verilmiştir.

2.5.5.3. Mikroşerit Besleme Hat Genişliğinin Hesaplanması

Mikroşerit hat beslemesinin boyutları hattın karakteristik empedansını belirlemektedir ve antenin bu karakteristik empedansa göre uyumlandırılması gerekmektedir. Mikroşerit hat beslemenin genişliği ile karakteristik empedans arasındaki ilişki Eş.2.85'de gösterilmiştir [63]. Aşağıdaki eşitliklerde kullanılan L, besleme için kullanılan mikroşerit iletim hattının genişliğini, h ise besleme için kullanılan mikroşerit hattın dielektrik alttaş malzemesinin yüksekliğini belirtmektedir.

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}}\ln\left(\dfrac{8h}{W_0} + 0.25\dfrac{W_0}{h}\right) & , \quad (W_0/h \leq 1) \\ \dfrac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}}\left\{\dfrac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\dfrac{W_0}{h} + 1.444\right)\right\}^{-1} & , \quad (W_0/h \geq 1) \end{cases} \tag{2.85}$$

Etkin dielektrik sabiti daha önceki bölümde de ifade edildiği gibi Eş 2.86 ile hesaplanabilmektedir [63].

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}F(L/h) \tag{2.86}$$

Eş 2.86 'deki F(L/h) ifadesi Eş 2.87 'de gösterilmektedir [64].

$$F(L/h) = \begin{cases} (1 + 12h/L)^{-1/2} + 0.041(1 - L/h)^2 & , \quad (L/h \leq 1) \\ (1 + 12h/L)^{-1/2} & , \quad (L/h \geq 1) \end{cases} \tag{2.87}$$

İstenen karakteristik empedans değerine göre belirlenen bir dielektrik sabitinde mikroşerit beslemenin genişliğinin, mikroşerit beslemenin dielektrik alttaş malzemesinin yüksekliğine oranı, Eş 2.88 kullanılarak bulunmaktadır [64].

$$\frac{W_0}{h} = \begin{cases} \dfrac{8\exp(A)}{\exp(2A)-2} & ,(W_0/h < 2) \\ \left\{B - 1 - \ln(2B-1) + \dfrac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r}\left[\ln(B-1) + 0.39 - \dfrac{0.61}{\epsilon_r}\right]\right\} & ,(W_0/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.88)$$

Eş 2.88‘deki A ve B ifadeleri Eş 2.89a ve Eş 2.89b‘de belirtilmiştir.

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (2.89a)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.89b)$$

Bu eşitlikler uyarınca 50 ohmluk karakteristik empedansa sahip mikroşerit hat, MATLAB’da sonuçlar türetilerek hesaplanmıştır. Mikroşerit hat besleme genişliği W_0=1 mm olarak bulunmuştur. Bu değer, çift kutuplu mikroşerit yama antende kullanılan her iki mikroşerit besleme hattı için de geçerli olmaktadır. HFSS v11® benzetim programında geçerli bu karakteristik empedans değerinin besleme portlarına tanıtılması için hattın uyumlandırılması gerekmektedir. Bölüm 2.5.5.7’de anlatılan uyumlandırma sonucunda, benzetim programında besleme portları yaklaşık 50 ohm olarak tanımlanmıştır.

2.5.5.4. Anten Giriş Empedansının Hesaplanması

Mikroşerit yama anten yapılarında giriş empedans değeri Eş 2.90a‘daki gibi tanımlanır.

$$Z_{in} = V_{in}/I_0 \quad (2.90a)$$

Eş 2.90a‘da yer alan V_{in} besleme noktasındaki gerilim değerini ifade etmektedir. Bu değer Eş.2.31‘de elde edilen boşluk içindeki boşluk modeline göre elde edilen E_z bileşenine bağlı olarak hesaplanmaktadır [61].

$$V_{in} = -E_z\,(x_0, y_0)h$$

$$= -jw\mu_0 h I_0 \sum_m \sum_n \frac{\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}} \cos(k_m x_0)\cos(k_n y_0)\right)^2}{k^2 - k_{mn}^2} sinc\left(\frac{n\pi D_x}{2L}\right) sinc\left(\frac{m\pi D_y}{2W}\right) \quad (2.90b)$$

Eş.2.90b'de elde edilen V_{in} değeri, Eş.2.90a'da yerine koyularak, Z_{in} değeri Eş.2.90c'de verildiği gibi ifade edilmektedir.

$$Z_{in}$$

$$= -jw\mu_0 h \sum_m \sum_n \frac{\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}} \cos(k_m x_0)\cos(k_n y_0)\right)^2}{k^2 - k_{mn}^2} sinc\left(\frac{n\pi D_x}{2L}\right) sinc\left(\frac{m\pi D_y}{2W}\right) \quad (2.90c)$$

Elde edilen eşitlikler ve benzetim programı paralelinde yapılan analizlerde giriş empedans değeri yaklaşık 300 ohm olarak bulunmuştur. Bu değer empedasın 50 ohm'a uyumlandırılması gerektiğini ifade etmektedir. Bölüm 2.5.5.7'de yapılan çeyrek dalga dönüştürücü tasarımında yük empedansı 300 ohm olarak alınmıştır.

2.5.5.5. Anten Kazancı ve Yönlülük

Anten yönlülüğü aşağıdaki gösterilen formüller kullanılarak bulunmaktadır. Anten yönlülüğüne bağlı olarak da anten kazancı elde edilmektedir [61].

Yayılma yoğunluğu Eş 2.91 ile ifade etmekte olup, Ω simgesi katı açıyı göstermektedir.

$$U(\theta, \varphi) = \frac{dP}{d\Omega} \quad (2.91)$$

Eşyönlü yayılma yoğunluğu ise Eş 2.92 kullanılarak elde edilmektedir.

$$U_I = \left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_I = \frac{P_{rad}}{\Omega_{küre}} = \frac{P_{rad}}{4\pi} = \frac{1}{4\pi}\int_0^{\pi}\int_0^{2\pi} U(\theta, \varphi)\,d\Omega \quad (2.92)$$

Yön bağımsız güç yoğunluğu ise Eş 2.93 kullanılarak elde edilmektedir.

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_I = \left(\frac{dP}{r^2 d\Omega}\right)_I = \frac{U_I}{r^2} = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad (2.93)$$

Bu eşitliklere bağlı olarak, Eş.2.94a ve Eş.2.94b kullanılarak anten yönlülüğü hesaplanmaktadır.

$$D(\theta,\varphi)\varphi = \frac{U(\theta,\varphi)}{U_I} = \frac{U(\theta,\varphi)}{P_{rad}/4\pi} = \frac{4\pi}{P_{rad}}\frac{dP}{d\Omega} \tag{2.94a}$$

$$D = \frac{\frac{1}{2}\mathrm{Re}(E_\theta H_\varphi^* - E_\theta H_\varphi^*)I_{\theta=0}}{P_r/4\pi r^2} = \frac{\frac{1}{2\eta_0}\left(|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2\right)I_{\theta=0}}{\frac{P_r}{4\pi}} \tag{2.94b}$$

Maksimum anten yönlülüğünün değeri, Eş 2.94c kullanılarak elde edilmektedir.

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_I} \tag{2.94c}$$

Anten kazancı ise Eş 2.95'deki ifade kullanılarak bulunmaktadır.

$$G(\theta,\varphi) = \frac{U(\theta,\varphi)}{P_T/4\pi} = \frac{4\pi}{P_T}\frac{dP}{d\Omega} \tag{2.95}$$

Anten verimliliği Eş. 2.96a'da gösterilen e çarpanı ile ifade edilirse,

$$e = \frac{P_{rad}}{P_T} \tag{2.96a}$$

toplam güç ile yayılma gücü arasındaki eşitlik Eş.2.96b'deki gibi ifade edilmektedir.

$$P_{rad} = eP_T \tag{2.96b}$$

Eş 2.96a'da gösterilen anten verimliliği eşitliği kullanılarak herhangi bir katı açı için yönlülük ve kazanç arasındaki ilişki Eş 2.96c'deki gibi elde edilirken,

$$G(\theta,\varphi) = eD(\theta,\varphi) \tag{2.96c}$$

en yüksek yönlülük değeri ile en yüksek kazanç değeri arasındaki ilişki Eş. 2.96d'deki gibi elde edilmektedir.

$$G_{max} = eD_{max} \tag{2.96d}$$

Bu hesaplamalar sonucunda çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı için E_θ ve E_ϕ yönlü kutuplanma yayılımlarında yönlülük yaklaşık 7 dB olarak bulunmuştur. Benzetim programından elde edilen anten parametresi sonuçlarına göre, kutupsal yayılımlardaki yönlülük yaklaşık 6 dB olarak elde edilmiştir. Teorik olarak anten verimliliği 1 olarak alınması gerektiği düşünülse de benzetim programında anten verimliliği değeri yaklaşık 0.87 olarak elde edilmiştir.

2.5.5.6. Kalite Faktörünün Elde Edilmesi

Yama antenin kalite faktörü, boşluk modeli ifadesi için tanımlanması gerekmektedir. Ayrıca kalite faktörünün tanımlanması, antenin bantgenişliği ve VSWR parametresi için açıklayıcı nitelik taşımaktadır. Yamanın toplam kalite faktörü Q_T antenin içindeki çeşitli kayıpların cinsinden Eş.2.97'de görüldüğü gibi ifade edilebilmektedir.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_{sur}} \tag{2.97}$$

$$Q = \frac{w_T W_T}{ilgili\ güç\ kaybı} \tag{2.98}$$

Güç faktörünün genel ifadesi Eş.2.98'deki gibi ifade edildiğinde, Eş.2.97, Eş.2.99'da gösterildiği gibi tekrar düzenlenebilmektedir.

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_d + P_c + P_r + P_{sur}}{w_T W_T} \tag{2.99}$$

P_d : Dielektrik malzemeden kaynaklı güç kaybı

P_c : Metal malzemenin sonlu iletkenliğinden kaynaklı güç kaybı

P_r : Uzay dalgaları cinsinden yayılan güç

P_{sur} : Yüzey dalgalar tarafından taşınan güçten kaynaklı güç kaybı

Eş.2.97'de yer alan kalite faktörleri, güç denklemlerine bağlı olarak çözümlendiğinde Eş.2.100'de olduğu gibi tanımlanmıştır [19].

Dielektrik kalite faktörü Q_d

$$Q_d = 1/\tan\delta \tag{2.100a}$$

İletkenlik kalite faktörü Q_c

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \tag{2.100b}$$

Işıma kalite faktörü Q_r

$$Q_r = \frac{\omega W_T}{P_r} \tag{2.100c}$$

Yüzey dalga kalite faktörü Q_{sur}

$$Q_{sur} = \frac{\omega W_T}{P_{sur}} \tag{2.100d}$$

ile ifade edilebilir.

Yüzey dalga gücü ise Eş.2.101'de olduğu gibi ifade edilmektedir [65].

$$P_{sur} = -\frac{1}{2} Re \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} E_z H_\phi^* \rho d\phi dz \tag{2.101}$$

Ancak yüzey dalgaları alttaş malzeme kalınlığının ince olması ve dielektrik sabitinin küçük olması durumunda ihmal edilmektedir. Bu durumda Eş.2.101'de verilen ifadede $P_{sur} \cong 0$ ve buna bağlı olarak $Q_{sur} \cong \infty$ olmaktadır. Tez çalışması kapsamında tasarlanan antende alttaş malzeme kalınlığı 0.4mm ve dielektrik sabiti de 2.45 olduğundan bu değere bağlı olan kayıp ihmal edilmiştir.

Toplam kalite faktörünün alttaş kalınlığı, h ve dielektrik sabiti, ε_r'a bağlı değişimi ifade edecek olunursa,

Genel olarak bir kalite faktörünün ifade edilme şekli Eş.2.98'de gösterilmektedir. Aynı ifade tekrar yazıldığında,

$$Q = \frac{\omega W_T}{P_r}$$

ifadesinde $W_T \propto h\varepsilon_r$ ve $P_r \propto h^2 \Longrightarrow Q_T \propto {}^{\varepsilon_r}/_{h}$ olmaktadır.

Sonuç olarak da $Q_T \propto {}^{1}/_{W}$ şeklinde özetlenebilmektedir.

Anten yapısının bant genişliği, kalite faktörü ile belirlenmektedir. Kalite faktörü ve bant genişliği arasındaki ilinti Eş 2.102'de gösterilmiştir [19].

$$\mathrm{BW} = \frac{\mathrm{VSWR} - 1}{\mathrm{Q_T}\sqrt{\mathrm{VSWR}}} \tag{2.102a}$$

$$\mathrm{BW} = \frac{\Delta \mathrm{f}}{\mathrm{f_0}} \tag{2.102b}$$

Eş.2.102'de bant genişliği ile kalite faktörü ters orantılı olduğu görülmektedir. Bu bölümde anlatılan kalite faktörü çıkarımları göz önünde bulundurulduğunda, alttaş malzemenin yüksekliği azaltıldığında kalite faktörü azalmaktadır. Alttaş malzemenin dilektrik sabitinin azalması ile kalite faktörü artmaktadır. Dolayısıyla bant genişliği alttaş malzemenin yüksekliği ile doğru orantılı, alttaş malzemenin dielektrik sabiti ile ters orantılı olarak değişmektedir. Tez çalışması kapsamında 5.8GHz çalışma frekansı için yaklaşık 40MHz'lik bir bant genişliği yeterli olduğundan dielektrik sabiti küçük seçilerek alttaş malzeme ince seçilse de istenen bantgenişliği sağlanmıştır.

2.5.5.7. Empedans Uyumlandırma Devresi Tasarımı

Kablosuz haberleşme sistemlerinde anten beslemelerinin giriş empedansı, yaygın kullanım şekli ile 50 ohm olarak belirlenmektedir. Tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama antende giriş empedanslarını 50 ohm olarak ayarlamak için öncelikle yamanın içine doğru girinti miktarı belirlenerek, içeriden besleme yoluyla uyumlandırma yapılması denenmiştir. Ek-1'de bu uyumlandırma yöntemi ile elde edilen sonuçlar yer almaktadır. Ek-1'de elde edilen sonuçlar incelendiğinde tez çalışması kapsamında çalışma frekansı olan 5.8GHz frekansında anten yayın yapamamaktadır. S_{21} karşılıklı bağlaşım değeri ihmal edilemeyecek kadar yüksek düzeylerde gözlemlenmiştir. Bu değerin yüksek olmasının nedeni antenin tam rezonans olamaması, dolayısıyla besleme hatlarından kaynaklı belli miktar yayılım olması ve bu besleme hatlarının antenin merkezine doğru birbirine yaklaşmış olmasıdır. Tüm bu sonuçlar neticesinde, empedans uyumlandırmasının bu yöntemle yapılamayacağı anlaşılmıştır. Bu nedenle çeyrek dalga dönüştürücü ile empedans uyumlandırması yapılması gerektiği kararlaştırılmıştır.

Çeyrek dalda dönüştürücü tasarımındaki iki temel husus bulunmaktadır. Bunlar, besleme hattının λ/4'lük kısmının karakteristik empedansı ve bu empedansa bağlı olarak hesaplanan besleme hattının λ/4'lük kısmının genişliğidir. Daha önceki bölümlerde belirtildiği üzere mikroşerit besleme hattı 50 ohm uyumlandırma için 1mm genişliğinde tasarlanmıştır. Ancak giriş empedansı 50 ohm olarak görünmemektedir. 1mm'lik besleme hattının yanı sıra çeyrek dalga dönüştürücü kullanılarak λ/4 uzunluğunda besleme hattı mesafesi yer alması gerekmektedir. Bu durumda, besleme hattının çeyrek dalga dönüştürücü kısmının kalınlığı 50 ohm olan hattan farklı olacaktır. Çünkü bu hattın empedans değeri farklı olacaktır. Kullanılacak olan çeyrek dalga dönüştürücünün karakteristik empedası,

$$Z_c = \sqrt{Z_0 . Z_L} \tag{2.103}$$

kullanılarak hesaplanmaktadır [28]. Eş.2.103'de yer alan,

Z_c ; çeyrek dalga dönüştürücü hattın olması gereken karakteristik empedans değeri,

Z_0 ; antenin uyumlandırılması gereken empedans değeri,

Z_L ; antenin uyumlandırılmadan önceki giriş empedansı yani yük empedansı

olarak tanımlanmaktadır.

Z_0= 50 ohm,

Z_L= 300 ohm olduğuna göre,

Eş.2.89 kullanıldığında Z_c=122.4745 ohm olarak bulunmuştur.

Bulunan çeyrek dalga dönüştürücü karakteristik empedans değeri için besleme hattının genişliği ve uzunluğunun tesbit edilmesi gerekmektedir. Çeyrek dalga dönüştürücü çeyrek dalga boyu kullandığından 5.8GHz çalışma frekansı için bu değer yaklaşık 8.3mm olarak hesaplanmaktadır. Hattın genişliği, Eş.2.85 kullanılarak yaklaşık 0.14mm bulunmuştur. Bu değerlerin benzetim programında gerçeklenmiş hali ise çeyrek dalga dönüştürücü uzunluğu 7.93mm, genişliği

yaklaşık 0.17mm olarak tasarlanmıştır. Uygulanan bu uyumlandırma devresi sonucunda benzetim programında gözlenen değer yaklaşık 50 ohm'dur.

2.5.6. Benzetim Programında Elde Edilen Sonuçlar

Bölüm 2.5.5'de elde edilen anten parametrelerine bağlı olarak, benzetim programında yapılan analizlere göre elde edilen sonuçlar bu bölümde verilmiştir.

2.5.6.1. Çift Kutuplu Kare Mİkroşerit Yama Anten Yapısı için Elde Edilen Benzetim Sonuçları

Bölüm 2.4.1'de anlatılan anten tasarım basamakları neticesinde hesaplanan parametre değerleri kullanılarak, HFSS v11® ile elde edilen benzetim sonuçları bu bölümde gösterilmiştir. Benzetimlerde elde edilen elektrik alan örüntülerinin birimi V/m'dir.

Çift kutuplu mikroşerit yama anten tasarımında birbirine dik iki kutup yaratılması gerektiğinden tek anten üzerinde iki besleme kullanılmaktadır. Bu bölümde sırası ile aşağıdaki maddelerde verilen durumlar için önce ayrı ayrı tek besleme ile daha sonra her iki besleme de kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları gösterilmektedir. Bütün senaryolarda bölüm 2.5.5'de hesaplanan parametre değerleri kullanılmıştır.

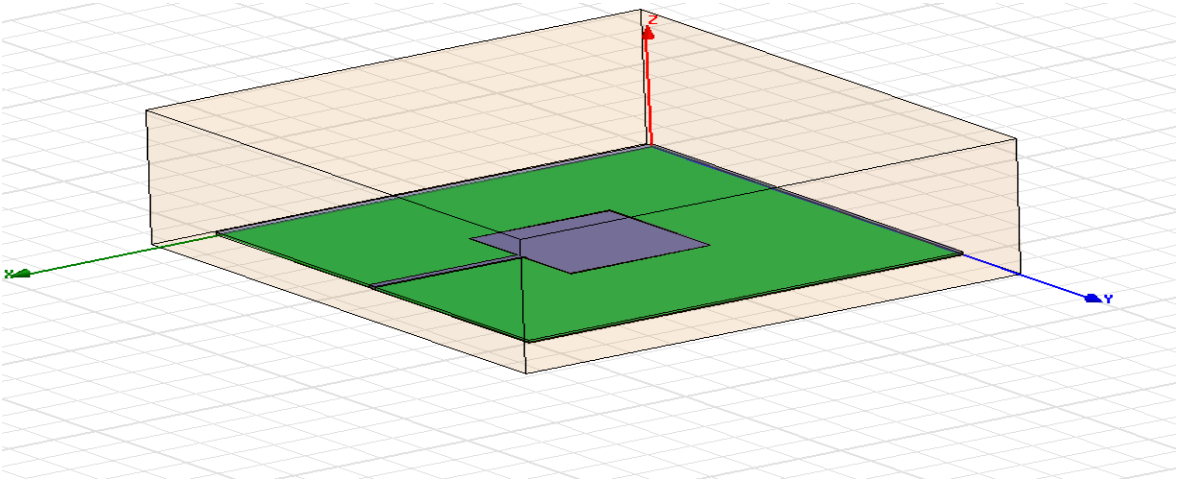
1.Durum : Çift kutuplu anten yapısında yer alan iki beslemeden biri olan x eksenine paralel olarak yerleştirilen mikroşerit besleme hattının tek başına kullanıldığı durum.

2.Durum : Çift kutuplu anten yapısında yer alan iki beslemeden biri olan y eksenine paralel olarak yerleştirilen mikroşerit besleme hattının tek başına kullanıldığı durum.

3.Durum : Çift kutuplu anten yapısında yer alan iki beslemeden x ve y eksenlerine paralel olarak yerleştirilen mikroşerit besleme hattlarının her ikisinin de anten üzerinde besleme olarak kullanıldığı durum.

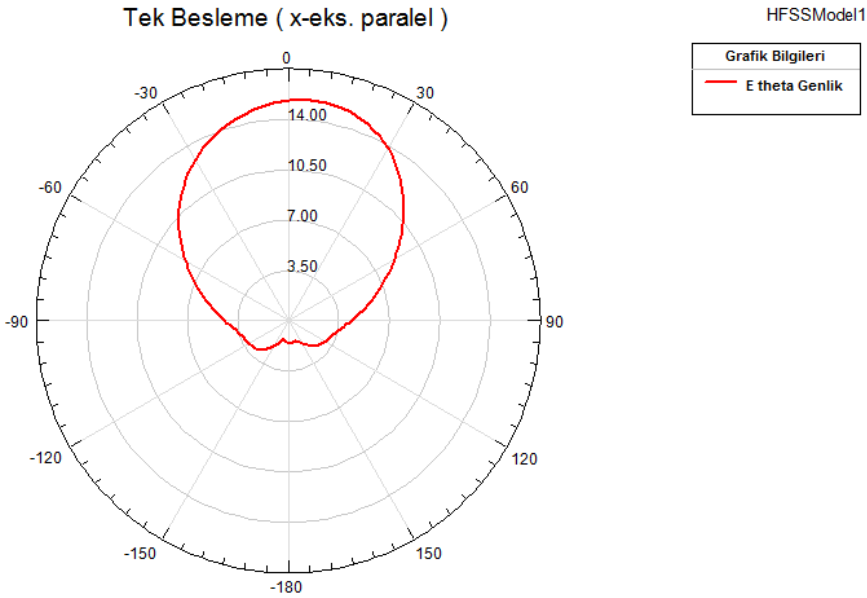
- **X-eksenine Paralel Mikroşerit Besleme Hattı Tek Başına Anten Beslemesinde Kullanıldığında Elde Edilen Benzetim Sonuçları**

X-eksenine paralel mikroşerit besleme hattı, tek başına anten beslemesi olarak kullanıldığında elde edilen anten yapısı Şekil 2. 10'da gösterilmiştir. Kare mikroşerit yamanın kenar uzunluğu 16.13 mm olarak alınmıştır. Bölüm 2.5.5.1'de hesaplanmış olduğu gibi kenar uzunluğu için teorik değer 16.5 mm'dir.

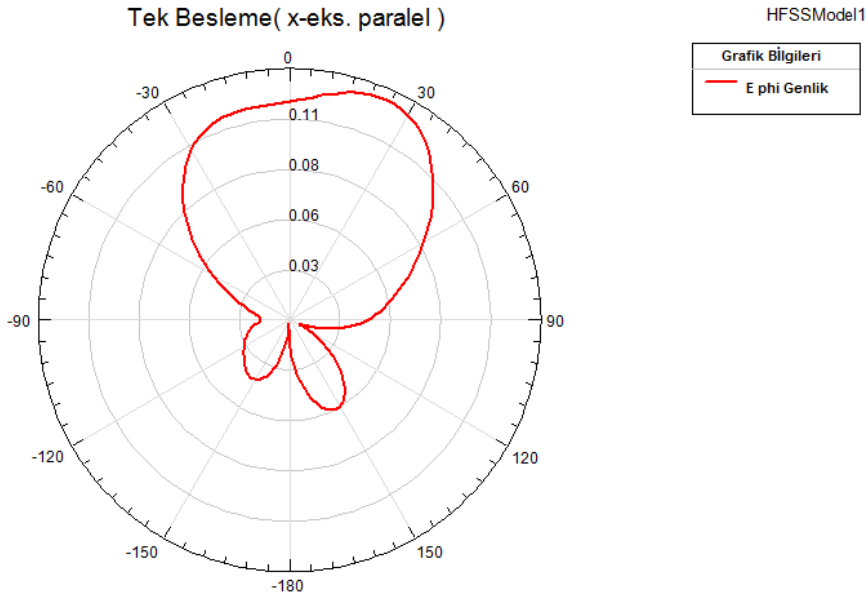


Şekil 2. 10: x-eksenine paralel tek beslemeli kare mikroşerit anten yapısı

x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının ışıma örüntüleri Şekil 2. 11'de gösterilmektedir.

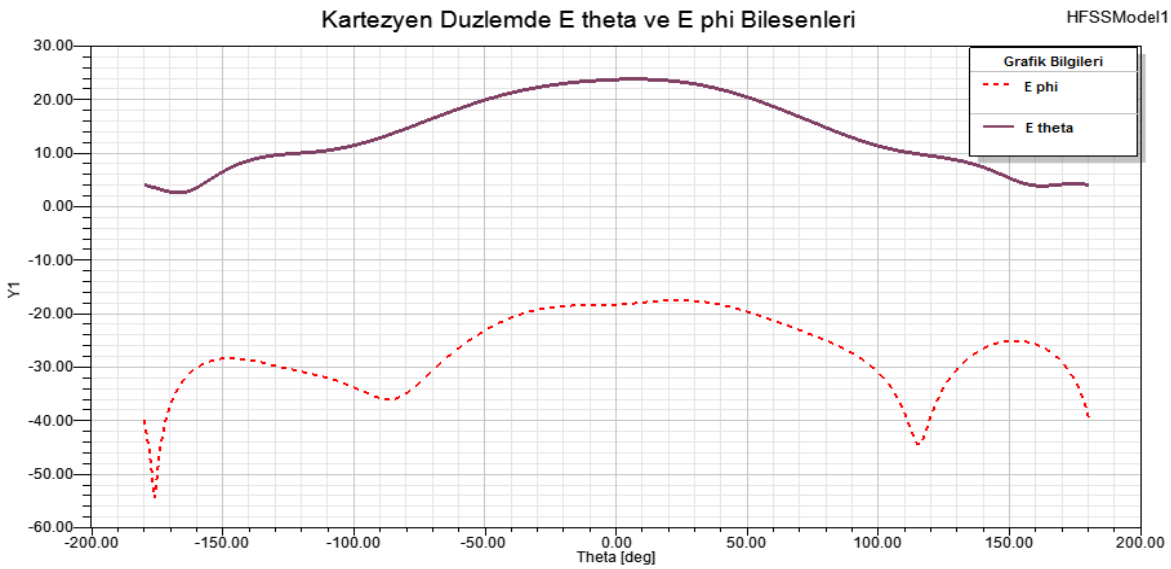


Şekil 2. 11(a). x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısında yayılım yapan Elektrik Alan E_θ bileşeninin ışıma örüntüsü



Şekil 2. 11(b). x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısında yayılım yapan Elektrik Alan $\boldsymbol{E_\phi}$ bileşeninin ışıma örüntüsü

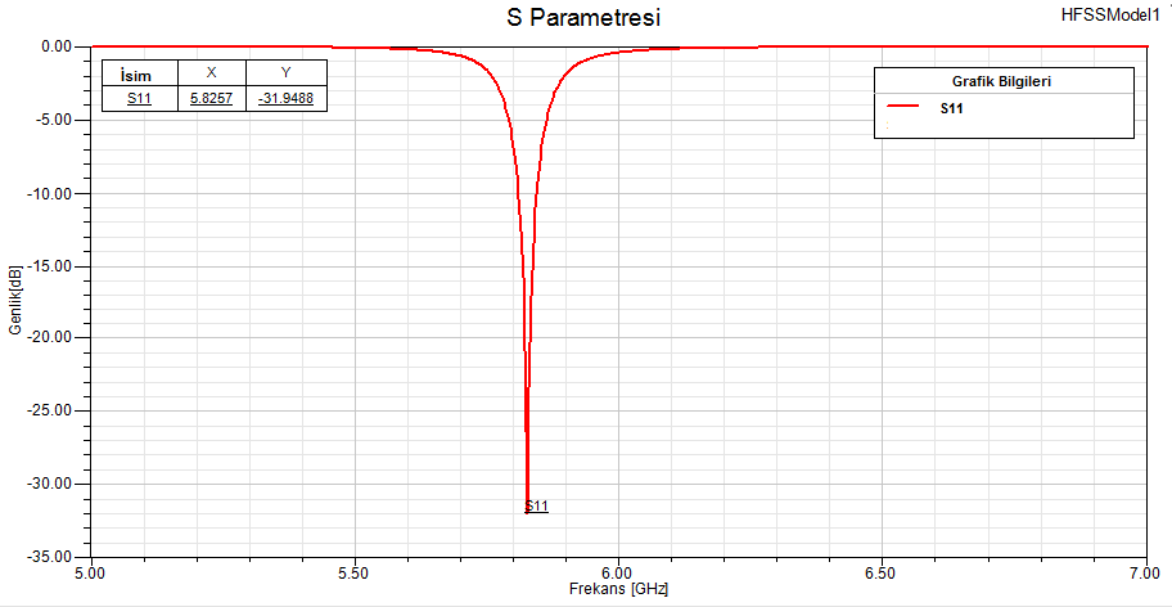
Şekil 2. 11'de gösterilen x eksenine paralel tek beslemeli kare mikroşerit yama antene ait yayılım yapan elektrik alan E_θ ve E_ϕ bileşenleri gösterilmektedir. E_θ eş kutuplanma bileşenini, E_ϕ çapraz kutuplanma bileşenini ifade etmektedir. Genlik seviyelerini dB olarak tesbit edebilmek için kartezyen çizim kullanmak daha kolay sonuca götürmektedir. Bu nedenle, E_θ ve E_ϕ bileşenlerinin kartezyen düzlemdeki örüntüleri Şekil 2.12'de gösterilmektedir.



Şekil 2. 12 : x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan anten için kartezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

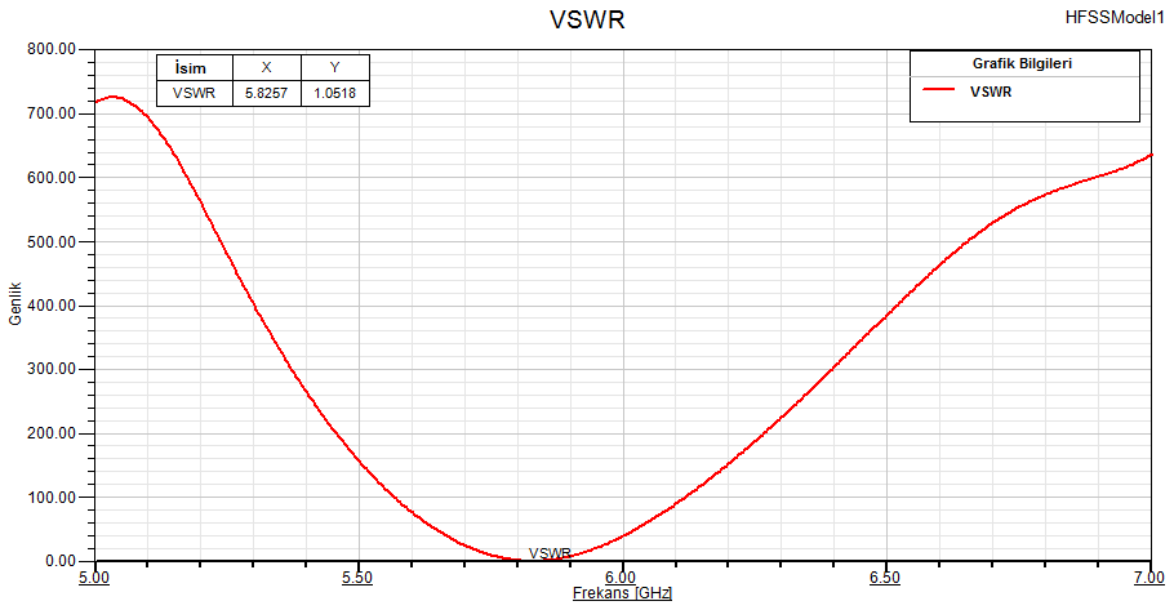
Şekil 2. 12'de görüldüğü üzere çapraz kutuplanma değerini ifade eden E_ϕ bileşeni yaklaşık -20dB mertebelerindedir. Bu değerin çift kutuplu anten tasarımında kabul edilebilir çapraz kutuplanma değeri olduğu, bölüm 2.5.4'de ifade edilmiştir. Tek beslemeli anten yapısında bu sonucun elde edilmesi iki beslemeli yapıya giden yolda yapılan anten ve besleme çeşidi tercihinin doğru olduğunu göstermektedir.

x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısının S_{11} parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2. **13**'de gösterilmektedir.



Şekil 2. 13: x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının S_{11} parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği

x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının, VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2. **14**'de gösterilmektedir.

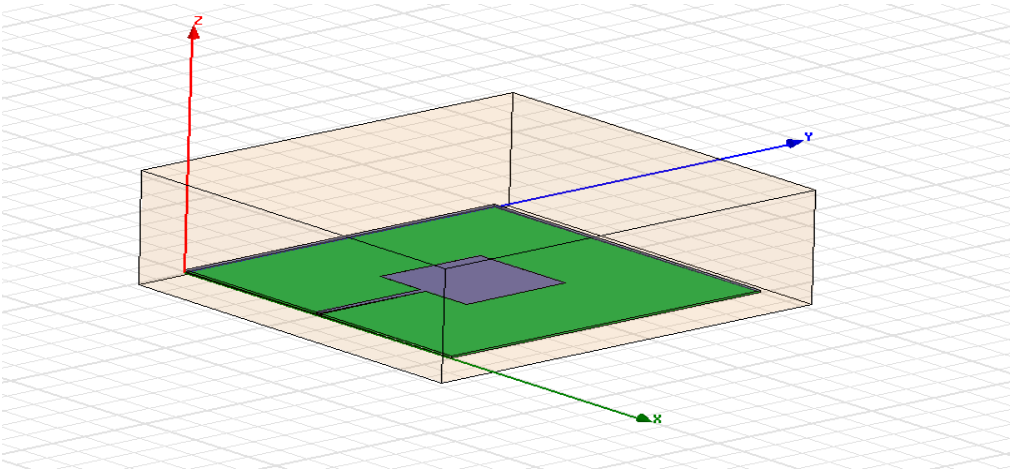


Şekil 2. 14: x-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının, VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği

y- eksenine paralel mikroşerit besleme hattı tek başına anten beslemesi olarak kullanıldığında elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

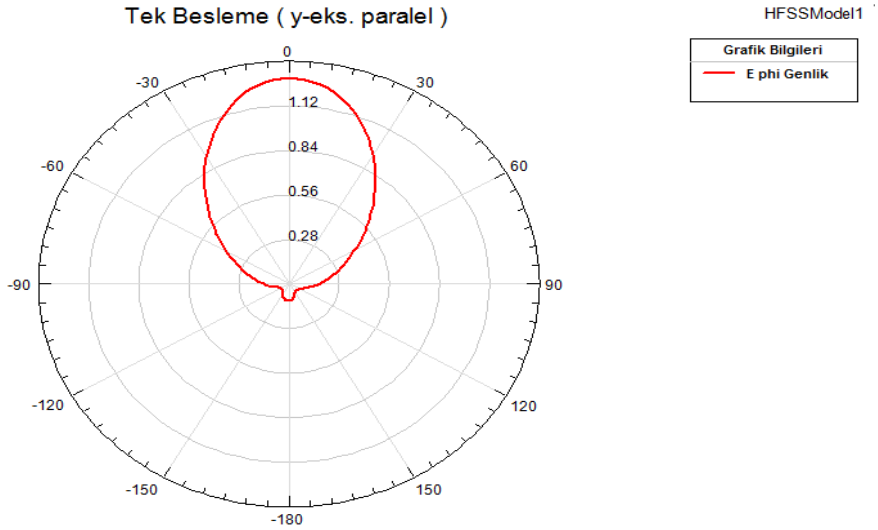
- **Y-eksenine Paralel Mikroşerit Besleme Hattı Tek Başına Anten Beslemesinde Kullanıldığında Elde Edilen Benzetim Sonuçları**

Y-eksenine paralel mikroşerit besleme hattı tek başına anten beslemesi olarak kullanıldığı durumda elde edilen anten yapısı Şekil 2. **15**‘de gösterilmektedir. Kare mikroşerit yamanın kenar uzunluğu 16.13 mm olarak alınmıştır. Bölüm 2.5.5.1’de hesaplanmış olduğu gibi kenar uzunluğu için teorik değer 16.5 mm ‘dir.

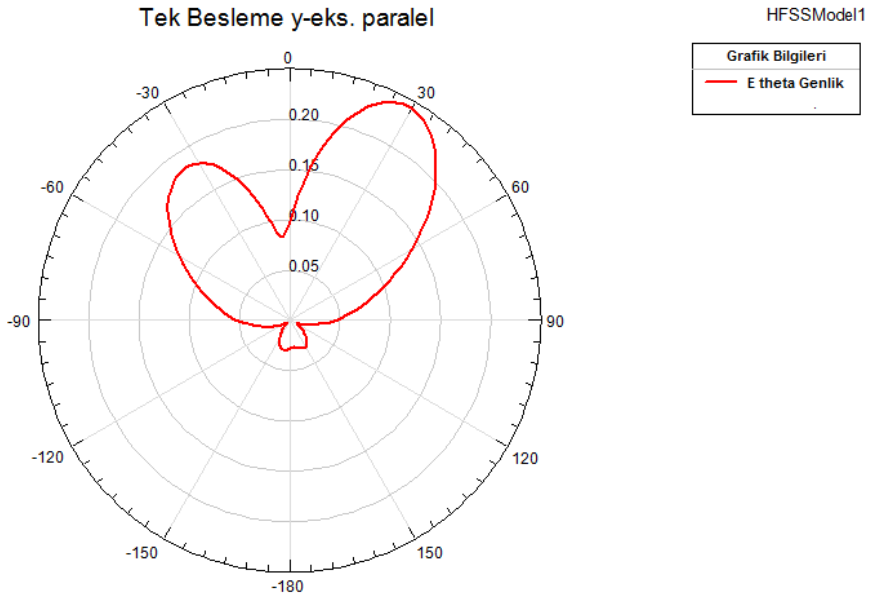


Şekil 2. 15: y eksenine paralel tek beslemeli kare mikroşerit anten yapısı

y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının ışıma örüntüleri Şekil 2. 16‘da gösterilmektedir.



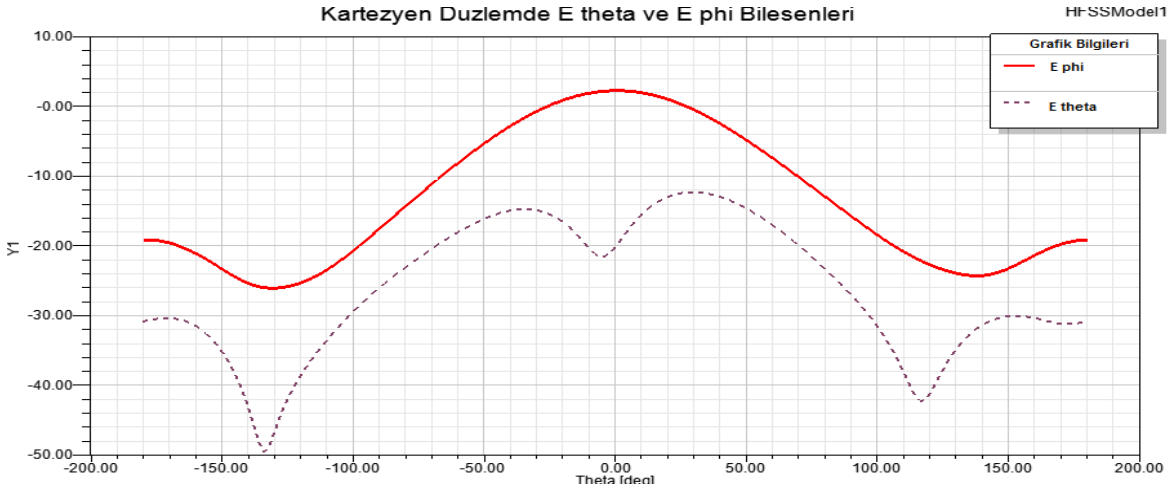
Şekil 2. 16(a): y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısında yayılım yapan Elektrik Alan E_ϕ bileşeninin ışıma örüntüsü



Şekil 2. 16 (b): y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit yama anten yapısında yayılım yapan Elektrik Alan E_θ bileşeninin ışıma örüntüsü

Şekil 2. 16’da gösterilen y eksenine paralel tek beslemeli kare mikroşerit antene ait yayılım yapan elektrik alan E_θ ve E_ϕ bileşenleri gösterilmiştir. E_ϕ eş kutuplanma bileşenini, E_θ çapraz kutuplanma bileşenini ifade etmektedir. Genlik

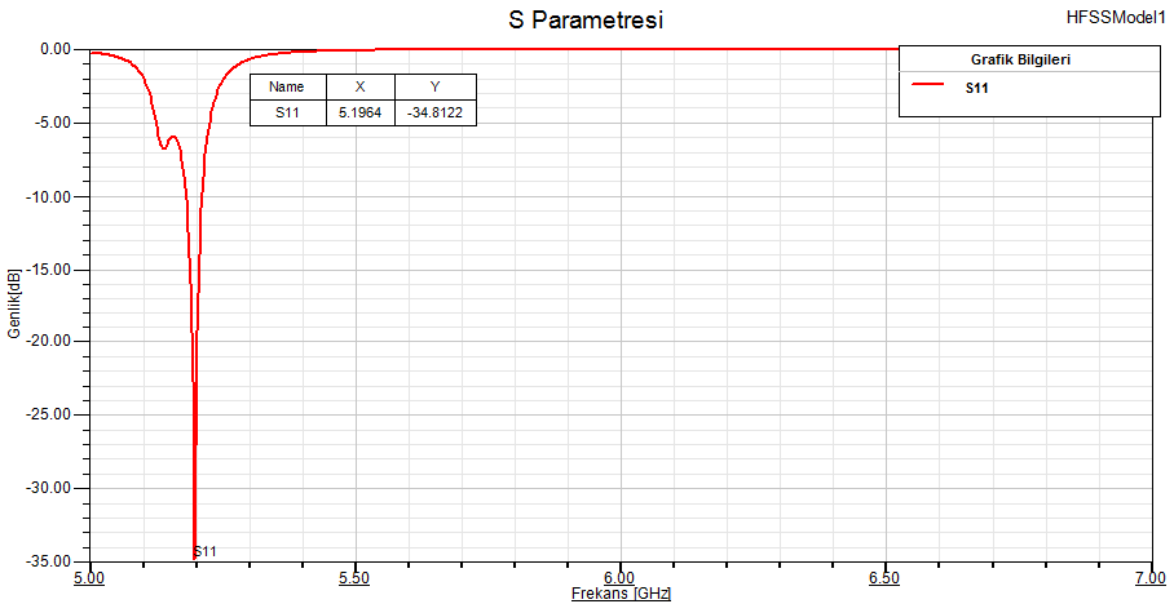
seviyelerini dB olarak tesbit edebilmek için, kartezyen çizim kullanmak daha kolay sonuca götürmektedir. E_θ ve E_ϕ bileşenlerinin kartezyen düzlemdeki örüntüleri Şekil 2. 17'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 17: x-eksenine paralele tek mikroşerit besleme hattı kullanılan anten için kartezyen Düzlemde E_θ ve E_ϕ Bileşenleri

Şekil 2. 17'de görüldüğü üzere çapraz kutuplanma değerini ifade eden E_θ bileşeni yaklaşık -20dB mertebelerindedir. Bu değerin çift kutuplu anten tasarımında kabul edilebilir çapraz kutuplanma değeri olduğu bölüm 2.5.4'de ifade edilmiştir. Şekil 2. 12'de de benzer çapraz kutuplanma değeri E_ϕ için elde edildiği gösterilmiştir. Her iki beslemede de ayrı ayrı istenen çapraz kutuplanma seviyeleri elde edilmiştir. Bir sonraki adımda yapılması gereken, iki besleme tek antende kullanıldığında da aynı seviyelerde çapraz kutuplanma değerlerini elde edebilmektir.

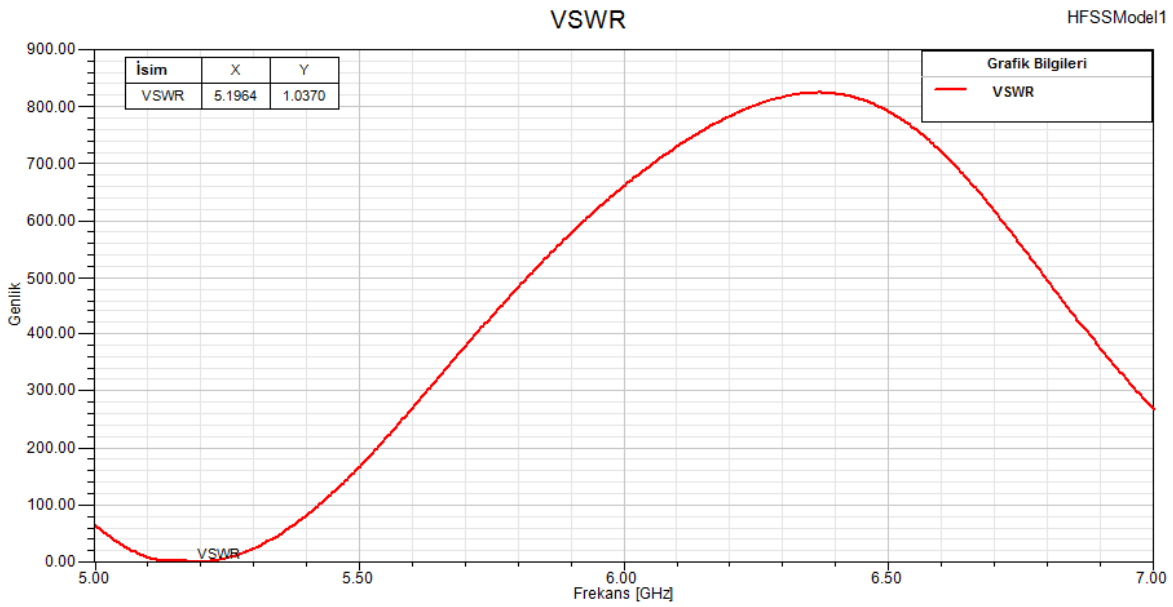
y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının S parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil.2.18'de gösterilmektedir.



Şekil 2. 18: y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının S_{11} parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği

Şekil 2. **18**'de gösterilen S parametresi değeri yansıyan gücün 5.2GHz frekansında daha az olduğunu, bu frekansta iletilen gücün daha fazla olduğunu ifade etmektedir. Ancak tez çalışması kapsamında tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin 5.8GHz merkez frekansında yayılım yapması gerekmektedir. Tek beslemeli bu durum için temel amaç, çapraz kutuplanma değerini gözlemlemektir. Bu nedenle merkez frekans iki beslemeli yapıda önem kazanmaktadır. İki beslemeli olarak tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten için de istenen 5.8GHz merkez frekansında yayılım sağlanmıştır. Bu antene ilişkin elde edilen sonuçlar bir sonraki bölümde incelenmiştir.

y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının, VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2. **19**'da gösterilmiştir.

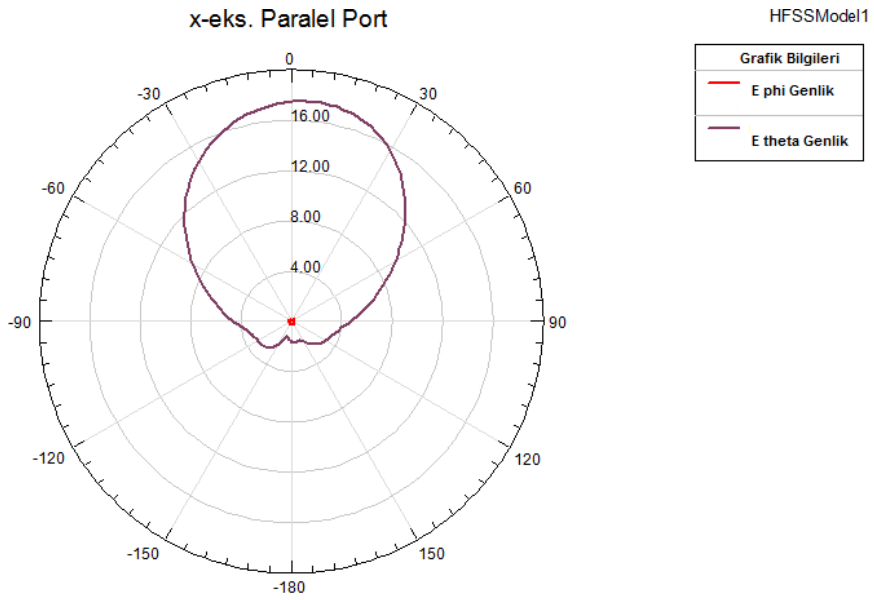


Şekil 2. 19: y-eksenine paralel tek mikroşerit besleme hattı kullanılan kare mikroşerit anten yapısının, VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği

x-eksenine ve y- eksenşine paralel mikroşerit besleme hatları aynı anda kullanıldığında elde edilen benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

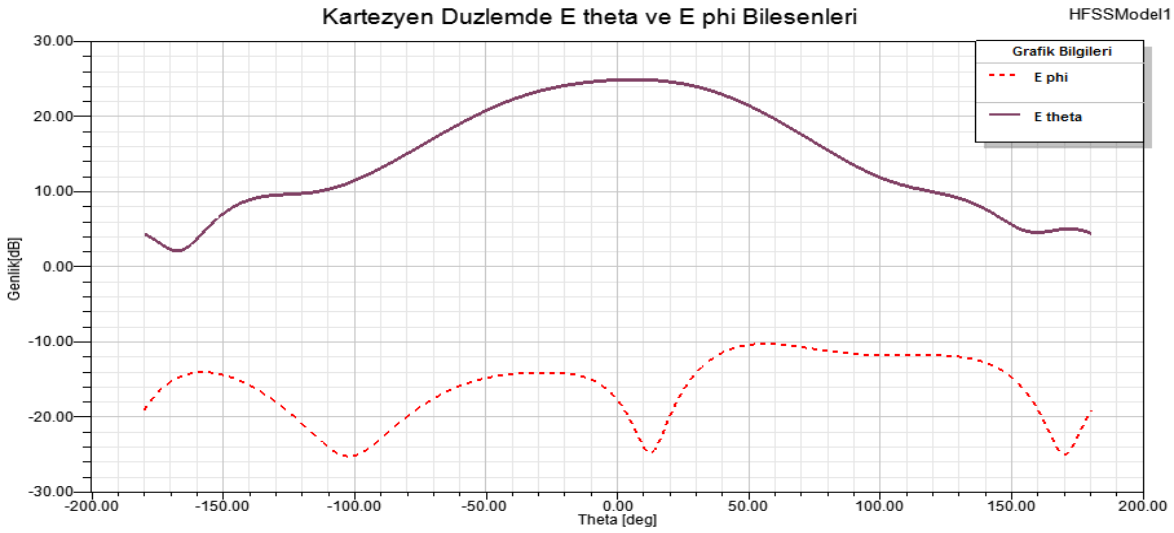
- **x-Eksenine ve y-Eksenine Paralel Mikroşerit Besleme Hatları Aynı Anda Tek Kare Mikroşerit Yama Anten Beslemesinde Kullanıldığında Elde Edilen Benzetim Sonuçları**

Tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı Şekil 2. 8‘de gösterilmiştir. Tasarlanan çift kutuplu anten yapısında iki besleme varken besleme portları ayrı ayrı aktif edilerek, elektrik alan E_θ ve E_ϕ bileşenleri elde edilmiştir. Sadece x-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil 2. 20’de gösterilmiştir. İki beslemeli anten tasarımında tek beslemeli tasarımlarda kullanılan yama kenar uzunluk boyutu olan 16.13 mm kullanılmıştır. Tek beslemeli tasarımlarda kullanılmayan empedans uyumlandırma devresi iki beslemeli yapı için kullanılmış ve anten 50 ohm mertebesinde uyumlandırılmıştır. Uyumlandırma için kullanılan çeyrek dalga dönüştürücünün tasarımı, bölüm 2.5.5.7’de anlatılmıştır. Çeyrek dalga dönüştürücünün genişliği ve uzunluğu, teorik olarak hesaplanan değer ile benzetim programında kullanılan değer birebir aynıdır.



Şekil 2. 20: Sadece x-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen ışıma örüntüsü.

Çapraz kutuplanma seviyesininin dB değerini görebilmek için ışıma örüntüsü Şekil 2. 21'de kartezyen düzlemde gösterilmiştir.

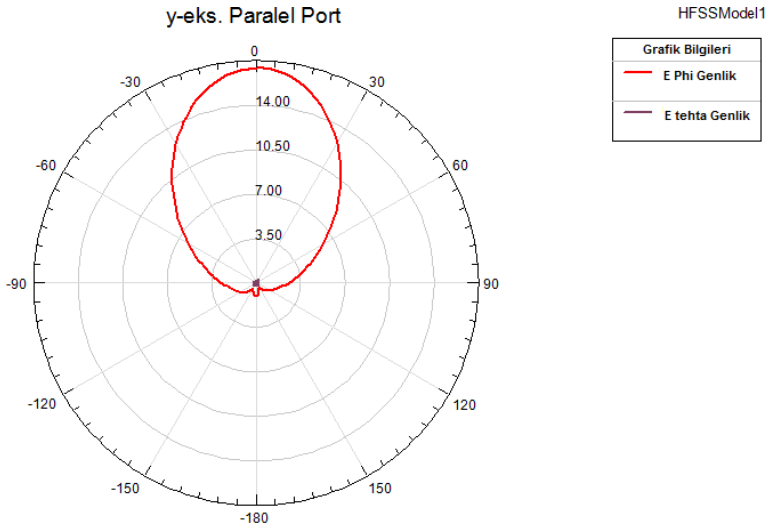


Şekil 2. 21: Sadece x-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen kartezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri.

Şekil 2.21'de görüldüğü üzere çapraz kutuplanma değerini ifade eden E_ϕ bileşeni yaklaşık -20dB mertebelerindedir. Bu değer, çift kutuplu anten tasarımında kabul edilebilir çapraz kutuplanma değeri olarak alınabilmektedir. Dolayısıyla uygun çapraz kutuplanma değeri elde edildikten sonra kapasite artım yöntemi

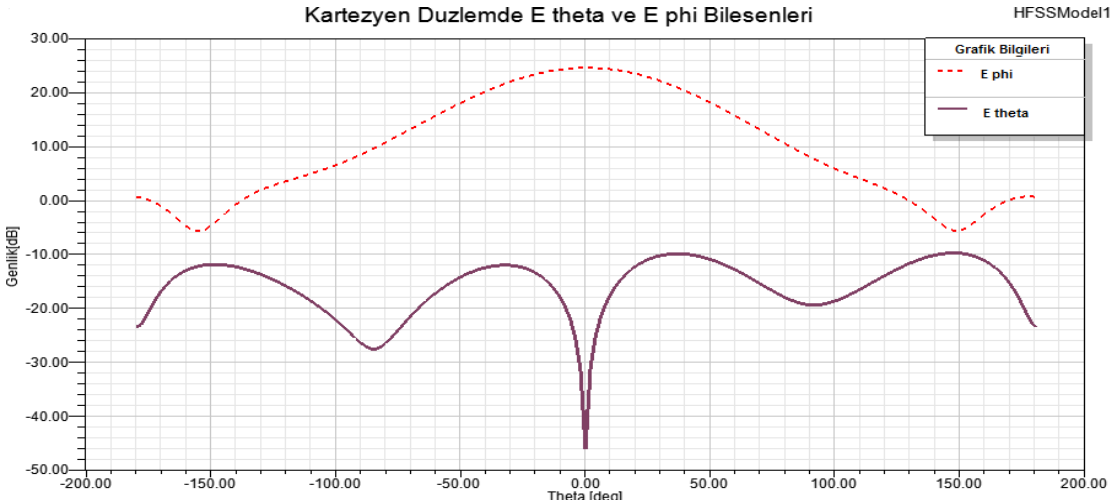
olarak MIMO uygulamalarında, kutupsal çeşitlemede tez çalışması kapsamında tasarlanan antenin kullanılabileceği gösterilmiştir.

Tasarlanan iki kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında sadece y-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil 2. 22‘de gösterilmiştir.



Şekil 2. 22: Sadece y-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

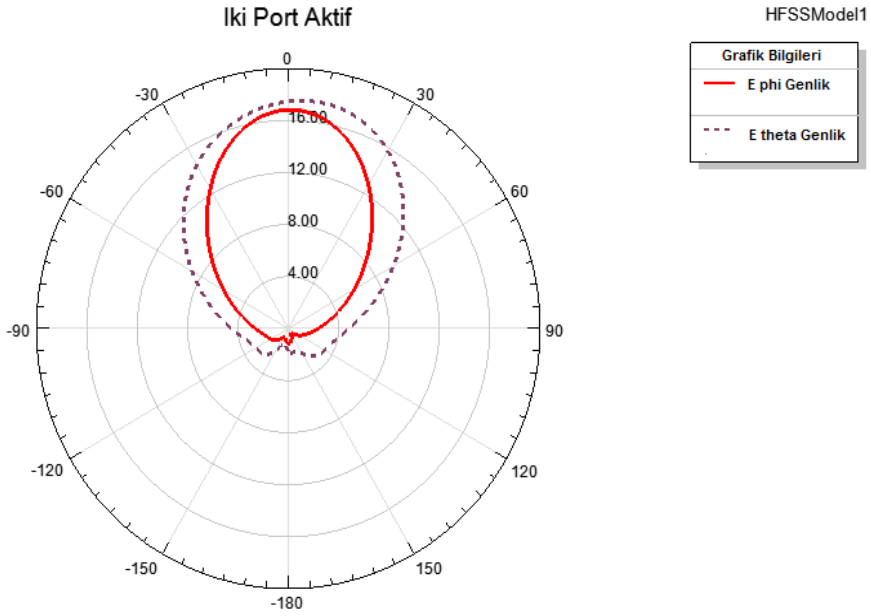
Çapraz kutuplanma seviyesininin dB değerini görebilmek için ışıma örüntüsü Şekil 2. 23’de kartezyen düzlemde gösterilmiştir.



Şekil 2. 23: Sadece y-eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattına ait port aktifken elde edilen kartezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri.

Şekil 2. 23'de görüldüğü üzere çapraz kutuplanma değerini ifade eden E_θ bileşeni -20dB mertebesinin altındadır. Bu değer, çift kutuplu anten tasarımında diğer port aktifken elde edilen sonuca paralel olarak kabul edilebilir çapraz kutuplanma seviyesi olarak alınabilmektedir.

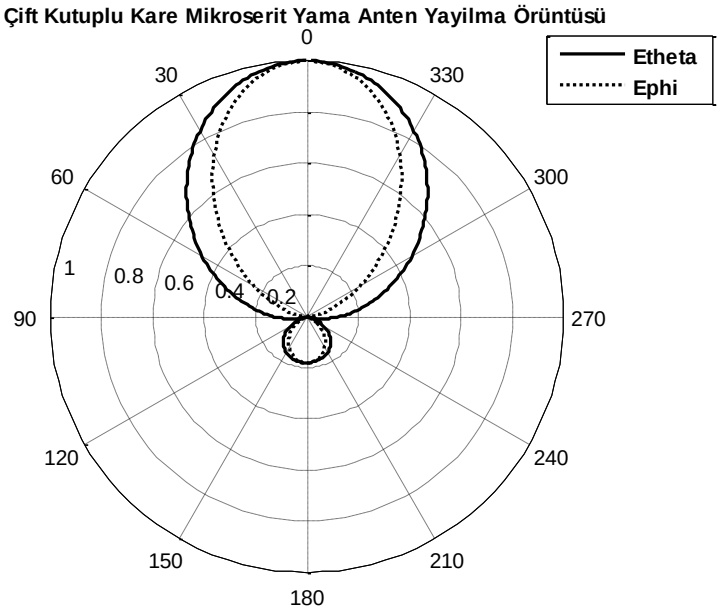
Tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında x ve y eksenlerine paralel mikroşerit besleme hatlarına ait her iki port da aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil 2. 24'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 24: x ve y eksenlerine paralel mikroşerit besleme hatlarına ait her iki port da aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

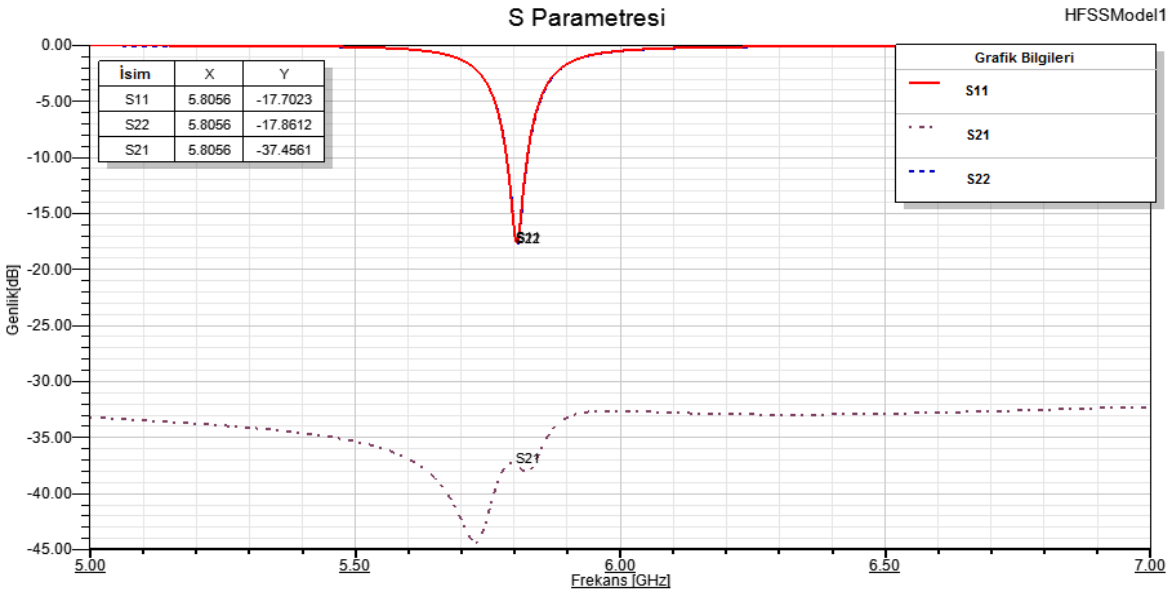
Şekil 2. 24'de görüldüğü gibi çift kutuplu anten yapısında iki beslemeye ait her iki porttan yayılım yapan antenin E_θ ve E_ϕ bileşenleri eşit genlikte ışımaktadır. Beslemenin birinden TM_{10} modunda, diğerinden TM_{01} modunda yayılım yapıldığından yer iki yönlü yayılım da temel modda ve aynıdır. Sadece huzme genişliklerinde farklılık gözlenmektedir. Huzme genişliklerindeki bu farklılık E_θ ve E_ϕ ışımalarında beklenen bir farklılıktır. Bu da kutupsal çeşitlemenin sağlandığının ve MIMO uygulamalarında kapasitenin bu yöntemle iki farklı yöndeki yayılımla iki katına çıkarılabileceğinin göstergesidir. Eş.2.54c ve Eş.2.55d'de elde edilen elektrik alan ifadelerine bağlı olarak çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin yayılma örüntüleri MATLAB tarafından çizdirilmiştir. Elde edilen ışıma örüntüleri Şekil 2. 25'de gösterilmektedir.

Şekil 2. 25'de yer alan MATLAB kullanılarak elde edilen yayılma örüntüsü ile Şekil 2. 24'de yer alan benzetim programı kullanılarak elde edilen yayılma örüntüsü birebir aynıdır. Bu sonuca göre de benzetim programında yapılan tasarım ile teorik sonuçların birbiri ile örtüştüğü ortaya koyulmuştur.



Şekil 2. 25:Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Yayılma Örüntüsü

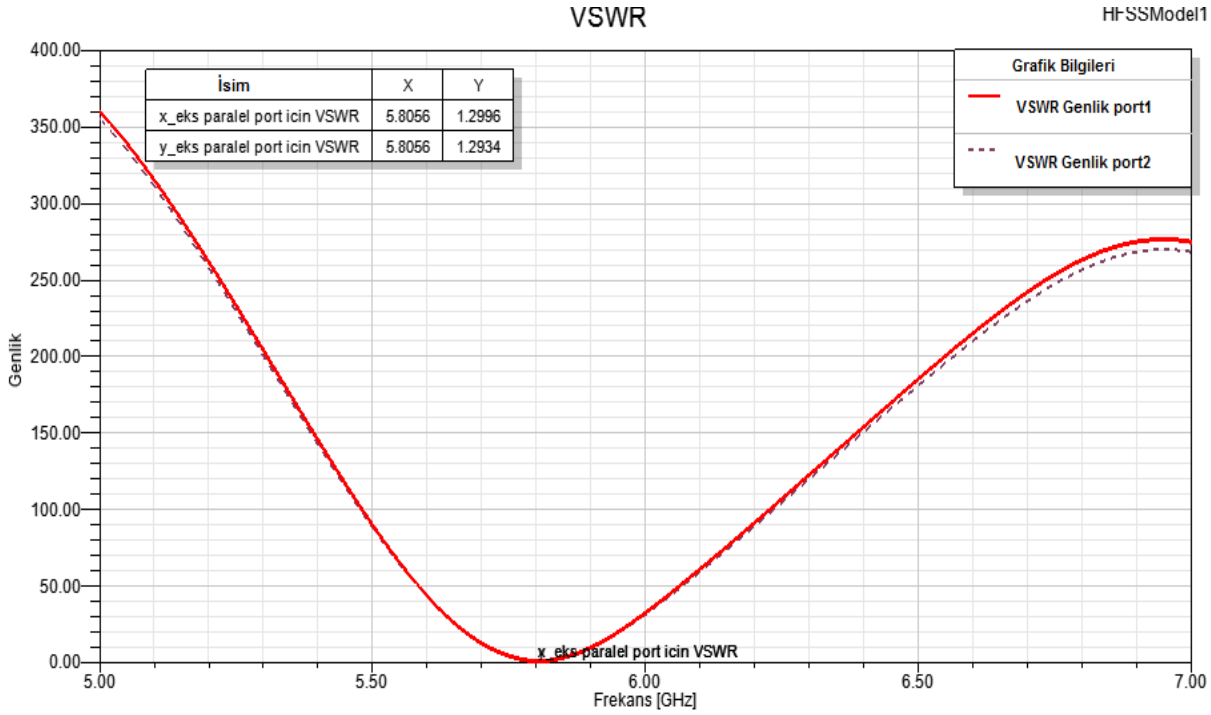
Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında elde edilen S_{11}, S_{22} ve S_{21} parametrelerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2. 26'da gösterilmiştir.



Şekil 2. 26: Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında elde edilen S_{11}, S_{22} ve S_{21} parametrelerinin frekansa göre değişim grafiği

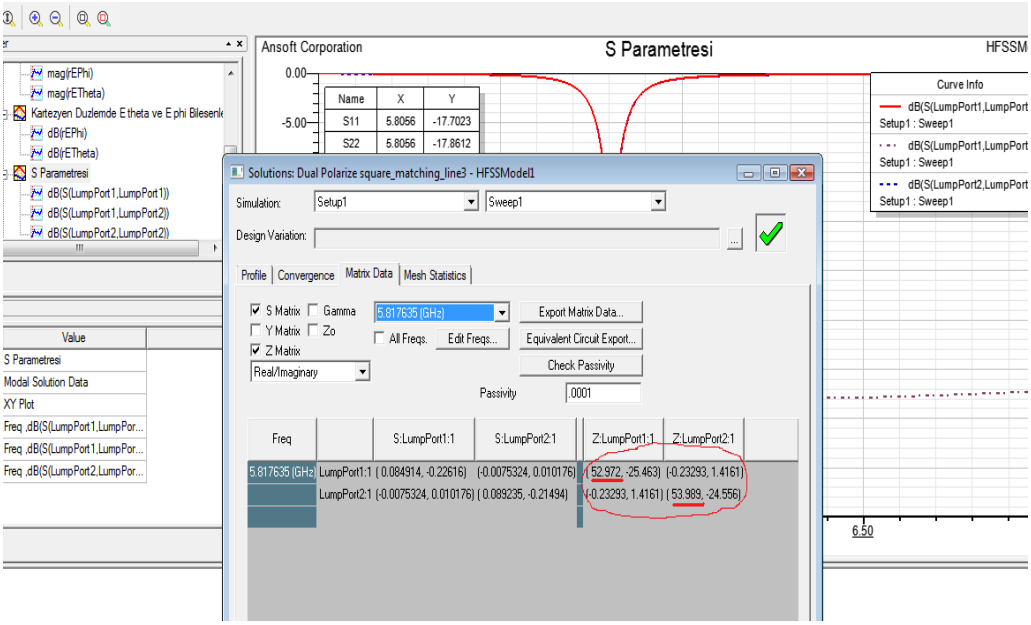
Şekil 2. 26'da görüldüğü gibi tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten 5.8GHz merkez frekansında yaklaşık 44MHz band genişliğinde yayılım yapmaktadır. S_{21} değerinin -37dB olması, beslemeler arasında oluşan bağlaşımın ihmal edilecek kadar küçük olduğunu göstermektedir. İki beslemeli anten tasarımlarında bu parametre dikkat edilmesi gereken önemli verilerden bir tanesidir.

Anten besleme portlarında empedans değeri, 50 ohm mertebesinde olduğunda elde edilen VSWR değerleri Şekil 2. 27'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 27: Anten besleme portları 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerleri

Şekil 2. 28'de benzetim programında tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında her iki mikroşerit hat besleme portu için giriş empedans değerleri gösterilmiştir.



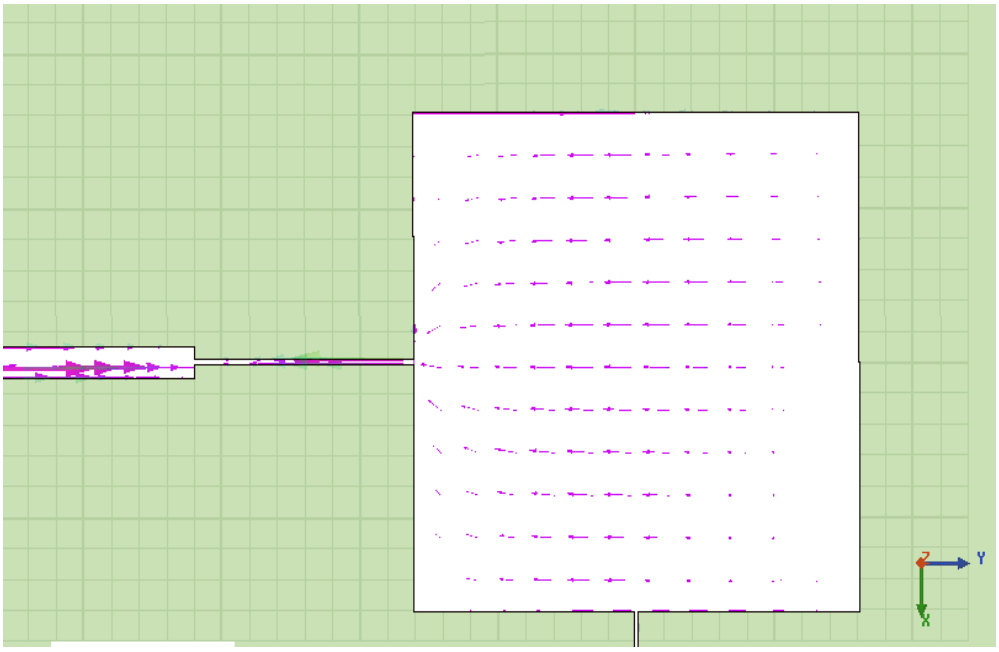
Şekil 2. 28: Çift kutuplu mikroşerit antenin giriş empedans değerleri

Şekil 2.28'de görüldüğü gibi benzetim programında da empedans uyumlandırması yaklaşık 50 ohm seviyelerinde elde edilmiştir.

2.5.6.2 Benzetim Programında Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Yapısı için Elde Edilen Yüzey Akımlarının ve Elektrik Alan Vektörlerinin Gösterimi

Tasarlanan çift kutuplu anten yapısında iki mikroşerit besleme yer aldığı bölüm 2.5.4'de ifade edilmiştir. Bu kısımda ise her bir beslemeden kaynaklı oluşan yüzey akım dağılımları ve elektrik alan vektörleri incelenmiştir.

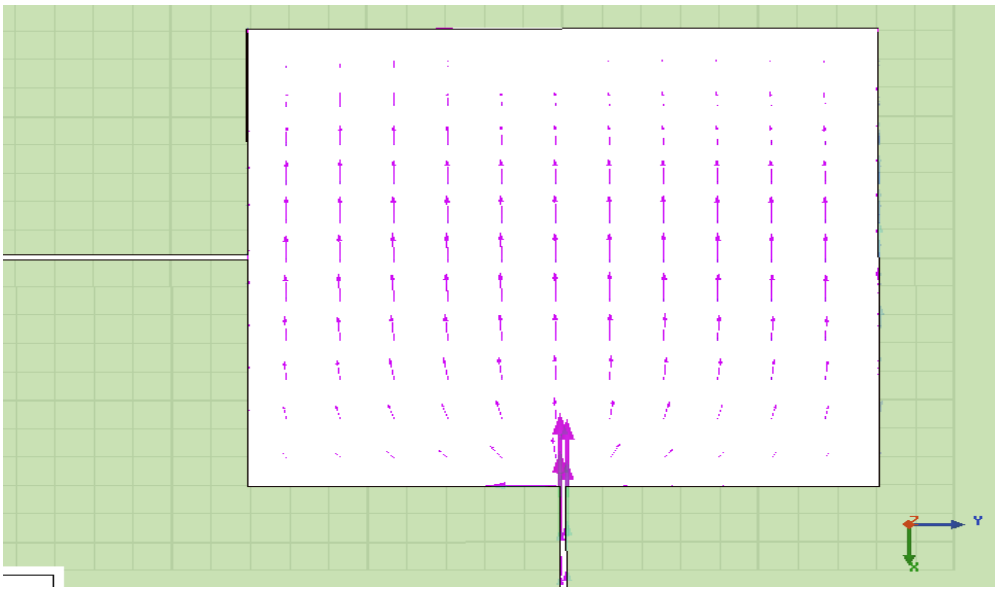
Y eksenine paralel olan mikroşerit hat beslemesi aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları Şekil 2. 29'da gösterilmiştir.



Şekil 2. 29 : y eksenine paralel olan besleme aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları

Şekil 2. 29'da görülen yüzey akımlarının yönü doğrusal kutuplanma olduğunun bir göstergesidir. Yüzey akımlarının besleme ile aynı doğrultuda olduğu tesbit edilmiştir.

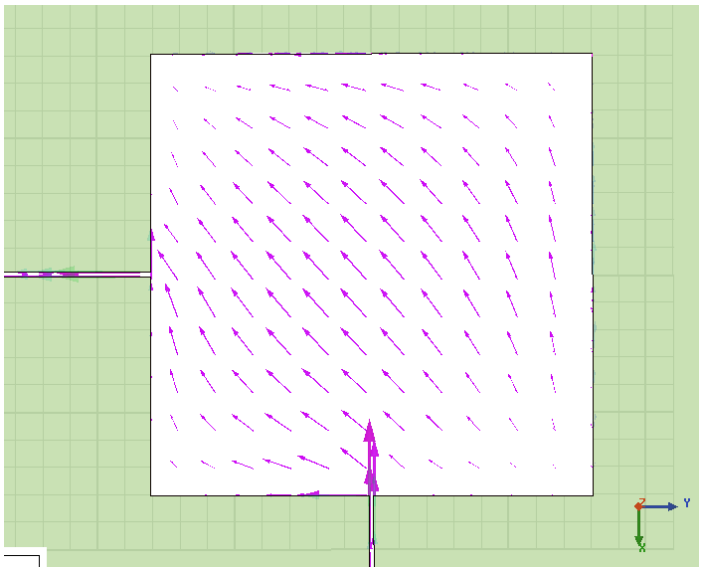
x eksenine paralel olan mikroşerit hat beslemesi yama üzerinde oluşan yüzey akımları Şekil 2. 30'da gösterilmiştir.



Şekil 2. 30 : x eksenine paralel olan besleme aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları

Şekil 2. 29'daki durumla benzer şekilde Şekil 2. 30'da yüzey akımlarının doğrultusu besleme yönü ile aynı olduğu görülmektedir. Bu durum doğrusal kutuplanma olduğunun bir göstergesidir.

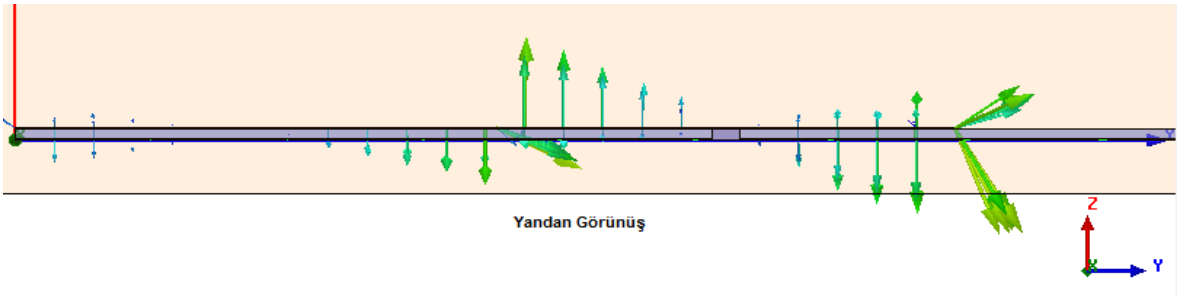
Her iki besleme portu da aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları Şekil 2. 31'de gösterilmiştir.



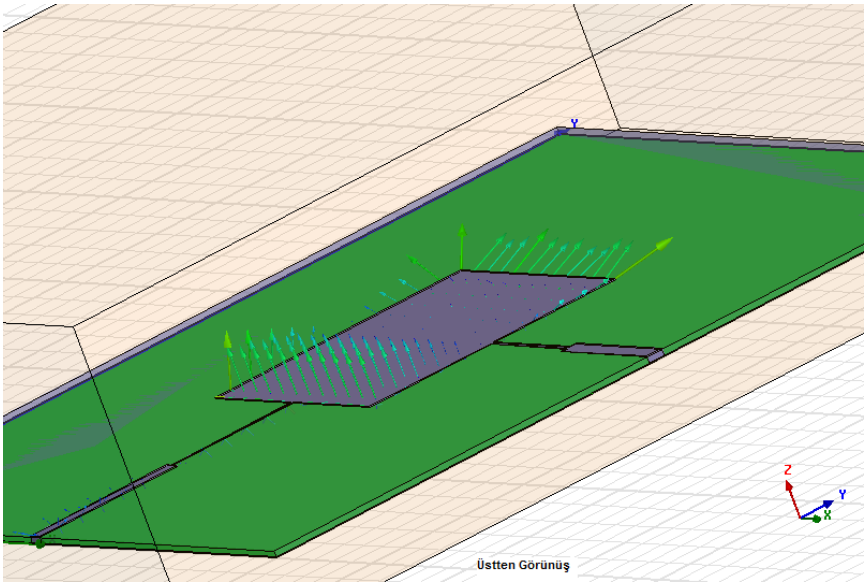
Şekil 2. 31 : Her iki besleme portu da aktifken yama üzerinde oluşan yüzey akımları

Şekil 2. **31**'de görülen şekli ile antende yer alan her iki besleme de aktif olduğunda yüzey akımları 45°'lik açı doğrultusunda yer almaktadırlar. Bu durum beslemelerden kaynaklı yüzey akımların şiddetlerinin ve fazlarının birbirine eşit olduğunu ifade etmektedir.

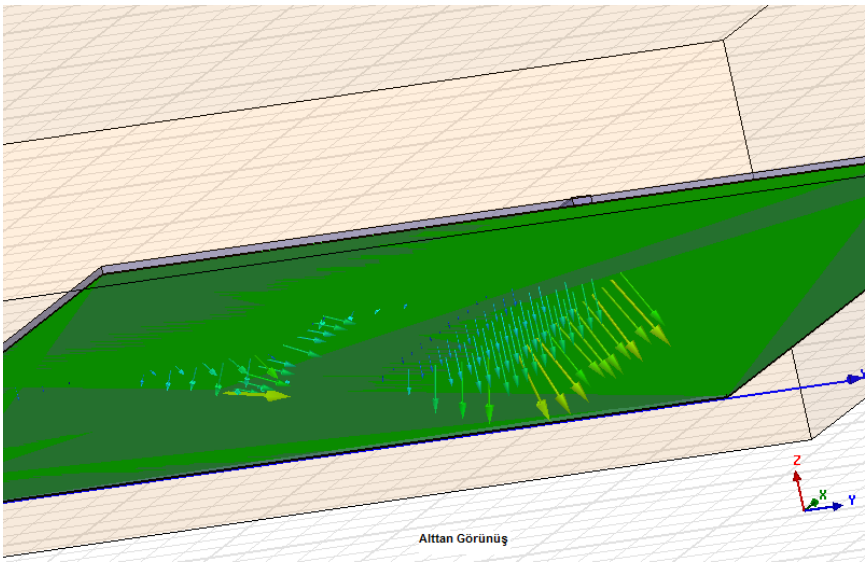
Y eksenine paralel olan mikroşerit hat beslemesi aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri Şekil 2. 32'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 32(a): y eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Yandan Görünüş)

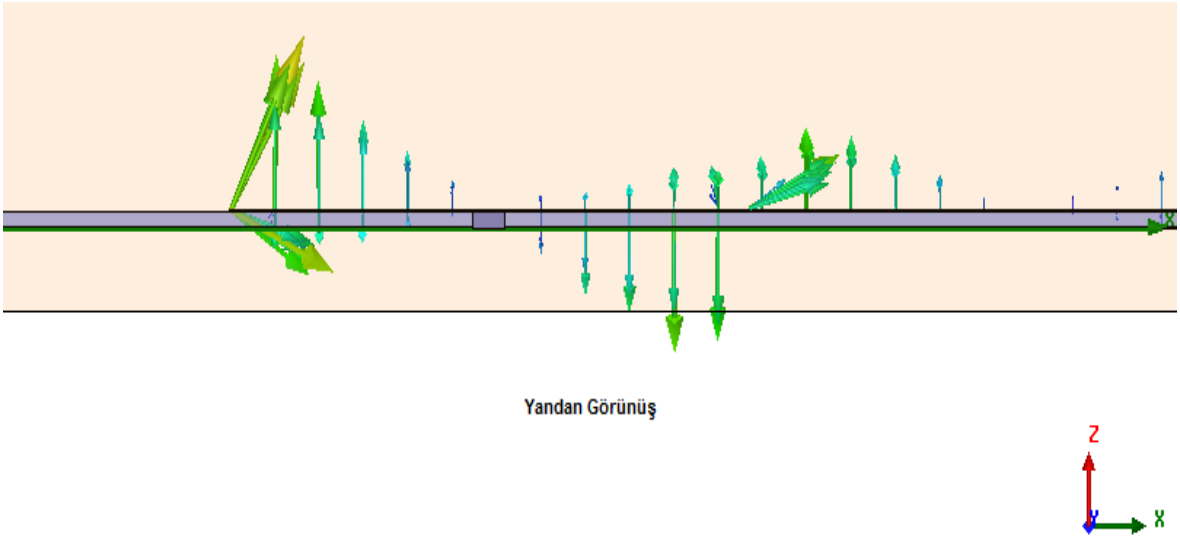


Şekil 2.32(b): y eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Üstten Görünüş)

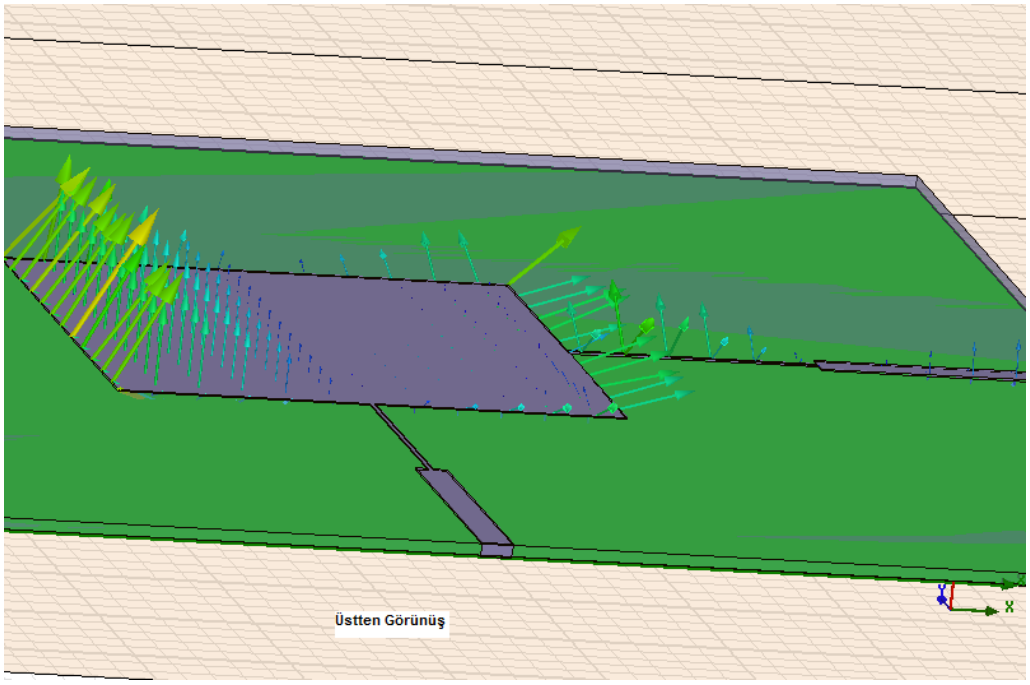


Şekil 2.32(c): y eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Alttan Görünüş)

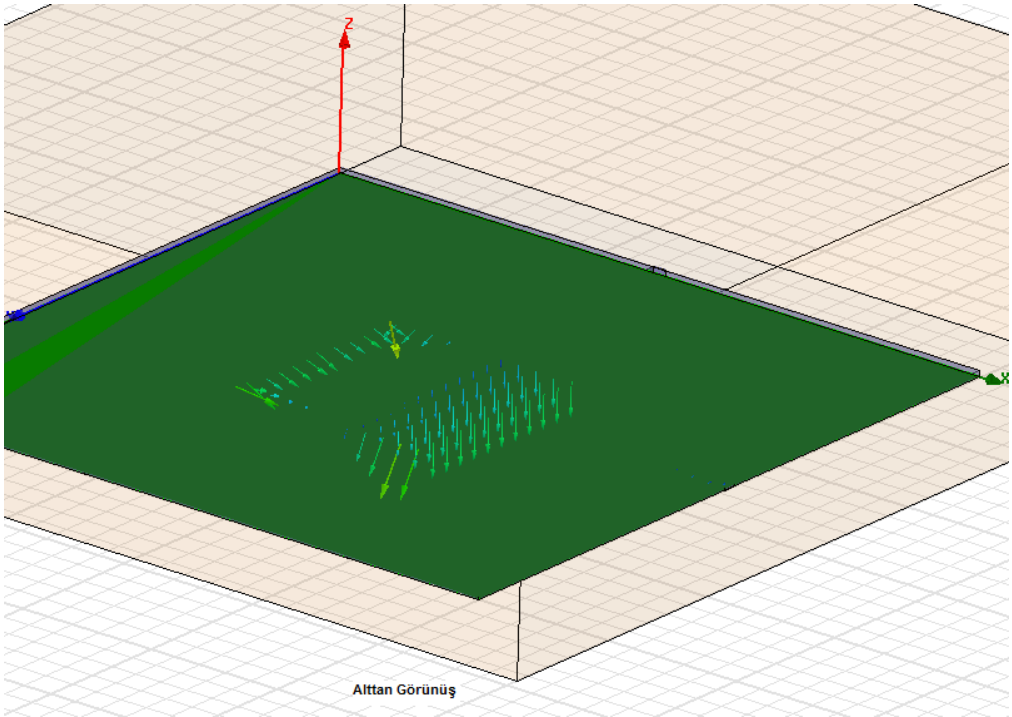
x eksenine paralel olan mikroşerit hat beslemesi aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri Şekil 2. 33'de gösterilmiştir.



Şekil 2. 33 (a): x eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Yandan Görünüş)



Şekil 2.33(b): x eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Üstten Görünüş)



Şekil 2.33(c): x eksenine paralel olan besleme portu aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Alttan Görünüş)

Boşluk modeli için iç bölgede $\frac{\partial}{\partial z} \equiv 0$ olduğu göz önünde bulundurulduğunda $E_x = 0$ ve $E_y = 0$ ise $\overline{E} = E_z \hat{a}z$ olduğu bölüm 2.4.1'de gösterilmiştir. Bu da HFSS benzetim programında elde edilen elektrik alan vektörlerinin boşluk modeline göre iç bölgede $\hat{a}z$ yönünde olmasının açıklaması ve ispatı olarak nitelendirilebilmektedir. Besleme şekli prop besleme olması durumunda boşluk modeline göre elde edilen elektrik alan vektörleri ile aynı yönlü bir akım yoğunluğu oluşmaktadır [28]. Ancak tez çalışması kapsamında mikroşerit hat beslemesi kullanıldığından bir beslemenin yönü $\hat{a}x$ yönünde diğer beslemenin yönü ise $\hat{a}y$ yönündedir. Buna bağlı olarak yüzey akımları da Şekil 2. 29 ve Şekil 2. 30'da gösterildiği gibi $\hat{a}x$ ve $\hat{a}y$ yönünde olmaktadır. Yüzey akımlarının belirtilen doğrultuda olmasının formülsel ifadesi Eş.2.104 'de verilmiştir. Işıma örüntüsü analizlerinde elektrik alan ifadesi, yüzey akımlarının yönü baz alınarak çıkarılmıştır.

$$\overrightarrow{J_s} = 2n \times \overrightarrow{H_a} \tag{2.104}$$

Mikroşerit hat beslemenin yönü $\hat{a}x$ yönünde ise, olaşacak $\overrightarrow{H_a}$ vektörü Şekil 2. 34 ‘de gösterildiği gibi $\hat{a}y$ yönünde olmaktadır. O halde $\overrightarrow{H_a}$, Eş.2.105’de ifade edildiği şekliyle yazılabilmektedir.

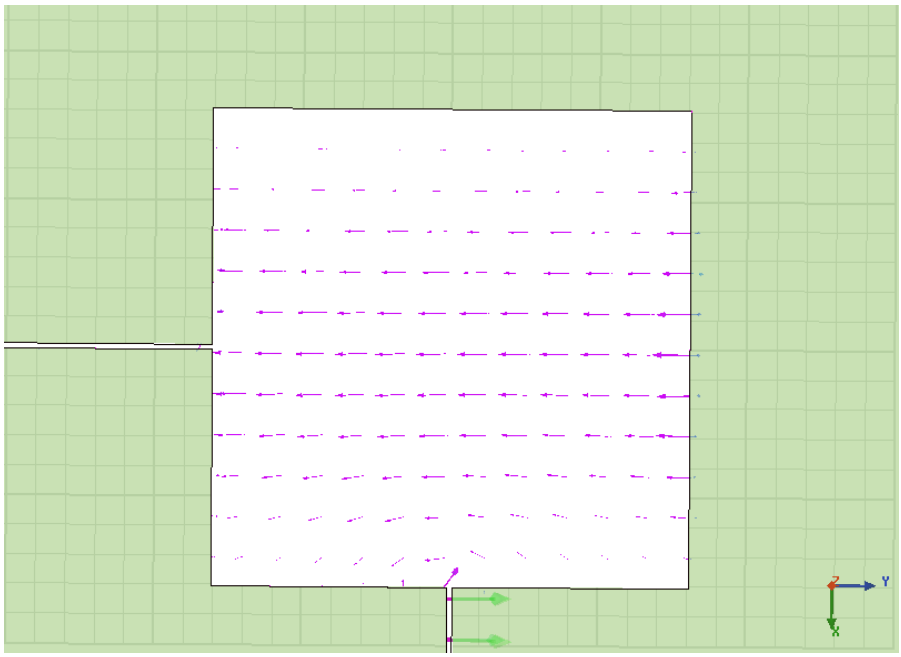
$$\overrightarrow{H_a} = H_0(-\hat{a}y) \tag{2.105}$$

Eş.2.104, Eş.2.105 ifadesi kullanılarak yeniden düzenlenirse,

$$\overrightarrow{J_s} = 2\hat{a}z \times (-\hat{a}y)H_0 \tag{2.106}$$

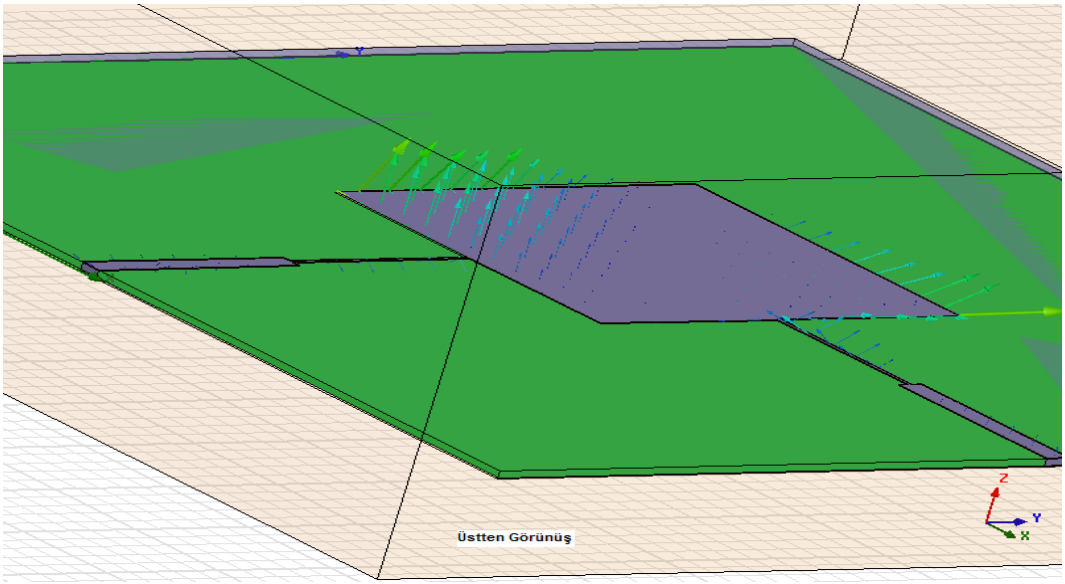
$$\overrightarrow{J_s} = 2\hat{a}xH_0 \tag{2.107}$$

yüzey akımının yönü $\hat{a}x$ olarak gösterilmiş olur.

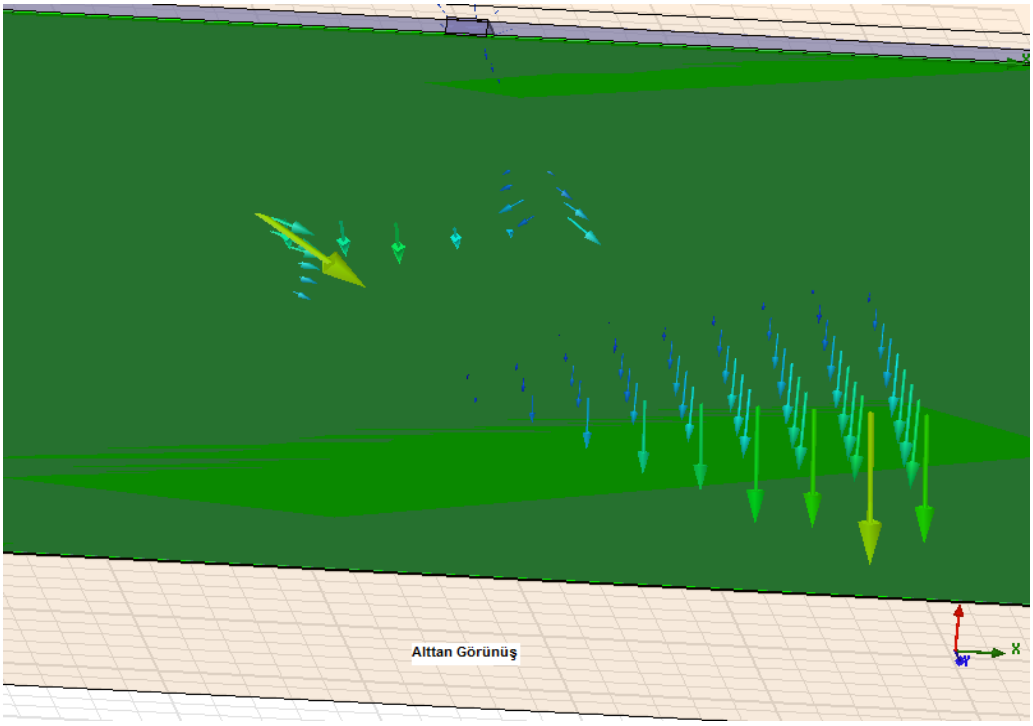


Şekil 2. 34 : x eksenine paralel olan besleme portu aktifken oluşan manyetik alan vektörleri

Her iki besleme de aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri Şekil 2. 35’de gösterilmiştir.



Şekil 2. 35(a) : Her iki besleme de aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Üstten Görünüş)



Şekil 2.35(b): Her iki besleme de aktifken yama üzerinde oluşan elektrik alan vektörleri (Alttan Görünüş)

Bölüm kapsamında yapılan tüm analizlere yönelik elde edilen sonuçlar bölüm 2.5.6.3'de değerlendirilmiştir.

2.5.6.3 Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten için Yapılan Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Çift kutuplu mikroşerit yama anten tasarımında amaç, kutupsal çeşitlemeyi gerçekleştirebilmektir. Bu nedenle çapraz kutuplanma değerlerinin seviyeleri önem kazanmaktadır. Çapraz kutuplanma seviyesine etki eden faktörler arasında yer alan, yayılım frekansı ve kullanılan alttaş malzemenin kalınlığı, tasarımda öncelik verilmesi gereken parametre değerleridir. Eş.2.79'da görüldüğü gibi eş kutuplanma yayılımı rezonans frekansı ve alttaş malzeme kalınlığından etkilenmezken çapraz kutuplanma değeri seviyesi rezonans frekansı ve/veya alttaş malzeme kalınlığı ile artmaktadır [45]. Bu nedenle tek beslemeli kare mikroşerit anten yapıları dielektrik kalınlığının optimum seviyede kullanılması için tasarlanmıştır. Önerilen çapraz kutuplanma değerleri elde edildikten sonra iki beslemeli çift kutuplu mikroşerit yama anten tasarımı benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Tek besleme kullanılarak tasarlanan antenlerin çapraz kutuplanma değerleri, iki besleme kullanıldığında elde edilen çapraz kutuplanma değerleri ile hemen hemen aynı olduğu gösterilmiştir. -20 dB mertebelerinde ve daha aşağı seviyelerde çapraz kutuplanma değerleri elde edilmiştir.

Benzetim sonuçlarına göre tek beslemeli olarak ışıma yapan kare mikroşerit yama anten yapılarının kullanılmaları durumunda elde edilen elekrik alan örüntüleri ile iki beslemeli olarak tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında elde edilen elektrik alan örüntüleri birbirine çok yakın çıkmaktadır. Antende ikinci bir beslemenin kullanılması ışıma örüntülerini bozucu bir unsur olmadığı bu sayede gösterilmiştir.

Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında S_{11} ve S_{22} parametreleri 5,8 GHz merkez frekansı etrafındaki 44 MHz'lik frekans bandında -10 dB seviyesinin altındadır. Bu sonuç antenlerin empedans uyumlandırmasının çok iyi seviyede olduğunu göstermektedir.

Çift kutuplu anten tasarımının gerçeklemesinde kullanılması gerekli olan tek anten üzerindeki iki mikroşerit besleme hatlarının birbiri arasındaki S_{21} karşılıklı bağlaşım değeri, 5,8 GHz merkez frekansı etrafındaki 44 MHz'lik frekans bandında -30 dB değerinin altındadır. Bu durum, iki mikroşerit besleme hattı arasındaki karşılıklı bağlaşım etkisinin ihmal edilebilir seviyede olduğunu göstermektedir.

Çift besleme kullanılan tasarımda anten ışıma örüntülerinden görüldüğü üzere, farklı kutuptadaki elektrik alan bileşenlerinin ışıma örüntülerinin genlikleri tam olarak aynıdır. Bu durum, farklı kutuplarda yapılan ışımanın güç bakımından bir farkı olmadığını göstermektedir. Bu durum ilinti hesaplamalarında yayılma gücü farklılığının ihmal edilebilecek seviyede olduğunu belirtmektedir. Dördüncü bölümde yapılacak ilinti hesaplamalarında yayılma güçlerindeki bu farklılık ihmal edilmiştir [66].

Mikroşerit yama anten yapılarında çoğunlukla kullanılan besleme hattının yamadan içeri sokulması yoluyla gerçekleştirilen empedans uyumlandırma yönteminde çift besleme, tek yama üzerinde kullanıldığında, istenilen karşılıklı bağlaşım değeri S_{21} elde edilememektedir. Bu nedenle empedans uyumlandırması için çeyrek dalga dönüştürücü kullanılmıştır. Besleme hattının yamadan içeri sokulması ile elde edilen uyumlandırma sonuçları ve elde edilen ışıma örüntüleri, S parametreleri ve VSWR değerleri Ek-1'de verilmiştir.

3. MIMO KANAL MODELLEMESİ

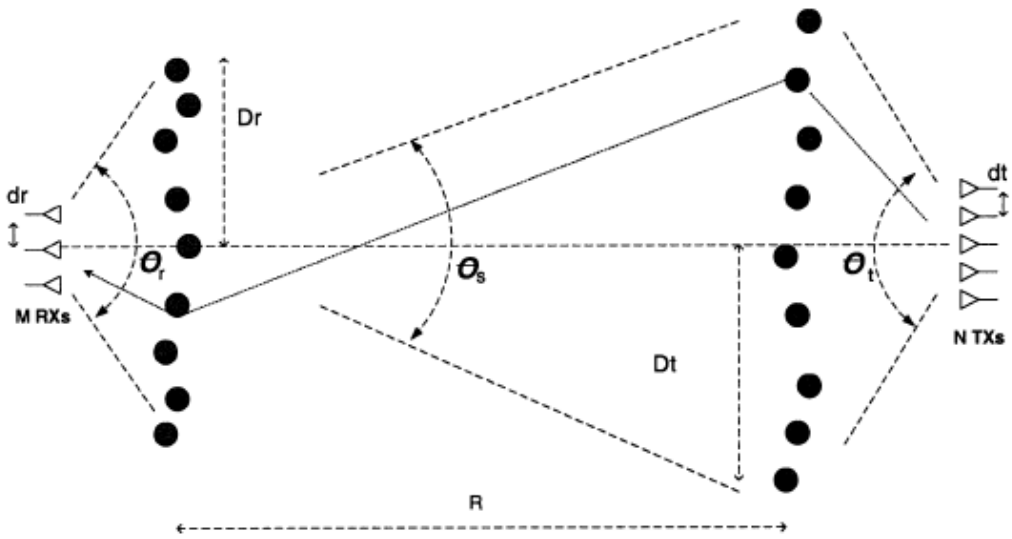
MIMO haberleşme sistemlerinde yüksek kapasiteli iletişimi sağlamak, yüksek kaliteye erişmek için kanal kodlama ve sinyal işleme büyük bir öneme sahiptir. Bunun yanısıra, kullanılan anten yapıları ve kanal yapısı da sistem performansı üzerinde belirleyici etkenlerdir. MIMO sistemlerini uygun modelleyerek ve uzay-zaman kanalın özelliklerini etkin biçimde kullanarak kısıtlı alan içerisinde maksimum çeşitliliğe ulaşmak mümkün olabilmektedir. Bu nedenle kullanılan anten yapısının özellikleri ile uyumlu kanal modelini belirlemek gerekmektedir. Tez çalışması kapsamında kullanılan anten dizilerinde eleman sayısı dördün üzerinde olmadığı için kullanılacak en uygun kanal modeli kronecker kanal modeli olarak öne çıkmaktadır.

3.1. Kronecker Kanal Model Tanımlaması

Bu modelde, doğrudan görüşün olmadığı çok iletim yoluna sahip yapılardan oluşan, düz sönümlü kanal ele alınmaktadır. Sönümlenmenin, radyo linkin her iki ucunda yer alan saçıcılardan kaynaklandığı varsayılmaktadır. Kronecker modelinde yakın alan saçıcılarının etkisi dikkate alınmıştır. Uzaktaki saçıcıların etkileri, yol kaybı tarafından sınırlandırılacağı düşünülerek ihmal edilmiştir. Alıcı ve verici tarafındaki ilintinin birbirinden bağımsız kılınması için iki kez saçınıma uğramış sinyaller dikkate alınmıştır. Böylece görüş içi sinyaller ve bir kez saçınıma uğramış sinyaller ihmal edilmiştir. Her saçınımda sinyal şiddeti büyük ölçüde azalmaktadır. Bu nedenle bir kere saçınıma uğrayarak alıcıya ulaşan sinyaller, iki ya da daha fazla saçınıma uğramış sinyallerden çok daha güçlüdür. Sonuç olarak, bu model, alıcı ile verici arasında fazla sayıda engelin olduğu, şehir merkezlerindeki dalga yayılma modelini ifade etmekte daha başarılı sonuçlar elde edilmektedir.

Kronecker modeli, MIMO sistemin benzetimini ve analitiksel olarak işlenmesini basitleştirmektedir. Bunun yanı sıra alıcı ve verici tarafındaki ilintinin birbirinden bağımsız olmasına olanak sağlamaktadır. Bu sayede alıcı ve vericide anten dizisi optimizasyonunu sağladığı için oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır.

Kronecker modeli ile modellenmiş bir MIMO sisiteminin düz sönümlü kanal yapısı Şekil 3. 1‘de gösterilmiştir [67].



Şekil 3. 1:Düz sönümlü MIMO kanalı için Kronecker Modeli

Şekil 3. 1'de yer alan,

N_T , vericide yer alan verici sayısını,

N_R , alıcıda yer alan alıcı sayısını,

d_t , verici antenler arası uzaklığı,

d_r , alıcı antenler arası uzaklığı

göstermektedir.

Bağlantının her iki ucunda yerel saçıcılar yer almaktadır. Bu saçıcılar bina gibi büyük objelerdir. Verici tarafında yer alan saçıcılar, verici saçıcıları olarak adlandırılmaktadır. Alıcı tarafında bulunanlar ise alıcı saçıcıları olarak tanımlanmaktadır. Alıcı saçıcıları ile verici saçıcıları arasındaki uzaklık R ile gösterilmektedir. Tüm saçıcılar tüm yönlü ideal saçıcılar olarak modellenmektedir. Verici etrafında yer alan saçıcıların en uzakta bulunanı ile yatay arasındaki uzaklık D_t gösterilmektedir. Benzer şekilde alıcı etrafında yer alan saçıcıların en uzakta bulunanı ile yatay arasındaki uzaklık D_r ile gösterilmektedir. Tüm yönlü antenler kullanıldığında D_t ve D_r sırasıyla verici saçılma yarıçapı ve alıcı saçılma yarıçapı olarak adlandırılmaktadır. Alıcı saçıcılardan alıcı antenler yönünde saçılan sinyaller, antenlere θ_r ile gösterilen açısal yayılma ile gelmektedir. θ_r, saçıcılara göre anten dizilim pozisyonun fonksiyonu olarak ifade edilmektedir. Benzer şekilde

verici tarafında saçılma θ_t açısal yayılımı tanımlamaktadır. Alıcı ve verici saçıcıların alıcı ve verici antenlerden düzlem dalga varsayımını sağlayacak kadar uzakta oldukları düşünülmektedir. Yerel saçılma koşulunu sağlaması için D_t, D_r << R olduğu varsayılmaktadır. Alıcı ve verici tarafında yer alan saçıcıların sayısının, S, rasgele sönümleme sağlayacak kadar çok olduğu (S > 10) varsayımı yapılmaktadır. Saçıcıların kesin konumlarının kronecker modelinde bilinmesine ihtiyaç duyulmamaktadır. Her verici saçıcısı radyo sinyalini önce almakta, daha sonra düzlem dalga biçiminde alıcı saçıcılara göndermektedir. Alıcı saçıcıları, S adet sanal antenden oluşan ve antenler arasındaki uzaklık $2D_r$ / S olan, $\tan\left(\frac{\theta_s}{2}\right) = D_t/R$ 'lik açısal yayılma etkisindeki bir anten dizilimi olarak düşünülmektedir.

Alıcı antene ulaşan düzlem dalgaların varış yönlerini tanımlamak için Birörnek, Gauss, Laplace gibi farklı dağılımlar kullanılmaktadır [68-69]. Farklı fazda düzlem dalgaların alıcı antenlerde toplanması sönümlemeye neden olmaktadır. Açısal yayılma, antenler arası uzaklık ve dalga boyu oluşan sönümlenme ilintisini belirlemektedir. Birörnek dağılıma sahip varış yönleri için ilinti matrisinin elemanı Eş.3.1'deki gibi yazılabilmektedir [68,70].

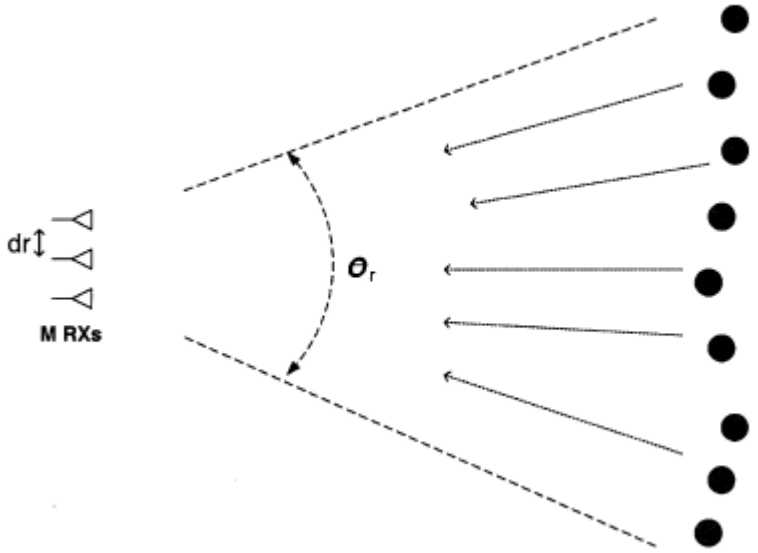
$$\left[R_{\theta_r d_r}\right]_{m,k} = \frac{1}{S}\sum_{i=-\frac{S-1}{2}}^{\frac{S-1}{2}} e^{-2\pi j(k-m)d_r\cos(\frac{\pi}{2}+\theta_{r,i})} \quad , \qquad \theta_{r,i} = \frac{i\theta_r}{S-1} = \frac{2i\Delta_r}{S-1} \tag{3.1}$$

Eş.3.1'de ifade edilen ilinti matrisi, k. saçıcı ile m.alıcı arasındaki yol kaybını gösteren H matrisinin ilinti matrisini göstermektedir. Bu ifadede S tek sayıdır ve saçıcı sayısını ifade etmektedir. Δ_r ile gösterilen açısal yayılma $\theta_r/2$' ye eşittir. Alıcı etrafında bulunan etkin saçıcılar dizisinin merkezi ile alıcı anten dizisinin merkezi arasındaki uzaklık R_{r0} ile gösterilmiştir. Bu durumda alıcıdaki açısal saçılma, Eş.3.2'de gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$\Delta_r = \frac{\theta_r}{2} = \tan^{-1}\left(\frac{D_r}{R_{r0}}\right) \tag{3.2}$$

Açısal yayılma Δ_r, D_r ve/veya antenler arası uzaklık d_r büyük değerlerde olduğunda, $R_{\theta_r d_r}$ birim matrise yakınsamaktadır. Bu da ilintisiz sönümlenme anlamına gelmektedir [68]. Şekil 3. 2'de her bir saçıcı, anten dizilimine bir düzlem

dalga sinyali gönderdiği gösterilmektedir. İşlem kolaylığı için ortalama varış doğrultusunun dizilime dik olduğu varsayılmaktadır. Uygun anten uzaklık değişkeni ve ayrılış açı yayılması kullanılması durumunda Eş.3.1'de verilen model, verici antenlere de uygulanabilmektedir.



Şekil 3. 2: Alıcı saçıcılardan alıcı antene sinyal yayılma durumu.

Rayleigh zayıflamalı kanal matrisi için kronecker modeli çıkarımı bölüm 3.2'de verilmiştir.

3.2. Kronecker Modeli Çıkarımı

MIMO kanal yapısı, alıcı ve verici ilinti matrisini temel almaktadır. Temel düşünce; ilintili Rayleigh zayıflayan kanal matrisi ,$\widetilde{H}$, üretmektir.

$$\widetilde{H} = R_H^{1/2} G \tag{3.3}$$

R_H , (nxm)'lik H kanal matrisindeki tüm nm elemanları arasındaki karmaşık ilintiyi içeren (nm)x(nm) kanal ilinti matrisi olmak üzere,

$$R_H = E\{HH^H\} \tag{3.4}$$

olarak ifade edilmektedir. Eş.3.3'de yer alan G, H kanal matrisinin tek eleman zayıflama bilgilerini tanımlayan girdilerden bağımsız, birim güce sahip rasgele zayıflama matrisi olarak tanımlanmaktadır. Rayleigh zayıflama durumunda sıfır ortalamaya ve birim varyansa sahip i.i.d (bağımsız özdeşçe dağılmış)

karmaşık gauss olarak ifade edilmektedir. Rayleigh zayıflama kanalı için, R_H'nin tüm kanal bilgisini içerdiği bilinmektedir.

Tüm kanal ilinti matrisinin kronecker yapısı için iki tane gerekli ve yeterli varsayım bulunmaktadır.

(i) Herhangi bir alıcı anten çifti (i,j) arasındaki alıcı anten ilintisi, k verici anteninden bağımsız olmak şartı ile,

$$\rho_{Rx,ij}(k) = E\{h_{ik}h_{jk}^*\} \tag{3.5}$$

olarak verilmektedir.

Matris notasyonunda alıcı ilinti matrisi Eş.3.6'de olduğu gibi tanımlanabilmektedir.

$$R_{Rx} = E\{HH^H\} = m \cdot (\rho_{Rx,ij}) \tag{3.6}$$

Benzer şekilde, herhangi bir verici anten çifti (k,l) arasındaki verici anten ilintisi, i alıcı anteninden bağımsız olmak şartı ile,

$$\rho_{Tx,kl}(i) = E\{h_{ik}h_{il}^*\} \tag{3.7}$$

olarak verilmektedir.

Matris notasyonunda verici ilinti matrisi Eş.3.8'de olduğu gibi tanımlanabilmektedir.

$$R_{Tx} = E\{H^T H^*\} = n \cdot (\rho_{Tx,kl}) \tag{3.8}$$

Bu durum tüm kanal matris elemanları için eşit gücü ifade etmektedir ve Eş.3.9'da verilmiştir.

$$P_h = E\{|h_{ik}|^2\} \tag{3.9}$$

(ii) Kanal matris elemanlarından herhangi ikisi arasındaki, R_H olarak verilen tüm kanal ilinti matrisi, güç ile normalize edilmiş alıcı ve verici anten ilinti katsayılarının çarpımı olmak zorundadır. Bu durum Eş.3.10'daki gibi ifade edilmektedir.

$$\rho_{H,ik,jl} = E\{h_{ik}h_{jl}^{*}\} = \frac{1}{P_h} \cdot \rho_{Rx,ij} \cdot \rho_{Tx,kl} \tag{3.10a}$$

$$tr\{R_{Rx}\} = tr\{R_{Tx}\} = m\,.\,n\,.\,P_h \tag{3.10b}$$

olarak tanımlanmaktadır ve Eş.3.10a'da yerine koyulduğunda,

$$R_H = \frac{1}{tr\{R_{Rx}\}} R_{Tx} \otimes R_{Rx} \tag{3.10c}$$

ifadesi elde edilmektedir.

$\otimes$ gösterimi kronecker çarpımını ifade etmektedir. Kronecker çarpımının iki temel özelliği Eş.3.9'da verilmiştir.

$$[B^T \otimes A]D = ABD \tag{3.11a}$$

$$(A \otimes B)(C \otimes D) = (AC) \otimes (BD) \tag{3.11b}$$

Eş.3.3 bu koşullar altında yeniden düzenlendiğinde,

$$\widetilde{H} = (\frac{1}{tr\{R_{Rx}\}} R_{Tx} \otimes R_{Rx})^{1/2} G \tag{3.12a}$$

$$\widetilde{H} = \frac{1}{\sqrt{tr\{R_{Rx}\}}} R_{Rx}{}^{\frac{1}{2}} G (R_{Tx}^{1/2})^T \tag{3.12b}$$

olarak Rayleigh zayıflama kanal matrisi elde edilmiştir.

Kronecker modelinin ilintili MIMO kanallarda geçerliliği hem matematiksel hem de yayılım açısından ele alınmıştır. Bu modelin tamamen geçerli olabilmesi için sağlanması gereken iki husus bulunduğu belirtilmiştir [71]. Bu koşulların birincisi, alıcıdaki antenler arasındaki ilinti katsayılarının birbirlerinden bağımsız olması gerekliliğidir. Diğer koşul ise çapraz ilintinin alıcıdaki antenler arasındaki ilinti ile verici antenler arasındaki ilintilerin çarpımı şeklinde ifade edilebiliyor olmasıdır. Bu iki koşuldan birisinin sağlanmadığı durumda da modelin hala bazı şartlarda geçerli olabileceği belirtilmiş fakat bu koşulların antenler arası uzaklık ve anten dizisi konfigürasyonuna güçlü şekilde bağlı olduğu aktarılmıştır [71].

4. ANTEN ELEMANLARI ARASINDAKİ İLİNTİ DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

Alıcı ve vericide çoklu anten kullanılan MIMO sistemlerinde iletişimin performansı açısından yüksek veri hızı elde etmek önem teşkil etmektedir. Yüksek veri hızlarına çoklu anten kullanılan sistemlerde ulaşmak ancak birbirinden bağımsız kanallarla mümkün olabilmektedir. Kanallarda iletilen bilginin birbirinden en az seviyede etkilenecek şekilde taşınması gerekmektedir. Bu da antenler arasındaki ilinti seviyelerinin mümkün olduğunca düşük olması gerekliliğini ortaya koymaktadır. Antenler arasındaki ilinti seviyesinin düşük tutulması sistem için yüksek kanal kapasitesi sağlanması anlamına gelmektedir. MIMO sistemlerinde kanalda bilginin taşınması yönünden kullanılan yöntemlerden birisi, uzay zaman verici çeşitleme yöntemidir. Bu yöntemde vericide bulunan anten sayısı kadar aynı veri gönderilmektedir. Gönderilen ve alınan sinyaller arasındaki ilintinin düşük olması durumunda, alıcıya vericiden gönderilen verilerden birinin daha az sönümleme ile gelme ihtimali daha yüksektir. Bu sayede alıcıya gelen farklı vericiye ait sinyaller yüksek SNR değeri elde edilebilecek şekilde birleştirlebilmektedir. MIMO sistemlerinde kullanılan diğer bir yöntem ise uzaysal çoğullama yöntemidir. Uzaysal çoğullamada verici anten elemanlarının her birinden farklı bilgi gönderilebilmektedir.

MIMO sistemlerinde kanalda bilginin taşınması kapsamında bahsi geçen iki yöntem ilinti seviyesi bakımından farklılık göstermemektedir. Fakat bir sonraki bölümde yer alan kapasite hesaplamaları uzaysal çoğullama yöntemi kullanılan MIMO yapıları için de yapılmıştır. İlinti değerleri temelde antenlerin birbirinden uzaklığına, açısal yayılmaya ve ana yanca açısına bağlı olarak değişmektedir. İlinti ve kapasite analizlerinde kullanılan kanal modelinde karşılıklı etkileşim etkisi ihmal edilmiştir ve sönümleme kanallarının birbirinden bağımsız olduğu varsayılmıştır [74,75]. Tez çalışması kapsamında bu parametrelere bağlı analizler yapılmıştır. Elde edilen analiz sonuçları ilgili bölümlerde yorumlanmıştır.

Tez çalışması kapsamında tasarımı yapılan çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin farklı kutuplardaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri ile iki elemanlı dizide antenler arasındaki kutupsal yayılıma bağlı ilinti değerleri hesaplanmıştır. Daha sonra elde edilen sonuçlar, kare mikroşerit yama anten

dizileri kullanılarak oluşturulan yapıda elde edilecek olan ilinti seviyeleri ile karşılaştırılmıştır.

4.1. Düzgün Doğrusal Anten Yapısında İki Elemanlı Dizide Antenler Arasındaki İlinti Değerlerinin Elde Edilmesi

İki elemanlı düzgün doğrusal anten yapısında, L adet propagasyon yolu düşünüldüğünde ve

- α_i, l. propagasyon yolundan alıcıya gelen sinyal genliği,
- β_i, l. propagasyon yolundan kaynaklanan rasgele faz kayması,
- d, alıcı antenler arasındaki mesafe,
- Θ_l, l. propagasyon yolunun yanca varış açısı (AoA),

Kullanılan MIMO kanal modelinde anten elemanları arasındaki karşılıklı etkileşim ihmal edilmiştir. Ayrıca analizlerde kullanılacak MIMO kanallarının bağımsız sönümleme özelliğinde olduğu varsayılmıştır. Bu nedenle Θ_l, her bir anten elemanına farklı yollardan yanca varış açısını göstermektedir [74,75].

- $\Delta(\Theta_l)=(2\pi d/\lambda_0)\sin(\Theta_l)$, i. antenin l. propogasyon yolu için tanımlanan faz farkı,
- $E_1(\Theta)$ ve $E_2(\Theta)$ ise elektrik alan ifadeleri

olmak üzere; β açısı $-\pi$ ile π arasında düzgün dağılmış olması, α ve Θ'nin birer istatistiksel büyüklük olması, β ile Θ ve β ile α birbirinden bağımsız olması varsayımları dikkate alındığında alıcıda birinci antene gelen sinyal Eş.4.1a ile gösterilebilmektedir.

$$s_1 = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l e^{j\beta_l} E_1(\theta_l) \tag{4.1a}$$

Alıcıda ikinci antene gelen sinyal bileşenleri Eş 4.1b ile ifade edilmektedir [72].

$$s_2 = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l e^{j\beta_l} e^{j\Delta(\phi_l)} E_2(\theta_l) \tag{4.1b}$$

Alıcıdaki birinci ve ikinci anten elemanlarından alınan sinyaller arasındaki zarf ilintisi Eş 4.2a ile hesaplanmaktadır [73].

$$\rho_{ij} = \frac{R_{ij}}{\sqrt{\sigma_i \sigma_j}} \tag{4.2a}$$

Eş.4.2a'da R_{ij} alıcı antenler arasındaki ilinti değerini göstermektedir ve Eş.4.2b ile ifade edilmektedir.

$$R_{ij} = E\left[(s_i - E[s_i])\left(s_j - E[s_j]\right)^*\right] \tag{4.2b}$$

$$\sigma_i = |(s_i - E[s_i]| \tag{4.2c}$$

$$\sigma_j = \left|(s_j - E[s_j]\right| \tag{4.2d}$$

β ile α ve β ile θ birbirinden bağımsız değişkenlerdir. Bunun yanı sıra faz bilgilerinin düzgün dağıldığı varsayımı kullanılarak, sinyallerin ortalama değerleri sıfır alınmaktadır. Bu varsayım sonucunda Eş.4.2b'de yer alan ifade Eş.4.2e'de gösterilen forma dönüşmektedir.

$$R_{ij} = E\left[s_i s_j^*\right] \tag{4.2e}$$

Eş.4.2e'de verilen ifadede sinyal bileşenleri açık olarak yerine koyulursa;

$$E[s_1 s_2^*] = E\left[\left(\sum_{l=1}^{L} \alpha_l e^{j\beta_l} E_1(\theta_l)\right) \times \left(\sum_{l=1}^{L} \alpha_l e^{j\beta_l} e^{j\Delta(\theta_l)} E_2(\theta_l)\right)^*\right] \tag{4.3a}$$

ve Eş.4.3a'da belirtilen işlemler yapılırsa, Eş.4.3b ve Eş.4.3c elde edilmektedir [74].

$$E[s_1 s_2^*] = E\left[\left(\sum_{l=1}^{L}\sum_{l=1}^{L} \alpha_l e^{-j\beta_l} e^{-j\Delta(\theta_l)} E_2(\theta_l)\, \alpha_l e^{j\beta_l} E_1(\theta_l)\right)\right] \tag{4.3b}$$

$$E[s_1 s_2^*] = E\left[\sum_{l=1}^{L} |\alpha_l|^2 e^{-j\Delta(\theta_l)} E_1(\theta_l) E_2^*(\theta_l)\right] \tag{4.3c}$$

Eş.4.3c ifadesinde belirtilen işlemler yapılırsa, Eş.4.3d ifadesi elde edilmektedir.

$$E[s_1 s_2^*] = LE\left[E\left[\alpha_l^2|\Theta\right]e^{-j\Delta(\Theta)}E_1(\Theta)E_2^*(\Theta)\right] \tag{4.3d}$$

Eş.4.3'de gösterilen ifadede, koşullu ortalama ile 'l' ifadelerinin eşit olmaması durumunda, α_l ifadelerinin bağımsızlığı göz önünde bulundurulursa, Eş.4.4 elde edilmektedir [74].

$$E[s_1 s_2^*] = L\int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\Delta(\Theta)}E_1(\Theta)E_2^*(\Theta)E[\alpha^2|\Theta]p_\Theta(\Theta)d\Theta \tag{4.4}$$

Genel olarak Kronecker modeli gibi kümelenme tabanlı propagasyon yapısında ve istatistiksel analitik matris modellerinde, iç ortam uygulamaları için yükseliş yayılımı ihmal edilir ve sadece yanca yayılımı düşünülür. Bu durumda her küme içinde çözülemeyen yollar vardır ve bunlar kümenin ortalama AOA açısı $\overline{\theta}$ etrafında belirli bir açısal yayılım gösterirler. Bu açısal yayılım güç yanca tayfı (PAS) olarak adlandırılır ve 802.11n kanal modelinde de standardize edildiği [76] gibi kesiklenmiş Laplacian dağılımı ile verilir. $p_\Theta(\Theta)$ ifadesi yanca açısının olasılıksal yoğunluk fonksiyonunu belirtmektedir. Bu ifade, PAS fonksiyonuna Eş 4.6'daki gibi bağlı olmaktadır [74].

$p_\Theta(\Theta)$ ifadesi ile PAS fonksiyonu arasındaki ilişki Eş.4.5'de belirtilmiştir [74].

$$P(\Theta) = LE[\alpha^2|\Theta]p_\Theta(\Theta) \tag{4.5}$$

Eş.4.5'de $P(\Theta)$ ifadesi yerine Laplacian PAS kullanılarak Eş.4.6 elde edilmiştir.

$$P(\Theta) = ce^{-\sqrt{2}(|\Theta-\overline{\Theta}|/\sigma_\Theta)} \qquad \Theta \in [-\pi, \pi) \tag{4.6}$$

Eş.4.6'daki c sabiti, Eş.4.7 kullanılarak bulunmaktadır.

$$\int_{-\pi}^{\pi} P(\Theta)d\Theta = 1 \tag{4.7}$$

Eş.4.7'deki ortalama AOA açısı Eş.4.8 ile hesaplanmaktadır.

$$\overline{\Theta} = \int_{-\pi}^{\pi} \Theta P(\Theta) d\Theta \tag{4.8}$$

Propagasyon kanalında tek saçıcı olduğu durum için PAS ifadesi yukarıdaki gibi elde edilmiştir. Tez çalışmasında kanalda tek saçıcı olduğu durum göz önünde bulundurulmuştur.

Sonuç olarak aynı kutupta yayılım yapan farklı anten elemanları arasındaki ilinti ifadesi Eş.4.10'daki gibi elde edilmektedir.

ρ_e zarf ilintisi olmak üzere,

$$\rho_e = \rho_{ij}^2 \tag{4.9}$$

olarak ifade edilmektedir.

$$\rho_e = \frac{\left| \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi d \sin(\Theta)}{\lambda_0}} E_1(\Theta) E_2^*(\Theta) e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\overline{\Theta}|/\sigma_\Theta)} d\Theta \right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |E_1(\Theta)|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\overline{\Theta}|/\sigma_\Theta)} d\Theta \int_{-\pi}^{\pi} |E_2(\Theta)|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\overline{\Theta}|/\sigma_\Theta)} d\Theta} \tag{4.10}$$

Sadece uzay çoğullamanın olduğu MIMO sistem uygulamalarında Eş.4.10 kullanılarak anten dizi elemanları arasındaki ilinti bulunabilmektedir. Çünkü antenlerin yayılımları arasında kutupsal farklılık bulunmamaktadır.

4.2. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Antende Farklı Kutuplar Arasındaki İlinti Değerlerinin Elde Edilmesi

İki kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı için aynı antende iki farklı kutuptaki elektrik alan yayılımları arasındaki ilinti hesaplanırken Eş.4.10'da yer alan d mesafesi sıfır alınmaktadır. Farklı kutuplar arasındaki ilinti hesaplanırken integral ifadesi hem θ hem de ϕ'ye bağlı gibi görünse de iç ortam uygulamaları için tez kapsamında tasarlanan antenin yatay, ϕ, konumunda değişiklik olmamaktadır. Değişim sadece dikey değişime, θ'ya, bağlı kalmaktadır. Bu nedenle farklı kutuplar arasındaki ilinti değerleri hesaplanırken çizgi integral kullanılmaktadır. Bu durumlar göz önünde bulundurulduğunda yönlü yayılımlar arasındaki ilintiyi bulmak için Eş.4.10 ifadesinde; $E_1(\theta).E_2^*(\theta)$, $|E_1(\theta)|^2$, $|E_2(\theta)|^2$ ifadeleri yerine Eş.4.11'de verilen ifadeler kullanılmıştır [77,78].

$$E_1(\theta).E_2^*(\theta) = E_\theta(\theta).E_\phi^*(\theta) + XPD.E_\phi(\theta).E_\theta^*(\theta) \qquad (4.11a)$$

$$|E_1(\theta)|^2 = |E_\theta(\theta)|^2 + XPD.\left|E_\phi(\theta)\right|^2 \qquad (4.11b)$$

$$|E_2(\theta)|^2 = \left|E_\phi(\theta)\right|^2 + XPD.|E_\theta(\theta)|^2 \qquad (4.11b)$$

Eş.4.11'de yer alan XPD değeri, çapraz kutuplanma ayrıştırmasını göstermektedir. Literatürde bu değerin farklı tanımlamaları mevcuttur. Ancak temelde eş ve çapraz kutuplanma seviyeleri arasındaki dB cinsinden oran olarak ifade edilmektedir. Tez çalışması kapsamında aynı antende yayılan farklı kutuplar arasındaki ayrışma olarak tanımlanmıştır. Çalışma kapsamında tasarlanan anten yapısında bu değer yaklaşık 40-45dB mertebesinde elde edimiştir. Bu duruma bağlı olarak Eş.4.11'de yer alan XPD ile çarpılan terimler diğer terimlere oranla oldukça küçük olmaktadır. O halde Eş.4.11,

$$E_1(\theta).E_2^*(\theta) = E_\theta(\theta).E_\phi^*(\theta) \qquad (4.12a)$$

$$|E_1(\theta)|^2 = |E_\theta(\theta)|^2 \qquad (4.12b)$$

$$|E_1(\theta)|^2 = \left|E_\phi(\theta)\right|^2 \qquad (4.12c)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

Eş.4.10 bunlara bağlı olarak yeniden düzenlendiğinde,

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi d\sin(\Theta)}{\lambda_0}} E_\theta(\Theta)E_\phi^*(\Theta)e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\,d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}|E_\theta(\Theta)|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\,d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|E_\phi(\Theta)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\,d\Theta} \qquad (4.13)$$

elde edilmiştir.

Kutupsal çeşitlemenin kullanıldığı anten tasarımında anten yayılımları arasındaki ilintiyi bulabilmek için Eş.4.13 kullanılmıştır.

4.3. Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisinde Antenler Arasındaki İlinti Değerlerinin Elde Edilmesi

Bu bölümde tez çalışması kapsamında MIMO sistem uygulamaları için alternatif oluşturacak çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı, doğrusal dizi elemanı olarak kullanıldığındaki ilinti değeri hesaplamaları yapılmıştır. Bu dizi yapısında aynı kutuplar arasındaki ilinti değerini bulurken Eş.4.10'dan faydalanılmıştır. Farklı kutuplar arasındaki ilinti değeri hesaplanırken Eş.4.13 kullanılmıştır. Tek anten yapısıyla benzer şekilde dizi yapısında da XPD değeri ile çarpılan her ifade ihmal edilecek kadar küçülmektedir. Hesaplamalarda ana yanca açısı 0^0 ve 180^0 arasında düzgün dağıldığı varsayılmıştır. Bu nedenle ana yanca açısının 0^0 ile 180^0 arasında ortalaması bulunarak analizler yapılmıştır. Gerçeklemeleri MATLAB programı aracılığı ile mesafe, açısal yayılımın ikişer farklı değerine göre analiz edilmiştir.

4.4. İki Elemanlı Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisi ile Dört Elemanlı Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisinin İlinti Değerlerinin Elde Edilerek Karşılaştırılması

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi ile dört elemanlı kare mikroşerit yama anten doğrusal dizisi için bulunan ilinti değerlerinin karşılaştırılması bu bölümde yapılmıştır.

4.4.1. İki Elemanlı Çift Kutuplu Mikroşerit Yama Anten Dizisinde Yapılan Analizler

İki elemanlı çift kutuplu mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti değerleri, aşağıda belirtilen durumlar için analiz edilmiştir. Analizler dizi elemanları arasındaki mesafe $0.4\lambda_0$ ve $0.7\lambda_0$ alınarak yapılmıştır.

I. 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı ile 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

II. 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı ile 2. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

III. 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı ile 2. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

IV. 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı ile 2. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde elemanlar arasındaki mesafe yama merkezine göre hesaplanmıştır. Antenler arasındaki en düşük mesafe, anten boyutları göz önüne alındığında $0.4\lambda_0$ olarak belirlenmiştir. II, III ve IV. durumlarda ifade edilen ilinti değerlerinin hesaplanmasında ilk analiz aşamasında bu mesafe kullanılmıştır.

I. durumda açıklanan ilinti hesabı, dizi elemanları arasındaki mesafeden bağımsız olmaktadır. Bu nedenle Eş.4.13 ‘de gösterilen kutuplar arası ilinti hesabı ile aynı şekilde ifade edilmektedir.

II. durumda tanımlanan ilinti değerinin hesaplanmasında Eş.4.10 kullanılmıştır. Farklı antenlerden yayılan aynı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri hesaplanacak olduğundan Eş.4.10 ‘da anten elemanları arasındaki mesade $d=0.4\lambda_0$ ve $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\theta = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)$ olarak alınmıştır. Bunun sonucunda Eş.4.14 elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.4\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.14}$$

III. durumda tanımlaması yapılan ilinti değerinin elde edilmesinde Eş.4.13 kullanılmıştır. Bu durum için farklı antenlerden yayılan farklı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri hesaplanması gerektiğinden, Eş.4.13 ‘de anten

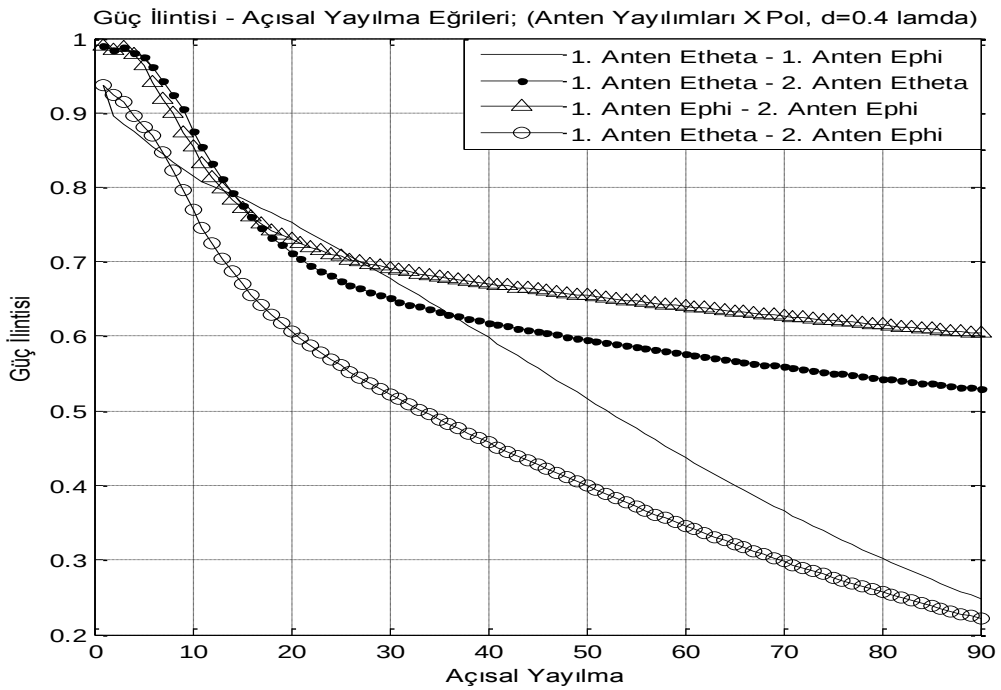
elemanları arasındaki mesade d=0.4λ_0 ve $E_\theta = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)$, $E_\phi = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta$ olarak alınmıştır. Sonuç olarak Eş.4.15 elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.4\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.15}$$

IV. durumda ifade edilen ilinti seviyesinin hesaplanmasında ise Eş.4.10 kullanılmıştır. Bu durumda, II. duruma benzer şekilde farklı antenlerden yayılan aynı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri hesaplanması gerekmektedir. Bu nedenle, Eş.4.10 ‘da anten elemanları arasındaki mesade d=0.4λ_0 ve $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\phi = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta$ olarak alınmıştır. Bunun sonucunda Eş.4.16 elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.4\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.16}$$

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde antenlerin merkezleri arasındaki mesafe d=0.4λ_0 olarak belirlendiği durumda, birer derecelik açısal yayılma değişimine bağlı olarak, yukarıda belirtilen durumlar için ilinti grafikleri çizdirildiğinde Şekil 4. 1 elde edilmiştir.



Şekil 4. 1: İki elemanlı iki kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d= 0.4λ_0 olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri

Bu kısımda ise iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde elemanlar arasındaki mesafe değiştirilerek analiz yapılmıştır. Yama merkezinden itibaren mesafe 0.7λ_0 alınarak bir önceki analiz basamakları yinelenmiştir. II, III ve IV. durumlarda ifade edilen ilinti değerlerinin hesaplanmasında ikinci analiz aşamasında bu mesafe kullanılmıştır.

I. durumda açıklanan ilinti hesabı, dizi elemanları arasındaki mesafeden bağımsız olarak yapılmaktadır. Bu nedenle Eş.4.13'de gösterilen kutuplar arası ilinti hesabı ile aynı şekilde ifade edilmektedir.

II. durumda tanımlanan ilinti değerinin hesaplanmasında Eş.4.10 kullanılmıştır. Farklı antenlerden yayılan aynı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri hesaplanması gerekmektedir. Bu nedenle, Eş.4.10 'da anten elemanları arasındaki mesade d=0.7λ_0 ve $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\theta = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)$olarak alınmıştır. Sonuç olarak Eş.4.17 elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.7\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.17}$$

III. durumda tanımlaması yapılan ilinti değerinin elde edilmesinde Eş.4.13 kullanılmıştır. Bu durum için farklı antenlerden yayılan farklı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri hesaplanması gerektiğinden, Eş.4.13 ‘de anten elemanları arasındaki mesade d=0.7λ_0 ve $E_\theta = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)$, $E_\phi = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta$ olarak alınmıştır. Bunun sonucunda Eş.4.18 elde edilmiştir.

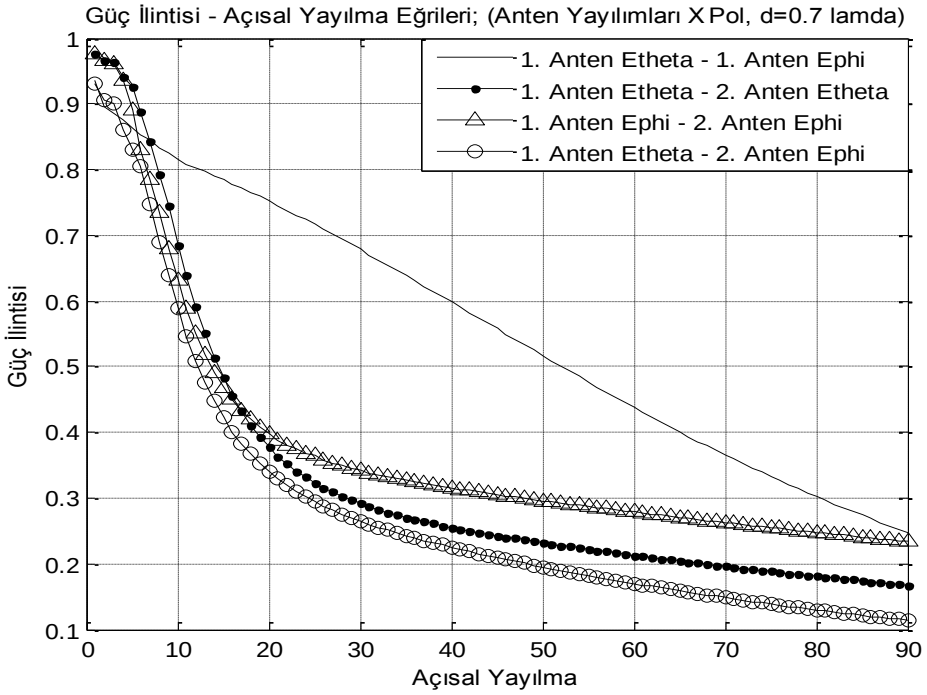
$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.4\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.18}$$

IV. durumda ifade edilen ilinti seviyesinin hesaplanmasında da Eş.4.10 kullanılmıştır. Bu durumda daha önceki durumlara benzer şekilde farklı antenlerden yayılan aynı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değeri hesaplanması gerekmektedir. Bu nedenle, Eş.4.10 ‘da anten elemanları arasındaki mesade d=0.7λ_0 ve $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\phi = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta$ olarak alınmıştır. Sonuç olarak Eş.4.19 elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.7\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

(4.19)

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde antenlerin merkezleri arasındaki mesafe d=0.7λ_0 olarak belirlendiği durumda, birer derecelik açısal yayılma değişimine bağlı olarak, yukarıda belirtilen durumlar için ilinti grafikleri çizdirildiğinde Şekil 4. 2 elde edilmiştir.



Şekil 4. 2 : İki elemanlı iki kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.7λ_0 olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri

4.4.2. Dört Elemanlı Kare Mikroşerit Yama Anten Dizisinde Yapılan Analizler

Düzgün doğrusal dizi yapısında dört elemanlı kare mikroşerit yama anten elemanları kullanıldığında elde edilen ilinti değerleri aşağıda belirtilen durumlar için analiz edilmiştir. Analizler dizi elemanları arasındaki mesafe 0.4λ_0 ve 0.7λ_0 alınarak yapılmıştır.

I. Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde birinci dizi elemanı ile ikinci dizi elemanı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

II. Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde birinci dizi elemanı ile üçüncü dizi elemanı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

III. Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde birinci dizi elemanı ile dördüncü dizi elemanı arasındaki ilinti değerinin elde edilmesi.

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde elemanlar arasındaki mesafe yama merkezinden itibaren hesaplanmıştır. Minimum dizi boyutu için ilinti seviyesi, anten boyutları da düşünüldüğünde antenler arasındaki mesafe $0.4\lambda_0$ olarak belirlenmiştir. I, II ve III durumlarda ifade edilen ilinti değerlerinin hesaplanmasında ilk analiz aşamasında bu mesafe kullanılmıştır.

I.durum için ifade edilen ilinti değeri hesaplanırken Eş.4.10 'daki ifade aynen kullanılabilmektedir. Çünkü bu durum Eş.4.10'da verildiği gibi farklı antenlerden yayılan aynı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değerini belirtmektedir. Eş.4.10 'da anten elemanları arasındaki mesade $d=0.4\lambda_0$ ve tek besleme $\phi = 0^o$'de iken $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\theta = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)$ olarak alınmıştır. Buna bağlı olarak Eş.4.20a elde edilmiştir. Benzer şekilde $d=0.4\lambda_0$ ve tek besleme $\phi = 90^o$'de iken $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\phi = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta$ olarak alınmıştır. Sonuç olarak Eş.4.20b elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.4\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.20a}$$

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.4\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta} \tag{4.20b}$$

II.durumda belirtilen ilinti değeri için anten elemanları arasındaki mesafe $d=2x0.4\lambda_0$ olarak değiştirilmek şartı ile Eş.4.20 aynen kullanılabilmektedir. Bu

anten dizisi yapısında tek besleme noktası $\phi = 0^o$'de ve $\phi = 90^o$'de olduğu durumlar için ilinti ifadeleri Eş.4.21a 'da ve Eş.4.21b 'de verilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.8\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.21a)$$

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.8\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.21b)$$

III.durumda belirtilen ilinti değeri için anten elemanları arasındaki mesafe d=3x0.4λ_0 olarak değiştirilmek şartı ile Eş.4.20 aynen kullanılmıştır. Benzer şeklide önceki dizi mesafelerine göre elde edildiği gibi bu anten dizisi yapısında da tek besleme noktası $\phi = 0^o$'de ve $\phi = 90^o$'de olduğu durumlar için ilinti ifadeleri Eş.4.22a 'da ve Eş.4.22b 'de verilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 1.2\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

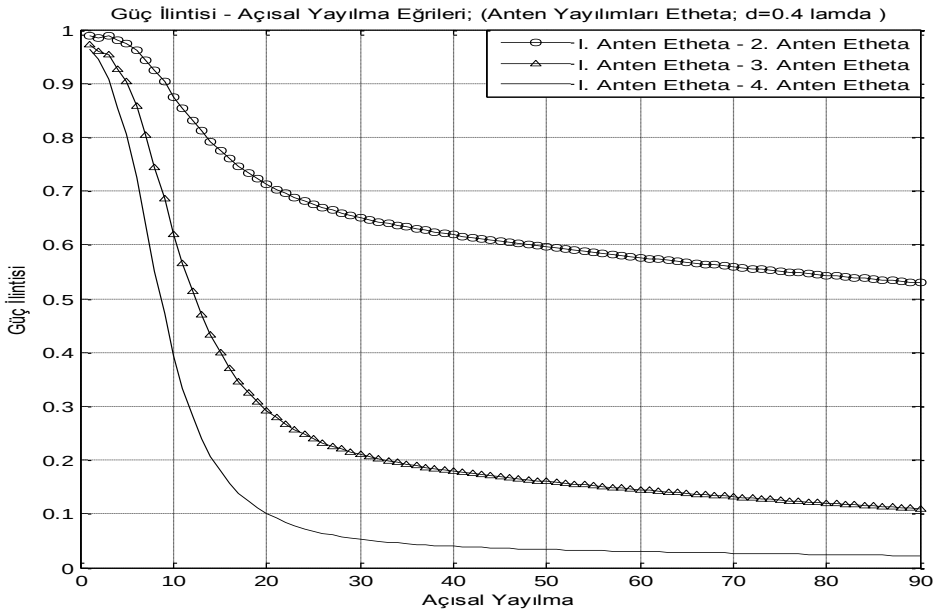
$$(4.22a)$$

$$\rho_e =$$

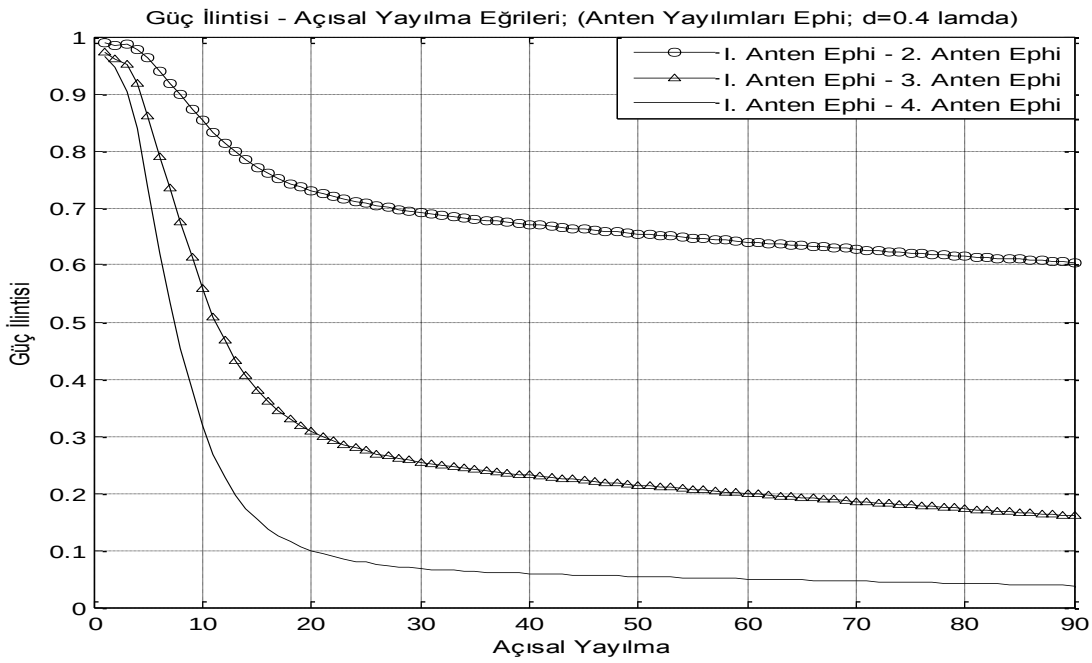
$$\frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 1.2\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^{*} e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.22b)$$

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde antenlerin merkezleri arasındaki mesafe d=0.4λ_0 olarak belirlendiği durumda, birer derecelik açısal yayılma değişimine bağlı olarak, yukarıda belirtilen durumlar için ilinti grafikleri çizdirildiğinde Şekil 4. 3 ve Şekil 4. 4 elde edilmiştir.



Şekil 4. 3 : Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.4λ_0 olarak belirlendiğinde ve antenler E_θ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri



Şekil 4. 4 : Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.4λ_0 olarak belirlendiğinde ve antenler E_ϕ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri

Bu kısımda ise dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde elemanlar arasındaki mesafe değiştirilerek farklı bir analiz yapılmıştır. Yama merkezinden itibaren alınan mesafe 0.7λ_0 alınarak bir önceki analiz basamakları yinelenmiştir. I, II ve III. durumlarda ifade edilen ilinti değerlerinin hesaplanmasında ikinci analiz aşamasında bu mesafe kullanılmıştır.

I.durum için ifade edilen ilinti değeri hesaplanırken mesafe değiştirilerek Eş.4.10‘daki ifade aynen kullanılabilmektedir. Çünkü bu durum için de aynı şekilde Eş.4.10’da verildiği gibi farklı antenlerden yayılan aynı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değerini belirtmektedir. Eş.4.10 ‘da anten elemanları arasındaki mesade d=0.7λ_0 ve tek besleme $\phi = 0^o$’de iken $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\theta = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)$ olarak alınmıştır. Buna bağlı olarak Eş.4.23a elde edilmiştir. Benzer şekilde d=0.7λ_0 ve tek besleme $\phi = 90^o$’de iken $E_1(\theta) = E_2(\theta) = E_\phi = sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta$ olarak alınmıştır. Bunun sonucunda Eş.4.23b elde edilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.7\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.23a)$$

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 0.7\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.23b)$$

II.durumda belirtilen ilinti değeri için anten elemanları arasındaki mesafe d=2x0.7λ_0 olarak değiştirilmek şartı ile Eş.4.23 aynen kullanılmıştır. Bu anten dizisi yapısında tek besleme noktası $\phi = 0^o$'de ve $\phi = 90^o$'de olduğu durumlar için ilinti ifadeleri Eş.4.24a 'da ve Eş.4.24b 'de verilmiştir.

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 1.4\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.24a)$$

$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 1.4\lambda_o \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.24b)$$

III.durumda belirtilen ilinti değeri için anten elemanları arasındaki mesafe d=3x0.7λ_0 olarak değiştirilmek şartı ile Eş.4.23 aynen kullanılmıştır. Bu durumda elde edilen ilinti ifadeleri Eş.4.25a 'da ve Eş.4.25b'de verilmiştir.

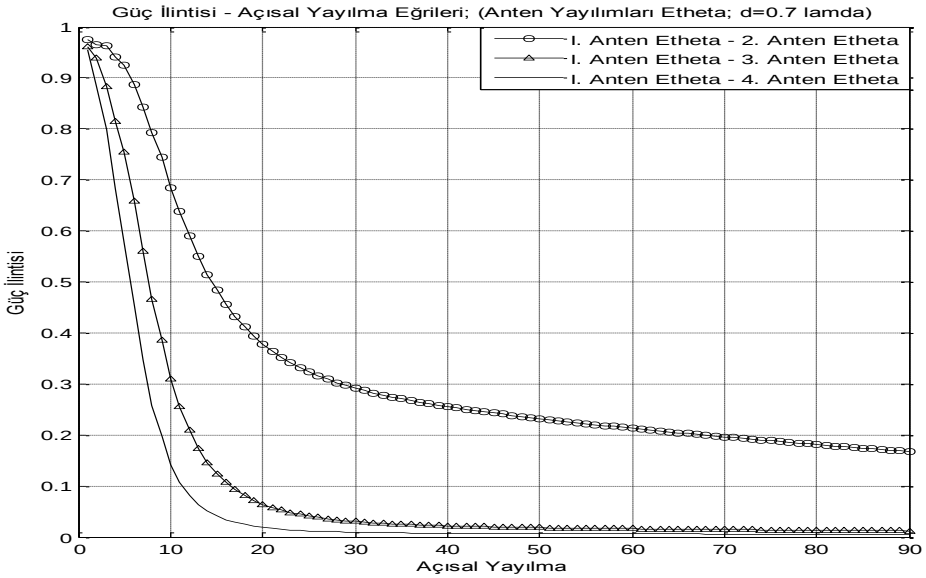
$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 2.1\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)^{*} e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.25a)$$

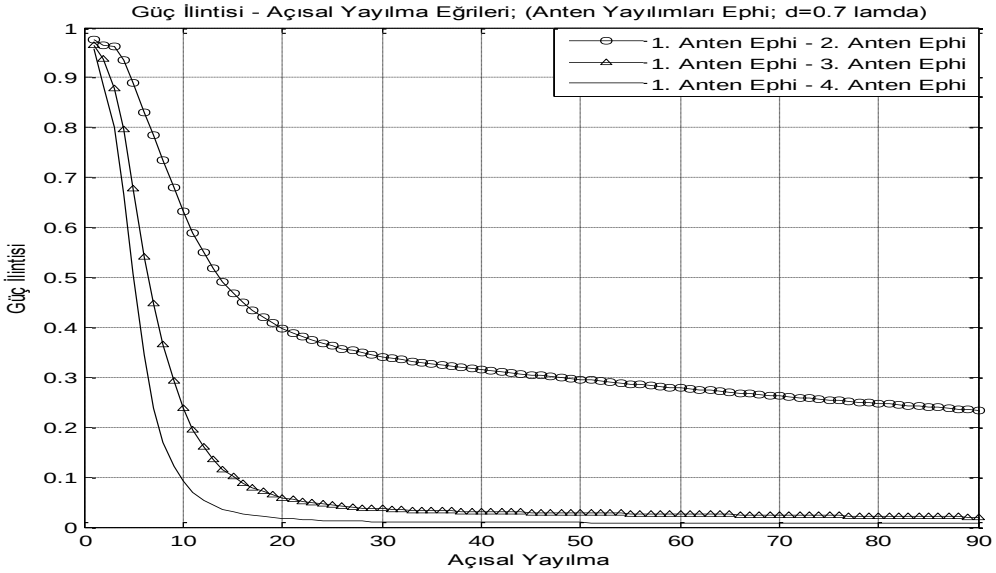
$$\rho_e = \frac{\left|\int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi 1.4\lambda_0 \sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)^{*} e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta\right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta \int_{-\pi}^{\pi}\left|\left(sinc\left(\frac{k_0 L}{2}\sin(\theta)\right)\cos\theta\right)\right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_\Theta)}\, d\Theta}$$

$$(4.25b)$$

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde antenlerin merkezleri arasındaki mesafe d=0.7λ_0 olarak belirlendiği durumda, birer derecelik açısal yayılma değişimine bağlı olarak, yukarıda belirtilen durumlar için ilinti grafikleri çizdirildiğinde Şekil 4. 5 ve Şekil 4. 6 elde edilmiştir.



Şekil 4. 5: Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.7$\lambda_0$olarak belirlendiğinde ve antenler E_θ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri



Şekil 4. 6 : Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi elemanları arasındaki mesafe d=0.7$\lambda_0$olarak belirlendiğinde ve antenler E_ϕ yayılımı yaparken elde edilen ilinti eğrileri

4.5. İlinti Değerlerine İlişkin Elde Edilen Sonuçların Değerlendirilmesi

Benzetim sonuçları incelendiğinde ilinti seviyelerinin antenler arasındaki mesafeye doğrudan bağlı olduğu görülmektedir. Analizlerde kullanılan dizi elemanları arasındaki mesafeler d=0.4λ_0 ve d=0.7λ_0 olarak belirlenmiştir. Tez

çalışması kapsamında kullanılan anten boyutlarına bağlı olarak en küçük oluşturalacak dizi boyutu, antenler arasındaki mesafe $0.4\lambda_0$ iken elde edilebilmektedir. Dizi elemanları arasındaki mesafe $0.7\lambda_0$'a çıkarıldığında ise ilinti seviyeleri gözle görülür bir şekilde azalmaktadır. Düzgün doğrusal kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında antenlerden ayrı ayrı E_θ ve E_ϕ yayılımı yapılırken ilinti seviyeleri hesaplanmıştır. Işıma örüntülerindeki farklılıktan kaynaklı olarak ilinti seviyelerinde de az da olsa farklılık gözlenmiştir. İlinti seviyelerinin, antenlerden E_θ yayılımı yapılırken daha düşük olduğu gözlemlenmiştir.

Çift kutuplu kare mikroşerit anten dizisinde $d=0.4\lambda_0$ olduğunda ilinti analizleri incelendiğinde, açısal yayılma değerleri yaklaşık 15° ile 30° arasında iken aynı antendeki farklı kutuplar arasındaki ilinti seviyesinin diğer durumlara göre daha yüksek olduğu görülmektedir. Ancak açısal yayılma değeri 40°'nin üzerine çıktığında aynı antende farklı kutuplar arasındaki ilinti seviyesi, sadece farklı antenlerdeki farklı kutuplar arasındaki ilinti değerinden yüksek olduğu tesbit edilmiştir. Fakat aynı antende farklı kutuplar arasındaki ilinti değerlerinin, farklı antenlerin aynı yönlü kutuplanmaları arasındaki ilinti seviyelerinden daha düşük olduğu tesbit edilmiştir. Bu durum, açısal yayılma değeri 40°'nin üzerine çıktığında dizi boyutunun olabilecek en küçük boyutta seçilmesi halinde, çapraz kutuplar arasındaki ilinti seviyesinin daha iyi olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla, polarizasyon çeşitleme kullanılarak alıcıdaki yer kısıtından kaynaklı problemlere çözüm sağlanabileceği öngörülmektedir. Dizi elemanları arasındaki mesafe artırıldıkça, $d=0.7\lambda_0$ yapıldığında aynı antende farklı kutuplar arasındaki ilinti seviyesi diğer ilinti seviyelerinden daha yüksek çıkmaktadır. Bu durumda düzgün doğrusal kare mikroşerit yama anten dizisi kullanımı, dizi boyutu kısıtlamasının olmadığı durumlarda daha avantajlı hale gelmektedir. Ancak analizlerde dizi boyutu artmış olsada çok az farkla çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı, kare mikroşerit yama anten dizisindeki performansı yakalayabilecek düzeye ulaşmaktadır. Ayrıca açısal yayılma değeri arttıkça ilinti seviyesinin düştüğü tesbit edilmiştir.

5. ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN MODELİNDE ve KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN DİZİLERİNDE ERGODİK SPEKTRAL VERİMLİLİK SONUÇLARININ ELDE EDİLMESİ

MIMO sistemlerinde spektral verimlilik değerini belirleyen en önemli etken alıcı ve vericideki minimum anten sayısındaki artıştır. Bu durum kanal kovaryans matrisinin rankı ile ilgilidir. Kanal kovaryans matrisinin rankının artması birbirinden bağımsız kanal sayısının artması ve anten elemanları arasındaki ilinti seviyelerinin azalması anlamına gelmektedir. İlinti seviyelerindeki azalmaya bağlı olarak da spektral verimlilik artmaktadır. Çok girişli çok çıkışlı haberleşme sistemlerinin günümüz kablosuz iletişiminde tercih ediliyor olmasının en önemli sebebi, haberleşme kanalının veri gönderiminde ek bir gönderim gücüne ihtiyaç duymamasıdır. Bu sayede, yüksek kapasite sağlayarak erişim kalitesi artırılmaktadır. MIMO sistemler, bu avantajları gönderici ve alıcıda çoklu anten elemanları kullanarak sağlamaktadır.

Kanal kapasitesi, kanal başına gönderilebilen maksimum bilgi miktarı olarak tanımlanabilmektedir. Shannon'un ikinci teoremi de düzgün bir kanal kodlaması ile gürültülü bir kanaldan kaynaklanan hataları bilgi kaybına neden olmadan düşürmenin mümkün olabileceğini ifade etmektedir. Shannon'un kapasite teoremi,

C : Kanal kapasitesi (bit/sec)

B : Band genişliği (Hertz)

P : Alınan sinyal gücü (W)

N_0 : Tek yönlü gürültü yoğunluğu (W/Hz)

olmak üzere Eş. 5.1'de verilmiştir.

$$C = B\log_2(1 + \frac{P}{N_0 B}) \tag{5.1}$$

Alıcı tarafından alınan güç,

$$P = E_b R_b \tag{5.2}$$

olarak ifade edilmektedir.

Eş.5.2'de yer alan,

E_b : Ortalama bit enerjisi

R_b : İletilen bit oranı

olarak tanımlanmıştır.

Eş.5.2'de verilen güç ifadesi Eş.5.1'de yerine koyulduğunda,

$$\frac{C}{B} = \log_2\left(1 + \frac{E_b}{N_0}\frac{R_b}{B}\right) \tag{5.3}$$

elde edilmektedir. Eş.5.3 spektral verimlilik olarak tanımlanmaktadır.

Pratikte zamanla değişen ve rastgele sönümlenen kanallar için, Eş.5.3'de elde edilen ifade Eş.5.4'de ifade edildiği şekli ile yazılabilmektedir.

$$C = \log_2(1 + SNR.|H|^2)\frac{bits/sec}{Hz} \tag{5.4}$$

Eş. 5.4'de yer alan H, kanalın 1x1 birim güce sahip kompleks Gauss genliğini ifade etmektedir. Sönümlemeler nedeniyle SNR çok küçük olduğundan, spektral verimlilik de oldukça küçük olmaktadır. Sönümlemeli kanal yapılarında bu nedenle alıcı ve vericide tek anten kullanmak yerine çoklu anten kullanma yoluna gidilmiştir. İlk aşamada öncelikle alıcıdaki anten sayısını artırarak Eş.5.4 yeniden düzenlendiğinde,

Tek girişli çok çıkışlı (SIMO) sistemler için, kanal vektörü H, 1x N boyutunda olmaktadır. N burada alıcıdaki anten sayısını ifade etmektedir. Bu durumda kapasite,

$$C = \log_2(1 + SNR.HH^*)\frac{bits/sec}{Hz} \tag{5.5}$$

şeklinde olacaktır. Aynı eşitlik MIMO sistemler için N alıcıdaki anten sayısı ve M vericideki anten sayısı olmak üzere elde edilecek kapasite ifadesi Eş. 5.6'da verildiği şekli ile olmaktadır.

$$C = \log_2\left(\det\left(I_N + \frac{SNR}{M}.HH^*\right)\right)\frac{bits/sec}{Hz} \tag{5.6}$$

Kablosuz haberleşme sistemlerinde ergodik kanalda elde edilebilecek en yüksek spektral verimlilik değeri, verici anten dizisinde kanal durum bilgisinin (CSI) bilinmediği durumlar için Eş 5.7 ‘de verildiği şekli ile hesaplanabilmektedir [79].

$$\mathrm{C}=\mathrm{E}\left(\log_2 \det\left(\mathrm{I_{ND}} + \frac{\mathrm{SNR}}{\mathrm{MD}}\mathrm{HH}^*\right)\right) \tag{5.7}$$

Eş 5.7 ‘de

I birim matrisi,

N alıcı anten sayısını,

M verici anten sayısını,

D her bir antenden yayılan farklı kutup sayısını,

SNR alıcıda her bir antene ulaşan SNR değerini,

H kanal matrisini,

H^* kanal matrisinin Hermitienini göstermektedir. Ayrıca tasarlanan anten yapısında iki farklı kutupta yayılım olmasından dolayı ergodik spektral verimlilik analizi hesaplamalarında D, iki olmaktadır.

H kanal matrisi için doğrudan görüşün olmadığı çok yollardan oluşan düz sönümlü bir kanal olan ve 802.11n standardında kanal modellemesine uyumlu Kronecker kanal modeli kullanılmıştır. Bu standardda yer alan Ricean kanal yapısı Eş 5.8’de verilmiştir [18].

$$\mathrm{H} = \sqrt{\frac{1}{1+\mathrm{K}}}\mathrm{H_{NLOS}} + \sqrt{\frac{\mathrm{K}}{1+\mathrm{K}}}\mathrm{H_{LOS}} \tag{5.8}$$

Eş.5.8’de yer alan ifade Kronecker kanal modeline uygun Rayleigh kanal yapısına göre yeniden düzenlendiğinde K çarpanı sıfır alınarak H_{LOS} bileşeni yok edilmiştir. Bu durumda sadece H_{NLOS} bileşeni kalmaktadır. Sonuç olarak kanal,

Rayleigh kanal yapısına dönüşmektedir. Rayleigh kanal yapısı, daha önceki bölümde de ifade edildiği üzere Eş.5.9'da verildiği gibi elde edilmektedir [79].

$$H_{NLOS} = R_{RX}^{1/2} H_W R_{TX}^{1/2} \tag{5.9}$$

Eş 5.9'da yer alan;

H_w karmaşık Gaussian kanal katsayılarından oluşan i.i.d. (uzaysal olarak beyaz) birim varyanslı kanal matrisini,

R_{Rx} alıcı antenler arasındaki ilinti matrisini,

R_{Tx} verici antenler arasındaki ilinti matrisini ifade etmektedir.

Rayleigh kanal yapısında kanal matrisi Eş.5.9'da ifade edildiği üzere Eş 5.7'de yerine koyulduğunda, ergodik spektal verimlilik Eş.5.10'daki gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$C = E\left[\log_2\left(\det\left(I_{ND} + \frac{SNR}{MD} R_r^{\frac{1}{2}} H_w R_t H_w^* R_r^{*\left(\frac{1}{2}\right)}\right)\right)\right] \tag{5.10}$$

Tez çalışması kapsamında yapılan ergodik spektral verimlilik analizlerinde alıcı ve vericide hem aynı anten yapısı hem de farklı anten yapıları kullanılmıştır. Pratikte baz istasyonları gibi fiziksel anlamda yer kısıtlaması olmayan durumlar için kare mikroşerit yama anten yapılarını kullanmak daha uygundur. Dizüstü bilgisayar, el terminalleri gibi boyut kısıtlaması olan durumlarda ise uzaysal çeşitlilikten ziyade kutupsal çeşitlilik gibi mevcut alandan tasarruf edilebilecek teknikler kullanmak daha çözüm odaklı olmaktadır. Tasarımı yapılan anten sayesinde kutupsal çeşitliliğin elde edilmesi, verici olarak bir baz istasyonu, alıcı olarak da önerilen anten yapısının kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Bu sayede alıcı ve vericide farklı anten yapılarına yer verilmiştir. Bu durum için yapılan analizler pratiğe daha yatkın uygulamalardır.

Eş.5.8'de yer alan H kanal yapısı ifadesinde doğrudan görüşün olmadığı durum göz önünde bulundurularak, sadece NLOS terimine bağlı sönümlemeli Rayleigh kanal için ergodik spektral verimlilik ifadesi Eş.5.10'da verilmiştir. Bu duruma göre analizler yapılmıştır. Ergodik spektral verimlilik analizlerinde alıcı antenlere ulaşan SNR değerlerinin büyüklüğü eşit alınmıştır. H_w Gaussian kanal

matrisi her bir spektral verimlilik değeri için MATLAB programı tarafından rastgele üretilmiştir. Ergodik spektral verimlilik değeri, rastgele elde edilen 1000 Gaussian kanal matrisine bağlı spektral verimlilik değerinin ortalaması alınarak bulunmuştur. Çünkü Eş.5.6 ve Eş.5.7 incelendiğinde, ergodik kanal kapasitesi ile bilenen kanal kapasitesi arasındaki ilişki tanımının Eş.5.11'de verildiği gibi olduğu görülmektedir.

$$C_{ergodik} = E[C] \tag{5.11}$$

Tez çalışması kapsamında Rayleigh sönümlemeli kanalda değişik alıcı ve verici anten konfigürasyonları için MATLAB programında analizler yapılmış ve bulunan sonuçlar karşılaştırılmıştır.

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi için ergodik spektral verimlilik hesaplamalarında alıcı ve vericide kullanılacak ilinti matrislerinin elemanları aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 1})$: 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı ile 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değeri.

$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2})$: 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı ile 2. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değeri.

$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 2})$: 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_θ kutupsal yayılımı ile 2. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değeri.

$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2})$: 1. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı ile 2. Çift kutuplu antende yayılım yapan E_ϕ kutupsal yayılımı arasındaki ilinti değeri.

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde ilinti matrisi Eş 5.12'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\mathrm{R}_{\mathrm{T_x}} = \mathrm{R}_{\mathrm{R_x}} = \begin{bmatrix} \mathrm{Cov}(E_{\theta 1}, E_{\theta 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\theta 1}, E_{\phi 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) & \mathrm{Cov}(E_{\theta 1}, E_{\phi 2}) \\ \mathrm{Cov}(E_{\phi 1}, E_{\theta 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\phi 1}, E_{\phi 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\phi 1}, E_{\theta 2}) & \mathrm{Cov}(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) \\ \mathrm{Cov}(E_{\theta 2}, E_{\theta 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\theta 2}, E_{\phi 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\theta 2}, E_{\theta 2}) & \mathrm{Cov}(E_{\theta 2}, E_{\phi 2}) \\ \mathrm{Cov}(E_{\phi 2}, E_{\theta 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\phi 2}, E_{\phi 1}) & \mathrm{Cov}(E_{\phi 2}, E_{\theta 2}) & \mathrm{Cov}(E_{\phi 2}, E_{\phi 2}) \end{bmatrix} \tag{5.12}$$

Tez çalışması kapsamında kanal modeli olarak Kronecker kanal modeli kullanılmıştır. Bu nedenle, alıcı ve vericide kullanılacak olan dizi boyutu en fazla 4 elemanlı olabilmektedir. Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi için ergodik spektral verimlilik hesaplamalarında alıcı ve vericide kullanılacak ilinti matrislerinin elemanları aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$Cov(E_1, E_2)$: Kare mikroşerit yama anten dizisinde 1. anten elemanı ile 2. anten elemanı arasındaki ilinti değeri.

$Cov(E_1, E_3)$: Kare mikroşerit yama anten dizisinde 1. anten elemanı ile 3. anten elemanı arasındaki ilinti değeri.

$Cov(E_1, E_4)$: Kare mikroşerit yama anten dizisinde 1. anten elemanı ile 4. anten elemanı arasındaki ilinti değeri.

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde ilinti matrisi ise Eş 5.13'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\mathrm{R}_{\mathrm{T_x}} = \mathrm{R}_{\mathrm{R_x}} = \begin{bmatrix} Cov(E_1,E_1) & Cov(E_1,E_2) & Cov(E_1,E_3) & Cov(E_1,E_4) \\ Cov(E_2,E_1) & Cov(E_2,E_2) & Cov(E_2,E_3) & Cov(E_2,E_4) \\ Cov(E_3,E_1) & Cov(E_3,E_2) & Cov(E_3,E_3) & Cov(E_3,E_4) \\ Cov(E_4,E_1) & Cov(E_4,E_2) & Cov(E_4,E_3) & Cov(E_4,E_4) \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

Eş.5.12 ve Eş.5.13'de ifade edilen ilinti matrislerinde gösterildiği gibi bölüm 5.1'de sayısal değerleri koyularak ergonik spektral verimlilik hesaplamalarında kullanılan ilinti matrisleri elde edilmiştir.

5.1. Alıcı ve Vericideki Farklı Durumlar için Farklı Anten Dizisi Düzenlemelerine Göre Ergodik Spektral Verimlilik Değerlerinin Elde Edilmesi

Bu bölümde farklı alıcı ve verici durumlarına göre 2 elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi ile 3 ve 4 elemanlı kare mikroşerit yama anten dizilerinde Ergodik spektral verimlilik değerleri hesaplanmıştır. Analizler antenler arası farklı mesafe ve farklı açısal yayılma değerleri ele alınarak yapılmıştır. Bunlara bağlı karşılaştırmalar grafikler üzerinde gösterilmiştir.

5.1.1. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe 0.4λ_0 ve Açısal Yayılma 20° iken Elde Edilen Sonuçlar

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde daha önceki kısımda elde edilen açısal yayılmaya bağlı değişen ilinti değerlerinden açısal yayılma değeri 20° iken anten elemanlarının ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değerleri Eş.5.14'de verilmiştir.

Hesaplamalarda anten elemanları arasındaki mesafe 0.4λ_0 olarak alınmıştır.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 1}) = 0.7521$$

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.7122 \tag{5.14}$$

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 2}) = 0.607$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.73$$

Üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^o$ ve ya $\phi = 90^o$ olmasına bağlı olarak E_θ, E_ϕ yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.15'de verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.7122\,,\ \ Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.2915 \tag{5.15}$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.73\,,\ \ Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}) = 0.3081$$

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde ise açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^o$ ve ya $\phi = 90^o$ olmasına bağlı olarak E_θ, E_ϕ yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.16'da verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.7122\,, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.2915, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 4}) = 0.1001 \tag{5.16}$$

$$Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}\right) = 0.73\,, Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}\right) = 0.3081, Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 4}) = 0.0991$$

Alıcı ve vericide iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.17'de gösterilmiştir.

$$\mathrm{R_{T_x}} = \mathrm{R_{R_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7521 & 0.7122 & 0.6070 \\ 0.7521 & 1 & 0.6070 & 0.7300 \\ 0.7122 & 0.6070 & 1 & 0.7521 \\ 0.6070 & 0.7300 & 0.7521 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.17}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.18'de verilmiştir.

$$\mathrm{R_{T_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7122 & 0.2915 & 0.1001 \\ 0.7122 & 1 & 0.7122 & 0.2915 \\ 0.2915 & 0.7122 & 1 & 0.7122 \\ 0.1001 & 0.2915 & 0.7122 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathrm{R_{R_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7521 & 0.7122 & 0.6070 \\ 0.7521 & 1 & 0.6070 & 0.7300 \\ 0.7122 & 0.6070 & 1 & 0.7521 \\ 0.6070 & 0.7300 & 0.7521 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.18}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen alıcı ilinti matrisi Eş.5.18'de verilmiştir. Verici ilinti matrisi, Eş.5.19'da ifade edilmiştir.

$$\mathrm{R_{T_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7300 & 0.3081 & 0.0991 \\ 0.7300 & 1 & 0.7300 & 0.3081 \\ 0.3081 & 0.7300 & 1 & 0.7300 \\ 0.0991 & 0.3081 & 0.7300 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.19}$$

Alıcı ve vericide E_θ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.20'de verilmiştir.

$$\mathrm{R_{T_x}} = \mathrm{R_{R_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7122 & 0.2915 \\ 0.7122 & 1 & 0.7122 \\ 0.2915 & 0.7122 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.20}$$

Alıcı ve vericide E_ϕ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında ise elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.21'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7300 & 0.3081 \\ 0.7300 & 1 & 0.7300 \\ 0.3081 & 0.7300 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.21}$$

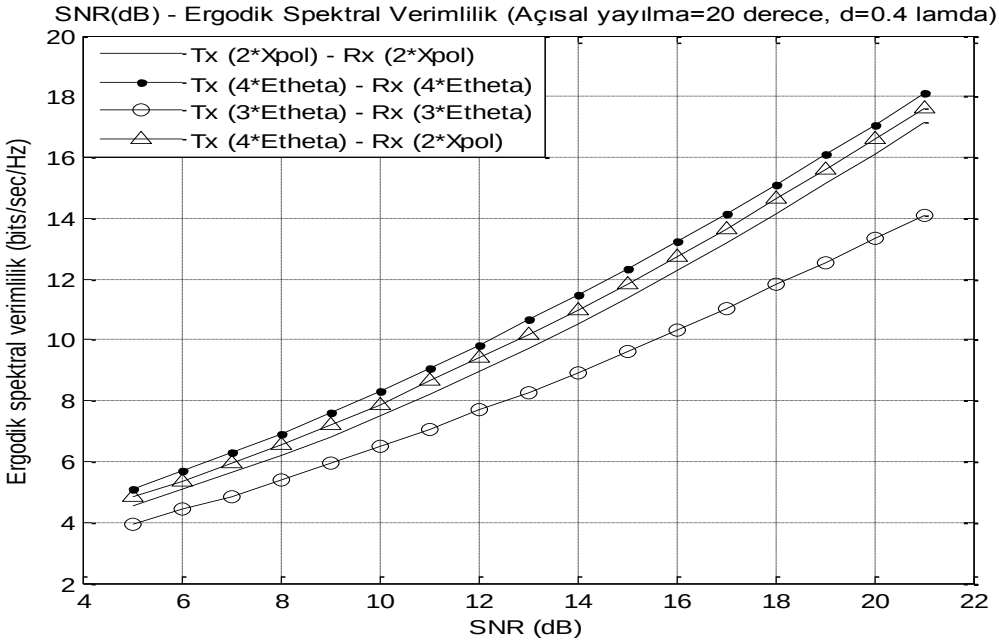
Alıcı ve vericide dört elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.22'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7122 & 0.2915 & 0.1001 \\ 0.7122 & 1 & 0.7122 & 0.2915 \\ 0.2915 & 0.7122 & 1 & 0.7122 \\ 0.1001 & 0.2915 & 0.7122 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.22}$$

Alıcı ve vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri ise Eş.5.23'de verilmiştir.

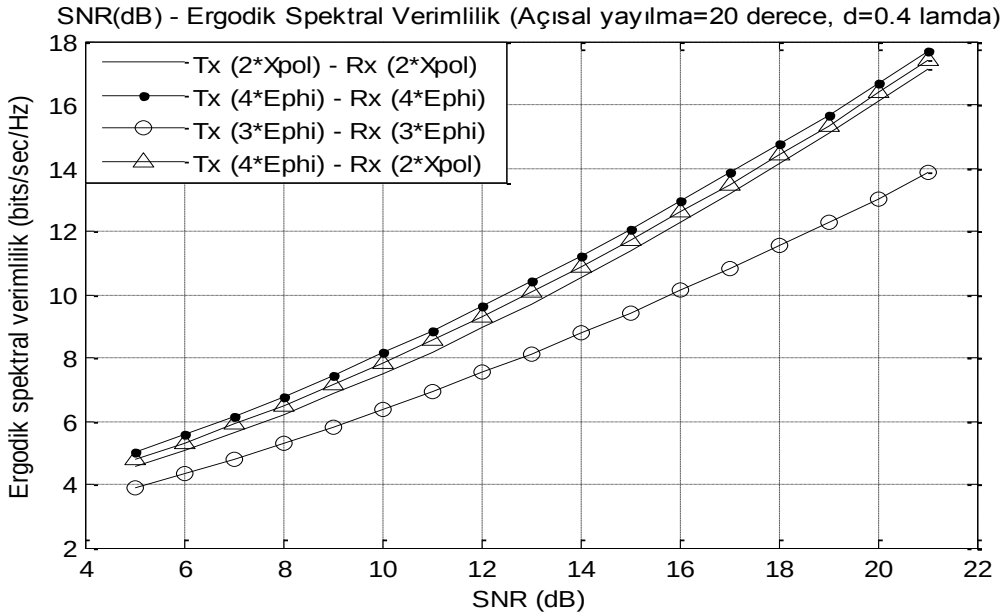
$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7300 & 0.3081 & 0.0991 \\ 0.7300 & 1 & 0.7300 & 0.3081 \\ 0.3081 & 0.7300 & 1 & 0.7300 \\ 0.0991 & 0.3081 & 0.7300 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.23}$$

Doğrusal kare mikroşerit anten dizilerinde E_θ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 1'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 1: d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Doğrusal kare mikroşerit yama anten dizilerinde E_ϕ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 2'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 2: d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Şekil 5.1 ve Şekil 5.2'de elde edilen ergodik spektral verimlilik eğrilerinde görüldüğü üzere en yüksek spektral verimlilik değeri alıcı ve vericide 4 elemanlı kare mikroşerit yama anten dizileri varken elde edilmiştir. Grafiklerin ayrıntılı değerlendirmesi bölüm 5.2'de verilmiştir.

5.1.2. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe 0.4λ_0 ve Açısal Yayılma 40° iken Elde Edilen Sonuçlar

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde daha önceki kısımda elde edilen açısal yayılmaya bağlı değişen ilinti değerlerinden açısal yayılma değeri 40° iken anten elemanlarının ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değerleri Eş.5.24'de verilmiştir.

Hesaplamalarda anten elemanları arasındaki mesafe 0.4λ_0 olarak alınmıştır.

$$\mathrm{Cov}(\mathrm{E}_{\theta 1}, \mathrm{E}_{\phi 1}) = 0.5987$$

$$\mathrm{Cov}(\mathrm{E}_{\theta 1}, \mathrm{E}_{\theta 2}) = 0.6187 \tag{5.24}$$

$$\mathrm{Cov}(\mathrm{E}_{\theta 1}, \mathrm{E}_{\phi 2}) = 0.4577$$

$$\mathrm{Cov}(\mathrm{E}_{\phi 1}, \mathrm{E}_{\phi 2}) = 0.6708$$

Üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^{o}$ ve ya $\phi = 90^{o}$ olmasına bağlı olarak E_{θ}, E_{ϕ} yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.25'de verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.6187, \;\; Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.1789 \tag{5.25}$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.6708\,, \;\; Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}) = 0.2310$$

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde ise açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^{o}$ ve ya $\phi = 90^{o}$ olmasına bağlı olarak E_{θ}, E_{ϕ} yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.26'da ifade edilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.6187\,, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.1789, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 4}) = 0.0396 \tag{5.26}$$

$$Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}\right) = 0.6708\,, Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}\right) = 0.2310, Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 4}) = 0.0591$$

Alıcı ve vericide iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.27'de verilmiştir.

$$\mathrm{R}_{\mathrm{T_x}} = \mathrm{R}_{\mathrm{R_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5987 & 0.1789 & 0.4577 \\ 0.5987 & 1 & 0.4577 & 0.6708 \\ 0.6187 & 0.4577 & 1 & 0.5987 \\ 0.4577 & 0.6708 & 0.5987 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.27}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_{θ} yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.28'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.6187 & 0.1789 & 0.0396 \\ 0.6187 & 1 & 0.6187 & 0.1789 \\ 0.1789 & 0.6187 & 1 & 0.6187 \\ 0.0396 & 0.1789 & 0.6187 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5987 & 0.6187 & 0.4577 \\ 0.5987 & 1 & 0.4577 & 0.6708 \\ 0.6187 & 0.4577 & 1 & 0.5987 \\ 0.4577 & 0.6708 & 0.5987 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.28}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen alıcı ilinti matrisi Eş.5.28'de verilmiştir. Verici ilinti matrisi Eş.5.29'da ifade edildiği şekli kullanılmıştır.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.6708 & 0.2310 & 0.0591 \\ 0.6708 & 1 & 0.6708 & 0.2310 \\ 0.2310 & 0.6708 & 1 & 0.6708 \\ 0.0591 & 0.2310 & 0.6708 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.29}$$

Alıcı ve vericide E_θ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.30'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.6187 & 0.1789 \\ 0.6187 & 1 & 0.6187 \\ 0.1789 & 0.6187 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.30}$$

Alıcı ve vericide E_ϕ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında ise elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.31'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.6708 & 0.2310 \\ 0.6708 & 1 & 0.6708 \\ 0.2310 & 0.6708 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.31}$$

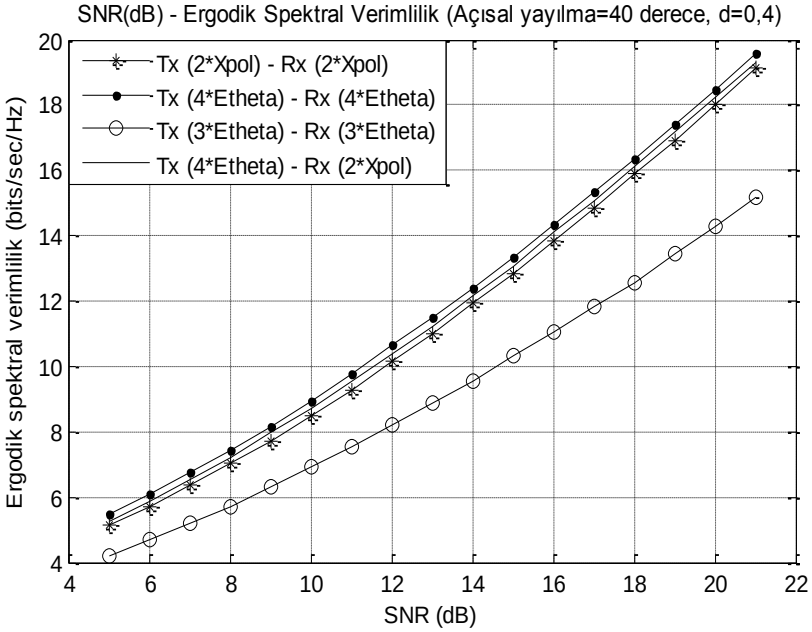
Alıcı ve vericide dört elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.32'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.6187 & 0.1789 & 0.0396 \\ 0.6187 & 1 & 0.6187 & 0.1789 \\ 0.1789 & 0.6187 & 1 & 0.6187 \\ 0.0396 & 0.1789 & 0.6187 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.32}$$

Alıcı ve vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri ise Eş.5.33'de verilmiştir.

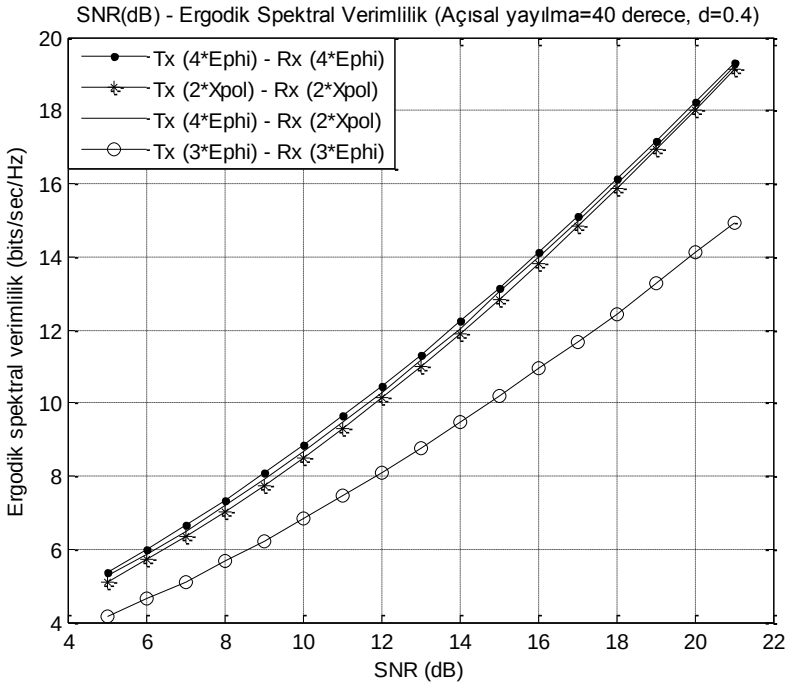
$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.6708 & 0.2310 & 0.0591 \\ 0.6708 & 1 & 0.6708 & 0.2310 \\ 0.2310 & 0.6708 & 1 & 0.6708 \\ 0.0591 & 0.2310 & 0.6708 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.33}$$

Doğrusal kare mikroşerit anten dizilerinde E_θ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 3'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 3 : d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Doğrusal kare mikroşerit yama anten dizilerinde E_ϕ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 4'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 4 : d=0.4λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3 ,4 elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'de elde edilen ergodik spektral verimlilik eğrilerinde görüldüğü üzere alıcıdaki anten yapısı 2 elemanlı kare mikroşerit yama anten olarak değiştirildiğinde ergodik spektral verimlilik değeri çok az miktarda azalmaktadır. Grafiklerin ayrıntılı değerlendirmesi bölüm 5.2'de verilmiştir.

5.1.3. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe 0.7λ_0 ve Açısal Yayılma 20° iken Elde Edilen Sonuçlar

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde daha önceki kısımda elde edilen açısal yayılmaya bağlı değişen ilinti değerlerden açısal yayılma değeri 20° iken anten elemanlarının ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değerleri Eş.5.34'da verilmiştir.

Hesaplamalarda anten elemanları arasındaki mesafe 0.7λ_0 olarak alınmıştır.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 1}) = 0.7521$$

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.3776 \tag{5.34}$$

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 2}) = 0.3399$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.3979$$

Üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^{o}$ ve ya $\phi = 90^{o}$ olmasına bağlı olarak E_{θ}, E_{ϕ} yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.35'de verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.3776, \;\; Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.0640 \tag{5.35}$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.3979\,, \;\; Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}) = 0.0591$$

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde ise açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^{o}$ ve ya $\phi = 90^{o}$ olmasına bağlı olarak E_{θ}, E_{ϕ} yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.36'de verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.3776\,, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.0640, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 4}) = 0.0185 \tag{5.36}$$

$$Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}\right) = 0.3979\,, Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}\right) = 0.0591, Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 4}) = 0.0172$$

Alıcı ve vericide iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.37'de verilmiştir.

$$\mathrm{R_{T_x}} = \mathrm{R_{R_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7521 & 0.3776 & 0.3399 \\ 0.7521 & 1 & 0.3399 & 0.3979 \\ 0.3776 & 0.3399 & 1 & 0.7521 \\ 0.3399 & 0.3979 & 0.7521 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.37}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_{θ} yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.38'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3776 & 0.0640 & 0.0185 \\ 0.3776 & 1 & 0.3776 & 0.0640 \\ 0.0640 & 0.3776 & 1 & 0.3776 \\ 0.0185 & 0.0640 & 0.3776 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7521 & 0.3776 & 0.3399 \\ 0.7521 & 1 & 0.3399 & 0.3979 \\ 0.3776 & 0.3399 & 1 & 0.7521 \\ 0.3399 & 0.3979 & 0.7521 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.38}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen alıcı ilinti matrisi Eş.5.38'de verilmiştir. Verici ilinti matrisi, Eş.5.39'da ifade edilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3979 & 0.0591 & 0.0172 \\ 0.3979 & 1 & 0.3979 & 0.0591 \\ 0.0591 & 0.3979 & 1 & 0.3979 \\ 0.0172 & 0.0591 & 0.3979 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.39}$$

Alıcı ve vericide E_θ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.30'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3776 & 0.0640 \\ 0.3776 & 1 & 0.3776 \\ 0.0640 & 0.3776 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.40}$$

Alıcı ve vericide E_ϕ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında ise elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.41'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3979 & 0.0591 \\ 0.3979 & 1 & 0.3979 \\ 0.0591 & 0.3979 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.41}$$

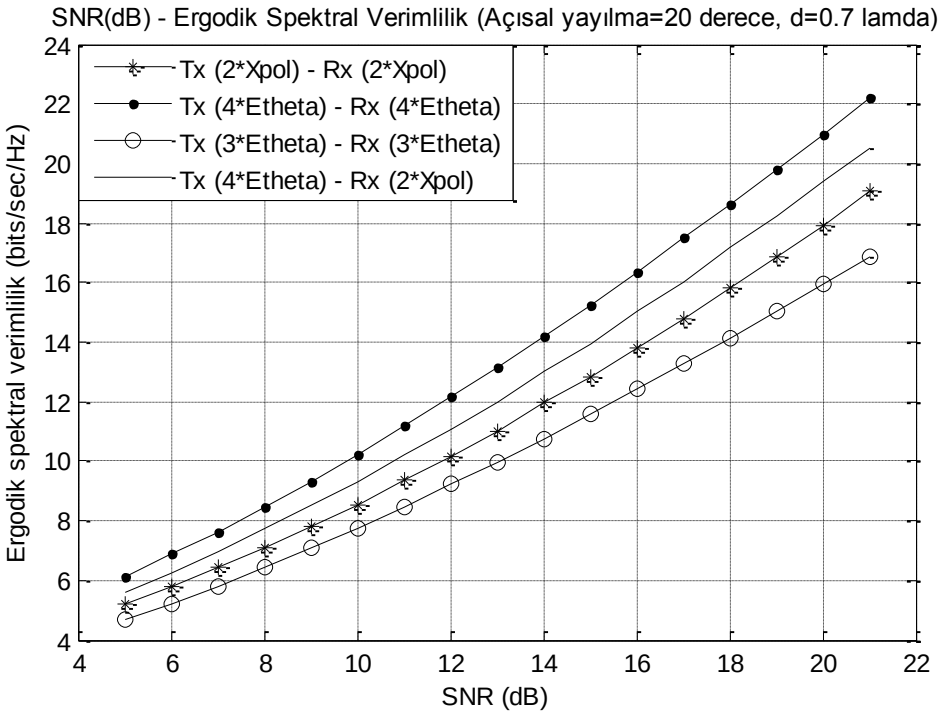
Alıcı ve vericide dört elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.42'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3776 & 0.0640 & 0.0185 \\ 0.3776 & 1 & 0.3776 & 0.0640 \\ 0.0640 & 0.3776 & 1 & 0.3776 \\ 0.0185 & 0.0640 & 0.3776 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.42}$$

Alıcı ve vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri ise Eş.5.43'de verilmiştir.

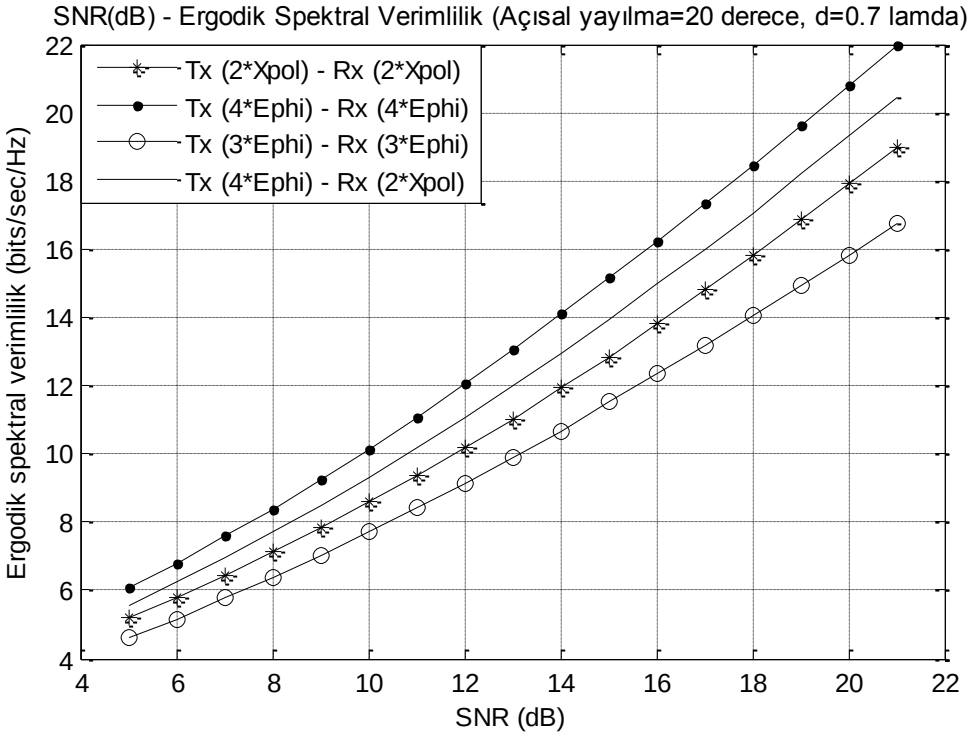
$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3979 & 0.0591 & 0.0172 \\ 0.3979 & 1 & 0.3979 & 0.0591 \\ 0.0591 & 0.3979 & 1 & 0.3979 \\ 0.0172 & 0.0591 & 0.3979 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.43}$$

Doğrusal kare mikroşerit anten dizilerinde E_θ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 5'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 5 : d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Doğrusal kare mikroşerit anten dizilerinde E_ϕ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 5'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 6: d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 20° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da elde edilen ergodik spektral verimlilik eğrilerinde görüldüğü üzere, dizi elemanları arasındaki mesafe artırıldığında ergodik spektral verimlilik değerleri de artmaktadır. Grafiklerin ayrıntılı değerlendirmesi bölüm 5.2'de verilmiştir.

5.1.4. Anten Elemanları Arasındaki Mesafe 0.7λ_0 ve Açısal Yayılma 40° iken Elde Edilen Sonuçlar

İki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinde daha önceki kısımda elde edilen açısal yayılmaya bağlı değişen ilinti değerlerden açısal yayılma değeri 40° iken anten elemanlarının ışıma örüntüleri arasındaki ilinti değerleri Eş.5.44'de verilmiştir.

Hesaplamalarda anten elemanları arasındaki mesafe $0.7\lambda_0$ olarak alınmıştır.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 1}) = 0.5987$$

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.2554 \tag{5.44}$$

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\phi 2}) = 0.2249$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.3153$$

Üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde açısal yayılma değeri 40° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^o$ ve ya $\phi = 90^o$ olmasına bağlı olarak E_θ, E_ϕ yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.45'de verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.2554, \;\; Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.0218 \tag{5.45}$$

$$Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}) = 0.3153, \;\; Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}) = 0.0309$$

Dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinde ise açısal yayılma değeri 20° olarak belirlendiğinde besleme yönüne göre $\phi = 0^o$ ve ya $\phi = 90^o$ olmasına bağlı olarak E_θ, E_ϕ yönlü yayılımlar için anten elemanları arasındaki ilinti değerleri Eş.5.46'de verilmiştir.

$$Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 2}) = 0.2554\,, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 3}) = 0.0218, Cov(E_{\theta 1}, E_{\theta 4}) = 0.0075 \tag{5.46}$$

$$Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 2}\right) = 0.3153\,, Cov\left(E_{\phi 1}, E_{\phi 3}\right) = 0.0309, Cov(E_{\phi 1}, E_{\phi 4}) = 0.0097$$

Alıcı ve vericide iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.47'de verilmiştir.

$$\mathrm{R_{T_x}} = \mathrm{R_{R_x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5987 & 0.2554 & 0.2249 \\ 0.5987 & 1 & 0.2249 & 0.3153 \\ 0.2554 & 0.2249 & 1 & 0.5987 \\ 0.2249 & 0.3153 & 0.5987 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.47}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.48'de gösterilmektedir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.2554 & 0.0218 & 0.0075 \\ 0.2554 & 1 & 0.2554 & 0.0218 \\ 0.0218 & 0.2554 & 1 & 0.2554 \\ 0.0075 & 0.0218 & 0.2554 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5987 & 0.2554 & 0.2249 \\ 0.5987 & 1 & 0.2249 & 0.3153 \\ 0.2554 & 0.2249 & 1 & 0.5987 \\ 0.2249 & 0.3153 & 0.5987 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.48}$$

Alıcıda iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi, vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen alıcı ilinti matrisi Eş.5.48'de verilmiştir. Verici ilinti matrisi, Eş.5.49'da verilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3153 & 0.0309 & 0.0097 \\ 0.3153 & 1 & 0.3153 & 0.0309 \\ 0.0309 & 0.3153 & 1 & 0.3153 \\ 0.0097 & 0.0309 & 0.3153 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.49}$$

Alıcı ve vericide E_θ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.50'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.2554 & 0.0218 \\ 0.2554 & 1 & 0.2554 \\ 0.0218 & 0.2554 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.50}$$

Alıcı ve vericide E_ϕ yayılımlı üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında ise elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.51'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3153 & 0.0309 \\ 0.3153 & 1 & 0.3153 \\ 0.0309 & 0.3153 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.51}$$

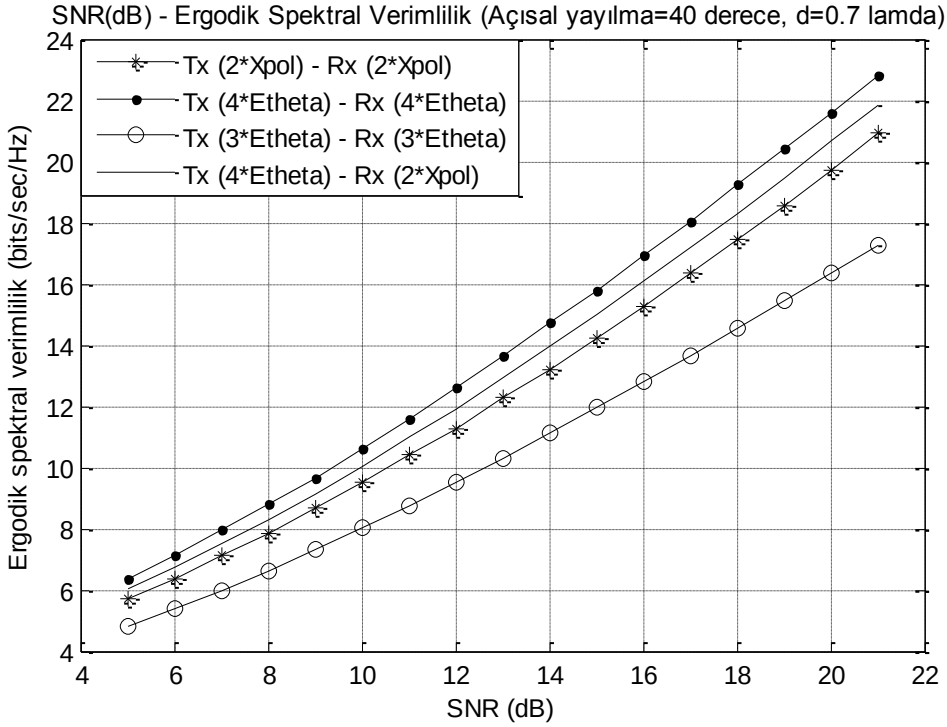
Alıcı ve vericide dört elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri Eş.5.52'de verilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.2554 & 0.0218 & 0.0075 \\ 0.2554 & 1 & 0.2554 & 0.0218 \\ 0.0218 & 0.2554 & 1 & 0.2554 \\ 0.0075 & 0.0218 & 0.2554 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.52}$$

Alıcı ve vericide dört elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında elde edilen ilinti matrisleri ise Eş.5.53'de verilmiştir.

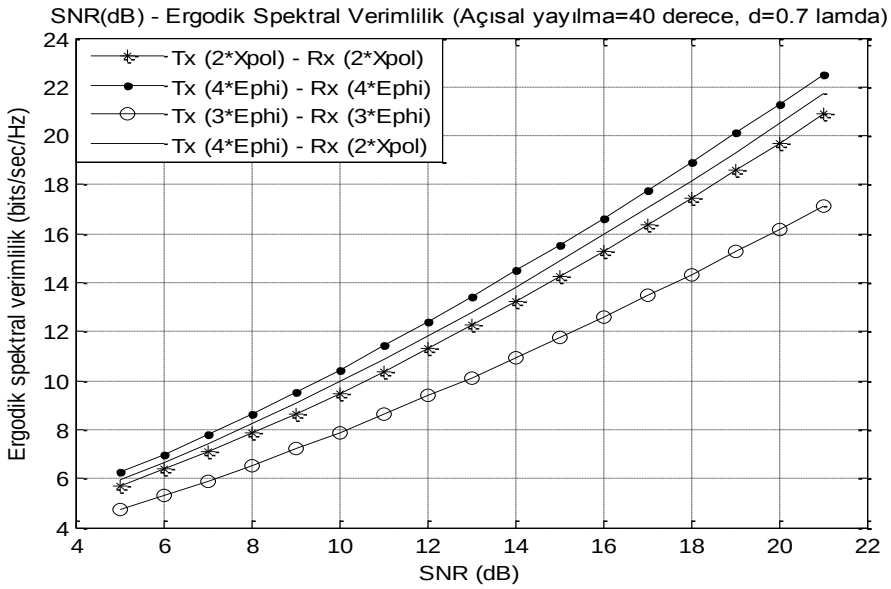
$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.3153 & 0.0309 & 0.0097 \\ 0.3153 & 1 & 0.3153 & 0.0309 \\ 0.0309 & 0.3153 & 1 & 0.3153 \\ 0.0097 & 0.0309 & 0.3153 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.53}$$

Doğrusal kare mikroşerit anten dizilerinde E_θ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5. 7'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 7 : d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_θ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Doğrusal kare mikroşerit yama anten dizilerinde E_ϕ yayılımı mevcutken alıcı ve verici ilinti matrisleri kullanılarak elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğriler Şekil 5. 8'de gösterilmiştir.



Şekil 5. 8: d=0.7λ_0 ve açısal yayılma 40° için alıcı ve vericideki çift kutuplu anten ve 3, 4 elemanlı E_ϕ yayılımlı kare mikroşerit anten yapılarına göre SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de elde edilen ergodik spektral verimlilik eğrilerinde görüldüğü üzere, açısal yayılma değeri artırıldığında çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yayılımları arasındaki ilinti değeri, sadece uzaysal çeşitlemenin kullanıldığı yapıdaki ilinti değerine yaklaşmaktadır. Grafiklerin ayrıntılı değerlendirmesi bölüm 5.2'de verilmiştir.

5.2. Ergodik Spektral Verimlilik Grafiklerine Bağlı Sonuçların Değerlendirilmesi

Bu kısımda bölüm içerisinde analizleri yapılan farklı alıcı verici konfigürasyonlarına göre elde edilen ergodik spektral verimlilik değerleri karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmanın daha kolay yorumlanabilmesi için ergodik spektral verimlilik grafiklerinde sabit alınan SNR değerine karşılık gelen ergodik spektal verimlilik değerleri aşağıdaki gibi düzenlenmiştir. Düzenlemeler SNR=10 dB alınarak yapılmıştır.

Verici - Alıcı	E_θ	E_ϕ
3 Kare MŞ* – 3 Kare MŞ	6.5 bps/Hz	6.4 bps/Hz
2 ÇK* – 2 ÇK	7.5 bps/Hz	7.5 bps/Hz
4 Kare MŞ – 2 ÇK	7.9 bps/Hz	7.83 bps/Hz
4 Kare MŞ – 4 Kare MŞ.	8.3 bps/Hz	8.16 bps/Hz

*MŞ: Mikroşerit Anten

*ÇK: Çift Kutuplu Anten

Tablo 5. 1: SNR=10dB, Açısal Yayılma = 20° ve d=$0.4\lambda_0$ iken elde edilen spektral verimlilik değerleri

Verici - Alıcı	E_θ	E_ϕ
3 Kare MŞ* – 3 Kare MŞ	6.97 bps/Hz	6.95 bps/Hz
2 ÇK* – 2 ÇK	8.48 bps/Hz	8.48 bps/Hz
4 Kare MŞ – 2 ÇK	8.73 bps/Hz	8.65 bps/Hz
4 Kare MŞ – 4 Kare MŞ.	8.96 bps/Hz	8.9 bps/Hz

Tablo 5. 2: SNR=10dB, Açısal Yayılma = 40° ve d=$0.4\lambda_o$ iken elde edilen spektral verimlilik değerleri

Verici - Alıcı	E_θ	E_ϕ
3 Kare MŞ* – 3 Kare MŞ	7.76 bps/Hz	7.7 bps/Hz
2 ÇK* – 2 ÇK	8.58 bps/Hz	8.58 bps/Hz
4 Kare MŞ – 2 ÇK	9.32 bps/Hz	9.3 bps/Hz
4 Kare MŞ – 4 Kare MŞ.	10.23 bps/Hz	10.15 bps/Hz

Tablo 5. 3 : SNR=10dB, Açısal Yayılma = 20° ve d=$0.7\lambda_o$ iken elde edilen spektral verimlilik değerleri

Verici - Alıcı	E_θ	E_ϕ
3 Kare MŞ* – 3 Kare MŞ	8 bps/Hz	7.87 bps/Hz
2 ÇK* – 2 ÇK	9.5 bps/Hz	9.5 bps/Hz
4 Kare MŞ – 2 ÇK	10 bps/Hz	9.96 bps/Hz
4 Kare MŞ – 4 Kare MŞ.	10.61 bps/Hz	10.43 bps/Hz

Tablo 5. 4 : SNR=10dB, Açısal Yayılma = 40° ve d=0.7λ_o iken elde edilen spektral verimlilik değerleri

Tablolar incelendiğinde en yüksek spektral verimlilik değeri alıcı ve vericide doğrusal dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi varken ve açısal yayılma 40°, d=0.7λ_0 olduğunda elde edilen Tablo 5. 4'de görülmektedir. Bu durumda toplam dizi boyutu yaklaşık 2.4 λ_0 olmaktadır. Ancak vericide iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığında, 0.5 bps/Hz'lik ergodik spektral verimlilik azalması ve yaklaşık sadece %4.7 ergodik spektral verimlilik kaybı ile dizi boyutu λ_0'a kadar düşmektedir. Eğer hem alıcı da hem vericide çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisi kullanılmak istenirse ergodik spektral verimlilik kayıbı, kare mikroşerit anten dizisi kullanıldığı duruma göre 1 bps/Hz olmaktadır. Bu kayıp, yaklaşık %10 mertebelerinde ifade edilmektedir. Kanal kapasitesi maksimum %10'luk spektral verimlilik kaybını tolere edebilecek sistemlerde, tez kapsamında tasarımı yapılan anten yapısı büyük avantaj sağlamaktadır. Sadece alıcıda kullanılması durumunda, yaklaşık %5'lik spektral verimlilik kaybı ile anten için ayrılan fiziksel alanı oldukça küçültmek mümkün olabilmektedir.

Kare mikroşerit yama anten dizisinin boyutu 0.4λ_0 yapıldığında ve açısal yayılma değeri 40° olduğu durumda dizi boyutu 1.5λ_0'a düşmektedir. Aynı mesafe için iki elemanlı çift kutuplu kare mikroşerit yama anten dizisinin toplam boyutu 0.7λ_0 olmaktadır. Dizi boyutu bakımından sağlanan avantaj yaklaşık %5 ergodik spektral verimlilik kaybını da beraberinde getirmektedir. Sadece alıcıdaki anten çift kutuplu anten ile değiştirildiğinde ise yaklaşık %2.5 seviyesinde ergodik spektral verimlilik kaybı meydana gelmektedir. Bu durumda dizi boyutu küçüldükçe iki

elemanlı çift kutuplu anten yapısının performansı dört elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisinin performansına oldukça yaklaştığı görülmektedir. Bu da tasarlanan anten yapısının kompakt sistemlerde avantaj sağlayacağını göstermektedir.

Kare mikroşerit yama antenlerde yalnızca E_θ ve yalnızca E_ϕ yönlü yayılım olurken ergodik spektral verimlilik değerlerindeki değişim miktarları, ışıma örüntülerindeki ufak farklılıkların ilinti seviyelerine de aynı oranda yansımasından dolayı oldukça düşüktür.

Alıcı ve vericide üç elemanlı kare mikroşerit yama anten dizisi kullanıldığı durumlarda ise en düşük ergodik spektral verimlilik seviyesi elde edilmektedir. Bu durumun temel sebebi kanal sayısının diğer anten konfigürasyonlarına göre daha az olması olarak yorumlanmıştır. Elde edilen tüm spektral verimlilik değerlerinde açısal yayılma değerleri arttıkça artış gözlemlenmektedir. Açısal yayılma arttıkça kanallar arasındaki ilinti azalmaktadır. Buna bağlı olarak, spektral verimlilik değerleri artmaktadır. Benzer şekilde anten elemanları arasındaki mesafe arttıkça ergodik spektral verimlilik değerlerinin arttığı gözlenmiştir.

6. SONUÇ

Tez çalışması kapsamında, kablosuz iletişimde çoklu alıcı ve vericisi olan MIMO sistemlerde kullanılan doğrusal anten dizilerine göre avantaj sağlaması öngörülen çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı incelenmiştir. Kablosuz iletişim uygulamalarında, yaygın olarak kullanılan dizüstü bilgisayar ve el terminali gibi fiziksel boyut kısıtlaması olan alıcılar kullanıldığından kanal kapasitesinden taviz vermeden daha düşük boyutta ve spektral verimliliği yüksek anten tasarımı arayışına gidilmiştir. Bu amaca yönelik olarak, önerilen anten yapılarından biri olan çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin tez çalışması içerisinde tasarımı yapılmıştır. Bununla birlikte anten performansı, ilinti seviyeleri ve ergodik spektral verimlilik değerleri gibi sistem analizleri ile birlikte değerlendirilmiştir.

MIMO sistemlerde kanal kapasitesini artırmak amaçlı, alıcı ve verici tarafında doğrusal dizi oluşturularak uygulanan uzaysal çeşitleme yönteminin yanı sıra, tasarımı yapılan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten sayesinde kutupsal çeşitlilik tekniğinin de kullanılabileceği gösterilmiştir. Yapılan analizlerde çift kutuplu anten yapısı ve kare mikroşerit yama antenin düzgün doğrusal anten dizi elemanı olarak kullanılması, ergodik spektral verimlilik yönünden incelenmiştir. Her iki yapının da spektral verimlilik performanslarının birbirine yakın olduğu tesbit edilmiştir. Ancak çift kutuplu anten yapısı diğer yapıya göre, kullanıldığı cihazda kapladığı fiziksel yer anlamında büyük avantaja sahiptir. Bu da antenin kompaktlık sağladığının bir göstergesidir.

Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısında kutupsal çeşitliliği sağlayan, aynı anten elemanından iki farklı kutupta yayılım yapılıyor olmasıdır. Bu durum çapraz kutuplanma problemini de beraberinde getirmektedir. Çapraz kutuplanma değeri, iki besleme kullanılan çift kutuplu anten yapısında beslemelerden birine bağlı yayılım yapan ana kutup yayılımına dik diğer kutuptaki yayılım değeri olarak ifade edilmektedir. Beslemelerden birine bağlı olarak meydana gelen ana kutup yayılımına dik kutup yayılımı, ikinci beslemenin ana kutup yayılımı yönündedir. Bu nedenle çapraz kutuplanma değerinin, diğer beslemeden kaynaklı ana kutuplanma değerine etkisinin ihmal edilebilmesi için bu değerin yaklaşık -20dB metrelerinde olması gerekmektedir. Ancak bu sayede farklı kutuptaki ışıma örüntüleri arasındaki ilinti seviyesi düşük tutulabilmektedir.

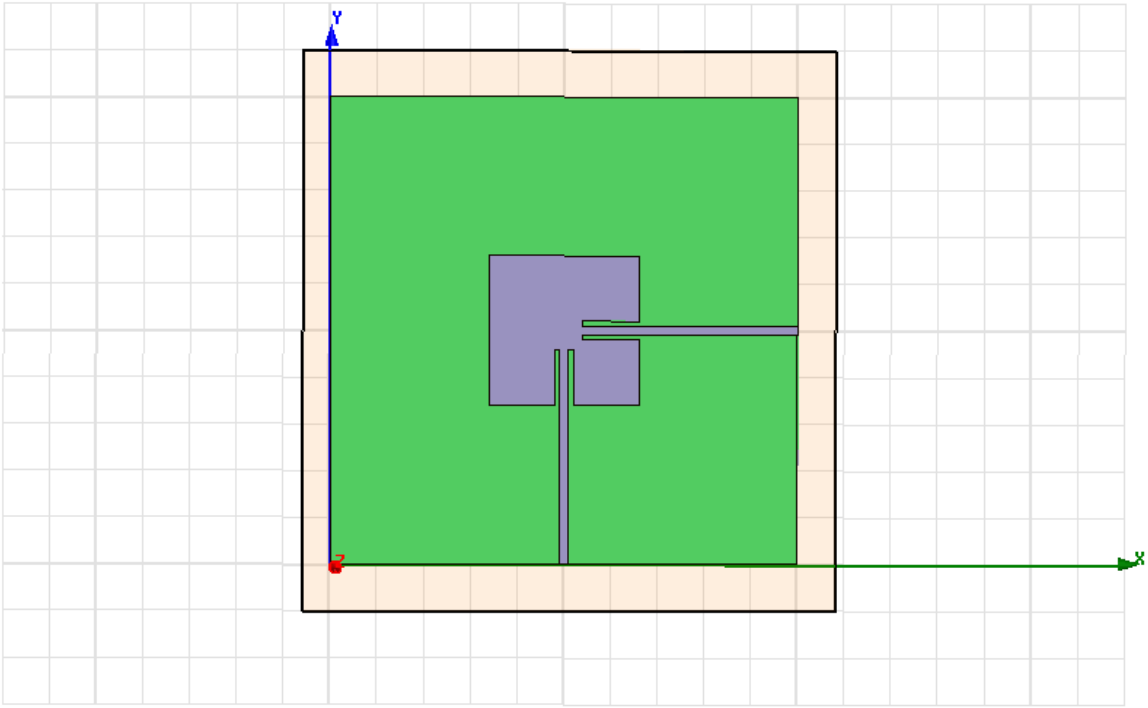
Dolayısıyla yüksek spektral verimlilik elde edilebilmektedir. Tüm bu sonuçlar tezde kullanılan anten yapısının tasarımında önemli rol oynamıştır.

Anten tasarımını yönlendiren en önemli parametre, çapraz kutuplanma seviyesi olmuştur ve tasarlanan antende çapraz kutuplanma değeri yaklaşık -20dB olarak sağlanmıştır. Bu sayede farklı beslemelerden kaynaklı aynı yönlü kutupsal yayılımlar arasındaki ilinti seviyesinin ihmal edilecek seviyede olduğu gösterilmiştir. 5.8GHz merkez frekansında tasarlanan antenin tek frekansta iki farklı kutupta yayılım yapıyor olması, mikroşerit yama antende kullanılan yama şeklinin belirlenmesinde etken olmuştur. Anten yapısında iki adet besleme kullanılması ve rezonans antende akım yollarına bağlı olarak antenin rezonans olması nedeniyle, antenin tek frekansta yayılım yapabilmesi için her iki beslemeden kaynaklı oluşan yüzey akımlarının eşit yol alıyor olması gerekmektedir. Bu nedenle yama şekli, kare olarak belirlenmiştir.

Gelecekteki çalışmalara ışık tutması bakımından tez çalışması kapsamında tasarlanan çift kutuplu kare mikroşerit antenin daha geniş uygulamalarda kullanılması istenirse, yapının çift frekansta çalışması sağlanabilmektedir. Bu sayede aynı anda tek anten üzerinde uzay, kutup ve frekans çeşitleme sağlanmış olmaktadır. Bu çalışma kapsamında yapılması gereken, çapraz kutuplanma değerine dikkat edilmek koşuluyla, beslemelerin farklı akım yolları kullanmasını sağlamaktır. Bunu sağlama yöntemleri olarak, antende dikdörtgen yama kullanmak ya da kullanılan yama üzerinde açılacak açıklıklarla akım yolunu değiştirmek önerilebilmektedir. Kutupsal çeşitlemenin multimod yayılım yapan mikroşerit katlı anten yapılarında kullanılabileceği bir başka uygulama olarak önerilebilir [80].

7. EK-1: ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTEN MİKROŞERİT BESLEME HATTI UYUMLANDIRMA ANALİZLERİ

Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarımında kullanılan mikroşerit besleme hattının uyumlandırılması çeyrek dalga dönüştürücü ile yapılmıştır. Bu yöntem kullanılmadan önce yamandan içeri, besleme hattının sokulması yöntemi ile uyumlandırma yapılmaya çalışılmıştır. Ancak besleme noktaları eşitliklerle hesaplanmış fakat istenilen sonuçlar elde edilememiştir. Bu durum için yapılan tasarım ile ilgili benzetim programında elde edilen sonuçlar bu bölümde incelenmiştir. Benzetim programında tasarlanan kare mikroşerit anten yapısı Şekil E1.1'de gösterilmiştir.

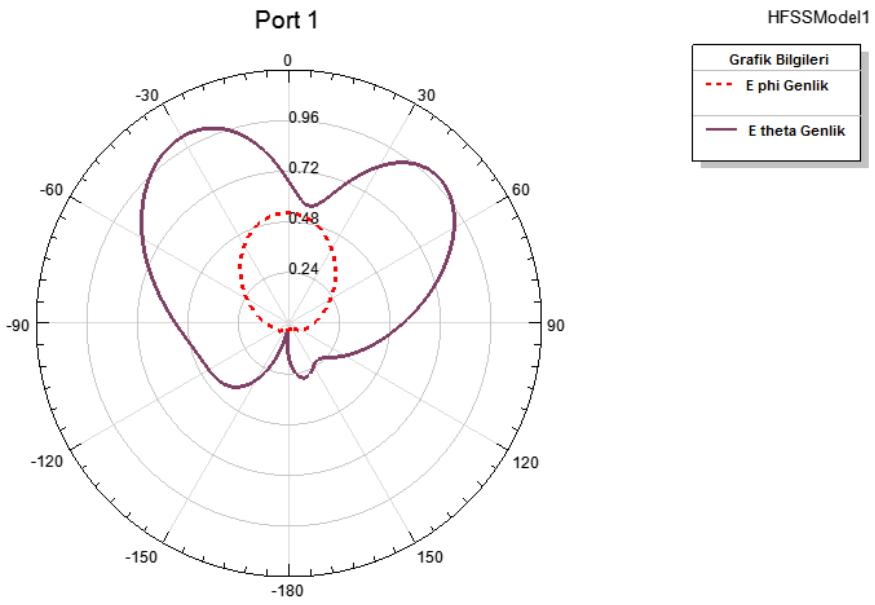


Şekil E1.1: Kare mikroşerit yama antenin empedans uyumlandırma yöntemi

Şekil E1.1'de tasarımı görünen anten için elde edilen ışıma örüntüsü, S Parametresi ve VSWR değerleri aşağıda verilmiştir:

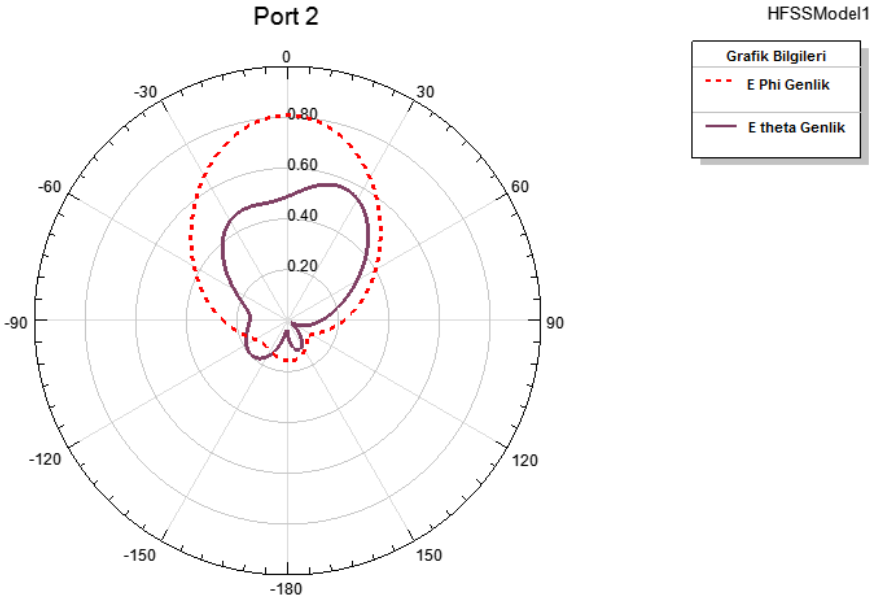
Şekillerde kullanılan ifadelerde, x eksenine paralel olan mikroşerit besleme hattı port 1, y eksenine paralel olan mikroşerit hattı port 2 olarak adlandırılmıştır.

Port 1 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil E1.2'de verilmiştir.



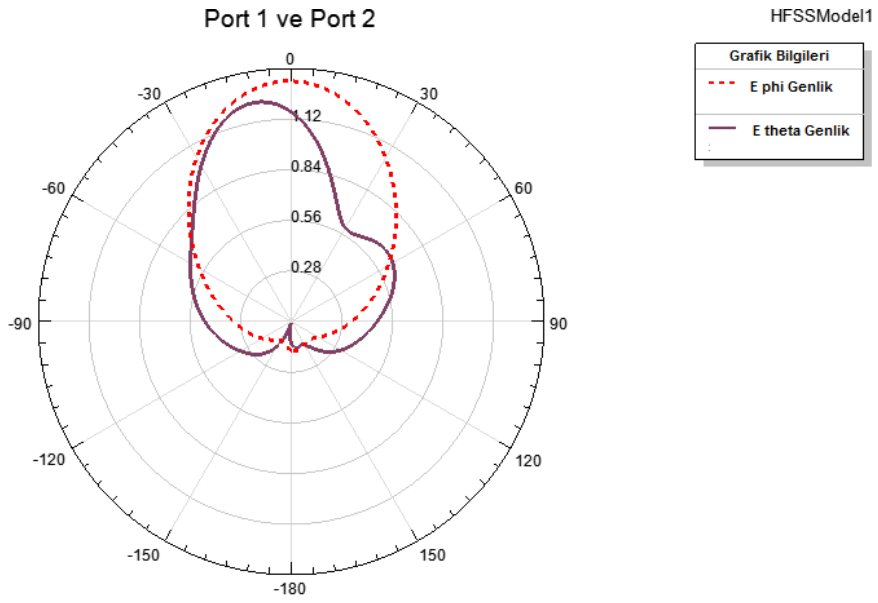
Şekil E1.2: Port 1 aktifken Antenin Işıma Örüntüsü

Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil E1.3'de verilmiştir.



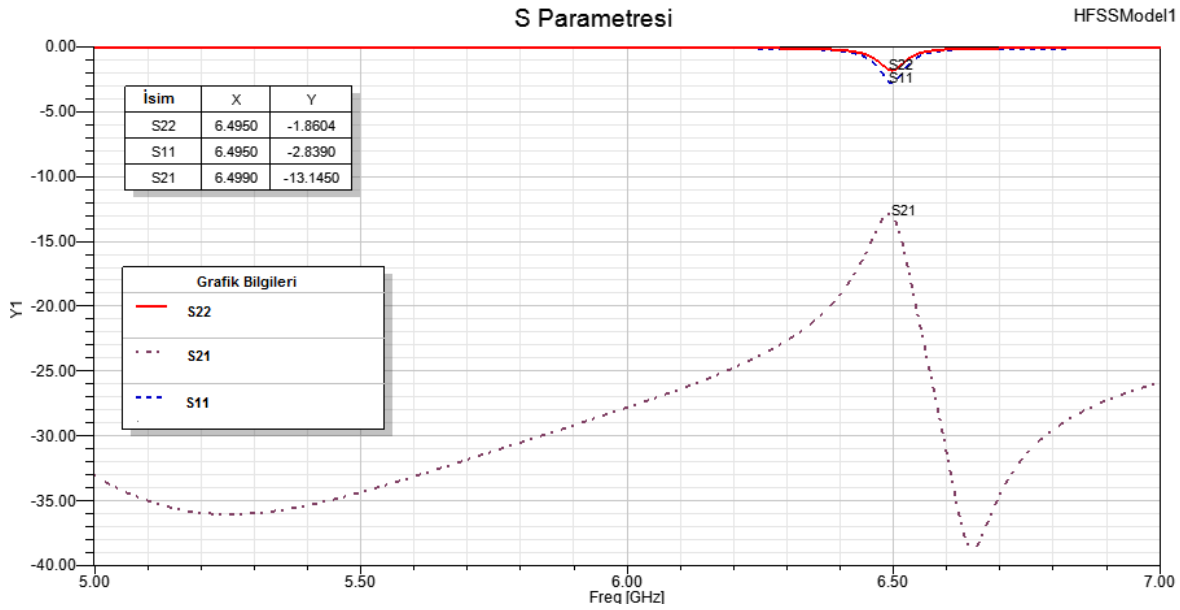
Şekil E1.3: Port 2 aktifken Antenin Işıma Örüntüsü

Port 1 ve Port 2 birlikte aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil E1.4'de verilmiştir.



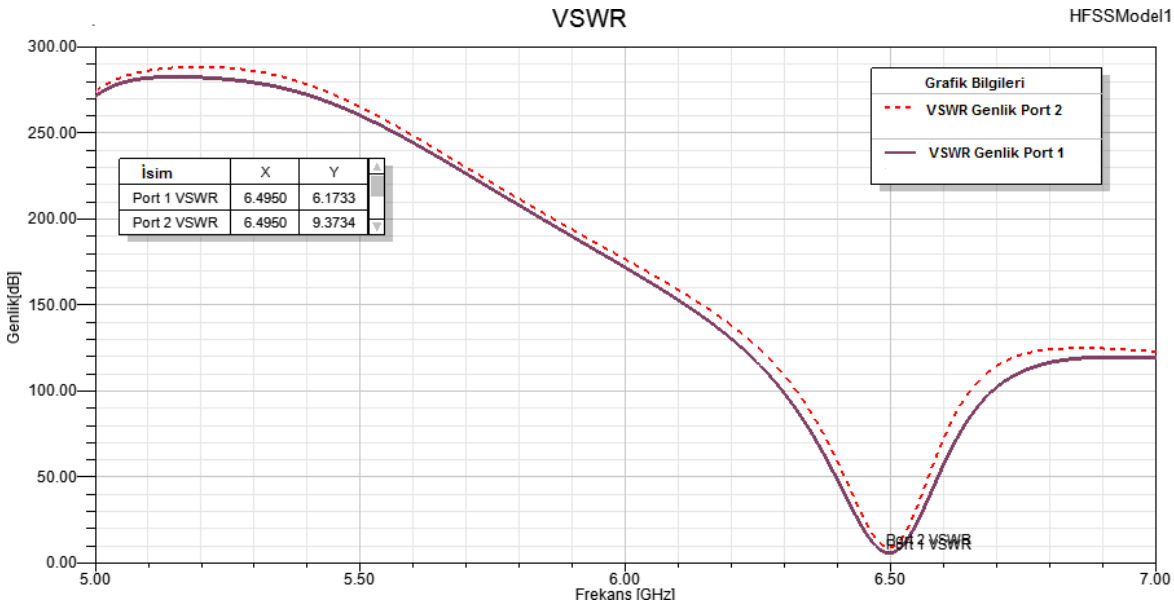
Şekil E1.4: Port 1 ve Port 2 aktifken Antenin Işıma Örüntüsü

Şekil E1.1'de yer alan anten için benzetim programında elde edilen S parametresi Şekil E1.5'de verilmektedir.



Şekil E1.5: S Parametresinin frekansla değişim grafiği

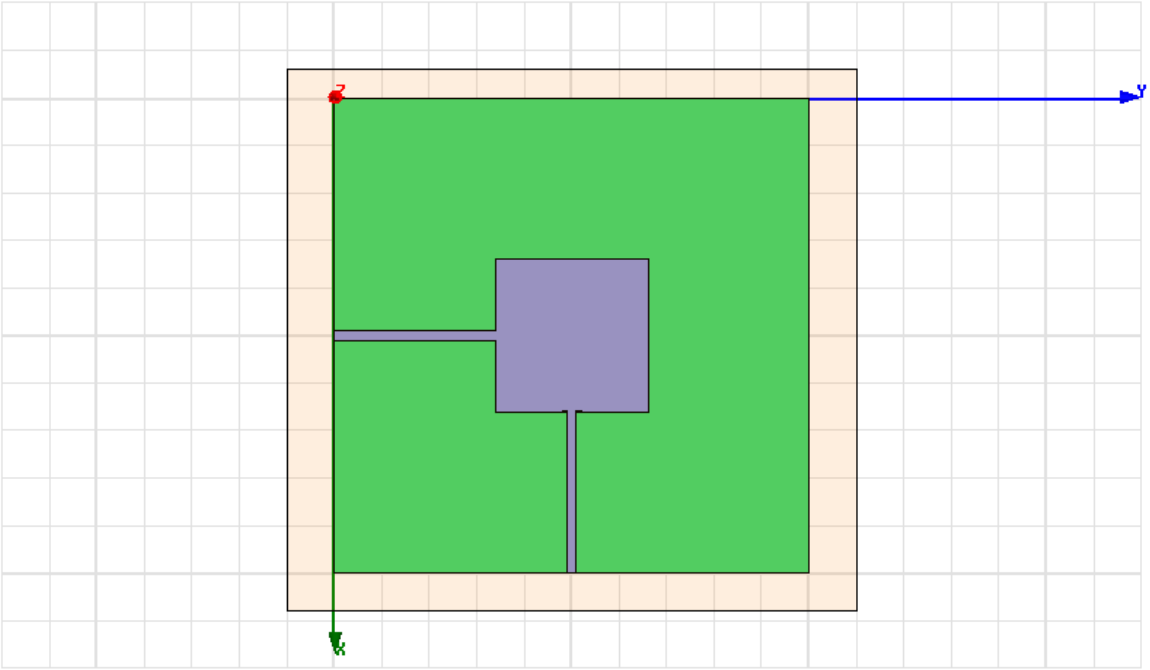
Şekil E1.1'de verilen antenin VSWR parametresinin frekansla değişim grafiği Şekil E1.6'da verilmiştir.



Şekil E1.6: VSWR Parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği

Şekil E1.2 ve Şekil E1.3'de görüldüğü gibi empedans uyumlandırması için besleme hattının yamanın içine doğru sokulması çapraz kutuplanma değerini artırmıştır. Bununla birlikte Şekil E1.5'de verildiği üzere çalışma frekansı olan 5.8GHz frekansında anten yayın yapamamaktadır. S_{21} karşılıklı bağlaşım değeri ihmal edilemeyecek kadar yüksek düzeylerdedir. Bu değerin yüksek olmasının nedeni antenin tam rezonans olamaması, dolayısıyla besleme hatlarından da belli miktar yayılım olması ve bu besleme hatlarının antenin merkezine doğru birbirine yaklaşmasıdır. Tüm bu sonuçlar neticesinde empedans uyumlandırmasının bu yöntemle yapılamayacağı anlaşılmış ve çeyrek dalga dönüştürücü ile empedans uyumlandırması yapılmıştır.

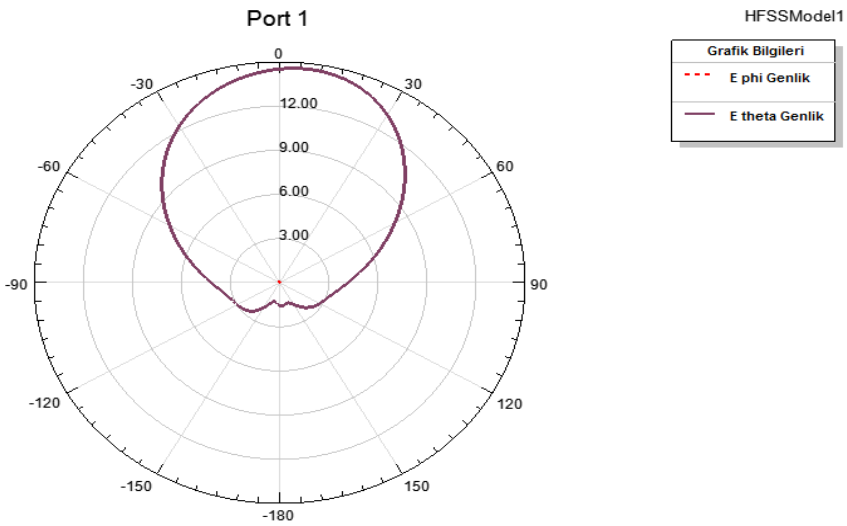
Çift kutuplu kare mikroşerit yama anten için, empedans uyumlandırması yapılmadan elde edilen sonuçlar da bu bölümde incelenmiştir. Giriş empedans değeri 50 ohm mertebesine uyumlandırılmamıştır. Ancak uygun girişi empedans değeri için beklenen sonuçlar elde edilmiştir. Empedans uyumlandırması yapılmamış şekliyle çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı Şekil E1.7'de gösterilmiştir.



Şekil E1.7: Empedans uyumlandırması yapılmamış çift kutuplu kare mikroşerit yama anten yapısı

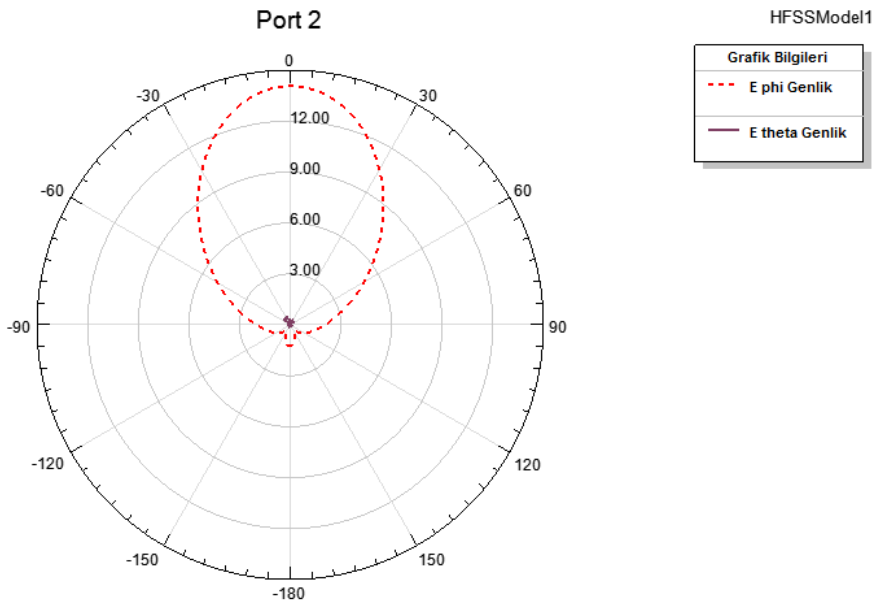
Şekil E1.7'de görüldüğü gibi antenin mikroşerit besleme hatlarında çeyrek dalga dönüştürücü yer almamaktadır. Bu durum için elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.

x-eksenine pararlel port, port 1 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil E1.8'de yer almaktadır.



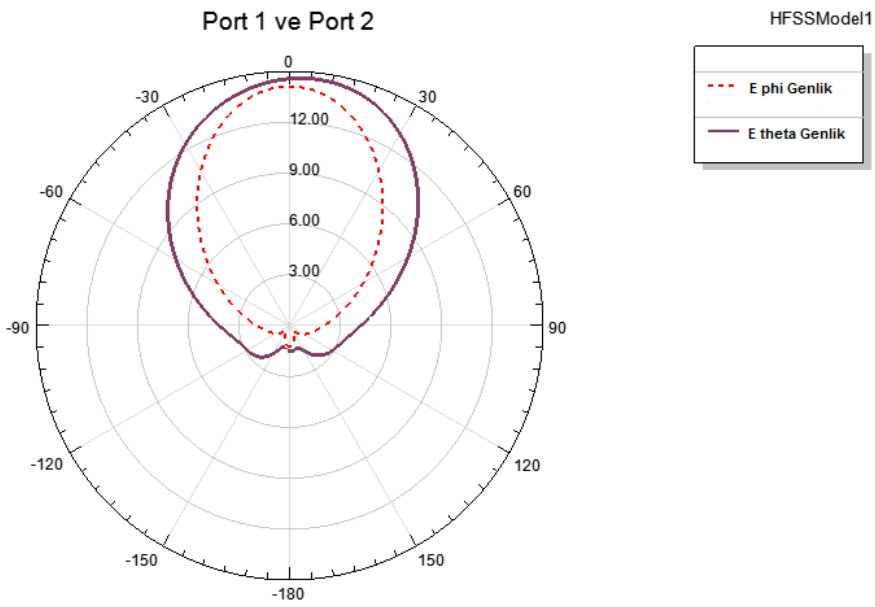
Şekil E1.8: x-eksenine pararlel port (port 1) aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

y-eksenine pararlel port, port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil E1.9'da yer almaktadır.



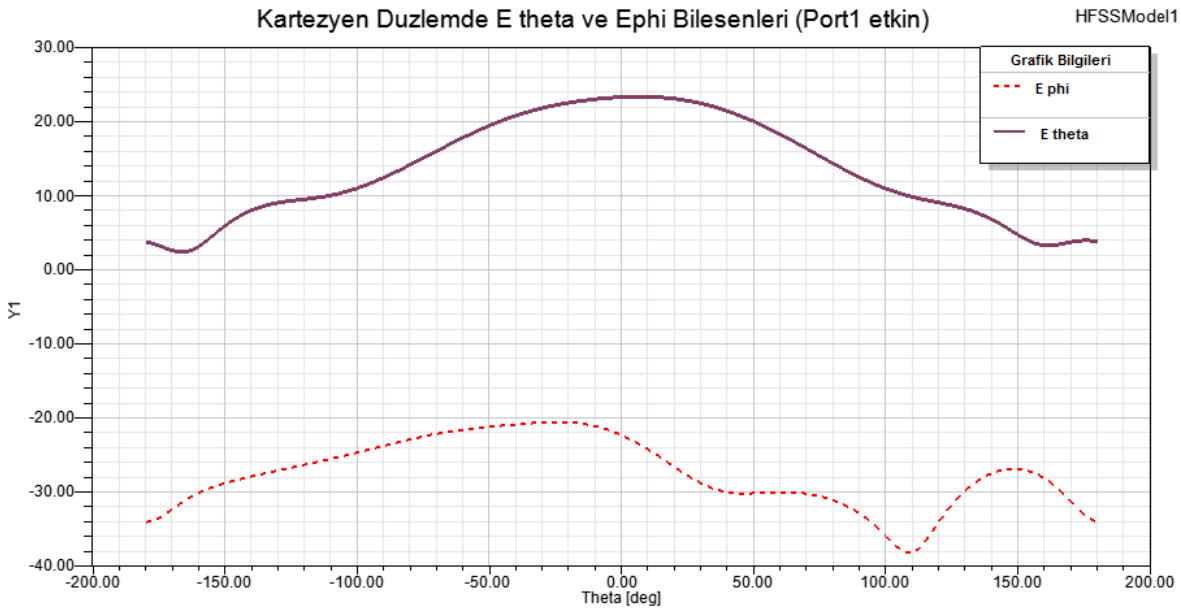
Şekil E1.9: y-eksenine pararlel port (port 2) aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

x ve y eksenlerine paralel olan her iki port da aktifken elde edilen ışıma örüntüsü Şekil E1.10'da yer almaktadır.



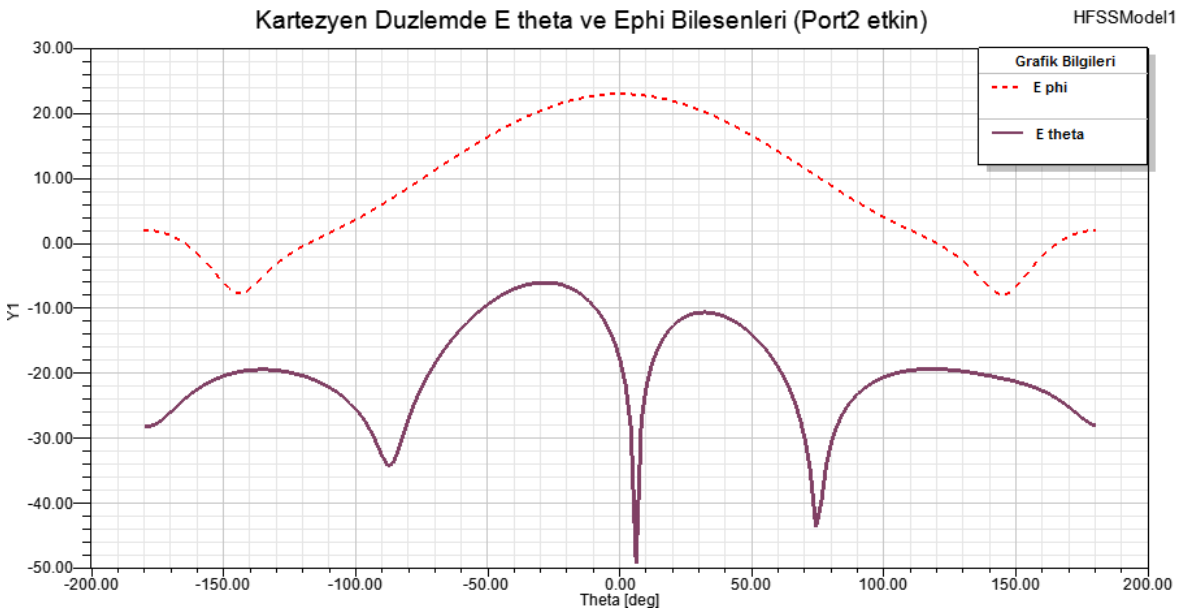
Şekil E1.10: Port 1 ve Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

Şekil E1.7'de yer alan anten için çapraz kutuplanma değerini net olarak elde edebilmek için ışıma örüntüsünün kartezyen düzlemde çizdirilmesi gerekmektedir. Port 1 aktifken kartezyen düzlemdeki ışıma örüntüsü Şekil E1.11'de verilmiştir.



Şekil E1.11: Kartezyen Düzlemde $\boldsymbol{E_\theta}$ ve $\boldsymbol{E_\phi}$ Bileşenleri (Port 1 Etkin)

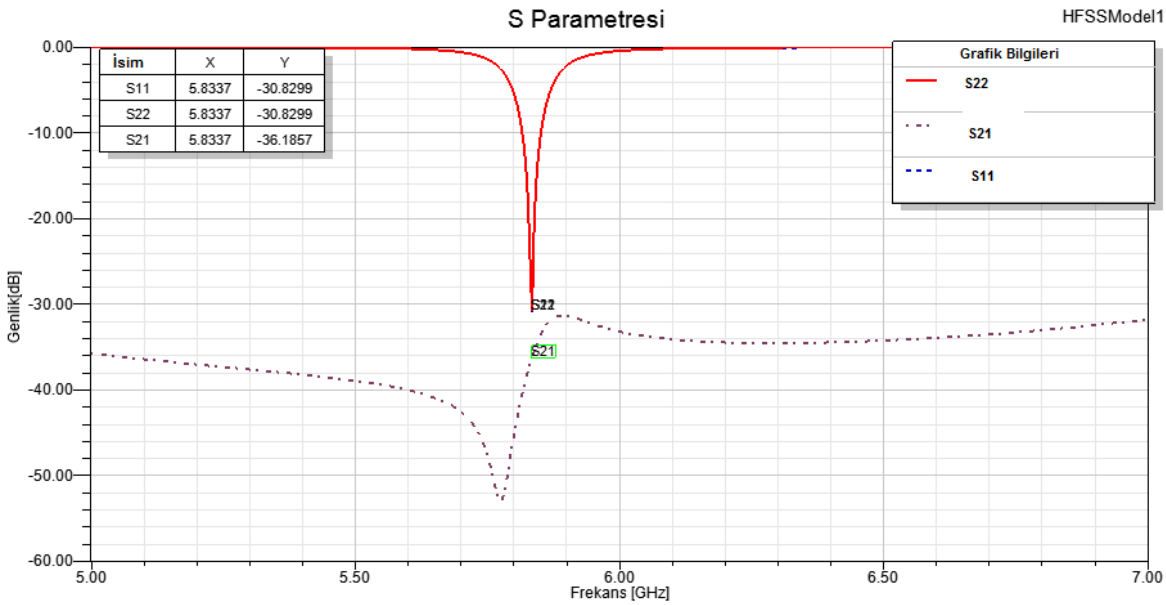
Port 2 aktifken kartezyen düzlemdeki ışıma örüntüsü Şekil E1.12'de verilmiştir.



Şekil E1.12: Kartezyen Düzlemde $\boldsymbol{E_\theta}$ ve $\boldsymbol{E_\phi}$ Bileşenleri (Port 2 Etkin)

Şekil E1.11 ve Şekil E1.12'de görüldüğü gibi empedans uyumlandırması yapılmadığı durumda da çapraz kutuplanma değerleri yaklaşık -20dB mertebelerinde gözlemlenmiştir. Bu aşamadan sonra empedans uyumlandırma devresi tasarlanmış ve anten port girişleri 50 ohm'a uyumlandırılarak 2.Bölümün sonunda anten tasarımı tamamlanmıştır.

Empedans uyumlandırılması yapılmayan durum için çift kutuplu kare mikroşerti yama antenin S Parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği Şekil E1.13'de gösterilmektedir.



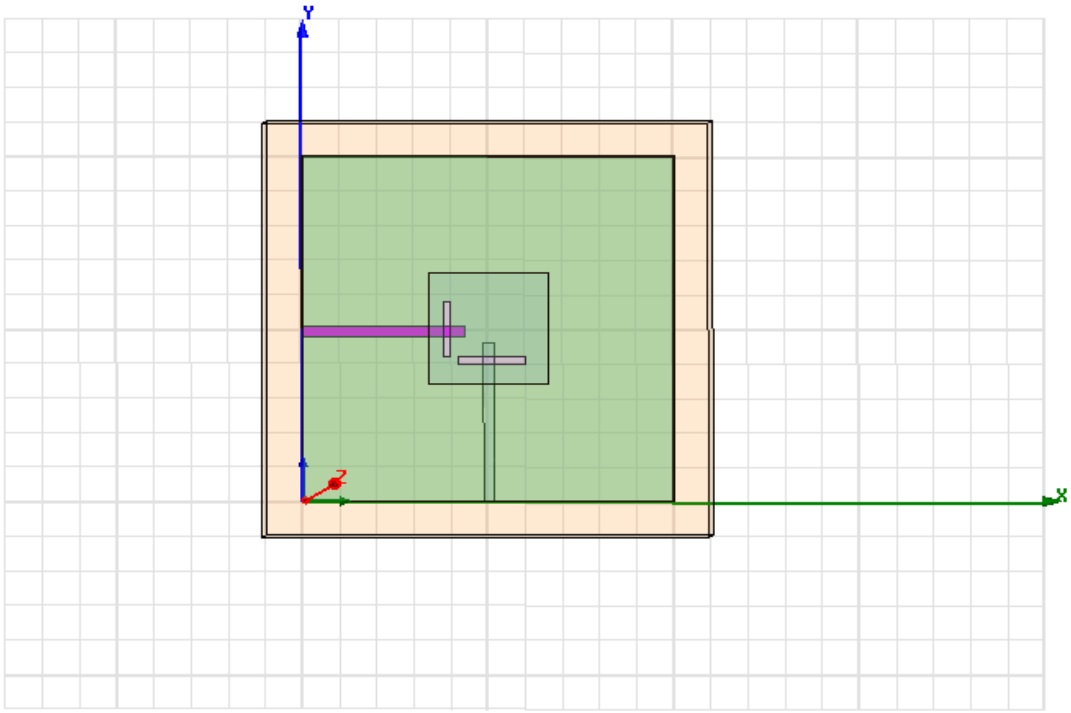
Şekil E1.13: Empedans uyumlandırılması yapılmayan durum için çift kutuplu kare mikroşerti yama antenin S Parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği

Şekil E1.13'de görüldüğü üzere empedans uyumlandırması yapılmadan da anten 5.8GHz merkez frekansında çalışmaktadır. Karşılıklı bağlaşım değeri -35dB'nin altında elde edilmiştir. Antenin bu durumu için tek yapılması gereken daha önce de ifade edildiği gibi uygun empedans uyumlandırma devresinin seçilmesidir. Bölüm 2'de bulunan sonuçlar, çeyrek dalga dönüştürücü kullanılarak yapılan empdans uyumlandırmasından sonra elde edilmiştir.

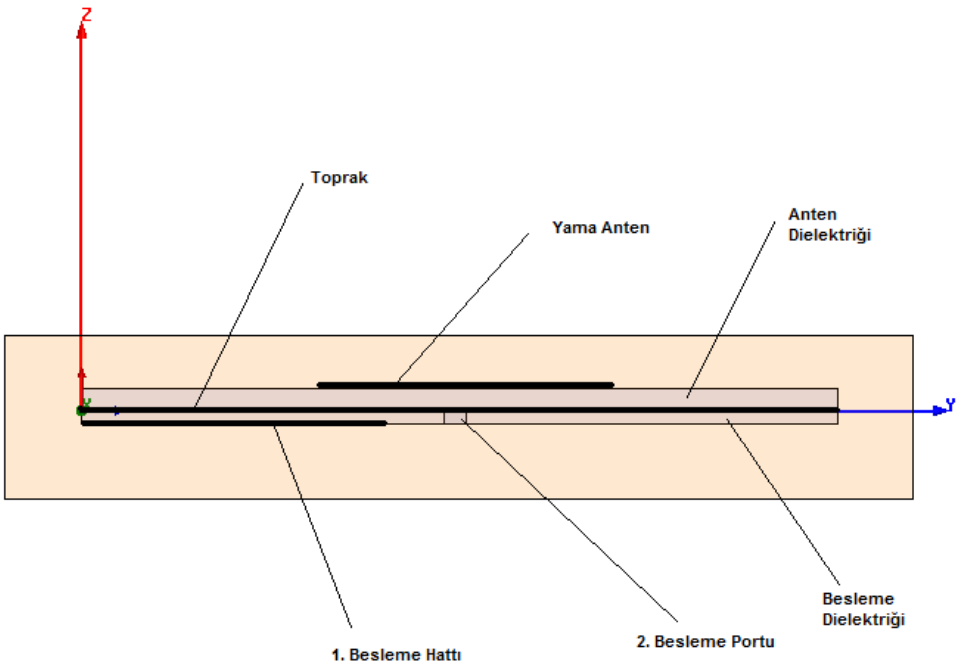
8. EK-2: ÇİFT KUTUPLU KARE MİKROŞERİT YAMA ANTENDE AÇIKLIK BAĞLAŞIMLI BESLEME İÇİN YAPILAN ANALİZLER

Bölüm 2.3.3'de anlatılan ve mikroşerit yama anten besleme yöntemi olan açıklık bağlaşımlı besleme kullanılarak yapılan analizlere bu bölümde yer verilmiştir. Açıklık bağlaşımlı besleme kullanıldığında bir toprak için alttaş malzeme, bir de yama anten alttaş malzeme yer almaktadır. Toprak düzlem iki alttaş malzeme arasında yer almaktadır. Yama iletkeni, bağlaşım yoluyla uyarıldığı için toprak düzlemde açıklık açılmaktadır. Bu açıklığın şekli ve boyutu antenin işlevine göre değişmektedir. Ancak açıklık boyutunun ve yerinin tayini için kullanılabilcek eşitlikler kesin olarak ifade edilmemektedir. Bu nedenle tez çalışması kapsamında bu tasarım yöntemi de denenmiştir. Ancak başarılı sonuçlar elde edilememiştir. Özellikle çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarımında iki adet besleme gerektiğinden, eşitlikler üzerinden uygulanacak bir metodoloji oturtulamadığından tasarımlarda karşılıklı bağlaşım değeri oldukça yüksek elde edilmiştir.

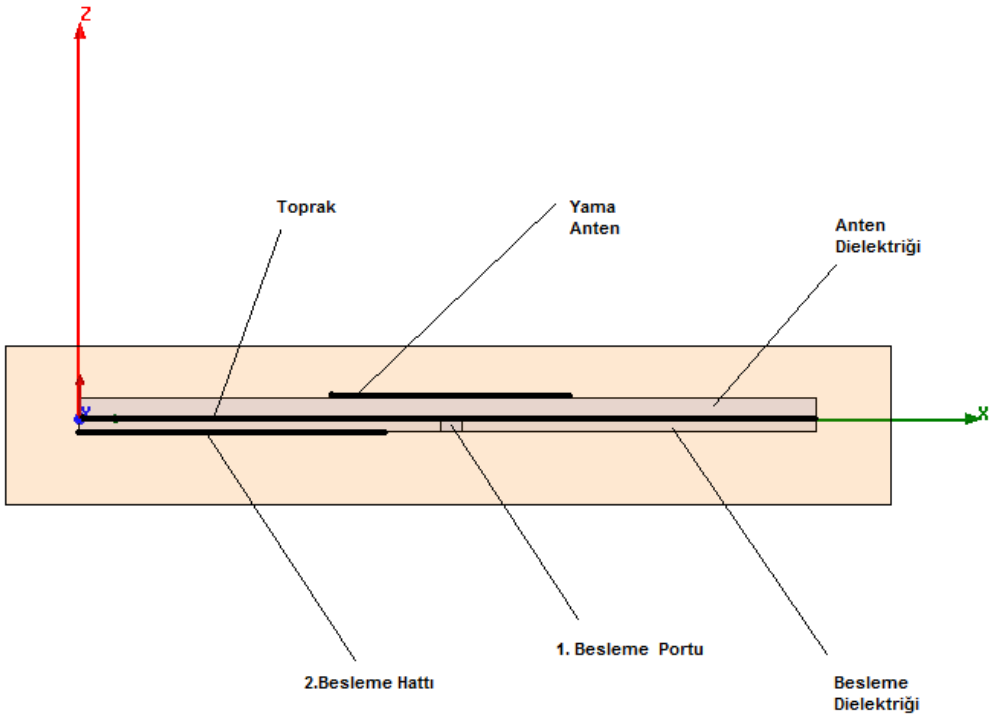
Çift kutuplu kare mikroşerit yama antenin açıklık bağlaşımlı besleme ile beslenmiş tasarımı Şekil E2.1 ve Şekil E2.2'de verilmiştir.



Şekil E2.1: Çift Kutuplu Açıklık Bağlaşım Beslemeli Kare Mikroşerit Yama Anten



Şekil E2.2(a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Mikroşerit Yama Antenin yandan görünüşü (1)



Şekil E2.2(b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Mikroşerit Yama Antenin yandan görünüşü (2)

Bağlaşım yarığı yamanın manyetik alanının maksimum olduğu yerde yamaya orta noktasına merkezlenmiştir. Bu işlem manyetik bağlaşımı genişletmek amacıyla yamanın manyetik alanı ile yarığa yakın konumdaki eşdeğer manyetik akım için bilerek yapılmıştır. Bağlaşım genliği, Eş.E2.1 kullanılarak belirlenmektedir [28].

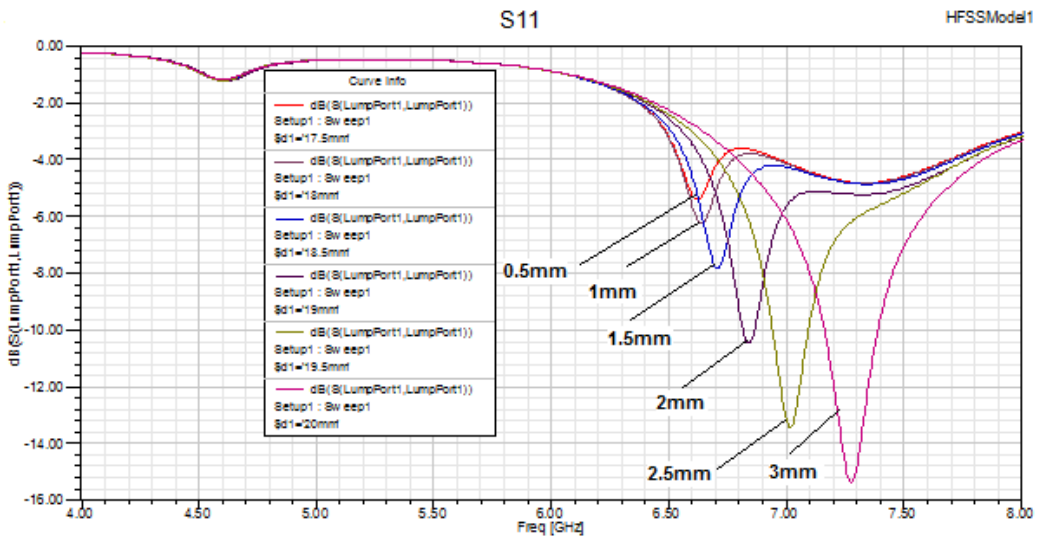
$$Bağlaşım = \iiint_V \overline{M} \cdot \overline{H} dv \approx \sin(\frac{\pi x_0}{L}) \qquad (E2.1)$$

Eş.E2.1'de x_0, yarıktan yama kenarına doğru olan kayma olarak nitelendirilmektedir. Rezonans yapmayan yarık, yama R-L-C ağıyla seri olan bir endüktör olarak temsil etmektedir. Açık devre mikroşerit saplamanın uzunluğu L_s; $^1/_{wC_s} = Z_0 \cot \beta L_s$ olan C_s gibi bir şönt kapasitörle yer değiştirebilmektedir. Z_0 karakteristik empedansı ve β mikroşerit besleme hattının yayılma sabiti olarak adlandırılmaktadır.

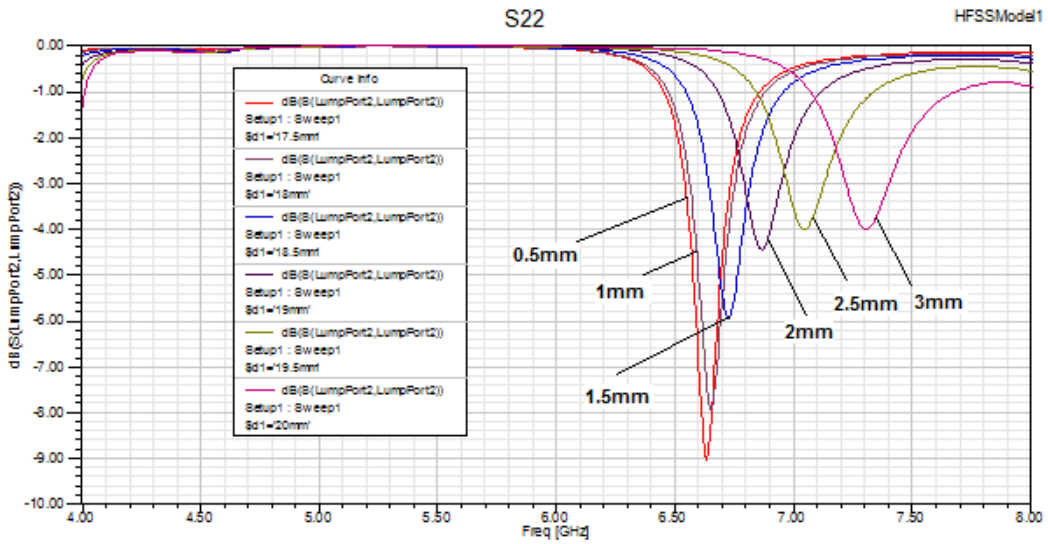
Diğer besleme teknikleri, farklı değişken parametrelere sahip olduğundan, bu besleme bağlaşım yarığının şeklinin ve uzunluğunun, besleme hattının genişliğinin ve saplama uzunluğunun ayarlanmasıyla band genişliğini genişletmek mümkün olabilmektedir. İntegral denklemi yaklaşımına ve boşluk modeline dayanan bu besleme tekniğinin analizi (Pozar 1985, Gronau ve Wolff 1986, Sullivan ve Schaubert 1986, Himdi 1989) çalışmalarında anlatılmaktadır. Açıklık bağlaşımlı dikdörtgen yamanın iletim hattı analizi (Himdi 1989)'da, FDTD analizi ise (Wu, 1992)'de anlatılmaktadır.

Çift kutuplu açıklık bağlaşım beslemeli kare mikroşerit yama anten tasarımında kullanılacak eşitlik ifadeleri ile tasarım parametreleri belirlenemediğinden benzetim programının optimizasyon araçları kullanılmıştır. Bu koşullar altında dahi istenen sonuçlara ulaşılamamıştır.

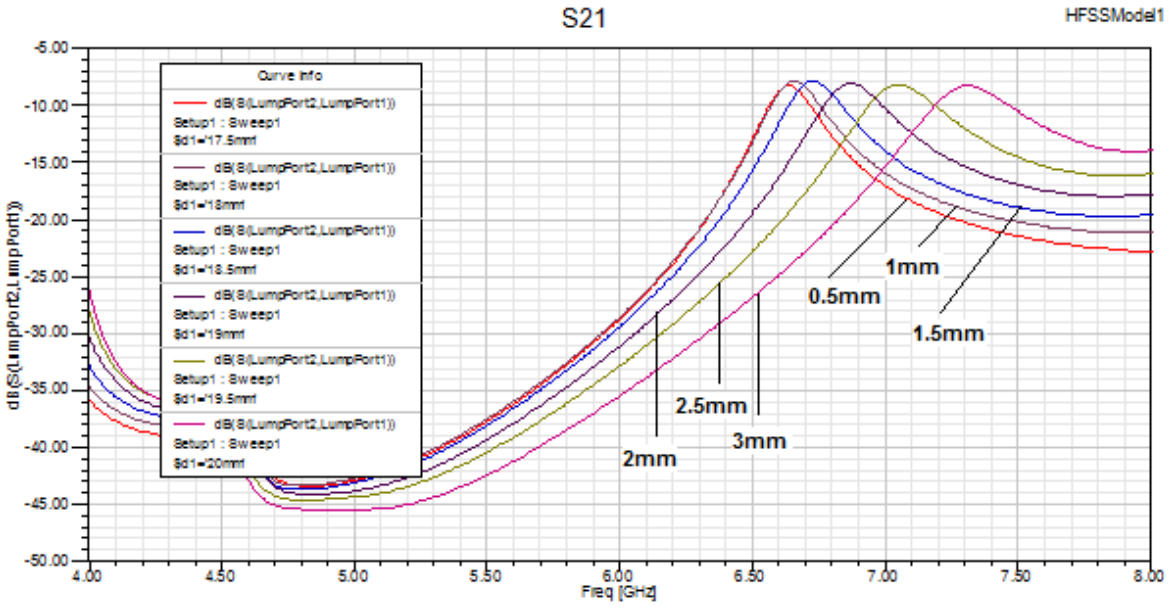
Açıklıklar yama anten kenarından **0.5mm, 1mm, 1.5mm, 2mm, 2.5mm ve 3mm** uzaklıkta iken elde edilen sonuçlar aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Analizlerde açıklık uzunluğu 8mm, genişliği 1mm olarak alınmıştır.



Şekil E2.3(a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin 1.port S parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği



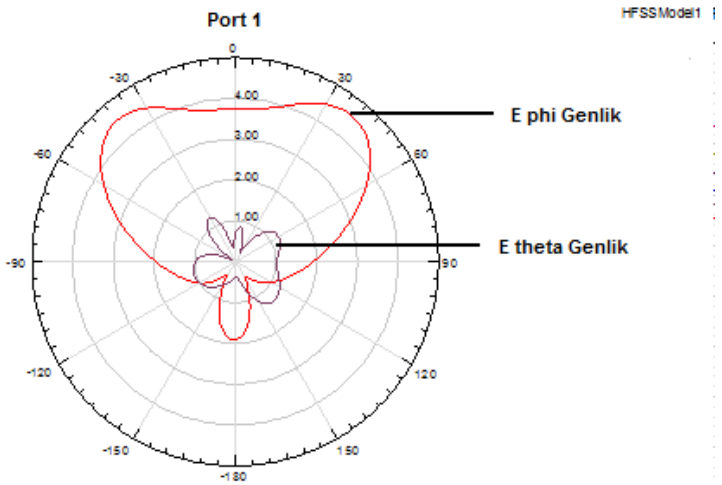
Şekil E2.3(b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin 2.port S parametresinin frekansa bağlı değişim grafiği



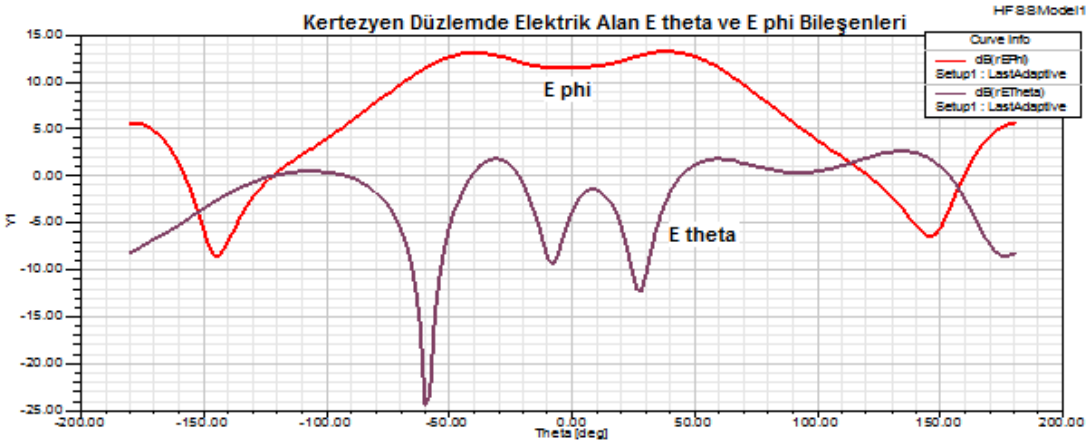
Şekil E2.3(c): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin 1.port ve 2.port arasındaki karşılıklı bağlaşımın frekansa bağlı değişim grafiği

Şekil E2.3(c)'de görüldüğü gibi karşılıklı bağlaşım değeri oldukça yüksek seviyelerde yer almaktadır. Bunun sebebi, açıklık bağlaşımlı besleme kullanıldığında kullanılan besleme hatlarının uzun olması gerekliliği ve tasarımın amacına yönelik olarak iki besleme tek anten üzerinde kullanılmasından dolayı besleme hatlarının birbirine yakın olmasıdır.

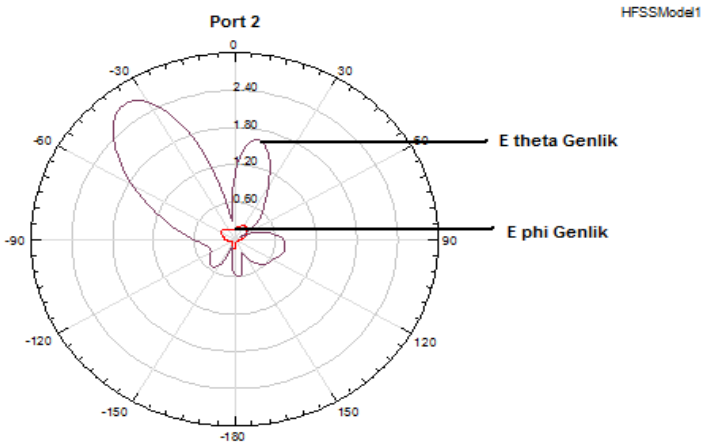
Açıklık bağlaşımlı besleme ile yapılan tasarımda elde edilen ışıma örüntüleri Şekil E2.4'de verilmiştir.



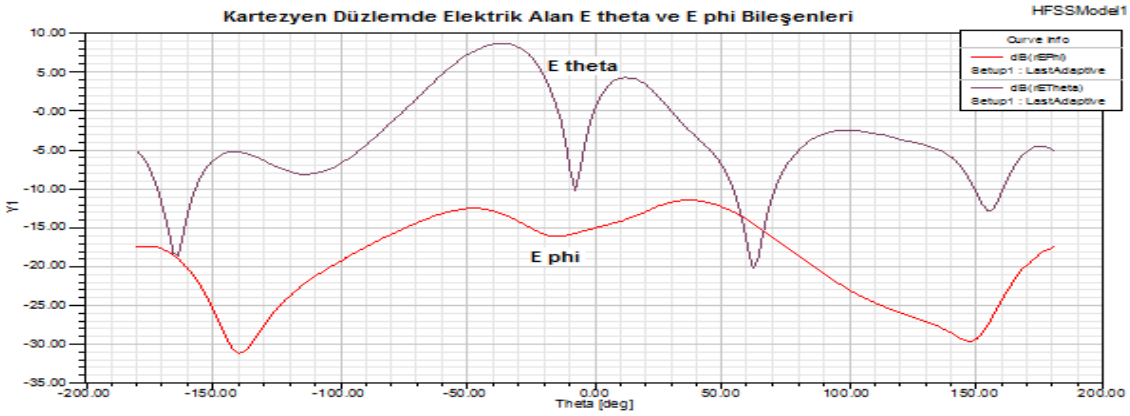
Şekil E2.4 (a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü



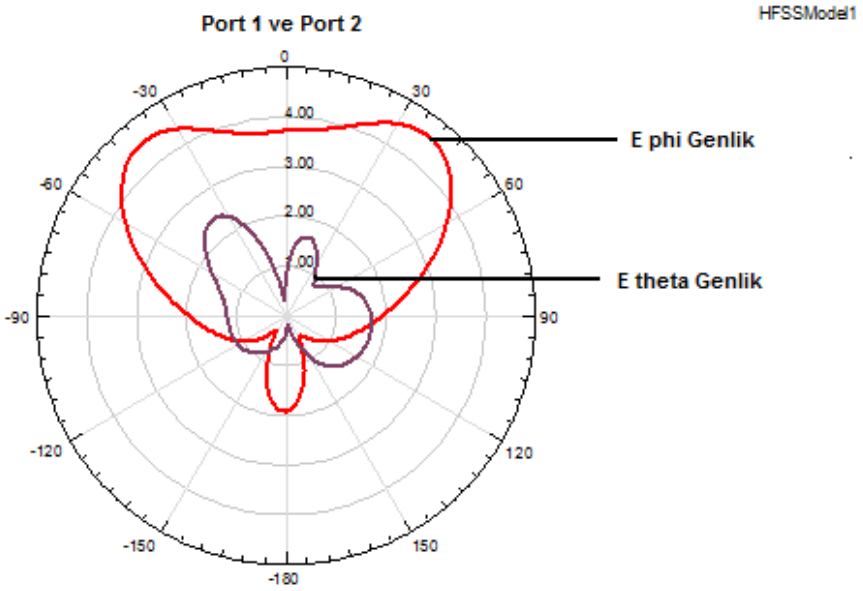
Şekil E2.4(b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri



Şekil E2.4(c): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü



Şekil E2.4(d): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

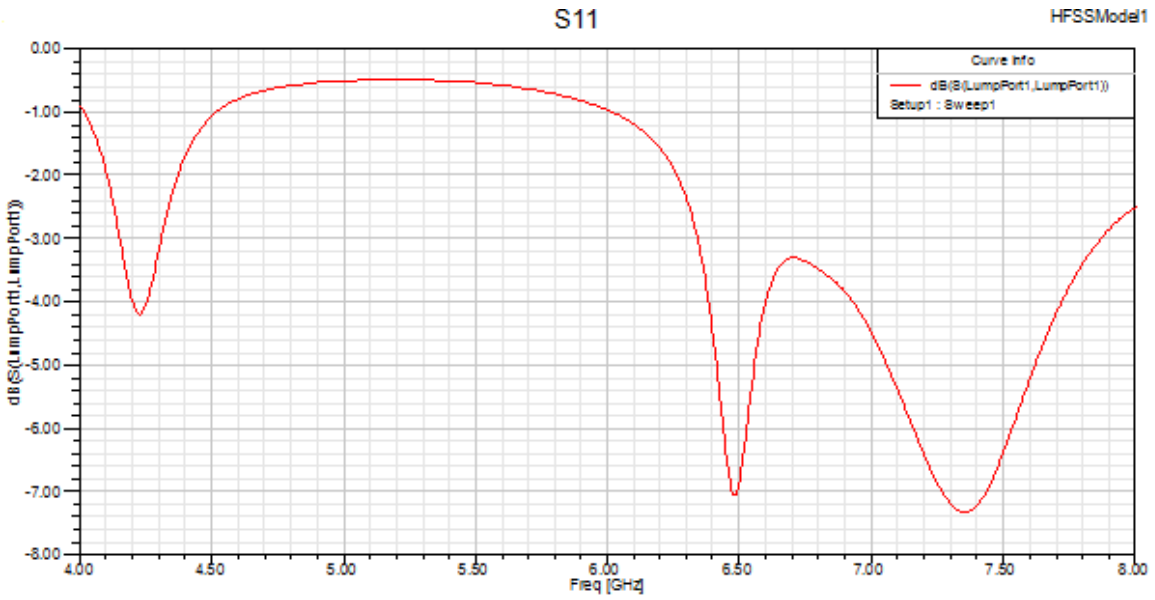


Şekil E2.4(e): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 ve Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

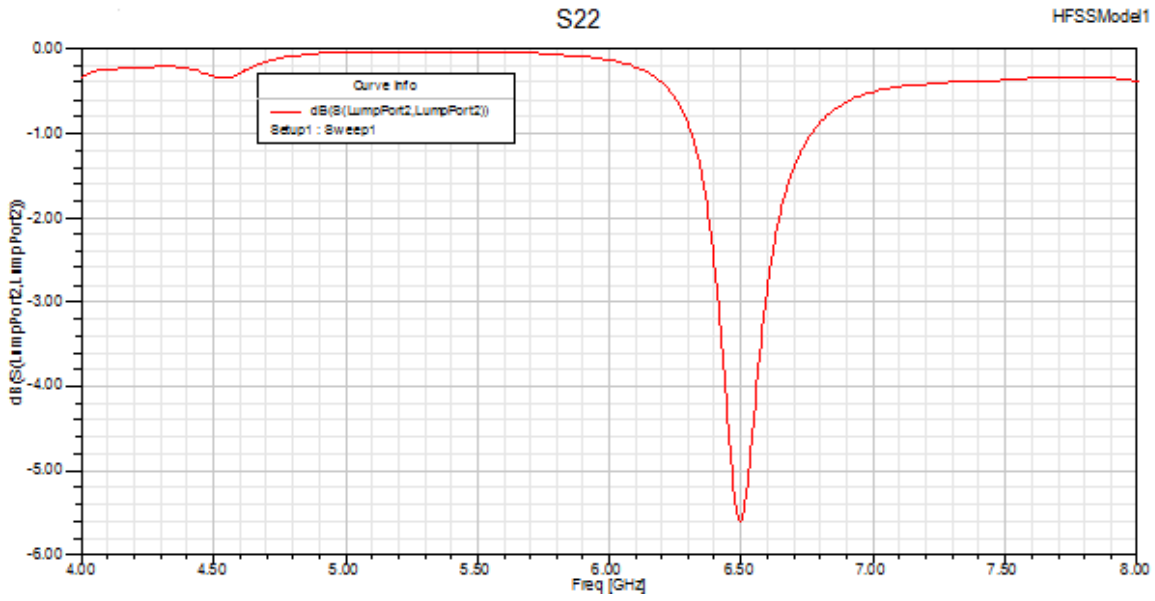
Şekil E2.4(b) ve Şekil E2.4(d)'de görüldüğü gibi antenin çapraz kutuplanma değerleri oldukça yüksek elde edilmiştir. Geçerli seviyeye inecek kadar anten parametreleri optimize edilememiştir. Şekil E2.4(e)'de görüldüğü şekli ile her iki port aktifken elde edilen elektrik alan bileşen genlik seviyeleri oldukça farklı ve E_θ bileşeni temel mod yayılımına aykırı yayılım yapmaktadır. Özellikle genlik seviyelerinin farklı olması kutuplama çeşitlemesinde antenin bu şekilde kullanılamayacağını göstermektedir.

Açıklık genişliği artırılarak tasarımın çift kutuplu anten tasarımına uygun hale getirilmeye çalışılmış ve aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

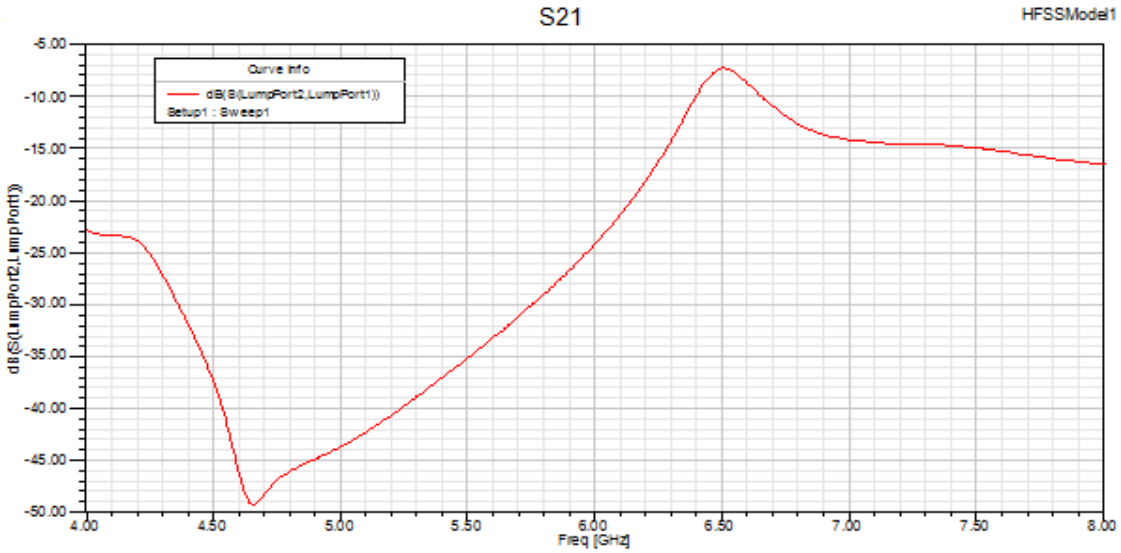
Açıklık genişliği 2mm'ye artırıldığında S parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafikleri aşağıda verilmiştir.



Şekil E2.5 (a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin 1.port S parametresinin açıklık genişliği 2mm iken frekansa bağlı değişim grafiği



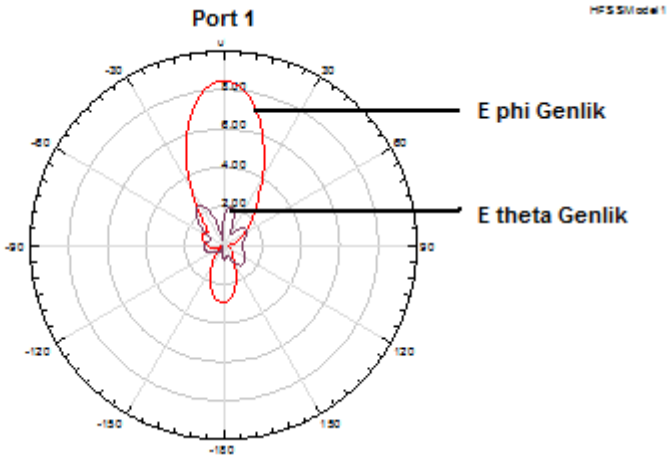
Şekil E2.5(b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin 2.port S parametresinin açıklık genişliği 2mm iken frekansa bağlı değişim grafiği



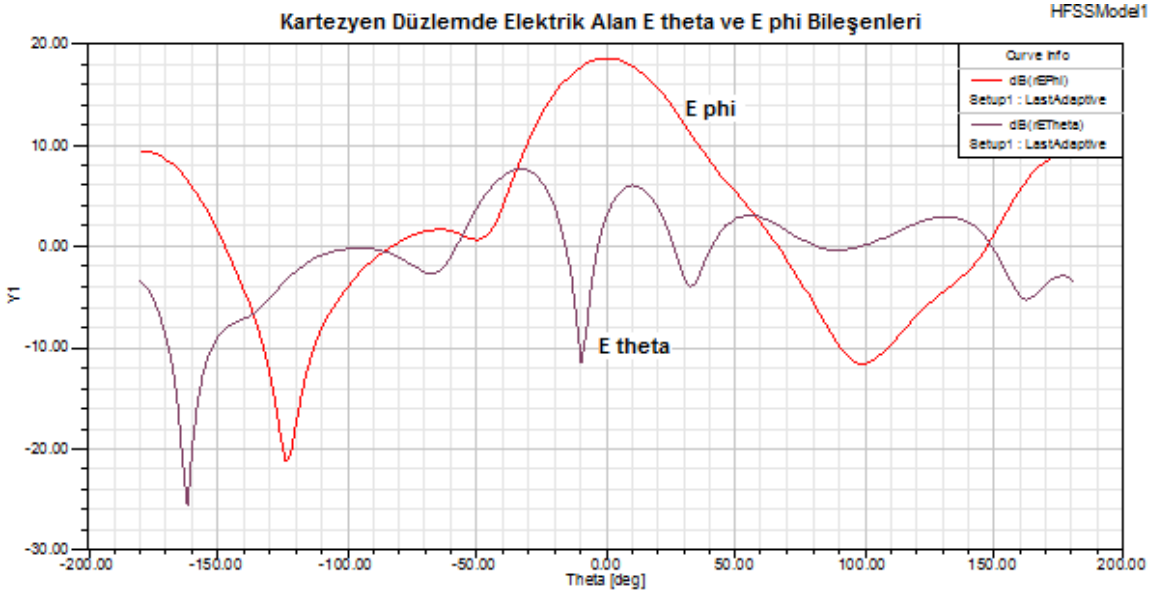
Şekil E2.5(c): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin 1. Port ve 2.port arasındaki karşılıklı bağlaşım parametresinin açıklık genişliği 2mm iken frekansa bağlı değişim grafiği

Şekil E2.5'de elde edilen sonuçlara bakıldığında özellikle karşılıklı bağlaşım değerinin uygun olmadığı görülmektedir. Bunun yanı sıra S_{11} ve S_{22} parametrelerinden antenden yansıyan gücün oldukça fazla olduğu ve iletilen gücün az miktarda olduğu görülmektedir. Bu sonuçlar çerçevesinde ışıma örüntülerinin de istenilen şekilde olmayacağı öngörülmektedir.

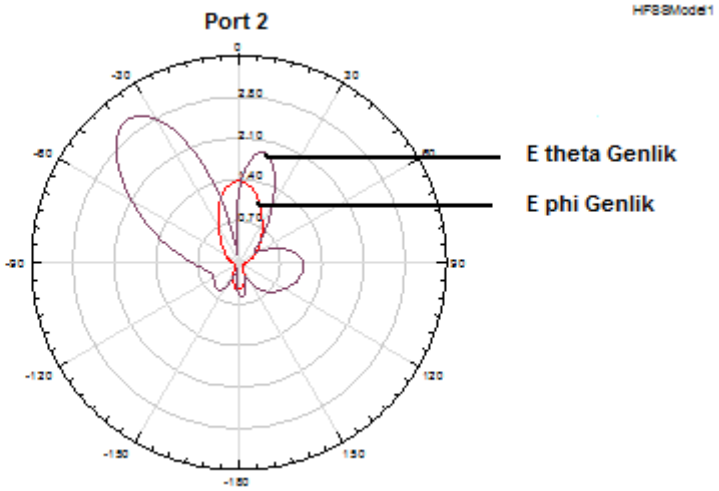
Açıklık bağlaşımlı besleme tasarımında açıklık genişliği 2mm olduğunda elde edilen ışıma örüntüleri aşağıdaki gibidir.



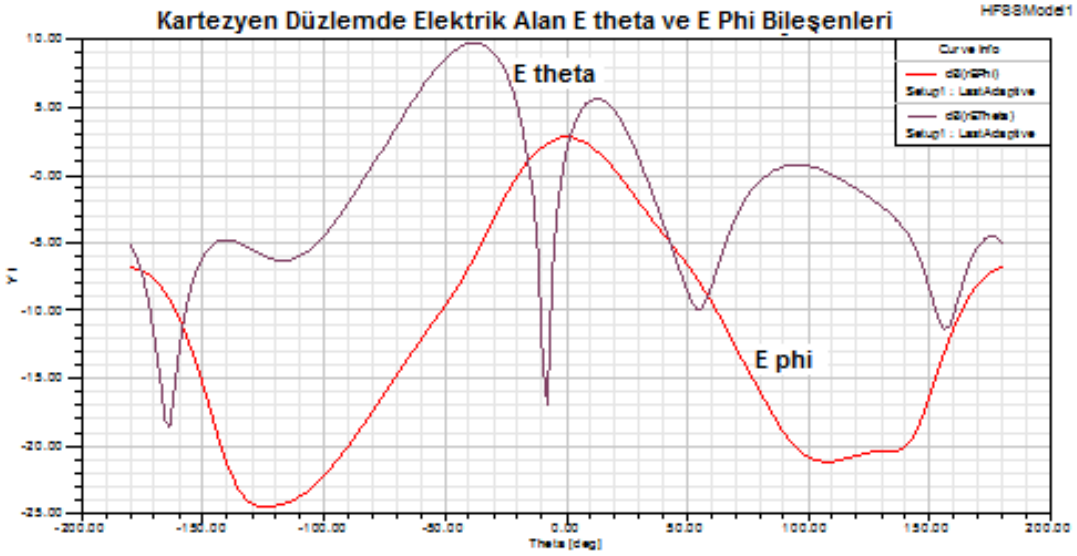
Şekil E2.6 (a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken açıklık genişliği 2mm yapıldığında elde edilen ışıma örüntüsü



Şekil E2.6(b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken açıklık genişliği 2mm alındığında elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri



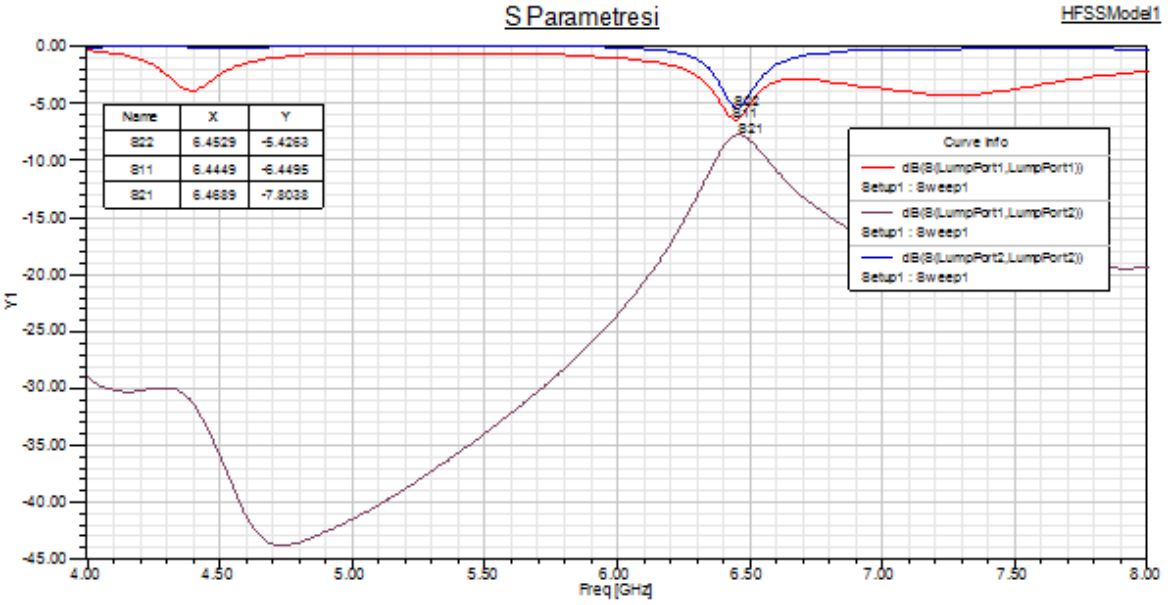
Şekil E2.6(c): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken açıklık genişliği 2mm yapoldığında elde edilen ışıma örüntüsü



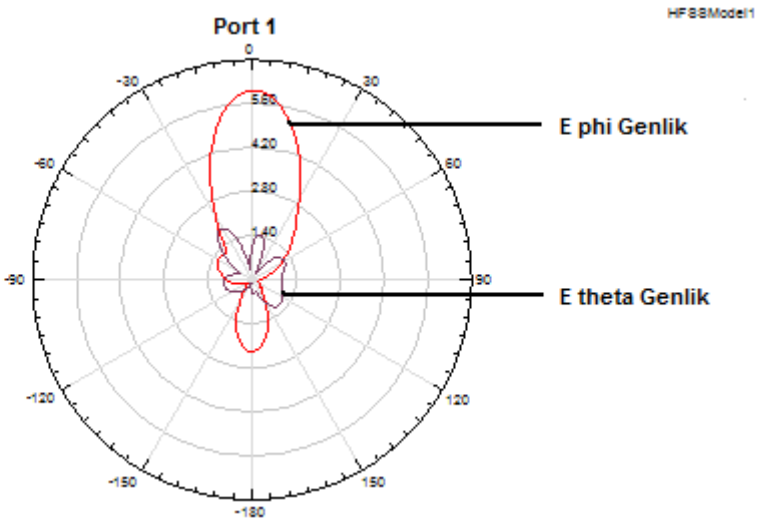
Şekil E2.6(d): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken açıklık genişliği 2mm alındığında elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

Elde edilen tüm sonuçlar genel olarak ekin sonunda değerlendirilmiştir.

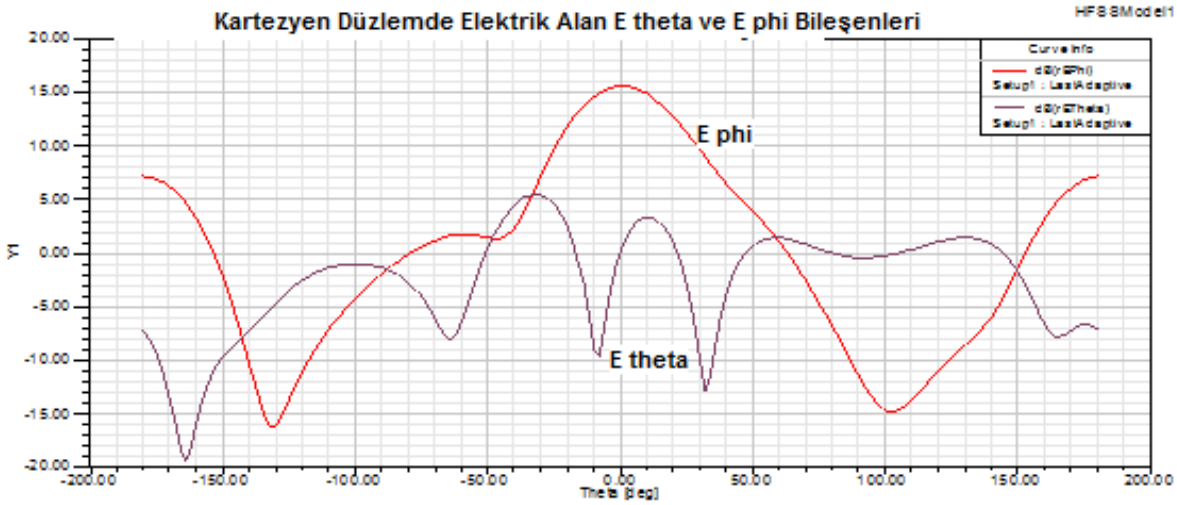
Açıklık bağlaşımlı beslemenin genişliği 1mm'de tutulup uzunluğu 8mm'den 9mm'ye değiştirildiğinde elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.



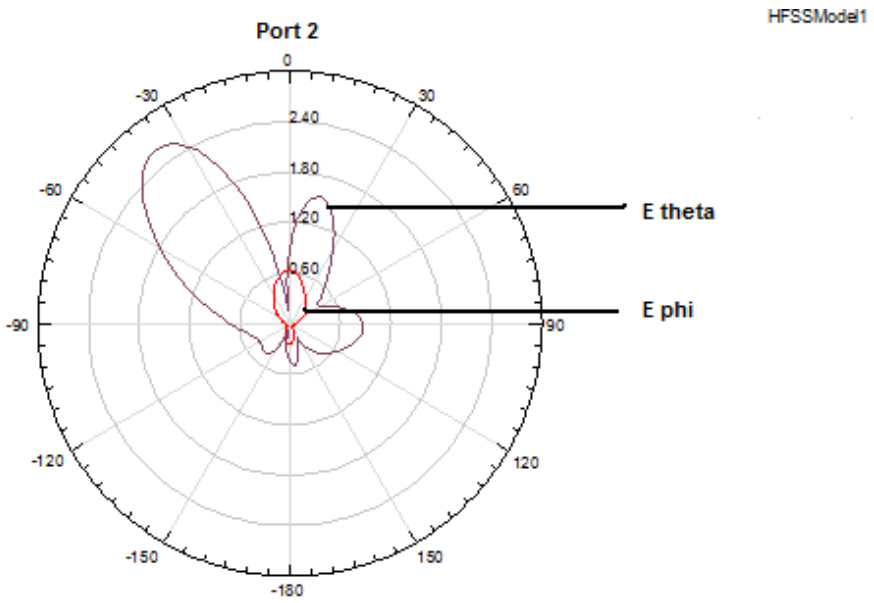
Şekil E2.7: Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin açıklık uzunluğu 9mm yapıldığında S parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafiği



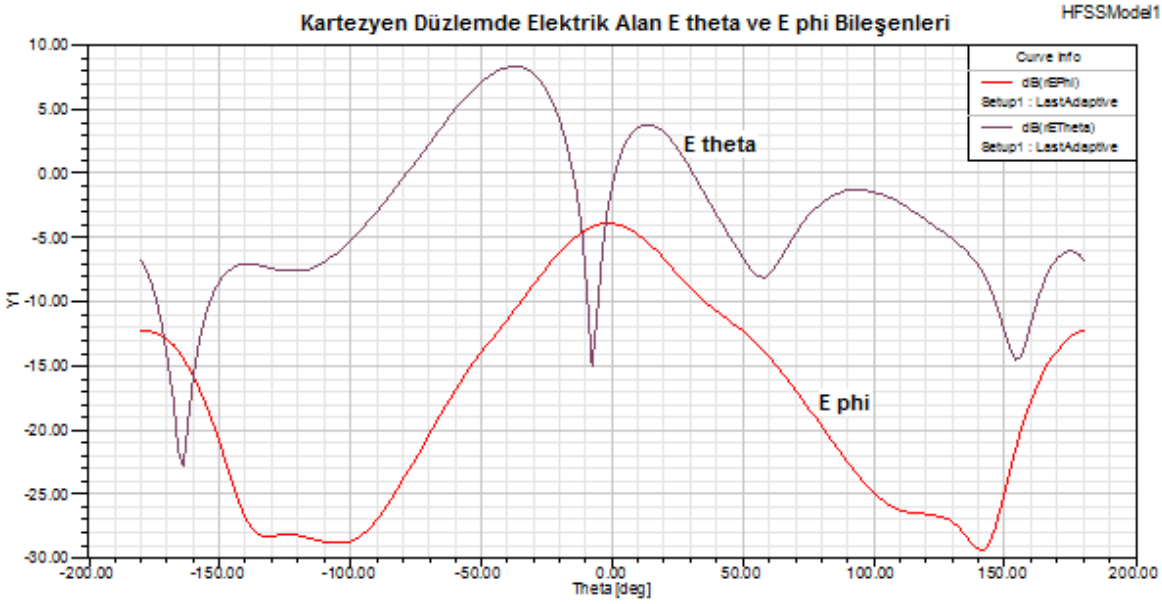
Şekil E2.8 (a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken açıklık uzunluğu 9mm yapoldığında elde edilen ışıma örüntüsü



Şekil E2.8(b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken açıklık uzunluğu 9mm alındığında elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

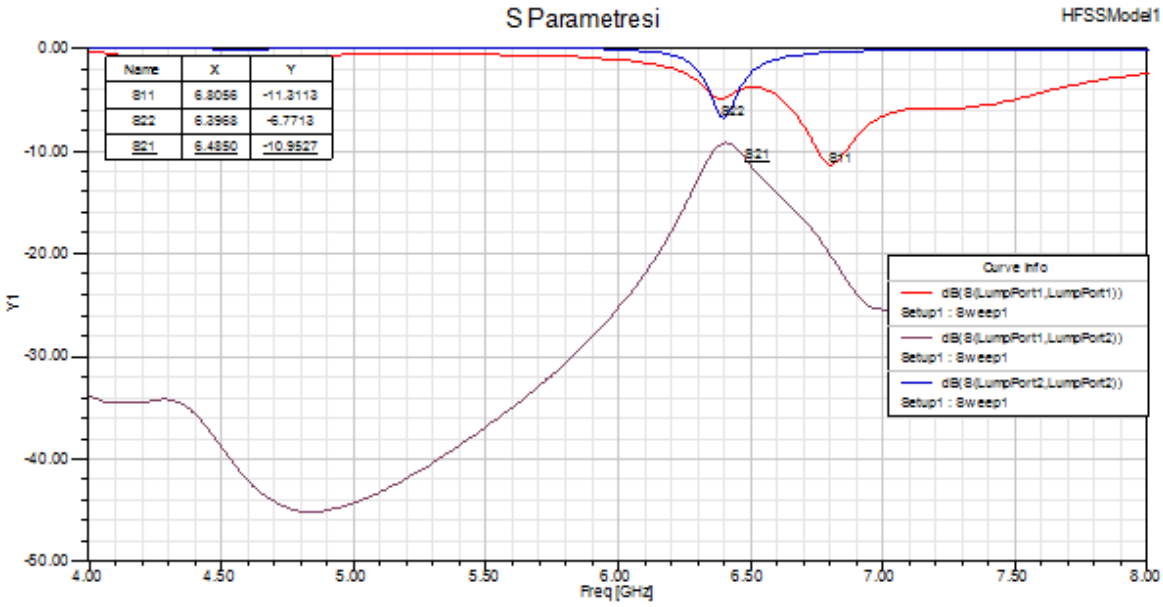


Şekil E2.8(c): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken açıklık uzunluğu 9mm yapoldığında elde edilen ışıma örüntüsü

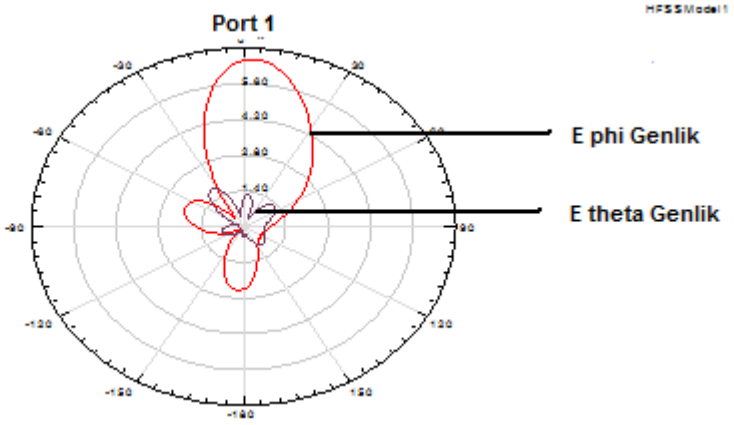


Şekil E2.8(d): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken açıklık uzunluğu 9mm alındığında elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

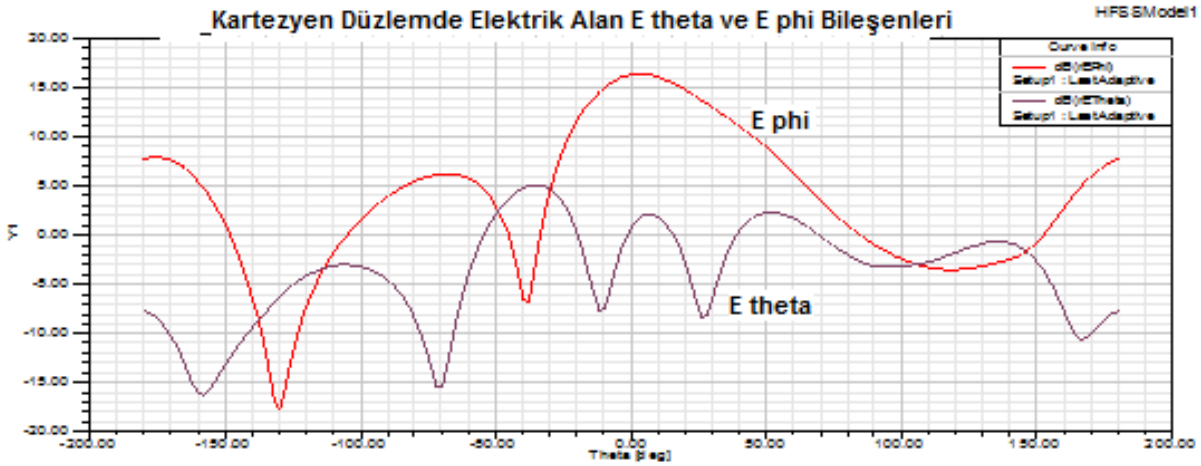
Elde edilen sonuçlarda açıklık bağlaşımlı besleme yama merkezi boyunca uzanmaktadır. Besleme hatları merkez boyunca uzandığından karşılıklı bağlaşım değerinin oldukça fazla olduğu düşünülerek, besleme hatları yama merkezinden 2mm kenara kaydırılarak etki ettiği sonuçlar gözlemlenmiştir. Bu durumda elde edilen sonuçlar aşağıda yer almaktadır.



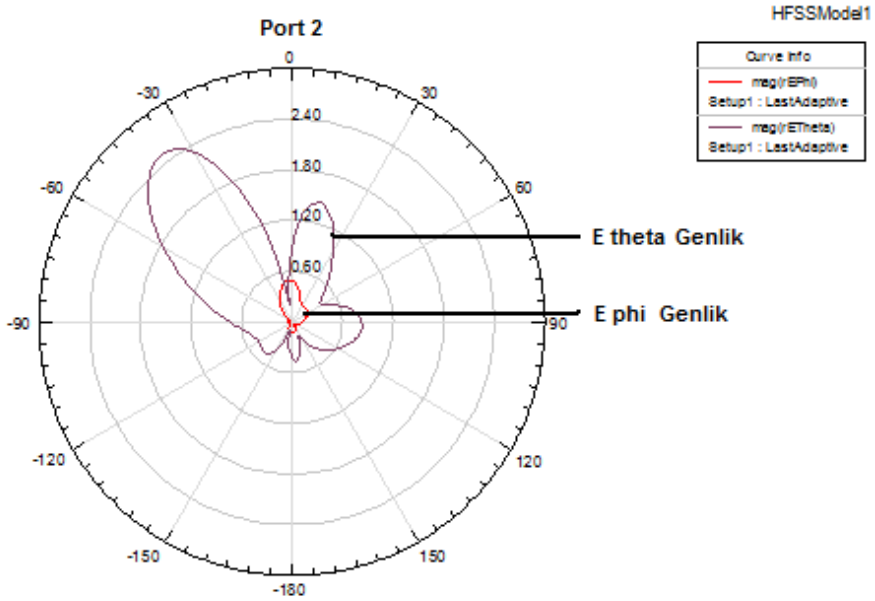
Şekil E2.9: Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında S parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafiği



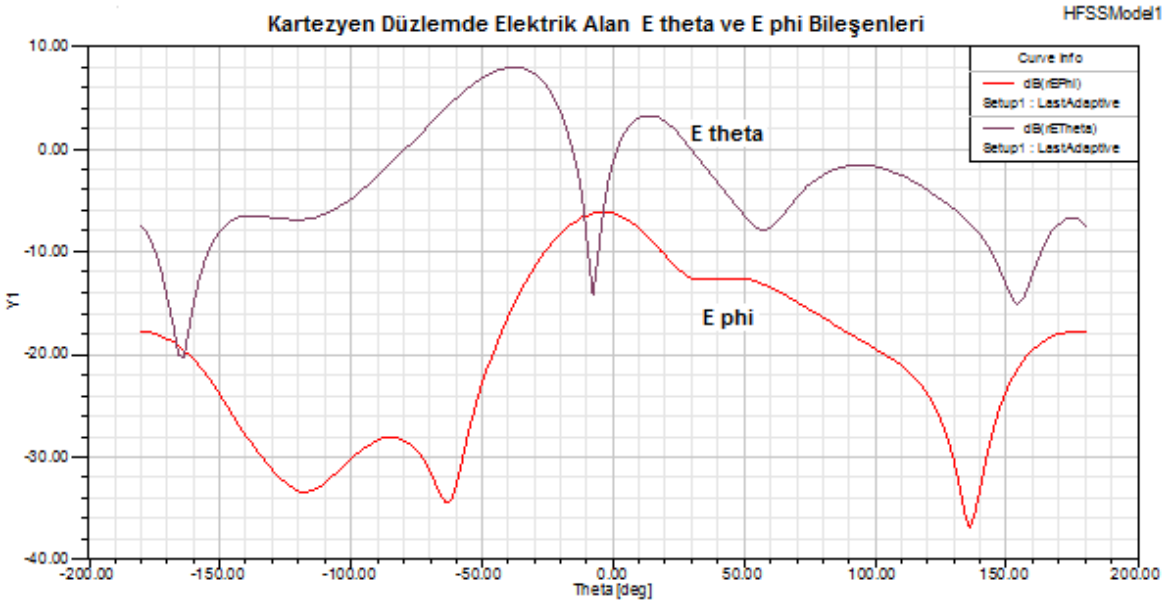
Şekil E2.10 (a): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında elde edilen ışıma örüntüsü



Şekil E2.10 (b): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 1 aktifken açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

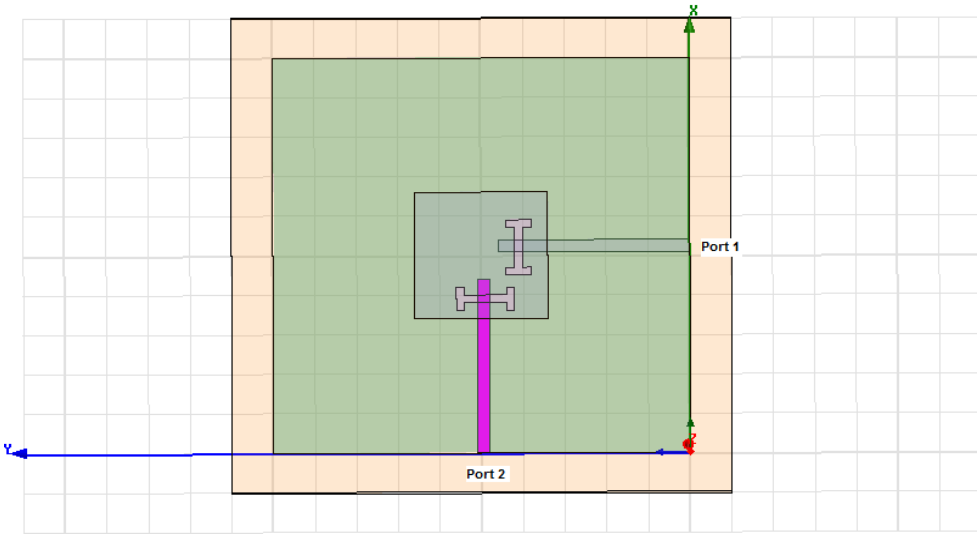


Şekil E2.10(c): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında elde edilen ışıma örüntüsü



Şekil E2.10(d): Açıklık Bağlaşım Beslemeli Antenin Port 2 aktifken açıklık besleme hattı merkezden 2mm kenara kaydırıldığında elde edilen kaztezyen düzlemde E_θ ve E_ϕ bileşenleri

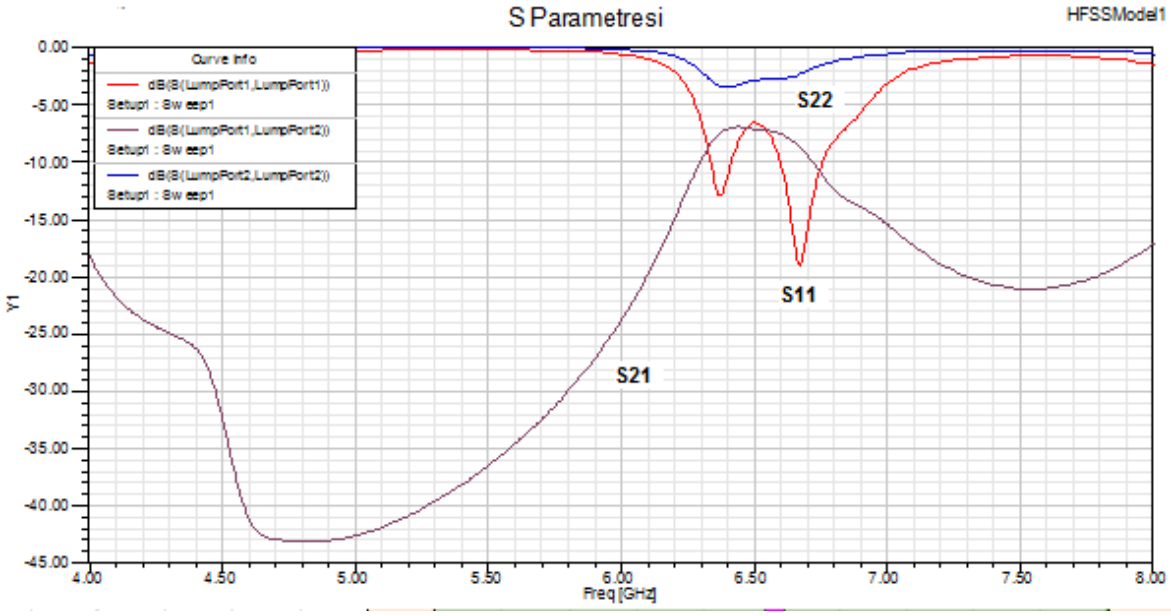
Kartezyen düzlemde elde edilen sonuçlara bakıldığında yeterli çapraz kutuplanma seviylerine ulaşılamadığı görülmektedir. Literatürde çapraz kutuplanma değerini azaltılmasında H şeklinde açıklık açılabileceğini öneren makaleler yer almaktadır [39, 57, 81]. Bu araştırmalar çerçevesinde tasarımda H şeklinde açıklık açılarak anten Şekil E2.11'deki gibi tasarlanmış ve benzetim programında analizler yapılmıştır.



Şekil E2.11: Açıklık Bağlaşım Beslemeli H-Açıklıklı Kare Mikroşerit Yama Anten

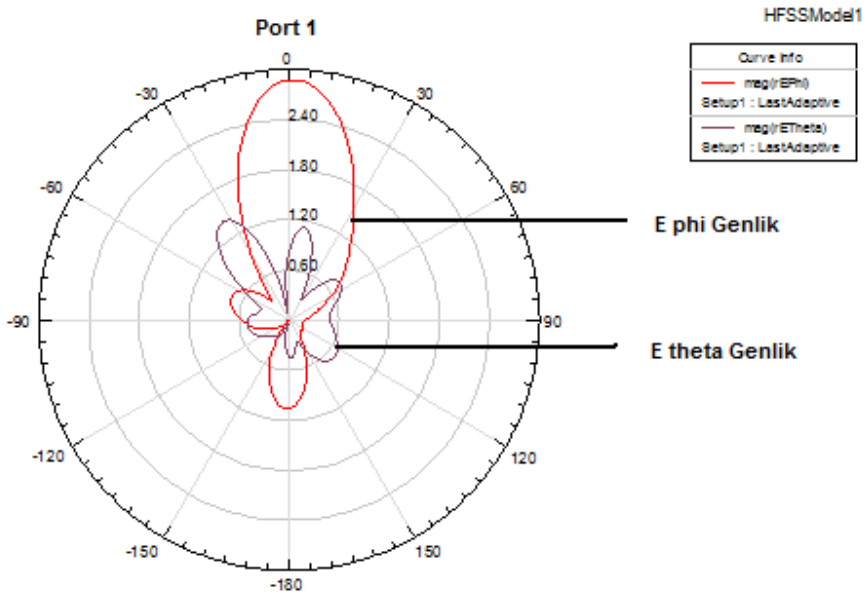
Şekil E2.11'de görüldüğü gibi H açıklıklı anten tasarımında değişken parametre sayısı daha da artmaktadır. Analiz sonuçlarının yönlendirilmesi eşitlikler olmadan oldukça zordur ve aşağıdaki analiz sonuçlarından görüldüğü üzrere çift kutuplu kare mikroşerit yama anten için tasarımda önem arzeden değerler istenilen seviyede yer almamaktadır.

Şekil E2.11'de tasarlanan anten için S parametrelerinin frekansa bağlı değişimi Şekil E2.12'de verilmiştir.

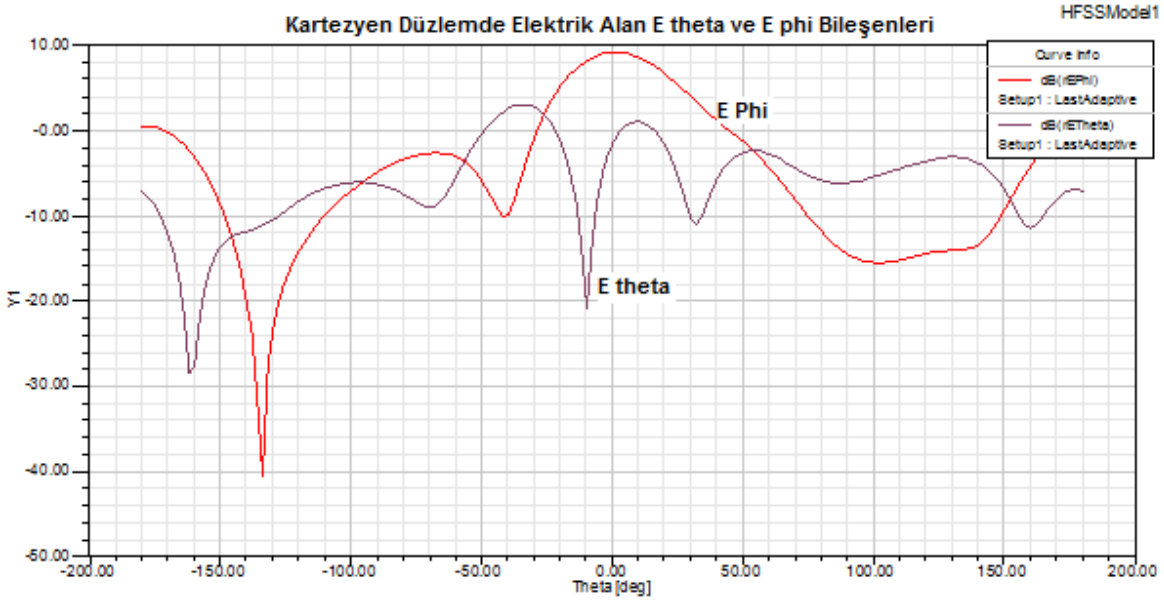


Şekil E2.12: H- açıklıklı Açıklık Bağlaşımlı Anten S Parametrelerinin frekansa bağlı değişim grafiği

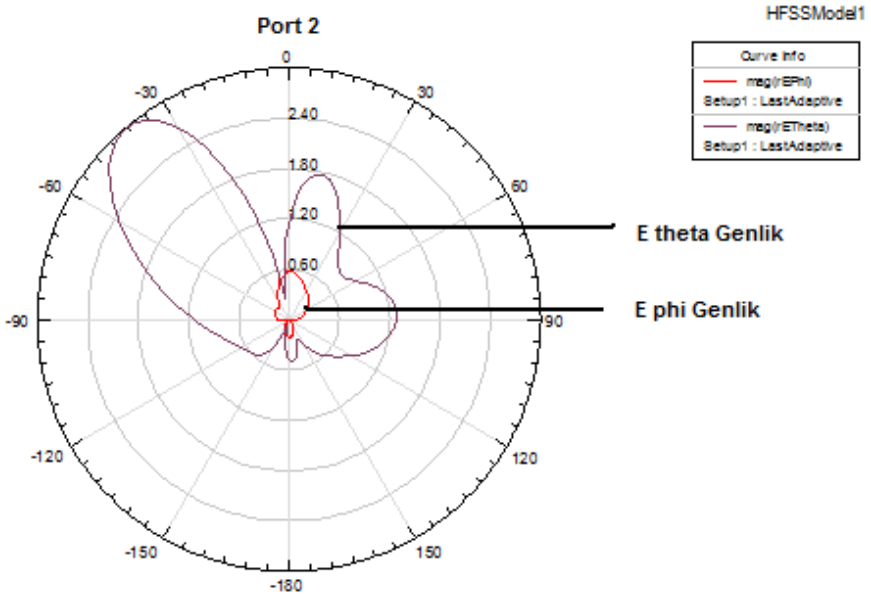
Şekil E2.11'de tasarlanan antenin ışıma örüntülerine ait elde edilen sonuçlar Şekil E2.13'de gösterilmektedir.



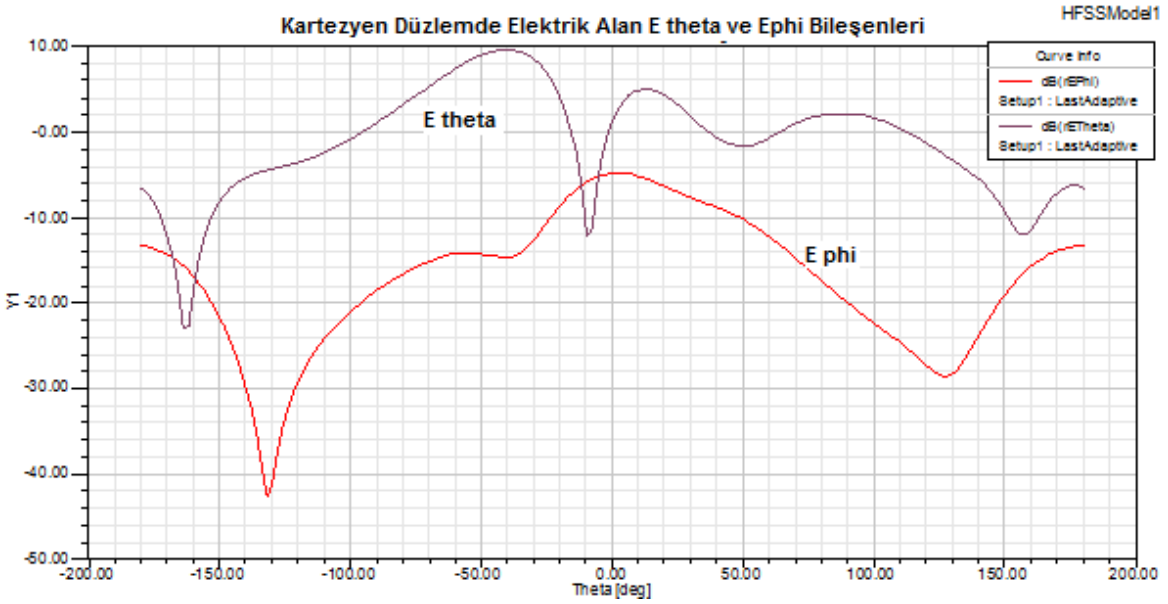
Şekil E2.13 (a): H-açıklıklı Açıklık Beslemeli anten için Port 1 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü



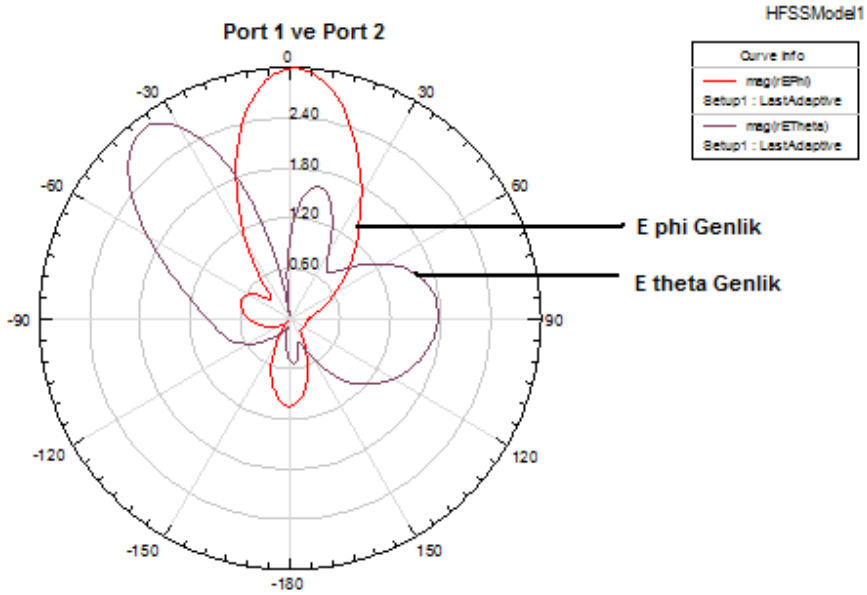
Şekil E2.13(b): H-açıklıklı Açıklık Beslemeli anten için Port 1 aktifken elde edilen Kartezyen Düzlemde Elektrik Alan E_θ ve E_ϕ Bileşenleri



Şekil E2.13(c): H-açıklıklı Açıklık Beslemeli anten için Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü



Şekil E2.13(d): H-açıklıklı Açıklık Beslemeli anten için Port 2 aktifken elde edilen Kartezyen Düzlemde Elektrik Alan E_θ ve E_ϕ Bileşenleri



Şekil E2.13(e): H-açıklıklı Açıklık Beslemeli anten için Port 1 ve Port 2 aktifken elde edilen ışıma örüntüsü

Yapılan analizlerden elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde bilindiği gibi çift kutuplu anten tasarımı için en önemli husus her bir porttan yayılan çapraz kutuplanma yayılım değeridir. Bu değerin yaklaşık -15dB, -20 dB altında olması durumunda Elektrik Alanın E_θ ve E_ϕ bileşenleri için, antendeki iki portun birinden E_θ bileşeni, diğer portundan da E_ϕ bileşeni yayılım yapabilmektedir. Diğer porttan üretilen aynı yönlü elektrik alan bileşeni değerinden bu sayede etkilenmediği kabul edilmektedir. Ancak açıklık bağlaşımlı besleme çeşidi için literatürde gerekli çapraz kutuplanma değeri sağlanabileceği ifade edilmektedir, ancak bunu sağlamak için kullanılabilecek eşitliklere yer verilmemiştir. Benzetim sonuçlarında görüldüğü üzere geçerli çapraz kutuplanma değeri sağlanamamıştır.

Çapraz kutuplanma değerini etkileyen diğer önemli anten tasarım parametresi dielektrik malzeme türü ve alttaş malzeme kalınlığı olarak nitelendirilmektedir. Açıklık bağlaşımlı besleme çeşidinde iki adet alttaş malzeme kullanıldığından dielektrik malzemelere ait tasarım parametrelerinin belirlenmesi için gerekli formülasyon bulunamamıştır. Bu da tasarlanan antenlerin benzetim sonuçlarında çapraz kutuplanma değerine olumsuz olarak yansımaktadır.

Yama boyutunun yanı sıra, açıklığın yeri ve büyüklüğü yayılım frekansını etkilediğinden bunun tesbit edilmesi gerekmektedir. Yama boyutunun

hesaplanması için formül ve eşitlikler kaynaklarda belirtilirken, açıklık boyutu ve yeri hakkında kesin bir eşitlik bulunmamaktadır. Bu nedenle açıklık boyutunun belirlenebilmesi için benzetim programının optimizasyon araçları kullanılmıştır. Ancak yaklaşım sınırları eşitliklerle netleştirilemediğinden istenilen sonuçlar elde edilememiştir.

Ayrıca çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarımında iki ayrı kutupta yayılım gerçekleştilmesi esas olduğundan, iki besleme kullanılması gerekmektedir. Bu nedenle karşılıklı bağlaşım değeri de önem kazanmaktadır. Aynı dielektrik malzeme üzerinde birbirine oldukça yakın iki besleme kullanıldığından istenilen karşılıklı bağlaşım değeri de elde edilememiştir.

Tüm bu nedenlerden dolayı elde edilen benzetim sonuçlarında görüldüğü gibi her bir parametre ayrı ayrı ve ya birlikte değiştirilse de istenilen sonuçların elde edilememiştir. Ayrıca iki adet besleme ve iki dielektrik malzeme aynı anda düşünülmesi gerektiğinden eşitlik değerleri olmadan tasarım yapılması zorlaşmaktadır.

Yapılan değerlendirmeler neticesinde görüldüğü gibi tez çalışması kapsamında yapılan çift kutuplu kare mikroşerit yama anten tasarmı için açıklık bağlaşımlı besleme kullanıldığında eşitliklere dayalı teorik sonuçlarla karşılaştırma yapılamadığı gibi, sadece uygulama olarak benzetim programından elde edilen sonuçlar da bu besleme çeşidinin kullanılmaması gerektiğini ortaya koymuştur. Bu nedenle, tasarımı yapılacak anten için mikroşerit besleme hattı kullanılmasına karar verilmiştir. Bu besleme çeşidinin tercih edilmesinin nedeni, tek dielektrik malzeme kullanıldığından dielektrik sabiti optimizasyonun sağlanabiliyor olması ve besleme tasarımının yapılmasının formüllerle destekleniyor olması olarak ifade edilebilmektedir. Empedans uyumlandırma şekillerinin amaca uygun olarak tercih edilebiliyor olması bir başka neden olarak nitelendirilmektedir.

9. KAYNAKLAR

[1] Forenza, A. ve Heath, R.W. " Benefit of pattern diversity via two element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels". IEEE Transactions on Communications, Vol.54, No.5, pp.943-954, May 2006.

[2] C.Oestges et. al. " Dual Polarized wireless communications: from propagation model to system performance evaluation". IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol.7, No:10, 2008.

[3] L. Dong et. al. "Simulation of MIMO Channel Capacity with antenna polarization diversity". IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol.4, No.4, pp.1869-1873, July 2005.

[4] V.M. Kapinas et. al. "Aspects on space and polarization diversity for wireless communication systems". TELFOR, Proceedings of 15th Telecomunications Forum, November 2007.

[5] Foschini, G.J. ve Gans, M.J. "On Limits of Wireless Communication in A Fading Enviroment When Using Multiple Antennas". Wireless Personal Communications, Vol.6(3), pp.311-335, March 1998.

[6] M., Bialkowski. "Research into multiple element antennas to enhance performance of wireless communication systems". XVI Intrnl. Conf. on Microwaves, Radar, Wireless Communications, Vol.3, pp.1071-1082, 2006.

[7] J., Winters. "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment". IEEE journal on selected area in communications, Vol.SAC-5, pp.871-878, 1987.

[8] Teletar, I.Emre. "Capacity of multi-antenna Gaussian Chnnel". Europian Trans. on Telecommunications, vol.6, pp.585-595., 1999.

[9] D., Gerbert, et al. "From theory to practice: an overview of MIMO space time coded wireless systems". IEEE J.Select. Area Commun., Vol. 21, no.3, pp.281-302, 2003.

[10] Almers P., and et al. "Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems". Eurasip Journal on Wireless Comm. And Networking, Volume 2007, Article ID 19070, pp.1-19, 2007.

[11] A.Lennortson. "Design and Evalution of an Antenna Array for a Multiple Input Multiple Output System". Stockholm, Royal Inst. Tech., Nov. 2003.

[12] Mayer, L.W. "Wideband 4x4 MIMO over the air transmission at 2.45GHz". Wien : Diplom-Ingenieurs unter Leitung von Inst. für Nachrichtentechnik and Hochfrequenztechnik, Nov. 2005.

[13] T.I.Lee, S.Kim ve Y.E.Wang. " Compact Polarisation and Spectral Multiplexing Antenna for MIMO Applications". Electronic Letters, Vol.42, No.15, pp.102-103., July 2006.

[14] B.Çetiner, et al. "A MIMO System With Multifunctional Reconfigurable Antennas". IEEE Ant. and Wireless Prop.Letters, Vol.5, pp.463-466., 2006.

[15] R.Janaswamy. "Effect of Element Mutual Coupling on the Capacity of Fixed Length Linear Arrays". IEEE Ant. and Wireless Prop. Letters, Vol.1, pp.157-160, 2002.

[16] F., Molisch, et al. "Capacity of MIMO Systems based on measured wireless channels". IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.20, No.3, pp.561-569, 2002.

[17] C., Martin ve S., Ottersten. "Analytic approximations of eigen value moments and mean channel capacity for MIMO channels" . Proc. IEEE ICASSP, Vol.3, pp.2389-2392, 2002.

[18] T., Marzetta ve B., Hochwald. "Capacity of a mobile multiple antenna communication link in Rayleigh flat fading". IEEE Trans. Inf. Theory Vol.45, No.1, pp. 139-157, 1999.

[19] Balanis, Constantine A. "Antenna Theory Analysis and Design". New York, John Wiley and Sons, 2nd 1997.

[20] Deschamp, G.A. "Microstrip Microwave Antennas". Presented at the Third USAF Symposium on Antennas, 1953.

[21] Munson, R.E. "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Antennas and Phased Arrays". IEEE Trans. Antennas Propagat. APP-22, (1), pp.74-78, 1974.

[22] Howell, J.W. "Microstrip Antennas". IEEE Trans. Antenna Propagat. AP-23,(1), pp. 105-108, 1975.

[23] Balanis, C.A. "Antenna Theory Analysis and Design". Arizona State University , John Wiley and Sons, 1982.

[24] Zurcher, J.F. ve Gardiol, F.E. "Broadband Patch Antennas". Boston, Artech House Inc, 1995.

[25] Kumar, G. ve Ray, K.P. "Broadband Microstrip Antennas". United States of America, Artech House, 2003.

[26] Lo, Y.T. ve Lee, S.W. "Antenna Handbook Theory Applications and Design". United States of America, Van Nostrand Reinhold Company, 1988.4.

[27] J.R., James ve P.S., Hall. "Handbook of Microstrip Antennasé. London, UK , Peter Peregrinus, 1989.

[28] Pozar, D.M. "Microstrip Antennas". Proc. IEEE, no. 80, s 79-81, 1992.

[29] Pozar, D.M. "Radial Basis Functions for Multivariable Interpolation: a Review, Algorithms for Approximation". Oxford: Clarendon Press, pp.143-167, 1987.

[30] M.D., Deshpande ve M.C., Bailey. "Input Impedance of Microstrip Antennas". IEEE Trans, on Antennas and Propagation, no.AP-30, pp.645-650, 1982.

[31] T, Itoh. "Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures". New York, John Wiley, 1989.

[32] J.R., Mosig ve F.E., Gordiol. "A Dynamic Radiation Model for Microstrip Structures" . Advences in Electronics and Electron Physics, no.59, pp.139-234, 1982.

[33] A., Taflove. "Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Mathod". Norwood,MA, Artech House, 1995.

[34] K.S., Kunz ve R.J., Lubers. "The Finite Difference Time Domain Method for Elektromagnetics". Boca Raton, FL, CRC Press, 1993.

[35] Lo, Y.T., Solomon, D. ve Richards, W.F. "Theory and experiment for microstrip antennas". IEEE Trans. Antennas Proragation, vol. AP-27, pp. 137-145, Mar.1979.

[36] Gupta, K.C. "Microstrip Lines and Slot Lines" 2nd ed. Norwood,MA, Artech House, 1996.

[37] Pozar, D.M. ve Schaubert, D.H. "Microstrip Antennas- The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays". New York , IEEE Press, 1995.

[38] Warren, L.S. "Polarization in Electromagnetic Systems". Artech House, 1993.

[39] Gao, S ve Sambell, A. "Simple Broadband Dual-Polarized Printed Antenna". New Castle Microwave and Optical Technology Letters Vol.46, No.2 pp.144-148, 2005.

[40] Liang, Xian-Ling, Zhong, Shun-Shi ve Wang, Wei. "Design of a Dual-Polarized Microstrip Patch Antenna with Excellent Polarization Purity". Shanghai, Microwave and Optical Technology Letters Vol.44, No.4 pp.329-331, 20 Feb. 2005.

[41] Ryu, S. Kenny ve Kishk, A. Ahmed. "Dual Polarized Shorted Microstrip Patch Antenna For Wideband Application". Depertmant of Electrical Engineering,the University of Mississippi, 2004.

[42] Yang, Xue-Xia ve Zhong, Shun-Shi. "Analysis of Two Dual Polarization Square Patch Antennas". Shanghai, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.26, No.3, pp.153-156, August,5th 2000.

[43] J., Huang. "The Finite Ground Plane Effect on the Microstrip Antenna Radiation Pattern". IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-31, pp.649-653, 1983.

[44] Oberhatt, M.L., Y.T.Lo ve R.Q.Lee. "New Simple Feed Network for an Array Module of Four Microstrip Elements". Electron. Lett., Vol.23, pp.436-437, 1987.

[45] Huyrth, T., K.F.Lee ve R.Q.Lee. "Cross Polarization Characteristics of Rectangular Patch Antennas" . Electron. Lett. Vol.24, pp.463-464, 1988.

[46] S.B.Chakrabarty, F.Klefenez ve A.Dreher. "Dual-polarized wideband stacked microstrip antenna with aperture coupling for SAR applications". Salt Lake City,UT, IEEE Antennas Propagat Symp Dig,2216-2219, 2000.

[47] M.Yamazaki, et al. "Construction of a Slot-Coupled Planar Antenna for Dual Polarization". Electron. Lett. Vol.30, pp.1814-1815, 1994.

[48] P.Brachat ve Baracco, J.M. "Printed radiated elementwith two highly decoupled input ports". Electron. Lett. Vol.31, pp.245-246, 1995.

[49] P.Brachat ve J.M.Baracoo. "Dual Polarization slot-coupled printed antennas fed by stripline". IEEE Trans. AP-43, pp.738-742, 1995.

[50] C.H.Tsao, et al. "Aperture Coupled patch antenna with wide-bandwidth and dual polarization capabilities". IEEE Antennas Propagat Symp Dig., pp.936-939, 1988.

[51] S.Gao, et al. "A novel wide-band, dual-polarized microstrip antenna with aperture coupling". IEEE Trans Antennas Propagat AP-51, pp.898-900, 2003.

[52] S.Hienonen, A.Lehto ve A.V.Raisanen. "Simple Broadband Dual-Polarized Aperture Coupled Microstrip Antenna" . IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., pp.1228-1231, 1999.

[53] J.F.Zucher, et al. "Dual Polarized single and double layer strip slot foam inverted patch(SSFIP) antennas". Microwave Opt. Technol. Lett. Vol.7, pp.406-410 , 1994.

[54] Y.X.Guo, K.M.Luk ve K.F.Lee. "Broadband dual polarization patch element for cellular-phone base stations". IEEE Trans. AP-50, pp.251-253, 2002.

[55] G.S.Parker, et al. "Dual Polarized Microstrip Ring Antenna with Good Isolation". Electron.Lett. Vol.34, pp.1043-1044, 2002.

[56] B.Lindmark. "A novel dual polarized aperture coupled patch element with single layer feed network and high isolation" . IEEE Antennas Propagat. Symp. Dig. pp.2190-2193, 1997.

[57] K.L.Wong, H.C.Tung ve T.W.Chiou. "Broadband dual-polarized aperture coupled patch anttenas with modified H-shaped coupling slots". IEEE Trans AP-50, pp.188-191, 2002.

[58] M.E.Bialkowski, A.W.Robinson ve H.J.Song. "Design and development and testing of X-band amplifying reflectarrays". IEEE Trans. AP-50, pp.1065-1076., 2002.

[59] G.S.Row, S.H.Yeh ve K.L.Wong. "Compact dual-polarized microstrip antennas". Microwave and Optical Technology Letters, Vol.27, No:4, pp.284-287 , November 2000.

[60] K.V.S.Rao ve P.Bhartia. "Studies on input impedance and coupling of dual polarized two port microstrip antenna". IEEE AP-S/URSI International Symposium Digest, pp.608-611., 1989.

[61] J.Orfanidis, Sophocles. Electromagnetics Waves & Antennas. Rutges University , www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa, 1999-2008.

[62] A.E., Gera. "The Radiation Resistance of a Microstrip Element".IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.AP-38, pp. 954-956., 1990.

[63] Bahl, Inder. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Boston,London, Artech House, 2003.

[64] Pozar, David M. Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Second Edition, 1998.

[65] D.R., Jackson ve N.G., Alexopoulos. "Simple Approtimate Formulas for Input Resistance, Bandwidth and Effeciency of a Resonant Rectengular Patch". IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.AP-39, pp.407-410 , 1991.

[66] Sanchez-Fernandez, MAtilde, et al. "Spectral Effeciency in MIMO Systems Using Space and Pattern Diversities Under Compactness Constraints". IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.57, No.3, May 2008.

[67] D.Gesbert, et al. "Outdoor MIMO Wireless Channels: Models and Performance Prediction". IEEE Transection on Communications, Vol.50, No.12, pp.1926-1934, Dec. 2002.

[68] Asztely, D. "On Antenna Arrays in Mobile Communication Systems: Fast Fading and GSM Base Satation Receiver Algorithms". Staockholm, Sweden, Tech. Rep. IR-S3-SB-9611, Royal Institude of Technology, March 1996.

[69] J.Fuhl, A.F.Maolish ve E.Bonek. "Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antennas". IEE Proc. Radar, Sonar Navig. Vol.145, pp.32-41, February 1998.

[70] Ertel, R.B., et al. "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems". IEEE Pers. Comm., pp.10-22, February 1998.

[71] C.Oestges. "Validity of the Kroneckker Model for MIMO Correleted Channels". IEEE 63rd VTC 2006-Spring, Vol.6, pp.2818-2822, May 2006.

[72] Gershman, A.B. ve Sidiropoulos, N.D. "Space-Time Processing for MIMO Communications". Wiley, 2005.

[73] J.N. Price, Member ve Ire and S. Stain, Senior Member. "Multiple Diversity with Nonindependent Fading". Proceedings of the Ire, 1960.

[74] Svantesson, Thomas. "Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimod Antennas". IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.51, No.6, November 2002.

[75] Matilde Sanchez-Fernandez, Member, IEEE, Eva Rajo-Iglesias, Member,IEEE, Oscar Quevedo-Teruel, Student Member, IEEE, and M. Luz Pablo-Gonzalez, Spectral Efficiency in MIMO Systems Using Space and Pattern Diversities Under Compactness Constraints, IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 57, No.3, May 2008.

[76] TGN Channel Models. s.l. IEEE 802.11-03/940r4, May 2004.

[77] G.Armbrecht, O.Klemp ve I.Rolfes. "Correlation properties of dual polarized antennas with finite patern orthogonality in mobile fading channels". Adv. Radio Sci. No:5, pp.95-99, 2007.

[78] Gonzalez, Alejandro Neito. "Dual Polarized Omnidirectional Array Element for MIMO Systems". Stockholm, Sweden, KTH Signals Sensor and Systems, Master of Science Thesis, 2005.

[79] Sancez-Fernandez, Matilde, et al. "Spectral Effeciency in MIMO Systems Using Space and Patern Diversities Under Compactness Constraints". IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.57, No.3, May 2008.

[80] Alper Öcalan, Asuman Savaşçıhabeş, İbrahim Görgeç, Özgür Ertuğ, Erdem Yazgan, Compact Space-Multimode Diversity Stacked Circular Microstrip Antenna Array for 802.11n MIMO-OFDM WLANs, LAPC-Loughborough Antennas &Propagation Conference 09

[81] Chiou, Tzung-Wern ve Wong, Kin-Lu. "Broad Band Dual Polarized Single Microstrip Patch Antenna with High Isolation and Low Cross Polarization". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.50, No.3, pp.399-401, March 2002.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Alper ÖCALAN

Doğum Yeri : Ankara

Doğum Yılı : 1983

Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu:

Lise	:	1997 – 2001 Başkent Lisesi (Yabancı Dil Ağırlıklı)
Lisans	:	2005 – 2007 Hacettepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
		2002 – 2005 Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	:	2007 – 2010 Hacettepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yabancı Dil	:	İngilizce

İş Tecrübesi:

2007 – ….. : Türk Telekomünikasyon A.Ş., Ankara