

**İKİ-MODLU KATLI DAİRESEL MİKROŞERİT YAMA
ANTENLERİN TASARIMI VE MIMO
KONFIGÜRASYONLARI İÇİN İLİNTİ/SPEKTRAL
VERİMLİLİK ANALİZLERİ**

**DESIGN OF DUAL-MODE STACKED CIRCULAR
MICROSTRIP PATCH ANTENNAS AND
CORRELATION/SPECTRAL EFFICIENCY ANALYSIS FOR
MIMO CONFIGURATIONS**

İBRAHİM GÖRGEÇ

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2009

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 :

Doç. Dr. Uğur Baysal

Üye :

Yrd. Doç. Dr. Özgür Ertuğ

Üye :

Dr. Gökşen Turgut

ONAY

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

Prof. Dr. Erdem YAZGAN

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

İKİ-MODLU KATLI DAİRESEL MİKROŞERİT YAMA ANTENLERİN TASARIMI VE MIMO KONFIGURASYONLARI İÇİN İLİNTİ/SPEKTRAL VERİMLİLİK ANALİZLERİ

İBRAHİM GÖRGEÇ

ÖZ

Günümüzde askeri ve sivil olarak birçok uygulaması olan kablosuz haberleşme teknolojisinde en önemli kısıtlama frekans bantı kullanımudur. Dolayısıyla yüksek veri hızında iletişiminin olabildiğince düşük bant genişliği ile gerçekleştirilmesi kablosuz haberleşme sistemlerinde temel amaç durumuna gelmiştir.

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde hava arayüzü olarak, düşük bant genişliğinde yüksek veri hızlarına ulaşılan ve temel olarak uzaysal çeşitleme tekniğinin uygulandığı Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) sistemler kullanılmaktadır. Ancak yalnızca uzaysal çeşitleme tekniğinin kullanıldığı MIMO sistemlerde belirlenen bant genişliğinde istenen veri hızına ulaşılması için, anten elemanları arasındaki mesafenin belirli bir seviyenin üzerinde tutulması gerekmektedir. Bu durumda da verici ve alıcıda kullanılan antenlerin dizi boyutları artmaktadır.

Tez çalışması kapsamında benzer alana sahip anten yapıları kullanılarak anten dizi boyutunun azaltılması hedeflenmiştir. Bu amaçla anten yapılarında en büyük boyut değerinin belirlendiği uygulamalar için geleneksel MIMO sistemlerine alternatif olabilecek iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan anten yapısının MIMO uygulamaları için yalnızca mod çeşitlemenin ve mod çeşitleme ile uzaysal çeşitlemenin birlikte kullanıldığı konfigürasyonlar için ilinti/spektral verimlilik analizleri yapılmıştır. Bununla birlikte yalnızca uzaysal çeşitlemenin kullanıldığı geleneksel MIMO sistemler için de ilinti/spektral verimlilik analizleri yapılmıştır. Bulunan sonuçlar, tasarlanan anten için elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda tasarlanan anten yapısı ile geleneksel anten yapısının MIMO uygulamaları için performans değerlerinin birbirine yakın olduğu gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz haberleşme, MIMO, iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten, ilinti, spektral verimlilik

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

DESIGN OF DUAL-MODE STACKED CIRCULAR MICROSTRIP PATCH ANTENNAS AND CORRELATION/SPECTRAL EFFICIENCY ANALYSIS FOR MIMO CONFIGURATIONS

İBRAHİM GÖRGEÇ

ABSTRACT

Nowadays the most important restriction in wireless communication technology, that have both military and civil applications in most of the communication systems, is usage of frequency band. So, in wireless communication systems, high data transfer rate at low bandwidth became the main purpose.

New generation wireless communication systems, such as air interface, the systems, that reach the high data rate at low bandwidth, are used and also the MIMO systems, in which basically the space diversity techniques are applied, are used. Therefore, to keep the distance between the antenna components in a definite level is necessary to reach the high data rate at low bandwidth, at the MIMO systems, in which only the space diversity techniques are used. And in this situation the array dimensions of the transmitter and receiver antennas increase.

The aim of the thesis is to decrease the array dimension of the antennas using the antenna structures that have similar areas. So, for the applications, in which the maximum antenna dimensions are defined, the dual mode stacked circular microstrip antenna structure is designed as an alternative of the traditional MIMO systems. Correlation/spectral efficiency analysis are made for the configurations, in which the only modal diversity and both modal and spatial diversity are used in designed antenna structure for MIMO systems. In addition, for the traditional MIMO systems, in which the only spatial diversity is used, the correlation/spectral efficiency analysis also made and the results are compared with the results of the traditional MIMO systems and designed antenna structures for MIMO systems. At the comparison, the similar performance values of the traditional antenna structure and the designed antenna structures for MIMO systems are observed.

Keywords: Wireless communications, MIMO, Dual mode stacked circular microstrip antenna, Correlation, Spectral efficiency

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

TEŐEKKÜR

Bu çalıőmanın sonuca ulaőmasında engin bilgi birikimi ve tecrübesi ile bana yol gösteren ve destek olan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Erdem Yazgan'a

Konu hakkında çalışmalar yapan, engin bilgi birikimi ile beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Özgür Ertuğ'a

Çalıőmalarım boyunca sürekli bana yardımcı olan arkadaşım Alper Öcalan'a ve Hocam Volkan Akan'a,

Sağlanan olanaklar ve gösterilen anlayıő için ASELSAN A. Ő.'ye ve tüm çalışma arkadaşlarıma,

Ayrıca 108E025 proje numaralı, "MIMO Haberleşme için Kompakt Multimod Mikroşerit Anten Dizinleri ve Asosye Sinyal İşleme" isimli araştırma projesi kapsamında tez çalıőmamı destekleyen TÜBİTAK'a,

Son olarak eğitim hayatım boyunca maddi, manevi destekleri ile daima yanımda olan aileme,

Teőekkürü borç bilirim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

Sayfa

1.	GİRİŞ	1
1.1.	MIMO Haberleşme Sistemlerinin Genel Yapısı	4
2.	MİKROŞERİT ANTEN YAPILARI	7
2.1.	Mikroşerit Antenlerin Avantajları ve Dezavantajları	8
2.1.1.	Mikroşerit Antenlerin Avantajları	8
2.1.2.	Mikroşerit Antenlerin Dezavantajları.....	9
2.2.	Mikroşerit Antenlerin Analiz Metodları.....	10
2.2.1.	İletim hattı modeli.....	10
2.2.2.	Boşluk modeli	11
2.2.3.	Tam dalga modeli	12
2.3.	Dairesel Mikroşerit Anten Yapıları	13
2.3.1.	Dairesel Mikroşerit Anten Yapılarının Elektromanyetik Özellikleri	13
2.3.2.	Mikroşerit Antenleri Besleme Teknikleri	22
2.4.	Çok Modlu MIMO Sistemi için Önerilen İki Modlu Katlı Anten Yapısı	22
2.4.1.	Dairesel Mikroşerit İki modlu Katlı Anten Tasarım Adımları	23
2.4.2.	Elde Edilen Benzetim Sonuçları.....	36
3.	MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE KANAL MODELLERİ	47
3.1.	Belirlenimci Işın Takibi Modeli	47
3.2.	Ayrık Olarak Yerleştirilmiş Yansıtma Modelleri	47
3.3.	İstatistiksel Kümelenme Modelleri.....	48
3.4.	İstatistiksel Analitik Matris Modelleri	51
3.4.1.	Bağımsız Özdeşçe Dağılmış(I.I.D.) Model	52
3.4.2.	Kroenecker Modeli.....	52
3.4.3.	Weichselberger Modeli	53
4.	ANTEN ELEMANLARI ARASINDAKİ İLİNTİ DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI...55	
4.1.	İki elemanlı Düzgün Doğrusal Anten Yapılarında İlinti Hesabı	56

4.2.	Katlı Dairesel Mikroşerit Anten Yapısında Modlar Arasındaki İlinti Seviyesinin Hesaplanması	59
4.3.	Tasarlanan İki Modlu Katlı Dairesel Mikroşerit Anten Yapısında Antenler Arasındaki İlinti Değerlerinin Hesaplanması	60
4.4.	Bir Elemanlı İki Modlu Katlı Anten ve 2x2 Dairesel Mikroşerit Anten için İlinti Değerlerinin Karşılaştırılması	61
4.5.	2x2 Elemanlı İki Modlu Katlı Anten Yapısı ve 4x4 Elemanlı Dairesel Mikroşerit Anten Yapısı için Elde Edilen İlinti Değerlerinin Karşılaştırılması	64
4.6.	Elde Edilen İlinti Grafiklerinin Değerlendirilmesi	72
5.	TASARLANAN İKİ MODLU KATLI ANTEN YAPISINDA ve DAİRESEL MİKROŞERİT ANTEN DİZİLERİNDE ERGODİK SPEKTRAL VERİMLİLİK DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI	73
5.1.	Farklı Senaryolar için Değişik Anten Konfigürasyonlarında Ergodik Spektral Verimlilik Değerlerinin Hesaplanması	77
5.2.	Elde Edilen Ergodik Spektral Verimlilik Grafiklerinin Değerlendirilmesi	90
6.	SONUÇ	93
7.	EK-1: FARKLI SENARYOLAR İÇİN ELDE EDİLEN ANTEN PARAMETRELERİ	95
8.	EK-2: BESSEL FONKSİYONLARI	105
9.	KAYNAKLAR	106

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1: Darbant MIMO haberleşme linki yapısı.....	4
Şekil 2.1: Bazı mikroşerit anten şekilleri.....	7
Şekil 2.2: Dairesel mikroşerit anten yapısı	13
Şekil 2.3: Mod 1 ve Mod 2 yayılımları için elde edilen uzak alan ışıma örüntüleri	18
Şekil 2.4: Dairesel mikroşerit antenin mikroşerit hat ile beslenmesi.....	19
Şekil 2.5: Dairesel mikroşerit anten yapılarında farklı modlar için elde edilen alan dağılımları.....	22
Şekil 2.6: Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısının benzetim programındaki üstten görünüşü ..	24
Şekil 2.7: Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısının benzetim programındaki yandan görünüşü...	24
Şekil 2.8: TM11 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısı	37
Şekil 2.9: TM11 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısının ışıma örüntüsü	37
Şekil 2.10: TM11 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısının S11 parametresi değeri nin frekansa göre değişim grafiği	38
Şekil 2.11: TM11 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısının VSWR değeri nin frekansa göre değişim grafiği	38
Şekil 2.12: TM11 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit antenin giriş empedans değeri	39
Şekil 2.13: TM21 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısı	39
Şekil 2.14: TM21 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısının ışıma örüntüsü	40
Şekil 2.15: TM11 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısının S11 parametreles i değeri nin frekansa göre değişim grafiği	40
Şekil 2.16: TM21 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit anten yapısının VSWR değeri nin frekansa göre değişim grafiği	41
Şekil 2.17: TM21 modunda ışıma yapan dairesele mikroşerit antenin giriş empedans değeri	41
Şekil 2.18: İki modlu katlı anten yapısında sadece TM21 modunda ışıma yapan anten aktifken elde edilen ışıma örüntüsü	42
Şekil 2.19: Sadece TM11 modunda yayılım yapan anten aktifken elde edilen ışıma örüntüsü.....	43
Şekil 2.20: TM11 ve TM21 modunda yayılım yapan antenlerin ikisi de aktifken elde edilen ışıma örüntüsü	43

Şekil 2.21: İki modlu katlı anten yapısında elde edilen S11, S22 ve S21 parametrelerinin frekansa göre değişim grafiği.....	44
Şekil 2.22: Anten besleme portları 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerleri	44
Şekil 2.23: Dairesel mikroşerit antenlerin giriş empedans değerleri	45
Şekil 3.1: İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve bazı temsili yansıtıcı yollar	48
Şekil 3.2: İstatistiksel kümelenme tabanlı 3GPP SCM modeli	50
Şekil 3.3: Kümelenme tabanlı çok-gönderim-yollu propagasyon modeli.....	53
Şekil 4.1: $d=0.9 \lambda_0$ için iki modlu katlı anten yapısında modlar arasında ve 2x2 dairesel mikroşerit anten elemanları arasında elde edilen ilinti eğrileri	62
Şekil 4.2: $d=1.1 \lambda_0$ için iki modlu katlı anten yapısında modlar arasında ve 2x2 dairesel mikroşerit anten elemanları arasında elde edilen ilinti eğrileri	63
Şekil 4.3: 2x2 İki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe $d= 0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri.....	66
Şekil 4.4: 2x2 İki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe, $d= 1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri.....	68
Şekil 4.5: 4x4 dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe, $d=0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri	70
Şekil 4.6: 4x4 dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe, $d=1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri	71
Şekil 5.1: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri.....	79
Şekil 5.2: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri	80
Şekil 5.3: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri.....	82
Şekil 5.4: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri.....	83
Şekil 5.5: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri.....	85
Şekil 5.6: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri	86
Şekil 5.7: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri.....	88
Şekil 5.8: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri	89
Şekil E1.1: Antenler arasındaki dielektrik alttaşı malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM21 modu ışınma örüntüsü	95
Şekil E1.2: Antenler arasındaki dielektrik alttaşı malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM11 modu ışınma örüntüsü	95

Şekil E1.3: Antenler arasındaki dielektrik alttaş malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM21 ve TM11 modları aktifken ışınma örüntüsü.....	96
Şekil E1.4: Antenler arasındaki dielektrik alttaş malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde S parametreleri değerleri	96
Şekil E1.5: Antenler arasındaki dielektrik alttaş malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde VSWR parametreleri değerleri.....	97
Şekil E1.6: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM21 modu ışınma örüntüsü	97
Şekil E1.7: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM11 modu ışınma örüntüsü	98
Şekil E1.8: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM21 ve TM11 modları aktifken ışınma örüntüsü.....	98
Şekil E1.9: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde S parametreleri değerleri	99
Şekil E1.10: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde VSWR parametreleri değerleri	99
Şekil E1.11: 5GHz çalışma frekansı için TM21 modu ışınma örüntüsü.....	100
Şekil E1.12: 5GHz çalışma frekansı için TM11 modu ışınma örüntüsü.....	100
Şekil E1.13: 5GHz çalışma frekansı için TM11 ve TM21 modları aktifken ışınma örüntüsü	101
Şekil E1.14: 5GHz çalışma frekansı için S parameter değerleri.....	101
Şekil E1.15: 5GHz çalışma frekansı için VSWR değerleri	102
Şekil E1.16: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında TM21 modu ışınma örüntüsü	102
Şekil E1.17: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında TM11 modu ışınma örüntüsü	103
Şekil E1.18: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında TM11 ve TM21 modu ışınma örüntüsü	103
Şekil E1.19: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında elde edilen S parametre grafikleri	104
Şekil E1.20: Teorik değerler kullanıldığında elde edilen VSWR değerleri.....	104
Şekil E2.1: 0., 1., 2. ve 3. dereceden Bessel fonksiyonlarının grafikleri.....	105

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

3GPP	: 3rd Generation Partnership Project – (Üçüncü Nesil Mobil İletişim Ortaklık Projesi)
AOA	: Angle of Arrival - (Geliş Açısı)
AOD	: Angle of Departure - (Çıkış Açısı)
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)
UKM	: Uzay Kanal Modeli
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)
WMAN	: Wireless Metropolitan Area Network – (Kablosuz Kentsel Alan Ağı)

1. GİRİŞ

Yeni nesil kablosuz haberleşme teknolojilerinde ihtiyaç duyulan yüksek veri hızı ve erişim kalitesine Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) sistemler kullanılarak erişilebilmektedir. Özellikle fazla sayıda saçıcı elemanın bulunduğu haberleşme ortamlarında, verici ve alıcı anten yapılarında MIMO sistemler kullanılarak yüksek veri hızları elde edilebilmektedir. Buna rağmen MIMO sistemlerin performansları anten elemanları veya diğer bir deyişle çeşitlilik kanalları arasındaki uzaysal ilinti değerlerinin artması ile düşmektedir. MIMO sistemlerinde çeşitlilik kanalları arasındaki ilinti değerleri, ışınma örüntüsü, anten elemanları arasındaki uzaklık gibi fiziksel anten yapısı özellikleri ile saçıcıların konumları ve açısal yayılma gibi kanal karakteristiklerine bağlıdır.

MIMO sistemlerde kullanılacak anten yapılarında uzaysal ilinti değerini azaltarak sistem kapasitesini ve kalitesini çeşitlilik kazancı ile artırmak temel tasarım kriteridir. MIMO sistemlerde eşit aralıklı anten elemanları kullanıldığında, kanal kapasitesi anten dizi elemanları arasındaki boşluğa, kullanılan anten sayısına ve dizi geometrisine bağlıdır. Hedeflenen sistem performansının elde edilebilmesi ve ilinti seviyesinin düşük tutulması için anten elemanları arasındaki boşluğun ihmal edilemeyecek derecede büyük olması gerekmektedir. Bu da kullanılacak antenin dizi boyutunu artırmaktadır. Ancak belirlenen anten yapısı, sivil ve askeri uygulamalar için kullanılan kablosuz haberleşme sistemlerinde, hareketli platformlarda çalışan dizüstü bilgisayarlar ve el terminalleri gibi uygulamalarda kullanılması açısından fiziksel kısıtlar nedeniyle verimli olamayabilir. Bu nedenle kablosuz haberleşme sistemlerinde, MIMO uygulamaları için uzaysal çeşitlemeye alternatif olarak aynı alan içinde aynı sayıda çeşitlilik kanalı destekleyerek dizi boyutunu küçültmek amacıyla çoklu-mod çeşitleme ve polarizasyon/örüntü çeşitleme teknikleri üzerinde literatürde çeşitli çalışmalar yapılmıştır [1-6].

MIMO anten sistemlerinde kanal kapasitesi, verici ve alıcı antenlerde kullanılan dizi elemanları arasındaki ilinti seviyesine bağlıdır. Anten elemanları arasındaki ilinti miktarını düşürmek için kullanılan anten elemanları arasındaki mesafe artırılarak MIMO sistemlerinin kanal kapasitesi artırılabilir. Benzer şekilde çoklu mod anten yapılarında kanal kapasitesi, farklı modlar arasındaki ilinti miktarına bağlıdır. İstenen kanal kapasitesine ulaşılabilmesi için modlar arasındaki

ilintinin azaltılması gerekmektedir [3]. Anten yapısında kullanılan mod dereceleri arasındaki fark arttıkça modlar arasındaki ilinti azalmaktadır. Mod derecelerinin antenin fiziksel özellikleri ile doğrudan ilişkisi olduğundan, mod derecesi artırıldıkça kullanılan anten yapısının boyutları büyümektedir. Tez çalışmasının temel amacı olan dizi boyutunun azaltılması ve kanal kapasitesi arasındaki verimlilik dengesinin sağlanması için tasarlanacak iki modlu katlı anten yapısında TM_{11} ve TM_{21} modları kullanılmıştır.

Çoklu-mod çeşitleme için temel olarak mikroşerit, bikonik, helikal, spiral, sinüs ve log-periodik anten yapıları kullanılabilir [2]. Kablosuz haberleşme sistemlerinde tel anten kullanımının zorluğu ve boyut büyüklüğü nedeniyle kolay-ucuz-esnek üretimleri, kolay sistem adaptasyonu ve toprak yüzey ile ekranlamadan doğan elektromanyetik izolasyon gibi avantajları ile özellikle esnek fiziksel özellikleri nedeniyle tez çalışması kapsamında mikroşerit anten yapıları tercih edilmiştir. Ayrıca dairesel mikroşerit anten yapıları dörtgen mikroşerit yapılara benzer özellik ve performans değerlerine sahipken, daha az alan kapladığı için tez çalışması kapsamında dairesel mikroşerit anten yapıları incelenmiştir.

Tez çalışmasının birinci bölümünde konu hakkında daha önce yapılan çalışmalar ve MIMO anten yapılarının genel özellikleri anlatılmıştır.

İkinci bölümde dairesel mikroşerit anten yapılarının ışınım özellikleri incelenmiş ve örüntü çeşitleme elde edebilmek amacıyla iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan katlı dairesel mikroşerit anten yapısında, TM_{11} ve TM_{21} modlarının kullanıldığı farklı katmanlar, farklı portlarla, aynı frekans bantında farklı ışınım modları ile yayılım yapacak şekilde beslenmiştir. Böylelikle iki modlu katlı anten yapısında, yayılım yapacak anten elamanlarına ait modlar için, birbirinden farklı ışınım örüntüleri elde edilmiştir. Bunun sonucunda çoklu mod anten yapıları ile, aralarında boşluk bulunan anten dizileri kullanılarak elde edilebilecek uzaysal çeşitlemeye ek olarak örüntü çeşitleme kazancına ulaşılabileceği gösterilmiştir.

Anten tasarımında HFSS v11® benzetim programı kullanılmıştır. HFSS v11® programı, yüksek performanslı, tam dalga modelinin uygulandığı

elektromanyetik alan benzetim programıdır. Anten, konnektör, dalga kılavuzu, filitre vb. gibi birçok yapının modellenmesinde HFSS v11® benzetim programı kullanılabilir. HFSS v11® programında elektromanyetik alanların modellenmesinde FEM metodu kullanılmaktadır. Bu program ile pratik uygulamalarda elde edilen sonuçlara çok yakın sonuçlar elde edilebilmektedir.

Üçüncü bölümde, MIMO sistemlerine uygulanabilecek kanal modelleri anlatılmış ve tasarlanan anten yapısının kullanılacağı kanal modeli belirlenmiştir.

Dördüncü bölümde, belirlenen kanal modeline göre, mod ve uzaysal çeşitlemenin kullanıldığı önerilen anten yapısı ile, düzgün doğrusal dizi elemanlarından oluşan ve yalnızca uzaysal çeşitlemeyi kullanan anten yapıları için elemanlar arasındaki ilinti seviyeleri, farklı açısal saçılma ve farklı uzaklık değerleri için hesaplanarak karşılaştırılmıştır.

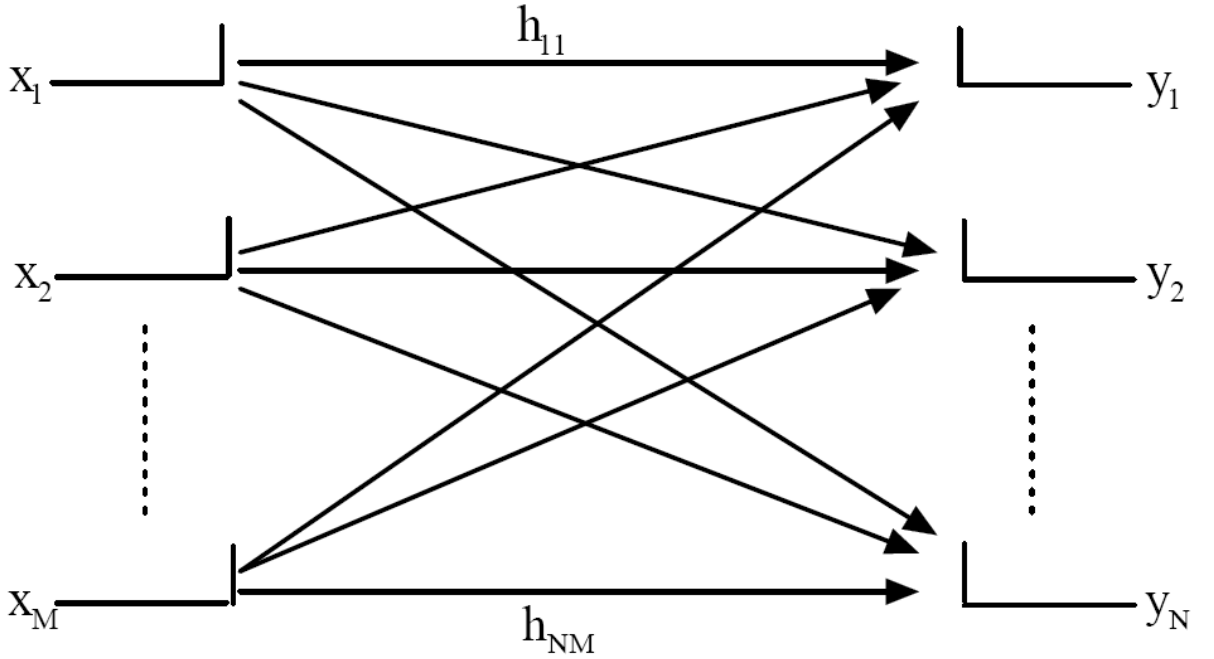
Beşinci bölümde, dördüncü bölümde elde edilen ilinti değerleri için önerilen anten yapısı ile, düzgün doğrusal dizi elemanlarından oluşan anten yapılarında ergodik kapasite değerleri bulunarak karşılaştırılmıştır.

Sonuç bölümünde ise önerilen anten yapısının tasarlanma amacı, düzgün doğrusal dizi elemanlarından oluşan anten yapılarına göre avantajları ile dezavantajları ve bu konu hakkında ileride yapılabilecek çalışmalar açıklanmıştır.

1.1. MIMO Haberleşme Sistemlerinin Genel Yapısı

MIMO (multiple-input multiple-output) haberleşme sistemleri temel olarak gönderici ve alıcılarda çoklu-anten dizinlerinin kullanılmasıyla haberleşme linkinin ek gönderim gücüne veya ek gönderim bant genişliğine ihtiyaç duymadan kapasite ve erişim kalitesini arttırmayı amaçlayan sistemlerdir. MIMO sistemlerle erişilebilecek yüksek kapasite ve kalite kazançları üzerinde ilk çalışmalar Winters [7], Foschini [8], Gans [9] ve Telatar'ın [10] çalışmaları olarak sayılabilir. Bu kazançlar MIMO sistemlerinde genellikle kanal bilgisinin almaçta ve belirli durumlarda da göndericide bilinmesini gerektirir. MIMO sistemler ile elde edilen bu kazançların karşılığında ise ilave anten kullanmanın getirdiği uzaysal alan artışı ve çok-boyutlu sinyal işleme gerekliliğinden dolayı oluşan ekstra sayısal karmaşıklığın karşılanması gereklidir.

Tez çalışması kapsamında temel olarak darbant MIMO kanal modelleri üzerinde çalışma yapılmıştır. Dabant noktadan-noktaya MIMO haberleşme linkinin sistem yapısı Şekil 1.1'de gösterilmiştir.



Şekil 1.1: Dabant MIMO haberleşme linki yapısı

MIMO sistem yapısı Eş 1.1'deki gibi kesikli matris-vektör gösterimi ile

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

veya kısaca Eş 1.2'deki gibi belirtilebilir.

$$y = Hx + n \quad (1.2)$$

Eş 1.2'de x , M -boyutlu gönderilen semboller vektörü, H , $N \times M$ boyutlu kanal matrisi, y , N -boyutlu alınan sinyal vektörü ve n , N -boyutlu kovaryans matrisi $E\{nn^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{1}_N$ olan bağımsız sıfır-ortalamalı karmaşık Gaussian gürültü vektörüdür [11]. Bu ifadede E beklenen değeri göstermektedir. Kanal matrisi H 'ın elemanları h_{ij} darbant kanal modeli altında i . gönderici anten ile j . alıcı anten arasındaki düz-sönümlenme istatistiksel kanal kazancı katsayısıdır. Bu sistem yapısı içinde tüm antenler üzerinden güç limiti P , M boyutlu semboller vektöründeki elemanların ortalama değerlerinin toplanması ile elde edilmektedir. Bu işlem Eş 1.3 ile gösterilmektedir [11].

$$\sum_{i=1}^M E\{|x_i|^2\} = P \quad (1.3)$$

Eş 1.3' te Birim-varyans kanal katsayıları altında her anten için alınan ortalama sinyal-gürültü oranı ise Eş 1.4 ile gösterilmektedir.

$$\rho = SNR_j^{(av)} = \frac{P}{\sigma_n^2} \quad (1.4)$$

Kanal katsayıları matrisinin gönderici ve alıcılarda varolması üzerine değişik varsayımlar yapılabilmektedir ve her bir durum farklı bir kapasite ve kalite performansı sunmaktadır. Kanal matrisi H 'ın alıcıda bilinmesi genellikle maksimum-yakınlık (ML), doğrusal ve doğrusal olmayan almaçlarla belirlemek için gereklidir ve bu duruma CSIR (Alıcıda Kanal Matrisinin Bilinmesi) adı verilir. Öte yandan eğer alıcıdan göndericiye bir geri besleme linki varsa, göndericide de kanal matrisinin bilinmesi mümkündür ve bu duruma CSIT (Vericide Kanal Matrisinin Bilinmesi) denir. CSIT özellikle zamanla-değişken MIMO kanallarında uzay-zaman

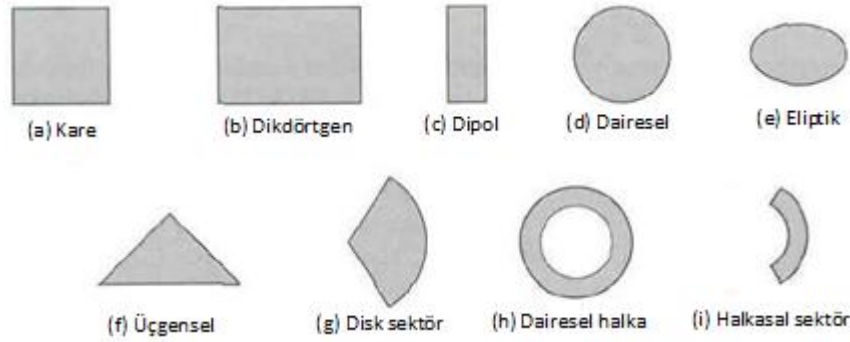
matris kanalın özmodları üzerine adaptif güç dağıtımı yapmak, yani su doldurma yöntemi açısından gereklidir [11].

MIMO sistemlerinde anten yapısının değişik sistem yapıları içinde sinyal işleme, modülasyon ve kodlama ile kullanılması sonucunda elde edilebilecek kazançlar ve temel yapılar üç sınıfta toplanmaktadır. Bunlar uzaysal çeşitleme ile elde edilecek çoğullama ve spektral verimlilik kazancı, MIMO ışın oluşturma ile elde edilecek çeşitlilik ve kalite kazancı, uzay-zaman modülasyon ve kodlama ile elde edilecek çeşitlilik ve kodlama kazancından dolayı kalite kazancıdır.

Tez çalışması kapsamında MIMO ışın oluşturma ile modülasyon ve sinyal işleme teknikleri incelenmemiştir. Belirlenen kanal modelinde tasarlanan anten yapısı için mod ve uzaysal çeşitleme teknikleri kullanılarak elde edilebilecek ilinti ve kapasite değerleri bulunmuştur.

2. MİKROŞERİT ANTEN YAPILARI

Mikroşerit antenler, kablosuz haberleşme sistemleri, uydu haberleşme sistemleri, radar ve güdümlü füze uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır. Özellikle boyut ve ağırlık gibi fiziksel kısıtların olduğu platformlarda tercih edilmektedir. Mikroşerit anten yapılarında, iletim yapan metal malzeme, yalıtım görevi yapan dielektrik malzemeye birleştirilmektedir. Dielektrik malzemenin alt tarafına da toprak görevi yapan diğer metal malzeme birleştirilmektedir. Mikroşerit antenlerde ışınım görevi yapan metal malzeme genellikle dikdörtgen veya daire şeklinde olmaktadır. Bu tür yapılarda, elektriksel ışınım örüntüsü ışınım yapan yamanın şekline göre değiştiği için, dikdörtgensel mikroşerit anten veya dairesel mikroşerit anten gibi isimlerle sınıflandırılabilir. Şekil 2.1'de farklı mikroşerit anten yama şekilleri gösterilmiştir [13].



Şekil 2.1: Bazı Mikroşerit Anten Şekilleri

Mikroşerit antenlerde farklı özelliklere sahip alttaş malzemeler kullanılabilir. Alt taş malzemelerin dielektrik sabitinin genellikle $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ve toprak yüzeyden yüksekliğinin (h), $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ aralığında seçilmesi uygun olmaktadır. Eşitlikte λ_0 değeri serbest uzay dalga boyunu göstermektedir. Alt taş malzemenin dielektrik sabiti düşük, toprak yüzeyden yükseklik (h) değeri fazla seçildiğinde ve yüzey dalgaları ihmal edildiğinde antenin verimliliği ve bant genişliği yüksek olmaktadır. Eğer yüzey dalgaları ihmal edilirse, yükseklik artırılarak verimlilik %90, bant genişliği %35 oranlarında artırılabilir [14]. Ancak yüzey dalgalarının etkisi göz önünde bulundurulursa, alt taş malzemenin yüksekliği artırıldıkça yüzey dalgalarının etkisinden dolayı anten verimliliği düşecektir ve anten ışınım örüntüsü bozulacaktır. Ayrıca istenmeyen yüksek dereceli mod ışınmaları ve besleme hattından istenmeyen ışınmalar oluşacaktır.

Bununla birlikte, Eş 2.1'e göre alt taş malzemenin dielektrik sabiti azaldıkça çalışma frekansında dalga boyu büyüyecek dolayısıyla gerekli olan eleman boyutları artacaktır [15]. Bu durumda fiziksel boyut değerleri artacağı için antenin fiziksel küçüklük özelliği azalacaktır. Eğer h değeri düşük, dielektrik sabiti büyük olan alt taş malzemeler seçilirse, antenin fiziksel boyutları küçüleceği için fiziksel küçüklük özelliği artacak, istenmeyen ışıma ve bağlaşım değerleri azalacaktır [13]. Ancak kayıp arttığı için verimlilik azaldığı gibi bununla birlikte bant genişliği de azalacaktır.

$$\lambda_{\text{çalışma}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

Mikroşerit anten yapısının kullanılacağı uygulamaya göre belirtilen bu avantajlar ve dezavantajlar arasındaki verimlilik dengesi çok dikkatli belirlenmelidir.

2.1. Mikroşerit Antenlerin Avantajları ve Dezavantajları

Mikroşerit antenlerin kullanım alanlarına göre avantajları ve dezavantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

2.1.1. Mikroşerit Antenlerin Avantajları

Mikroşerit antenlerin avantajları aşağıda açıklanmıştır.

2.1.1.1. Kullanılacak Sisteme Uygunluk

Mikroşerit anten yapıları, düşük ağırlık, küçük hacim ve esnek yapı özellikleri nedeniyle kullanılacağı sistemde çok fazla yer kaplamadan monte edilebilmektedir. Bu yüzden mobil haberleşme uygulamalarında rahatlıkla kullanılabilir [16, 17].

2.1.1.2. Kolay, Ucuz ve Esnek Üretim

Mikroşerit anten yapıları, modern baskı devre teknolojileri sayesinde diğer anten türlerine göre çok daha kolay ve ucuz olarak üretilebilmektedir. Bu yüzden, mikroşerit antenler rahatlıkla test amaçlı kullanılabilir. Eğer imalatta gerekli hassasiyet gösterilirse, üretilen bütün mikroşerit antenler aynı özelliğe sahip olmaktadır. Böylelikle bir anten için yapılan doğrulama prosedürleri diğer antenler içinde geçerli olacaktır [17, 18].

2.1.1.3. Mikroşeritli Devre Tasarımı

Mikroşerit anten yapıları için gerekli olan tüm devreler aynı alt taş malzeme üzerinde bulunan mikroşerit devreler kullanılarak yapılabilmektedir. Bununla birlikte anten yapısına çeşitli aktif ve pasif devreler eklenebilmektedir [16, 17].

2.1.1.4. Toprak Yüzey ile Ekranlama

Çoğu antende ışımaya örüntüleri, antenler birbirine yakın alanda bulunduğu zaman bozulmaktadır. Mikroşerit antenler, toprak yüzey ile ekranlandığı için mikroşerit antenin arkasında bulunan diğer antenin veya herhangi bir malzemenin, mikroşerit antenin ışımaya örüntüsüne etkisi ihmal edilebilecek seviyededir [17].

2.1.2. Mikroşerit Antenlerin Dezavantajları

Mikroşerit antenlerin dezavantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

2.1.2.1. Dar Frekans Bant Genişliği

Frekans bant genişliğini artırmak için alt taş malzemenin kalınlığını artırıp dielektrik katsayısı değerini düşürmek gibi bazı teknikler kullanılmaktadır. Ancak bu teknikler kullanıldığında istenmeyen ışımalar ve geri dönüş kayıpları oluşmaktadır [13, 17].

2.1.2.2. Düşük Çıkış Gücü

Mikroşerit antenlerin çıkış güçleri düşük olmaktadır. Mikroşerit anten alt taşının fiziksel şartları, yüksek güç uygulamalarını kısıtlamaktadır. Bununla birlikte mikroşerit antenlerin verimlilik değerleri, diğer antenlere göre daha düşüktür [17, 18].

2.1.2.3. Elektromanyetik Karmaşık Yapı

Mikroşerit anten yapıları, içerisinde, dielektrik alt taş, toprak yüzey ve hava gerektiren çeşitli sınır koşullarının uygulanmasını içermektedir. Homojen olmayan bu yapı nedeniyle, mikroşerit antenlerden yayılan elektromanyetik dalganın propagasyon formülünü çıkarmak için karmaşık ve uzun zaman alan işlemler gerekmektedir. Mikroşerit anten yapılarında elektromanyetik dalga formülünün çıkarılması amacıyla HFSS v11®, CST® gibi çeşitli anten yazılım programları kullanılmaktadır [17].

2.1.2.4. Yüksek Uyumluluk Gereksinimi

Mikroşerit anten yapılarını beslemek için mikroşerit hat kullanılırsa, mikroşerit hattın genişliği, hattın karakteristik empedansını, mikroşerit hattın uzunluğu da dalğanın fazını belirlemektedir. Bu nedenle beslemede kullanılacak mikroşerit hat tasarımı çok dikkatli yapılmalıdır. Özellikle milimetrik dalgalarda bu boyutlar büyük önem kazanmaktadır [16, 18].

Bu bölümde anlatıldığı gibi mikroşerit antenler ucuz, kolay ve güvenilir olarak üretildiği için geniş kullanım alanına sahiptir. Mikroşerit antenlerin elektromanyetik karmaşıklık ve ayarlama zorluğu olarak bazı dezavantajları olmasına rağmen bu zorluklar yüksek performansa sahip, HFSS v11® ve CST® gibi bazı anten tasarım programları kullanılarak çözülebilmektedir. Ayrıca bant genişliği artırımı ve eşeksensiz hattan mikroşerit hatta geçiş, bazı özel tasarım teknikleri ile gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca mikroşerit antenlerin 3dB huzme genişlikleri genellikle 60°-90° aralığındadır [16, 19]. Bu değer bazı haberleşme uygulamaları için idealken, radar uygulamaları için çok geniştir. 3dB huzme genişliğini daraltmak için mikroşerit anten dizileri oluşturulmaktadır. Ancak mikroşerit anten dizileri oluşturulurken besleme devrelerinin tasarımı, antenin verimliliğini doğrudan etkileyeceği için çok dikkatli yapılmalıdır.

2.2. Mikroşerit Antenlerin Analiz Metodları

Mikroşerit antenleri farklı metodlarda analiz etmek mümkündür. Temel analiz yöntemleri, iletim hattı modeli, boşluk modeli ve tam dalga modeli olarak üç gruba ayrılabilir.

2.2.1. İletim hattı modeli

Mikroşerit antenlerin analizinde iletim hattı modeli, yamanın şekline göre analiz tekniği olarak kullanılabilir. Dikdörtgensel ve kare şeklindeki yamalarda anten yapısı, iletim hattının kesiti olarak modellenebilir. Benzer şekilde dairesel ve halka şeklindeki yamalar ise radyal iletim hattının kesiti olarak modellenebilir. İletim hattı modeli aşağıda belirtildiği gibi dört farklı analize ayrılmaktadır [23].

- i. Basit iletim hattı modeli

- ii. Karşılıklı bağlaşımı içeren iletim hattı modeli
- iii. Genelleştirilmiş iletim hattı modeli
- iv. Kayıplı iletim hattı modeli

Ancak iletim hattı modeli en basit analiz yöntemidir. Bu modelde doğruluk değeri düşük olmaktadır ve bağlaşım modeli çıkarmak oldukça zordur [13]. Bu nedenle tez çalışması kapsamında bu model kullanılmayacaktır.

2.2.2. Boşluk modeli

İletim hattı modeli ile karşılaştırıldığında doğruluk değerleri daha yüksektir ancak daha karmaşıktır. Bağlaşım modellemesi de benzer şekilde daha zordur ancak iletim hattı modellemesine göre bulunan bağlaşım değerleri daha güvenilirdir. Boşluk modelinde yama yapısının iç bölgesinde, yarığın üst ve alt tarafının elektrik duvarla, çevresinin ise manyetik duvarla kapalı olduğu varsayılarak analiz yapılmaktadır. Bu model, alt taş malzemenin yüksekliğinin düşük olduğu yapılarda yüksek doğruluk değerlerine sahip sonuçlar vermektedir. Mikroşerit anten yapısının x-y düzlemine yerleştirildiği düşünülürse, boşluk model varsayımlarına göre [20],

- i. Alt taş malzeme çok ince olduğu durumlar için elektrik ve manyetik alan z doğrultusunda değişmemektedir.
- ii. Elektrik alan bileşenleri yalnızca z yönündedir. Manyetik alan bileşenleri ise elektrik alan bileşenine dik doğrultuda ve yama yapısı ile toprak yüzeyin kenarı yönünde oluşmaktadır.
- iii. Elektrik akımın yama yapısına dik bileşeni bulunmamaktadır.

Boşluk model için bazı kısıtlamalar bulunmaktadır. Bunlar aşağıda listelenmiştir

- i. Boşluk modelde x-y yönünde yerleştirilmiş anten yapısı için z yönünde elektrik alan değişiminin olmadığı varsayıldığı için sadece ince alt taş malzemeye sahip mikroşerit anten yapılarına uygulandığında yüksek doğruluklu sonuçlar verebilir [20].

- ii. Boşluk modeli dizi uygulamaları için uygun değildir [23].
- iii. Boşluk modeli yön bağımsız olmayan alt taş malzemeler için test edilmemiştir[21].

Ancak mikroşerit anten yapılarında boşluk modeli analiz doğrulukları için yeterlidir ve mikroşerit anten uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır [13]. Tez çalışması kapsamında yapılan anten tasarımlarında merkez frekansları, anten boyutları, giriş empedans değerleri gibi parametreler hesaplanırken, boşluk modeli ile elde edilen formüller kullanılmıştır. İlerleyen bölümlerde dairesel mikroşerit anten yapıları için elektrik alan, manyetik alan, giriş empedansı, kalite faktörü gibi anten parametrelerinin boşluk modeli kullanılarak elde edilen çıkarımları detaylı olarak anlatılmıştır.

2.2.3. Tam dalga modeli

Tam dalga modelinin doğruluk değeri oldukça yüksektir. Farklı fiziksel şekillere sahip antenlerin çözümlerine uygulanabilirler. Ayrıca tam dalga modeli kullanılarak bağlaşım hesaplamalarında da güvenilir sonuçlar elde edilebilmektedir. Ancak karmaşıklık seviyesi, tam dalga modelinde iletim hattı ve boşluk modellerine göre oldukça yüksektir. Tam dalga modelinin bazı özellikleri aşağıda listelenmiştir [14],

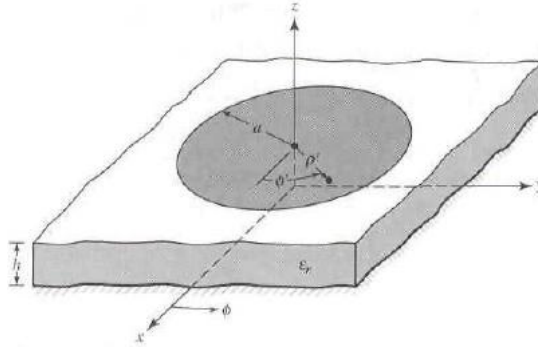
- i. Tam dalga modeli ile empedans ve ışımaya karakteristikleri çıkarılırken yüksek doğrulukla sonuçlara ulaşılabilir.
- ii. Tam dalga modelinde sonuçlar bulunurken dielektrik kayıpları, iletken kayıpları, gökyüzü ve yeryüzü ışımaları ile dışsal bağlaşımın etkileri analiz sonuçlarına dahil edilmektedir.
- iii. Tam dalga modeli, çeşitli şekillerdeki anten yapılarına ve besleme metodlarına uygulanabilmektedir.
- iv. Tam dalga modeli çok yoğun işlem yükü gerektirdiği için çok dikkatli programlama gerektirmektedir.

Tez çalışmasında analiz edilecek anten yapılarının ışımaya 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. Dairesel Mikroşerit Anten Yapıları

Dikdörtgenel mikroşerit antenlerden sonra en çok kullanılan mikroşerit anten çeşidi dairesele mikroşerit antenlerdir. Dairesel mikroşerit anten yapısı Şekil 2.2'de gösterilmiştir [13].



Şekil 2.2: Dairesel mikroşerit anten yapısı

Dairesel mikroşerit antenlerin elektromanyetik özellikleri bir sonraki bölümde detaylı olarak anlatılacaktır. Tez çalışmasında dairesele mikroşerit anten yapılarında mod çeşitleme kullanılacağı için farklı modlarda oluşacak elektrik alan ifadeleri de sonraki bölümde ayrıntılı olarak gösterilecektir.

2.3.1. Dairesel Mikroşerit Anten Yapılarının Elektromanyetik Özellikleri

Mikroşerit antenler, dalga kılavuzlarının enerji ışıması sağlayan bir sınıfı olarak düşünülebilir. Dalga kılavuzları genellikle dalgaboyunun, dalga kılavuzu kesit alanı boyutlarına yaklaştığı çok yüksek frekans değerlerinde kullanışlıdır. Dalga kılavuzlarında bir tane iletken kullanıldığı için iletilen elektrik enerjisinin özellikleri, iletim hattında iletilen elektrik enerjisinin özelliklerinden büyük farklılık göstermektedir [21].

Elektromanyetik dalgalar yayılırken elektrik alan ile manyetik alan bileşenleri birbirine dik olarak aynı yöne doğru yayılmaktadır. İletim hatlarında TEM (Dik Elektrik ve Manyetik Alan) özellikleri gösteren dalga şekli yayılmaktadır. Bu mod temel mod olarak isimlendirilmektedir. TEM modunda, elektrik ve manyetik dalga aynı yönde, birbirine ve yayılma yönüne dik olarak yayılmaktadır. TEM modun yayılabilmesi için iki iletkenli iletim hattının olması gerekmektedir. İletim hattının

kesit alanı boyutları, sinyalin dalga boyu ile kıyaslandığında küçük olmalıdır. Ancak dalga kılavuzlarında tek iletken kullanılmaktadır. Bu yapıda elektrik ve manyetik alan birbirine dik olurken ikisi birden yayılma yönüne dik olmamaktadır. Dalga kılavuzlarında TE(Dik Elektrik) veya TM (Dik Manyetik) mod yayılmaktadır. TE modunda elektrik alanın dalganın yayılma yönünde bileşeni bulunmamaktadır. Manyetik alanın ise yayılma yönünde bileşeni bulunmaktadır. TM modunda ise manyetik alan yayılma yönünde bileşene sahip değilken, elektrik alanın yayılma yönünde bileşeni vardır [21]. İlerleyen bölümlerde Dairesel mikroşerit anten yapılarının yayılma modu olan TM modu için elde edilen dalga denklemleri detaylı olarak anlatılacaktır.

Yarıçapı a , kalınlığı h olan dairesel mikroşerit anten yapısı için m . dereceden TM modunun, r radyal uzaklığına göre, uzak alan yayılma örüntüsünü bulmak için dalga denkleminin çözümü bir sonraki bölümde anlatılmıştır.

2.3.1.1. Dairesel Mikroşerit Anten Yapılarında Alan ve Akım İfadeleri

Besleme akımı olmadan dalga denklemi elektrik alana bağlı olarak Eş 2.2'deki gibi yazılabilir [21].

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{E} = 0 \text{ ve } k = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \quad (2.2)$$

Eş 2.2'nin, boşluk içindeki elektrik alan dalga denklemini ve sınır koşullarını sağlaması gerekmektedir. Silindirik koordinatlardaki elektrik alan için dalga denkleminin çözümü Eş 2.3'deki gibi olmaktadır [23].

$$E_z = E_0 J_n(k\rho) \cos n\varphi \quad (2.3)$$

$J_n(k\rho)$ ifadesi n . dereceden Bessel fonksiyonunu göstermektedir. Kullanılan derecelerdeki Bessel fonksiyonlarının grafikleri Ek-2'de verilmiştir.

Manyetik alanın radyal bileşeni Eş 2.4a ile gösterilirken [23].

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = -\frac{jn}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin n\varphi \quad (2.4a)$$

Manyetik alanın φ yönündeki bileşeni Eş 2.4b ile ifade edilmektedir [23].

$$H_{\varphi} = -\frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J_n'(k\rho) \cos n\varphi \quad (2.4b)$$

Boşluk içinde diğer alan bileşenleri bulunmamaktadır [13].

$$E_{\rho} = E_{\varphi} = H_z = 0 \quad (2.5)$$

Boşluk modeline göre yama antenin kenarlarında manyetik alan bileşenleri sıfır olmaktadır.

$$H_{\varphi}(\rho = a) = 0 \quad (2.6)$$

Manyetik sınır koşulları, mikroşerit dairesel antenin sınır koşullarındaki elektrik yüzey akımları ile de ifade edilebilmektedir. Boşluk içindeki manyetik alan, dairesel diskin iç yüzeyinde Eş 2.7'de gösterilen elektrikselsel akımın indüklenmesine neden olmaktadır [19].

$$\vec{J} = -\hat{z} \times \vec{H} = \hat{\rho}H_{\varphi} - \hat{\varphi}H_{\rho} \quad (2.7)$$

Yarıçapı a olan diskin kenarlarında yüzey akım bileşeni aşağıda gösterildiği gibi yok olacaktır [19].

$$J_{\rho}(\rho = a) = H_{\varphi}(\rho = a) = 0 \quad (2.8a)$$

Bunun sonucu olarak,

$$J_n'(ka) = 0 \quad (2.8b)$$

olur.

Rezonans olması istenen her mod için disk yarıçapı olan a değeri, Bessel fonksiyonunun türevi sıfır olacak şekilde ayarlanmalıdır. $J_n(ka)$ fonksiyonunun m. sıfırını gösteren X_{mn} ifadesi, $k_{nm}a = X_{mn}$ eşitliği kullanılarak, baskın mod için yarıçap a ayarlanmaktadır. Daha sonra baskın mod için bulunan yarıçap ifadesi referans alınarak istenen frekansta ve istenen modda ışınım gerçekleştirilebilmektedir. X_{mn} ifadesinin farklı modlara göre aldığı değerler Tablo 2.1'de gösterilmiştir [22].

Tablo 2.1: X_{mn} ifadesinin modlara göre değerleri

	TM ₁₁	TM ₂₁	TM ₃₁	TM ₄₁	TM ₅₁	TM ₆₁	TM ₀₁
X_{mn}	1.8412	3.0542	4.2012	5.317	6.415	7.501	3.8318

Yayılm yapan alanlar ise, $\rho=a$ 'da yama ile toprak yüzey arasında oluşan E_z alanı kullanılarak aşağıda gösterildiği gibi elde edilmektedir.

E_z alanı bilindiğinde manyetik akım Eş 2.9'da gösterildiği gibi ifade edilebilmektedir [23].

$$\vec{M} = \vec{E} \times \hat{\rho} = E_z \hat{\phi} = \hat{\phi} \sum_{n=0}^{\infty} E_n J_n(k\rho) \cos n\varphi \quad a \leq \rho \leq a + h \quad (2.9)$$

Buradan elektrik alan ifadesinin E_θ bileşeni Eş 2.10a'da gösterildiği gibi elde edilir.

$$E_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_0^{2\pi} \int_\rho M_\varphi(\rho, \omega') \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 \rho \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)] \rho d\rho d\varphi' \quad (2.10a)$$

E_φ bileşeni ise Eş 2.10b'de gösterildiği gibi elde edilir.

$$E_\varphi = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos \theta \int_0^{2\pi} \int_\rho M_\varphi(\rho, \omega') \sin(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 \rho \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)] \rho d\rho d\varphi' \quad (2.10b)$$

Rezonans frekansında yalnızca bir mod oluştuğu varsayılırsa elektrik alanın E_θ bileşeni Eş 2.11'deki gibi ifade elde edilir [23].

$$E_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} E_n \int_0^{2\pi} \int_a^{a+h} J_n(\chi_{nm} \rho/a) \cos n\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 \rho \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)] \rho d\rho d\varphi' \quad (2.11)$$

Alt taş malzeme yüksekliğindeki E_z 'nin değerleri tam olarak bilinmemesine rağmen $h/\lambda_0 \ll 1$ olarak alınırsa birinci derece yaklaşım için E_z 'nin değeri sabit olarak varsayılabilir. Bu durumda manyetik akımda radyal yönde sabit olacaktır. Yarıçap üzerinden integral alınırsa, elektrik alanın E_θ bileşeni Eş 2.12a'daki gibi elde edilir.

$$E_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} ah E_n J_n(\chi_{nm}) \int_0^{2\pi} \cos n\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 a \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)] d\varphi' \quad (2.12a)$$

Eş 2.12a'da kullanılan integral, Eş 2.12b'de gösterilen standart integral formülü kullanılarak bulunabilir [19].

$$\int_0^{2\pi} \cos n\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')] d\varphi' = -2\pi(j)^{n+1} \cos n\varphi J_n'(k_0 a \sin \theta) \quad (2.12b)$$

Sonuç olarak E_θ bileşeni Eş 2.12c'deki gibi bulunur[47].

$$E_\theta = -j^n \frac{Vak_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos n\varphi J_n'(k_0 a \sin \theta) \quad (2.12c)$$

Benzer şekilde aşağıdaki standart integral alma formülü kullanılarak [19],

$$\int_0^{2\pi} \cos n\varphi' \sin(\varphi - \varphi') \exp[jk_0 a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')] d\varphi' = -2\pi n(j)^{n+1} \sin n\varphi J_n(k_0 a \sin \theta) \quad (2.13a)$$

E_φ bileşeni Eş 2.13b'deki gibi elde edilmektedir[47].

$$E_\varphi = nj^n \frac{Vak_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sin n\varphi J_n(k_0 a \sin \theta) \cos \theta \quad (2.13b)$$

Bessel fonksiyonlar uygun şekilde düzenlenirse uzak alan elektrik alan ifadeleri Eş 2.14'de gösterilen eşitlikler kullanılarak bulunmaktadır [3].

Uzak alan elektrik alan ifadesinin vektörel gösterimi Eş 2.14a'da verilmiştir.

$$\vec{E}_m = \frac{-e^{jkr}}{r} (\vec{\theta} E_{m,\theta} + \vec{\varphi} E_{m,\varphi}) \quad (2.14a)$$

Eş 2.14b'de uzak alan elektrik alan ifadesinin θ bileşeni verilmiştir.

$$E_{m,\theta} = \frac{j^m V_m^0 k_f a}{2} (J_{m+1}(z) - J_{m-1}(z)) (\cos[m(\varphi - \varphi_0)]) \quad (2.14b)$$

Eş 2.14c'de uzak alan elektrik alan ifadesinin φ bileşeni verilmiştir.

$$E_{m,\varphi} = \frac{j^m V_m^0 k_f a}{2} (J_{m+1}(z) - J_{m-1}(z)) (\cos(\theta)) (\sin[m(\varphi - \varphi_0)]) \quad (2.14c)$$

Eş 2.14b ve Eş 2.14c'de kullanılan z değişkeni Eş 2.14d'de tanımlanmıştır.

$$z = k_f a(\sin(\theta)) \quad (2.14d)$$

Eş 2.14'de ifade edilen uzak alan elektrik alan ifadelerinde $\varphi=0$ ve $\varphi_0=0$ alınırsa E_φ bileşeni yok olacaktır ve sadece E_θ bileşeni kalacaktır. Tez çalışması kapsamında yapılacak analizlerde $\varphi=0$ ve $\varphi_0=0$ alınarak elektrik alanın E_θ bileşeni kullanılacaktır. Eş 2.15'de görüldüğü gibi, elektrik alan bileşenleri Θ (yanca düzlem)'ya bağlı olarak değişmektedir. Elektrik alanın E_θ bileşeninde, $\varphi=0$ ve $\varphi_0=0$ alındığında 1. Mod, ve 2. Mod için elde edilen uzak alan elektrik alan ifadeleri aşağıda gösterilmiştir.

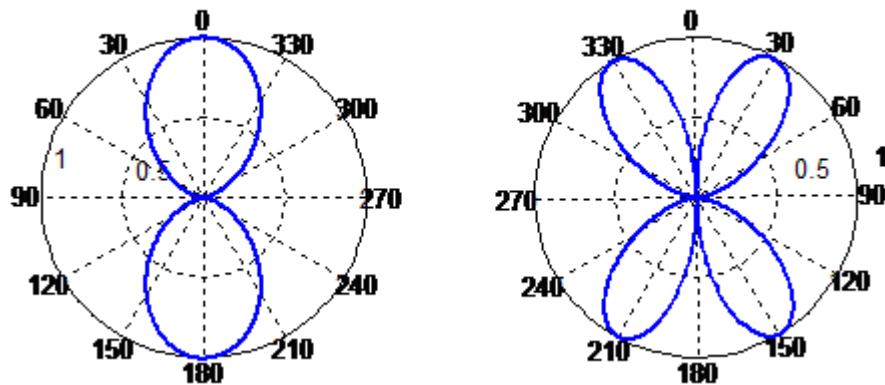
1. Mod için elde edilen uzak alan elektrik alan ifadesi Eş 2.15a'da gösterilmiştir.

$$E_{1\theta} = \frac{j^1 V_1^0 k_0 a (J_2(k_0 a \sin(\theta)) - J_0(k_0 a \sin(\theta)))}{2} \quad (2.15a)$$

2. Mod için elde edilen uzak alan elektrik alan ifadesi Eş 2.15b'de gösterilmiştir.

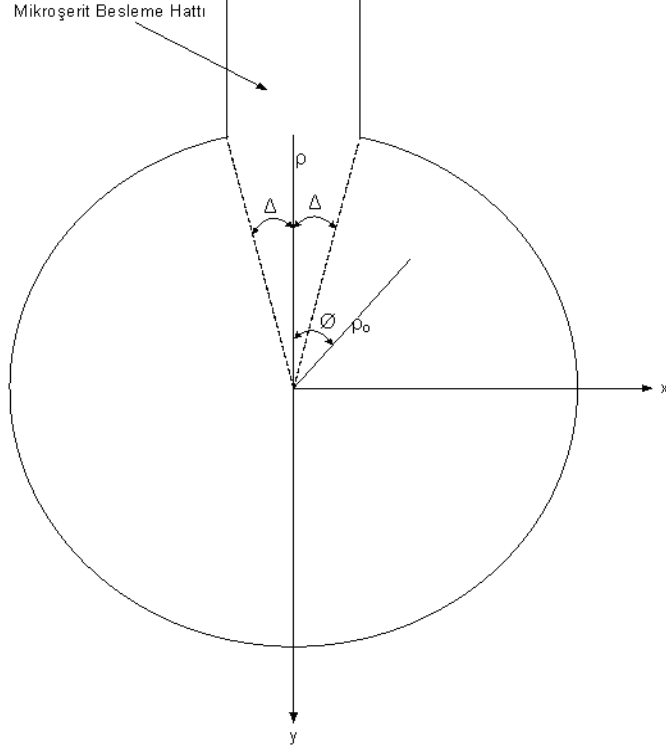
$$E_{2\theta} = \frac{j^2 V_2^0 k_0 a (J_3(k_0 a \sin(\theta)) - J_1(k_0 a \sin(\theta)))}{2} \quad (2.15b)$$

Mod 1 ve mod 2 için elde edilen uzak alan ışınma örüntüleri Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi mod derecesi arttıkça huzme sayısı artarken, huzme genişliği daralmaktadır.



Şekil 2.3: Mod 1 ve Mod 2 yayılımları için elde edilen uzak alan elektrik alan örüntüleri

Dairesel mikroşerit anten yapısının besleme hattı ile beslendiği konfigürasyon için elde edilen akım ifadelerini bulmak için dairesel mikroşerit antenin mikroşerit besleme hattı ile (ρ_0, φ_0) noktasından beslenme durumu Şekil 2.4’de gösterilmiştir.



Şekil 2.4: Dairesel mikroşerit antenin mikroşerit hat ile beslenmesi

Besleme akımı Eş 2.16a ile gösterilebilmektedir [23].

$$\vec{J} = \hat{z} J_z(\varphi_0) \frac{\delta(\rho - \rho_0)}{\rho_0} \quad (2.16a)$$

Buradan $J_z(\varphi_0)$ aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$J_z(\varphi_0) = \begin{cases} I & \pi - \Delta < \varphi_0 < \pi + \Delta \\ 0 & \text{Diğer Durumlarda} \end{cases} \quad (2.16b)$$

Dalga denklemi besleme kaynağı olduğu durumda Eş 2.17’deki gibi düzenlenebilmektedir.

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = j\omega\mu_0 \vec{J} - \frac{\nabla(\nabla \cdot \vec{J})}{j\omega\epsilon}, \quad \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (2.17)$$

Boşluk içinde elektrik alan ve akımın yalnızca z bileşenleri olduğu düşünülürken Eş 2.18a elde edilir.

$$\nabla \cdot \vec{J} = \frac{\partial J_z}{\partial z} = 0 \quad (2.18a)$$

Elektrik alanda sadece z yönünde bileşen olduğu gözönünde bulundurularak Eş 2.18a, Eş 2.17'de yerine konursa Eş 2.18b elde edilir.

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu_0 \vec{J} \cdot \hat{z} = j\omega\mu_0 J_z \quad (2.18b)$$

Denklem çözülürse ve E_z boşluk içindeki öz fonksiyonları türünden yazılırsa ve öz fonksiyonları gösteren Ψ_{nm} ifadesi sınır koşulları ile dalga denklemini sağlarsa, Eş 2.19a'da gösterilen eşitlikler elde edilmektedir [23].

$$E_z = \sum_n \sum_m A_{nm} \Psi_{nm}(\rho, \varphi) \quad (2.19a)$$

Ψ_{nm} ifadesi dalga denkleminde kullanılırsa Eş 2.19b elde edilir.

$$(\nabla^2 + k_{nm}^2) \Psi_{nm} = 0 \quad (2.19b)$$

Aşağıda gösterilen eşitlik kullanılarak Ψ_{nm} ifadesinin $\rho=a$ 'daki kökleri bulunabilir.

$$\left. \frac{\partial \Psi_{nm}}{\partial \rho} \right|_{\rho=a} = 0 \quad (2.19c)$$

Eş 2.19a, Eş 2.19b ve Eş 2.19c sonucunda A_{nm} ifadesi Eş 2.20'deki gibi yazılabilmektedir [23].

$$A_{nm} = \frac{\iint \Psi_{nm}^* (j\omega\mu_0 J_z) ds}{(k^2 - k_{nm}^2) \iint \Psi_{nm}^* \Psi_{nm} ds} \quad (2.20)$$

Boşluk modelinde mikroşerit antenin kenarlarında manyetik alanın teğet bileşeni çok küçük olarak modellenmektedir. Bu nedenle mikroşerit antenin kenarlarında manyetik alan sıfır alınabilir. Bu durumda dairesel mikroşerit anten alt ve üst sınırları elektriksel duvarla, kenar sınırları ise manyetik duvarla çevrelenmiş silindirik bir boşluk olarak modellenmektedir [20]. Boşluk etrafındaki manyetik duvarlar üzerinden integral alınır,

$n=0$ ve $m=1$ için Eş 2.21'de gösterilen eşitlikler elde edilirken,

$$A_{01} = j\omega\mu_0 I \frac{2\Delta}{\pi a^2 k^2} \quad n = 0, \quad m = 1 \quad (2.21a)$$

$n=0$ ve $m \geq 2$ için Eş 2.21b elde edilir.

$$A_{0m} = j\omega\mu_0 I \frac{2\Delta J_0(k_{0m}\rho_0)}{\pi a^2 J_0^2(k_{0m}a)(k^2 - k_{0m}^2)} \quad m \geq 2, \quad n = 0 \quad (2.21b)$$

$n \geq 1$ için ise elde edilen ifade Eş 2.21c'de gösterilmiştir.

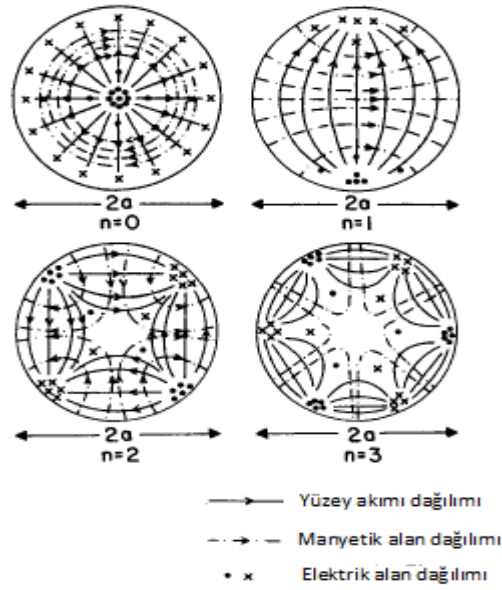
$$A_{nm} = j\omega\mu_0 I \frac{(-1)^n 4 \sin(n\Delta) J_n(k_{nm}\rho_0) k_{nm}^2}{n\pi(k^2 - k_{nm}^2)(k_{nm}^2 a^2 - n^2) J_n^2(k_{nm}a)} \quad n \geq 1 \quad (2.21c)$$

Eş 2.21a, Eş 2.21b ve Eş 2.21c'de çıkarılan eşitlikler, Eş 2.19a'da yerine konularak elektrik alanın E_z bileşeni Eş 2.22'deki gibi elde edilmektedir [23].

$$E_z = j\omega\mu_0 I \left\{ \frac{2\Delta}{\pi a^2 k^2} + \sum_{m=2}^{\infty} \frac{2\Delta J_0(k_{0m}\rho_0) J_0(k_{0m}\rho)}{\pi a^2 J_0^2(k_{0m}a)(k^2 - k_{0m}^2)} + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^n 4 \sin(n\Delta) J_n(k_{nm}\rho_0) J_n(k_{nm}\rho) k_{nm}^2 \cos n\varphi}{n\pi(k^2 - k_{nm}^2)(k_{nm}^2 a^2 - n^2) J_n^2(k_{nm}a)} \right\} \quad (2.22)$$

Eş 2.22'de bulunan E_z bileşeni sonraki bölümlerde gösterileceği gibi giriş empedans değeri bulunmasında kullanılacaktır.

Dairesel mikroşerit anten yapılarında 0., 1., 2., ve 3. Modlar için elde edilen yüzey akımı, elektrik alan ve manyetik alan dağılımları Şekil 2.5'de gösterilmiştir [23].



Şekil 2.5: Dairesel mikroşerit anten yapılarında farklı modlar için elde edilen alan dağılımları

2.3.2. Mikroşerit Antenleri Besleme Teknikleri

Mikroşerit antenler, mikroşerit hat, eşeksenli hat, bağlaşım, dielektrik dalga kılavuzu, yakınlık bağlaşım, açıklık bağlaşım, gibi yöntemlerle beslenebilmektedir. Besleme şeklinin temel anten parametreleri gibi antenin yayılım ve uyumlama karakteristiklerine doğrudan etkisi bulunmaktadır. Kullanılacak anten uygulamasının anten karakteristiğine göre en uygun besleme tekniği seçilmelidir. Tasarlanacak yapıda mikroşerit hat beslemesi kullanılacaktır.

2.3.2.1. Mikroşerit Hat Beslemesi

Mikroşerit hat beslemesi, mikroşerit anten ile aynı dielektrik malzeme üzerinde olacağı için kolay üretilmektedir. Besleme hattının yama ile temas noktasının yeri ve yama anten içindeki derinliği ayarlanarak rahatlıkla empedans uyumlandırma gerçekleştirilebilmektedir. Ancak yama anten ile besleme hattı, aynı dielektrik malzeme üzerine yerleştirildiği için yama anten ve besleme hattını aynı anda optimize etmek çok önemlidir [3, 16, 17].

2.4. Çok Modlu MIMO Sistemi için Önerilen İki Modlu Katlı Anten Yapısı

Daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi mod çeşitleme tekniği kullanılarak, uzaysal çeşitlemede anten dizi boyutunu küçültmek ve örüntü

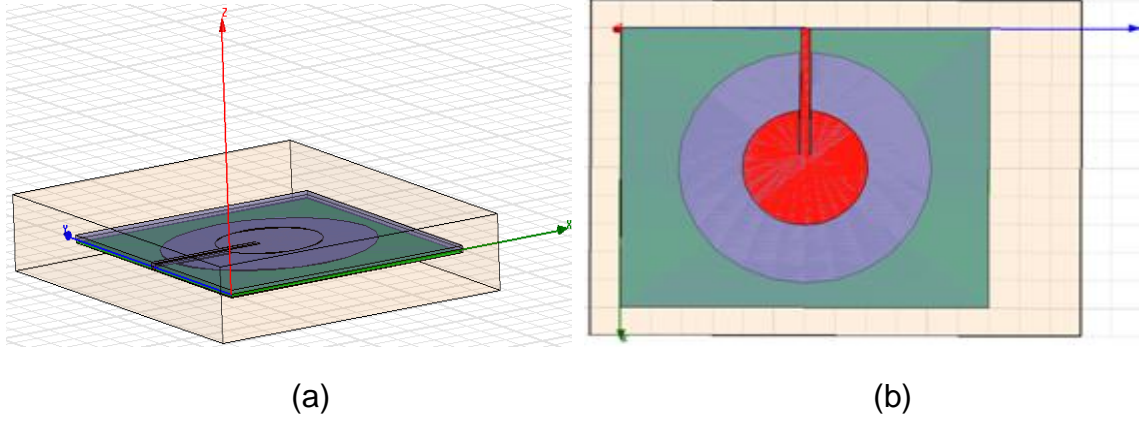
çeşitlemenin avantajlarından yararlanmak için tez çalışması kapsamında iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısı üzerinde çalışılacaktır. Sistemde kullanılacak antenler arasında mod derecesi farkı arttıkça antenler arasındaki ilinti azalmaktadır ve kanal kapasitesi artmaktadır. Ancak yüksek mod derecelerinde antenin fiziksel boyutlarında artış meydana gelmektedir [3]. Bu durumda da yer kısıtı olan terminallerde bu tür antenlerin kullanılması zorlaşacaktır.

Tasarlanan iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısının fiziksel büyüklük gereksinimini karşılaması için düşük dereceli TM_{11} ve TM_{21} modları seçilmiştir. Bu modların seçilmesinin diğer amacı da TM_{11} modunun maksimum büyüklüğe ulaştığı açı değeri, TM_{21} modunun minimum büyüklüğe ulaştığı açı değerine karşılık getirilerek, iki modlu katlı anten yapısında üstte kullanılan TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin altta kullanılan ve TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antene olan bozucu etkisi, dolayısıyla yayılma örüntüsüne etkisi minimum seviyeye indirilmiştir. Bunun sağlanabilmesi için, anten huzmelerinin referans açılarının aynı olması gerekmektedir. Belirtilen şart iki modlu katlı anten yapısında üstteki ve alttaki dairesel mikroşerit anten yapılarının merkezleri çakışık olacak şekilde yerleştirilerek gerçekleştirilmiştir. TM_{21} modunda yayılım yapan dairesel mikroşerit antenin boyutları, TM_{11} modunda yayılım yapan dairesel mikroşerit antenin boyutlarından daha büyük olacağı için bozucu etkisi göz önünde bulundurularak iki modlu katlı anten yapısında alttaki dairesel mikroşerit antenden TM_{21} , üstteki dairesel mikroşerit antenden TM_{11} modunda ışımaya yapılacak şekilde anten tasarımı gerçekleştirilecektir.

2.4.1. Dairesel Mikroşerit İki modlu Katlı Anten Tasarım Adımları

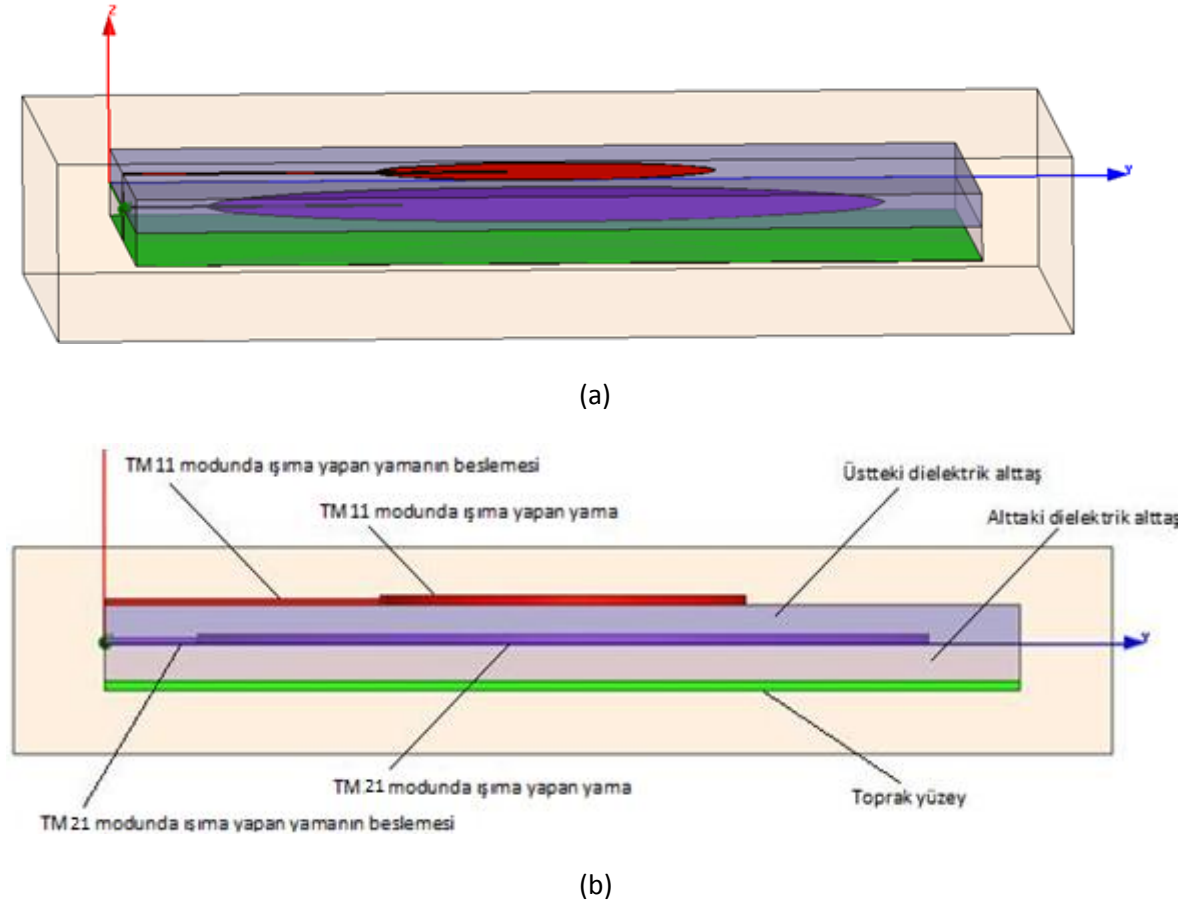
Bu bölümde, MIMO anten sistemi için önerilen iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısının tasarımı için gerekli olan parametreler ve bu parametre değerlerinin hesaplama yöntemleri açıklanacaktır.

Tasarlanan iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısının HFSS v11® benzetim programındaki üstten görünüşü Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6: Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısının görünüşü

Tasarlanan iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısının HFSS v11® benzetim programındaki yandan görünüşü Şekil 2.7’de gösterilmiştir.



Şekil 2.7: Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısının yandan görünüşü

Anten tasarımında aşağıdaki başlıklar altında anlatılan adımlar izlenmiştir.

2.4.1.1. Dielektrik Malzeme Özelliklerinin ve Etkin Yarıçap Değerlerinin Belirlenmesi

İki modlu katlı dairesel mikroşerit anten tasarımında kullanılacak dielektrik malzemede yüksek ışınım verimliliği sağlanabilmesi için düşük dielektrik sabiti seçilmiştir. Dielektrik malzemenin yüksekliği artırılarak bant genişliği artırılabilir. Ancak yüzey dalgalarının etkisinden dolayı, dielektrik malzemenin yüksekliği artırıldıkça anten verimliliği düşecektir ve anten örüntüsü bozulacaktır. Ayrıca istenmeyen yüksek dereceli mod yayılımları ve besleme hattından istenmeyen ışınımalar oluşacaktır. Hedeflenen antenin çalışma bant genişliği 40 MHz olduğu için dielektrik malzemenin yüksekliği düşük tutulmuştur. Bant genişliği ile alttaş malzeme özellikleri arasındaki ilişki, kalite faktörünün belirlenmesi bölümünde gösterilmiştir.

İki modlu katlı yapıda alttaki ve üstteki dairesel mikroşerit antenlerin 50 ohm giriş empedansına, 5,8 GHz merkez frekansında uyumlandırılması ve aralarındaki karşılıklı bağlaşım değerinin istenen seviyede olması için toprak ile alttaki dairesel mikroşerit anten ve alttaki mikroşerit anten ile üstteki mikroşerit anten arasındaki dielektrik malzeme yüksekliği 0,5 mm seçilmiştir. Dielektrik malzeme olarak, dielektrik sabiti $\epsilon_r = 2,2$ olan Rogers RT/duroid 5880(tm) malzeme seçilmiştir. Toprağın yüzey alanı xy koordinatlarında $x=60\text{mm}$ $y=50\text{ mm}$ olarak belirlenmiştir. Toprak yüzeyin anten ışınım örüntüsüne etkisi ihmal edilmiştir [24].

Dairesel mikroşerit antenin yarıçapı, anten tarafından desteklenen mod derecesi ile orantılıdır. Eş 2.22'de, dairesel mikroşerit anten için rezonans olan modun yarıçapı ve frekansının bulunması için kullanılması gereken formüller verilmiştir [2]. X_{mn} ifadesinin farklı modlarda aldığı değerler Tablo 2.1'de listelenmiştir.

Dairesel mikroşerit anten yapısının yarıçapı Eş 2.23a kullanılarak bulunur.

$$a = \left(\frac{X_{mn} \lambda}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (2.23a)$$

Dairesel mikroşerit anten yapısının rezonans frekansı Eş 2.23b kullanılarak bulunur.

$$f_{mn} = \frac{X_{mn}}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.23b)$$

Dairesel mikroşerit antenler için parametre hesaplamalarında Eş 2.23a'da bulunan yarıçap değeri yerine etkin yarıçap ifadesinin kullanılarak hesaplamalara saçaklanma alan etkileri katılmalıdır. Saçaklanma alan etkisi ile antenin elektriksel yarıçap değeri, fiziksel yarıçap değerinden daha büyük olmaktadır [13].

Dairesel mikroşerit antenin etkin yarıçap değeri, kapasitans etkisinden yola çıkılarak Eş 2.24'de belirtildiği gibi bulunabilmektedir [25].

Dairesel mikroşerit anten yapısında kapasitans etkisi aşağıdaki gibidir.

$$C = \frac{a^2 \pi \epsilon_r \epsilon_0}{h} \left(1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \left(\frac{a}{2h} \right) + (1.41 \epsilon_r + 1.77) + \frac{h}{a} (0.28 \epsilon_r + 1.65) \right) \right) \quad (2.24a)$$

Etkin yarıçap değeri ise Eş 2.24b'de gösterilen formül kullanılarak bulunur.

$$a_e = a \left(1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \left(\frac{a}{2h} \right) + (1.41 \epsilon_r + 1.77) + \frac{h}{a} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.24b)$$

Eş 2.23b 'de belirtilen etkin yarıçap formülü kullanılarak tasarımı yapılacak anten yapısında TM_{21} modunda yayılım yapan dairesel mikroşerit antenin yarıçap değeri 17 mm iken, etkin yarıçap değeri 17.4mm olarak bulunmuştur. TM_{11} modunda yayılım yapan dairesel mikroşerit antenin yarıçap değeri 10.2 mm iken, etkin yarıçap değeri 10.6 mm olarak elde edilmiştir. İki antenin aynı frekansta yayın yapması için HFSS v11® benzetim programında TM_{21} modunda yayılım yapan antenin katlı anten yapısında 50 ohm'luk giriş beslemesi altında 5.8 GHz merkez frekansında, rezonans olması için yarıçap değeri 20.67 mm olarak modifiye edilmiştir. TM_{11} modunda yayılım yapan antenin yarıçap değeri teorik değere uygun şekilde 10.2 mm olarak kullanılmıştır. Bu durumda TM_{11} modunda ışımaya yapan antenin etkin yarıçap değeri 10.6mm olurken, TM_{21} modunda ışımaya yapan antenin etkin yarıçap değeri 21.1 mm olmaktadır. 5.8 GHz merkez frekansı etrafında 10 dB empedans bant genişliği 55 MHz olarak elde edilmiştir.

2.4.1.2. Yayılım Direncinin Hesaplanması

Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısında TM_{21} ve TM_{11} modunda yayılım yapan antenler için yayılım dirençleri, ayrı ayrı hesaplanacaktır. Antenden ışımaya yapan gücü bulmak için Eş 2.25'de belirtilen Poynting vektörünün gerçel kısmının integrali alınmaktadır [26].

Poynting vektörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P + jQ = \frac{1}{2} \iint_{\text{boyutlar}} (\vec{E}_a \times \vec{H}_a^*) \cdot \vec{x} \, d_x \, d_y \quad (2.25a)$$

Poynting vektörünün gerçel kısmının integrali alınarak ışımaya gücü aşağıdaki gibi bulunur.

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\varphi \quad (2.25b)$$

TM_{11} modu için Eş 2.26'daki, TM_{21} modu için Eş 2.27'deki elektrik alan ifadeleri [3] Eş 2.25b'de yerine konularak, TM_{11} ve TM_{21} modlarında yayılım yapan dairesel mikroşerit antenlerin ışımaya güç ifadeleri bulunmaktadır.

TM_{11} modu için elektrik alan ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$E_\theta = -j \frac{V a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos\varphi (J_0(k_0 a_e \sin\theta) - J_2(k_0 a_e \sin\theta)) \quad (2.26a)$$

$$E_\varphi = j \frac{V a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} (J_0(k_0 a_e \sin\theta) + J_2(k_0 a_e \sin\theta)) \cos\theta \sin\varphi \quad (2.26b)$$

TM_{21} modu için elektrik alan ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$E_\theta = -j^2 \frac{V a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos 2\varphi (J_1(k_0 a_e \sin\theta) - J_3(k_0 a_e \sin\theta)) \quad (2.27a)$$

$$E_\varphi = j^2 \frac{V a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} (J_3(k_0 a_e \sin\theta) + J_1(k_0 a_e \sin\theta)) \cos\theta \sin 2\varphi \quad (2.27b)$$

Yayılım direncinin bulunması için Eş 2.28a'da gösterilen bağıntıdan yararlanılmalıdır. Bu ifadede P_r yayılım gücünü göstermektedir [13].

$$P_r = \frac{1}{2} G_r (E_0 h)^2 = \frac{1}{2} G_r V_0^2 \quad (2.28a)$$

Eş 2.27a kullanılarak yayılım direncinin formülü Eş 2.28b'deki gibi bulunur.

$$R_r = \frac{1}{G_r} \quad (2.28b)$$

Eş 2.28'de elde edilen formüller kullanılarak teorik değerlere uygun hesaplamalar yapılırsa, TM_{11} modunda yayılım yapan antenin yayılma direnci, 342.57 ohm, TM_{21} modunda yayılım yapan antenin 156.13 ohm olarak bulunmaktadır. HFSS v11® benzetim programı kullanılarak bulunan değerler ise, TM_{21} modunda yayılım yapan anten için yayılma direnci 131.21 ohm olarak elde edilirken, TM_{11} modunda yayılım yapan antenin yayılma direnci ise 315.04 ohm olmaktadır.

2.4.1.3. Anten Giriş Empedansının Hesaplanması

Dairesel mikroşerit anten yapılarında giriş empedans değeri Eş 2.29'daki gibi tanımlanır.

$$Z_{in} = V_{in}/I_0 \quad (2.29)$$

Eş 2.28'de besleme noktasındaki gerilim değeri kullanılmaktadır. Bu değer ortalama elektrik alan ifadesi kullanılarak Eş 2.30a'daki gibi hesaplanır [26].

$$V_{in} = -E_{av} h(E) \quad (2.30a)$$

Elektrik alanın ortalama değeri, boşluk içinde sadece E_z bileşeni bulunduğu için E_z bileşenine bağlı olarak Eş 2.30b kullanılarak hesaplanmaktadır [23].

$$E_{av} = \frac{1}{2\Delta} \int_{\pi-\Delta}^{\pi+\Delta} E_z(\rho_0, \varphi) d\varphi \quad (2.30b)$$

E_z bileşeni için Eş 2.19'da elde edilen ifadeler kullanılırsa Eş 2.30c'de gösterilen eşitlik elde edilir.

$$E_{av} = \frac{1}{2\Delta} \sum_n \sum_m A_{nm} J_{nm}(k_{nm} \rho_0) \int_{\pi-\Delta}^{\pi+\Delta} \cos n\varphi d\varphi \quad (2.30c)$$

Giriş gerilim değeri, Eş 2.30c, Eş 2.30a'da yerine konularak, Eş 2.31'deki gibi elde edilir.

$$V_{in} = \sum_n (-1)^{n+1} h \frac{\sin n\Delta}{n\Delta} \sum_m A_{nm} J_{nm}(k_{nm} \rho_0) \quad (2.31)$$

Besleme akımı ise Eş 2.32'de gösterildiği gibi ifade edilir.

$$I_0 = 2I\Delta \quad (2.32)$$

Eş 2.30 ve Eş 2.31'de bulunan değerler, Eş 2.29'da yerine konulursa, giriş empedans değeri Eş 2.33a'daki gibi bulunmaktadır [23].

$$Z_{in} = \sum_n \sum_m^1 A_{nm} J_{nm}(k_{nm} \rho_0) (-1)^{n+1} h \frac{\sin n\Delta}{n\Delta} \frac{h}{2I\Delta} \quad (2.33a)$$

Eş 2.33a'daki A_{nm} ifadesi yerine Eş 2.21a, Eş 2.21b ve Eş 2.21c'de bulunan eşitlikler yazılırsa giriş direnci aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$Z_{in} = -j\omega\mu_0 h \left\{ \frac{1}{\pi a_e^2 k^2} + \sum_{m=2}^{\infty} \frac{J_0^2(k_{0m} \rho_0)}{\pi a_e^2 J_0^2(k_{0m} a_e) (k^2 - k_{0m}^2)} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin n\Delta}{n\Delta} \right)^2 \frac{J_n^2(k_{nm} \rho_0)}{J_n^2(k_{nm} a_e) (k^2 - k_{nm}^2) (k_{nm}^2 a_e^2 - n^2)} \right\} \quad (2.33b)$$

Eğer dairesel mikroşerit anten yapısı kayıpsızsa elde edilen Z_{in} değeri tamamen reaktiftir. Bu formül kullanılarak teorik değerlere uygun hesaplamalar yapılırsa, TM_{11} modunda yayılım yapan antenin reaktans değeri, -j162.7 ohm olarak bulunurken, TM_{21} modunda yayılım yapan antenin reaktans değeri -j107.13 ohm olarak bulunmaktadır. HFSS v11® benzetim programında, TM_{21} modunda yayılım yapan antenin yayılma direnci -j77.316 ohm olarak elde edilirken, TM_{11} modunda yayılım yapan antenin yayılma direnci ise -j123.25 ohm olmaktadır. Bulunan bu reaktans değerleri, mikroşerit besleme hattının uzunluğu benzetim programında optimize edilerek, rezonans frekansında 50 ohm uyumlandırma sonucunda TM_{11} modunda yayılım yapan anten için j11.513 ohm olurken, TM_{21} modunda yayılım yapan anten için j4.5072 ohm olarak minimize edilmiştir.

Boşluk modelinde yayılım kaybı, iletim kaybı, dielektrik kaybı gibi çeşitli kayıpların etkisi denkleme dielektrik loss tangent eklenerek elde edilmektedir. Dielektrik loss tangent, Eş 2.34 ile ifade edilebilir [13]. Eş 2.33b'de geçen k^2

parametresi yerine $k^2(1-j\delta_{\text{eff}})$ yazılırsa ve $n=0$ için k^2 parametresi yerine $k^2(1-j\delta)$ yazılırsa giriş empedans değeri Eş 2.35'deki gibi bulunabilir. İfadedeki δ değişkeni, kullanılan dielektrik malzemenin loss tangentini ifade etmektedir.

$$\delta_{\text{eff}} = \frac{1}{Q_T} \quad (2.34)$$

Loss tangent eklenerek elde edilen giriş empedans değeri Eş 2.35'de gösterildiği gibi olmaktadır [23].

$$\begin{aligned} Z_{\text{in}} &= -j\omega\mu_0 h \left\{ \frac{1}{\pi a_e^2 k^2 (1-j\delta)} \right. \\ &+ \sum_{m=2}^{\infty} \frac{J_0^2(k_{0m} \rho_0)}{\pi a_e^2 J_0^2(k_{0m} a_e) \{k^2(1-j\delta) - k_{0m}^2\}} \\ &+ \left. \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin n\Delta}{n\Delta} \right)^2 \frac{J_n^2(k_{nm} \rho_0)}{J_n^2(k_{nm} a_e) \{k^2(1-j\delta_{\text{eff}}) - k_{nm}^2\} (k_{nm}^2 a_e^2 - n^2)} \right\} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Antenin giriş empedans değeri Eş 2.36a, 2.36b ve 2.36c kullanılarak da bulunabilir [13].

$$Z_{\text{in}} = R_{\text{in}} + jX_{\text{in}} \quad (2.36a)$$

$$R_{\text{in}} = 1/G_{\text{in}} \quad (2.36b)$$

$$G_{\text{in}} = G_r + G_d + G_c \quad (2.36c)$$

Tasarımda kullanılan yama anten kayıpsız iletken seçildiği için iletken direnci sıfır olarak hesaplamalarda kullanılabilir. Dielektrik iletkenlik değeri Eş 2.37 kullanılarak hesaplanabilir [13].

$$G_d = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{4\mu_0 h f_r} [(ka_e)^2 - m^2] \quad (2.37)$$

Burada $m=0$ için $m_0=2$ ve $m \neq 0$ için $\epsilon_{m0}=1$ alınmaktadır [13]. Tasarımda kullanılan dielektrik malzemenin etkin loss tangenti 0,0009 olarak belirlenmiştir. Bu değerler kullanıldığında TM_{21} modunda yayılım yapan anten için $G_d=6.0936 \times 10^{-4}$, TM_{11} modunda yayılım yapan anten için $G_d=1.4925 \times 10^{-4}$ olarak hesaplanmıştır. Bu değerler yeterince küçük olduğu için G_{in} hesabında dikkate alınmamıştır.

2.4.1.4. Mikroşerit Besleme Hattının Boyutlarının Hesaplanması

Mikroşerit hat beslemesinin boyutlarına göre hattın karakteristik empedansı Eş 2.38 kullanılarak bulunabilir [27]. Aşağıdaki eşitliklerde kullanılan L, besleme için kullanılan mikroşerit iletim hattının genişliğini, h ise besleme için kullanılan mikroşerit hattın dielektrik alttaş malzemesinin yüksekliğini belirtmektedir.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}}\ln\left(\frac{8h}{L} + 0.25\frac{L}{h}\right) & , (L/h \leq 1) \\ \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}}\left\{\frac{L}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{L}{h} + 1.444\right)\right\}^{-1} & , (L/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.38)$$

Etkin dielektrik sabiti Eş 2.39 ile hesaplanabilir [27].

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}F(L/h) \quad (2.39)$$

Eş 2.39 'daki F(L/h) ifadesi Eş 2.40 'da gösterilmektedir [21].

$$F(L/h) = \begin{cases} (1 + 12h/L)^{-1/2} + 0.041(1 - L/h)^2 & , (L/h \leq 1) \\ (1 + 12h/L)^{-1/2} & , (L/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.40)$$

İstenen karakteristik empedans değerine göre belirlenen bir dielektrik sabitinde mikroşerit beslemenin genişliğinin, mikroşerit beslemenin dielektrik alttaş malzemesinin yüksekliğine oranı Eş 2.41 kullanılarak bulunmaktadır [21].

$$\frac{L}{h} = \begin{cases} \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} & , (L/h < 2) \\ \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} & , (L/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.41)$$

Eş 2.41'deki A ve B ifadeleri Eş 2.42a ve Eş 2.42b'de belirtilmiştir [21].

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (2.42a)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.42b)$$

Bu eşitlikler uyarınca 50 ohmluk karakteristik empedansa sahip mikroşerit hat için L=1,55mm olacaktır. Bu değer TM₂₁ ve TM₁₁ modlarında yayılım yapan antenleri beslemek için kullanılan iki mikroşerit besleme hattı için de geçerlidir.

Benzetimlerde bulunan bu değer kullanılarak besleme portları 50 ohm empedans değerlerinde tanımlanmıştır.

2.4.1.5. 50 ohm Uyumlandırma için Anten Besleme Yerinin Belirlenmesi

Günümüzde kullanılan kablosuz haberleşme sistemlerinde anten beslemelerinin giriş empedansı 50 ohm olarak belirlenmektedir. Tasarlanan iki modlu katlı dairesel mikroşerit antende giriş empedanslarını 50 ohm olarak ayarlamak için antenlerin içine doğru boşluk açılmalıdır. Mikroşerit hatlar bu oyuğun içinden geçirilerek antenler beslenmelidir. Giriş empedansının değeri hesaplamalarında besleme açısı, anten x eksenine paralel olarak beslendiği için $\varphi_0 = 0$ olarak alınmıştır. Dairesel mikroşerit antenlerde açılacak yarığın uzunluğu ρ_0 değeri Eş 2.43'deki gibi hesaplanabilir [13].

$$R_{in} = R_r \frac{J_1^2(k_{11}\rho_0)}{J_1^2(k_{11}a_e)} \quad (2.43)$$

Hesaplamalarda TM_{11} modu için $X_{11}=1.84118$, TM_{21} modu için $X_{21}=3.05424$ olarak kullanılmaktadır. Eş 2.43'de belirtilen formül sonucu besleme için 50 ohm uyumlandırma amacıyla mikroşerit besleme hattı için altaki antende 12.26 mm üstteki antende 8.514 mm boşluk açılmalıdır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, dairesel mikroşerit antenlere boşluk açıldığında antenler içinde bir miktar kapasitans etkisi oluşturup antenlerin rezonans frekanslarını bir miktar kaydıracağıdır. Anten tasarımında parametreler 5.8 GHz için hesaplanmıştır. Ancak belirtilen kapasitans etkileri ve iki dairesel mikroşerit antenin tam olarak aynı frekansta yayılım yapmasının sağlanması için yarıçap ve besleme hattı için hesaplanan parametrelerde ufak değişiklikler yapılarak 5.8 GHz'de yayılım yapması sağlanmıştır. Elde edilen bu değerler kullanılarak yapılan benzetimlerde iki modlu katlı anten yapısı için TM_{21} modunda yayılım yapan antenin giriş empedansı $Z_{in}=50.678+j4.5072$ ohm, TM_{11} modunda yayılım yapan antenin giriş empedansı $Z_{in}=45.507+j11.513$ ohm olarak hesaplanmıştır.

2.4.1.6. Yönlülük ve Kazanç

Anten yönlülüğü aşağıdaki gösterilen formüller kullanılarak bulunmaktadır [26].

Yayıma yoğunluğu Eş 2.44 ile ifade edilmektedir. Ω simgesi katı açığı göstermektedir.

$$U(\theta, \varphi) = \frac{dP}{d\Omega} \quad (2.44)$$

Eşyönlü yayılma yoğunluğu Eş 2.45 kullanılarak elde edilmektedir .

$$U_I = \left(\frac{dP}{d\Omega}\right)_I = \frac{P_{\text{rad}}}{\Omega_{\text{küre}}} = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} = \frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U(\theta, \varphi) d\Omega \quad (2.45)$$

Yön bağımsız güç yoğunluğu ise Eş 2.46 kullanılarak elde edilmektedir.

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_I = \left(\frac{dP}{r^2 d\Omega}\right)_I = \frac{U_I}{r^2} = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi r^2} \quad (2.46)$$

Bu eşitlikler sonucunda anten yönlülüğü Eş 2.47a ve Eş 2.47b kullanılarak bulunmaktadır.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_I} = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{\text{rad}}/4\pi} = \frac{4\pi}{P_{\text{rad}}} \frac{dP}{d\Omega} \quad (2.47a)$$

$$D = \frac{\frac{1}{2} \text{Re}(E_\theta H_\varphi^* - E_\varphi H_\theta^*) I_{\theta=0}}{P_r/4\pi r^2} = \frac{\frac{1}{2\eta_0} (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) I_{\theta=0}}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (2.47b)$$

Anten yönlülüğünün maksimum değeri Eş 2.47c kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$D_{\text{max}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_I} \quad (2.47c)$$

Anten kazancı ise Eş 2.48 kullanılarak bulunmaktadır.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_T/4\pi} = \frac{4\pi}{P_T} \frac{dP}{d\Omega} \quad (2.48)$$

Anten verimliliği 2.49a'da gösterilen e çarpanı ile ifade edilirse,

$$e = \frac{P_{\text{rad}}}{P_T} \quad (2.49a)$$

Toplam güç ile yayılma gücü arasındaki eşitlik aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_{\text{rad}} = eP_T \quad (2.49b)$$

Eş 2.49a'da gösterilen anten verimliliği eşitliği kullanılarak herhangi bir katı açılı için yönlülük ve kazanç arasındaki ilişki Eş 2.49c'deki gibi elde edilirken,

$$G(\theta, \varphi) = eD(\theta, \varphi) \quad (2.49c)$$

En yüksek yönlülük değeri ile en yüksek kazanç değeri arasındaki ilişki Eş 2.49d'deki gibi elde edilir.

$$G_{\text{max}} = eD_{\text{max}} \quad (2.49d)$$

Bu hesaplamalar sonucunda TM_{11} modunda yayılım yapan antenin yönlülüğü 7,9 dB, TM_{21} modunda yayılım yapan antenin yönlülüğü 10,4 dB olarak bulunmuştur. Anten verimlilikleri de yaklaşık bire eşit olarak alındığı zaman anten kazançları ve yönlülükleri birbirine eşit olarak alınabilir.

2.4.1.7. Kalite Faktörünün Bulunması

Kalite faktörü anten kayıpları gösterimi için figure of merit'tir. Dielektrik ve iletkenlik kalite faktörü yamanın şeklinden bağımsızdır ve Eş 2.50a ve Eş 2.50b ile ifade edilmektedir [13].

Dielektrik kalite faktörü Eş 2.50a ile gösterilirken.

$$Q_d = 1/\tan \delta \quad (2.50a)$$

İletkenlik kalite faktörü

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \quad (2.50b)$$

ile ifade edilebilir.

Işıma için kalite faktörü aşağıda gösterilen çıkarımlar kullanılarak hesaplanmaktadır [23].

Depolanan elektrik enerjisi aşağıdaki eşitlik çözülerek bulunabilir.

$$W_T = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{2} \iiint_V |E|^2 dv = \frac{h \epsilon_0 \epsilon_r \pi E_0^2}{2} \int_0^{a_e} J_n^2(k\rho) \rho d\rho \quad (2.51a)$$

Eş 2.51a'daki integral aşağıdaki gibi bulunursa,

$$\int_0^{a_e} J_n^2(k\rho)\rho d\rho = \frac{a^2}{2} J_n^2(ka_e) \left(1 - \frac{n^2}{k^2 a_e^2}\right) \quad (2.51b)$$

Depolanan elektrik enerjisi Eş 2.51c kullanılarak hesaplanabilir.

$$W_T = \frac{hE_0^2}{8\omega f\mu_0} J_n^2(ka_e) ((ka_e)^2 - n^2) \quad (2.51c)$$

Işıma gücünü bulmak için Eş 2.52a kullanılır.

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 - |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.52a)$$

Eş 2.52a'daki integral aşağıdaki gibi açılabilir [19],

$$P_r = \frac{(Va_e k_0)^2}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} [\cos^2 n\phi] J_n'^2(k_0 a_e \sin \theta) + \cos^2 \theta \sin^2 n\phi J_n^2(k_0 a_e \sin \theta) / (k_0 a_e \sin \theta)^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.52b)$$

Eş 2.52b sonucunda ışıma gücü Eş 2.52c'deki gibi hesaplanabilir.

$$P_r = \frac{(hE_0 J_n(ka_e) a_e k_0)^2}{240} I_1 \quad (2.52c)$$

Eş 2.52c'de I_1 aşağıdaki gibi ifade edilir [23].

$$I_1 = \int_0^{\pi/2} [J_n'^2(k_0 a_e \sin \theta) + \cos^2 \theta J_n^2(k_0 a_e \sin \theta) / (k_0 a_e \sin \theta)^2] \sin \theta d\theta \quad (2.52d)$$

Işıma kalite faktörü Eş 2.53a'daki gibi tanımlanabilir [23].

$$Q_r = \frac{\omega W_T}{P_r} \quad (2.53a)$$

Depolanan enerji ve yayılma gücü ile ilgili elde edilen çıkarımlar Eş 2.53a'da yerine konursa, ışıma kalite faktörü Eş 2.53b'deki gibi elde edilir.

$$Q_r = \frac{30[(ka_e)^2 - n^2]}{hf\mu_0 (k_0 a_e)^2 I_1} \quad (2.53b)$$

Dielektrik, iletkenlik ve yayılma kalite faktörleri kullanılarak toplam kalite faktörü Eş 2.54'deki gibi bulunmaktadır [13].

$$Q_T = \left[\tan \delta + \frac{1}{h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} + \frac{hf\mu_0(k_0 a_e)^2 I_1}{30[(ka_e)^2 - n^2]} \right]^{-1} \quad (2.54)$$

Bu hesaplamalarda dielektrik malzemenin yüksekliği çok düşük olduğu için yüzey dalga kayıpları ihmal edilmiştir.

Anten yapısının bant genişliği, kalite faktörü ile belirlenmektedir. Kalite faktörü ve bant genişliği arasındaki ilişki Eş 2.55'de gösterilmiştir [13].

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{Q_t \sqrt{VSWR}} \quad (2.55)$$

Buradan görüldüğü gibi bant genişliği ile kalite faktörü ters orantılıdır. Bu bölümde anlatılan kalite faktörü çıkarımları göz önünde bulundurulursa, alt taş malzemenin yüksekliği artırıldığında kalite faktörü azalmaktadır. Alt taş malzemenin dielektrik sabitinin artması ile de kalite faktörü artmaktadır. Dolayısıyla bant genişliği alt taş malzemenin yüksekliği ile doğru orantılı, alt taş malzemenin dielektrik sabiti ile ters orantılı olarak değişmektedir.

2.4.2. Elde Edilen Benzetim Sonuçları

2.4.2.1. Tasarlanan Anten Yapısı için Elde 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.

Bu bölümde sırası ile aşağıdaki maddelerde verilen senaryolar için elde edilen benzetim sonuçları gösterilecektir. Bütün senaryolarda bölüm 2.4.1'de hesaplanan parametre değerleri kullanılmıştır.

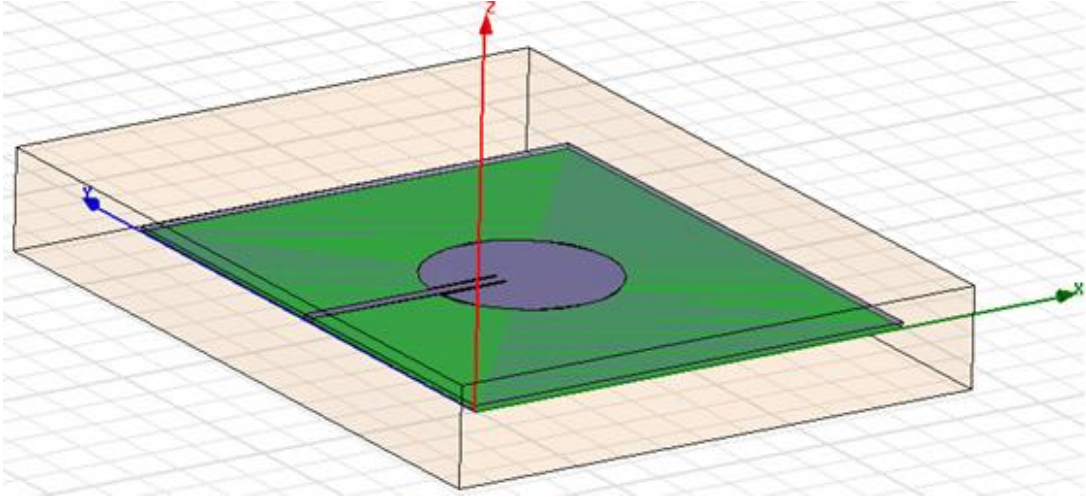
Senaryo 1: İki modlu katlı anten yapısında bulunan ve TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin iki modlu katlı anten yapısından bağımsız olarak tek başına kullanıldığı durum.

Senaryo 2: İki modlu katlı anten yapısında bulunan ve TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin iki modlu katlı anten yapısından bağımsız olarak tek başına kullanıldığı durum.

Senaryo 3: İki modlu katlı anten yapısında, TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenlerin kullanıldığı durum.

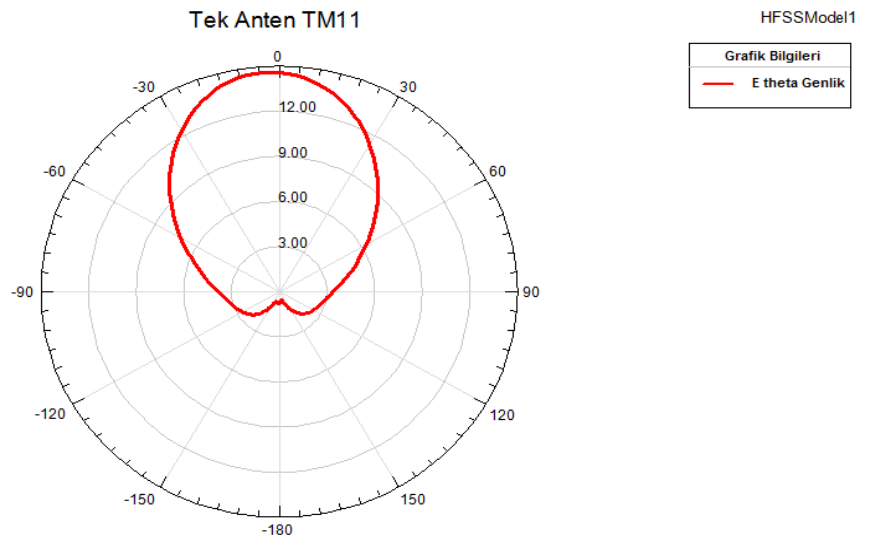
2.4.2.1.1. Senaryo 1: TM_{11} modunda ışımaya Yapan Dairesel Mikroşerit Anten Tek Başına Kullanıldığında Elde Edilen Benzetim Sonuçları

TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin tek başına kullanıldığı durum için elde edilen anten yapısı Şekil 2.8'de gösterilmiştir.



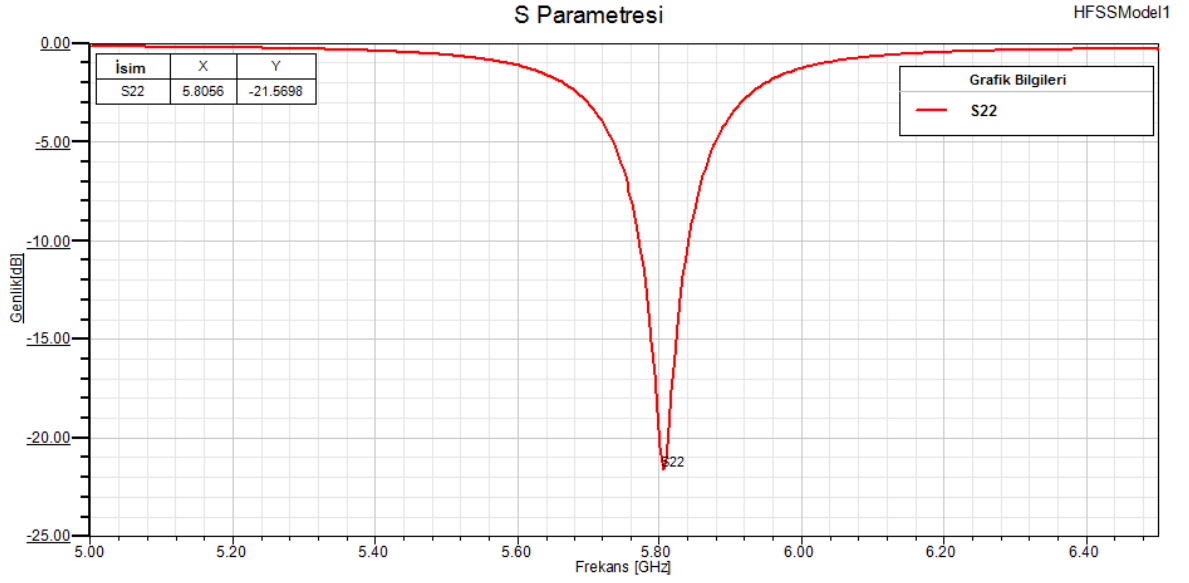
Şekil 2.8: TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısı

TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının ışımaya örüntüsü Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



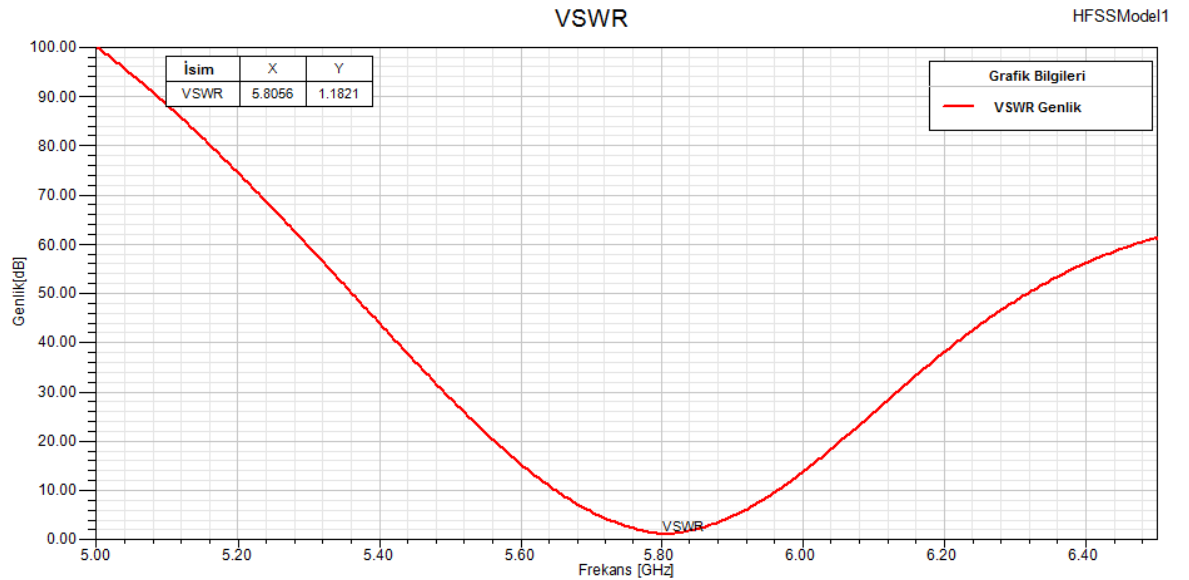
Şekil 2.9: TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının ışımaya örüntüsü

TM₁₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının S₁₁ parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



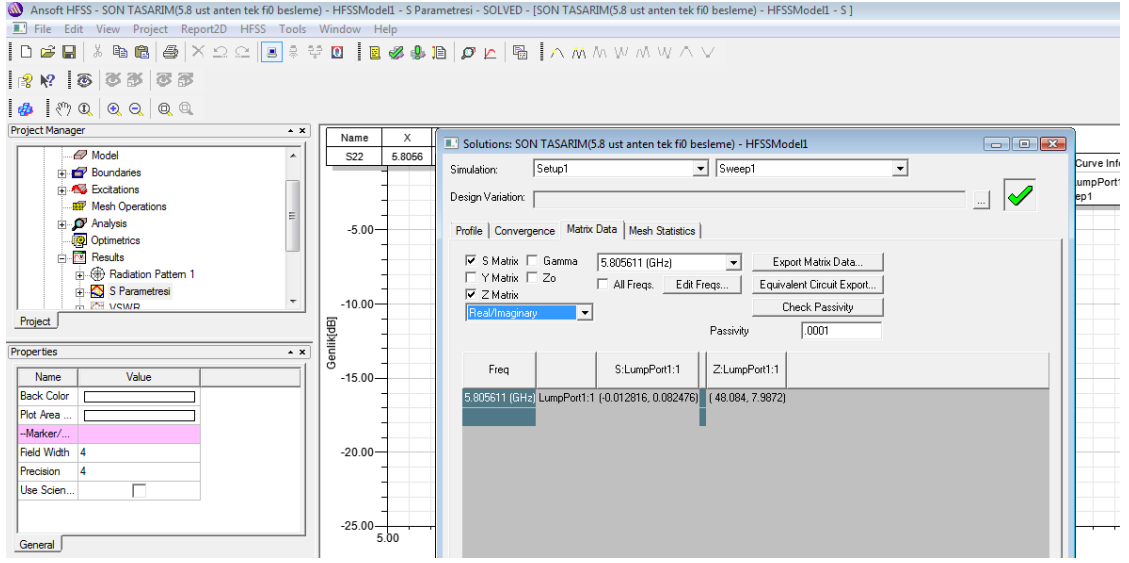
Şekil 2.10: TM₁₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının S₁₁ parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği

TM₁₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının, anten besleme portu 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11: TM₁₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği

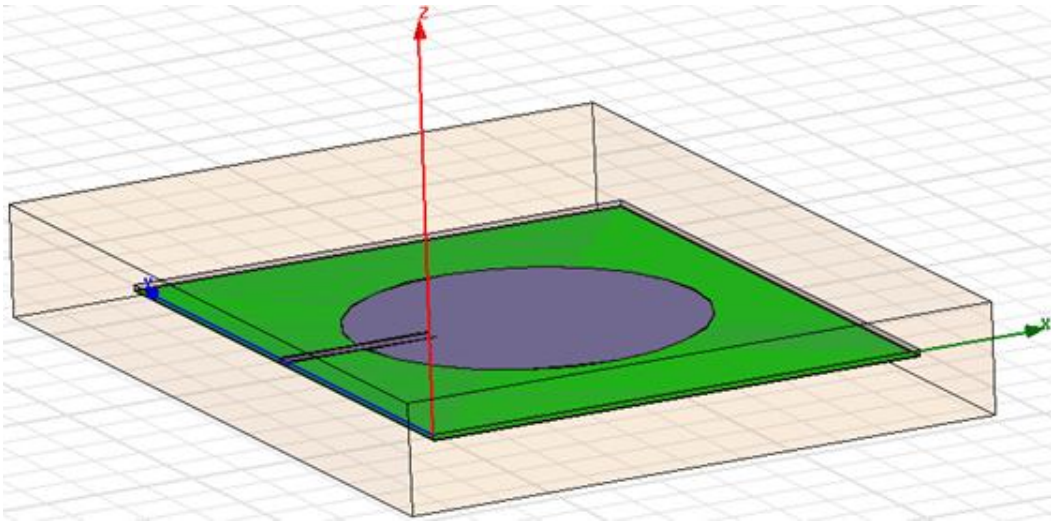
Şekil 2.12'de TM_{11} modunda yayılım yapan dairesel mikroşerit anten yapısı için giriş empedans değeri gösterilmiştir.



Şekil 2.12: TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin giriş empedans değeri

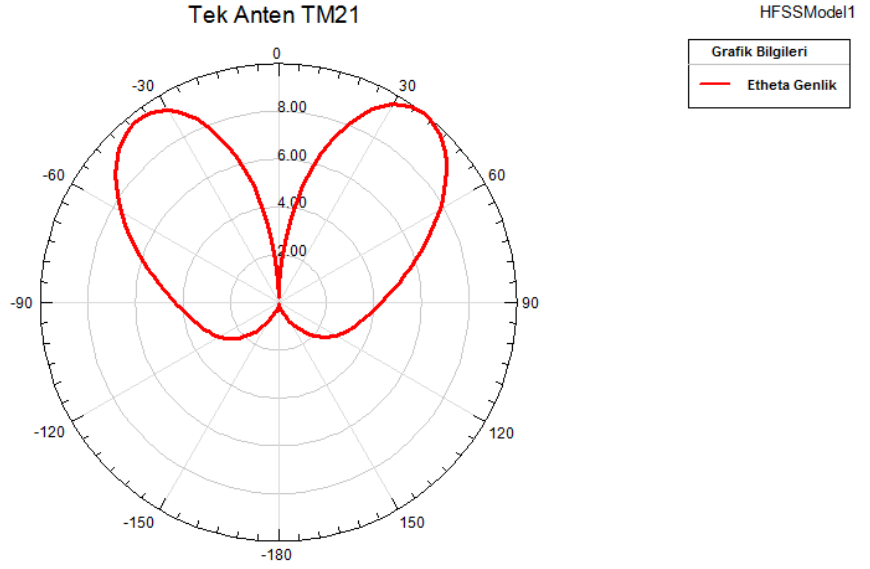
2.4.2.1.2. Senaryo 2: TM_{21} modunda ışımaya Yapan Dairesel Mikroşerit Anten Tek Başına Kullanıldığında Elde Edilen Sonuçlar

TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin tek başına kullanıldığı durum için elde edilen anten yapısı Şekil 2.13'de gösterilmiştir. Burada gösterilen benzetim sonuçları teorik olarak hesaplanan yarıçap değeri olan 17 mm'ye göre elde edilmiştir.



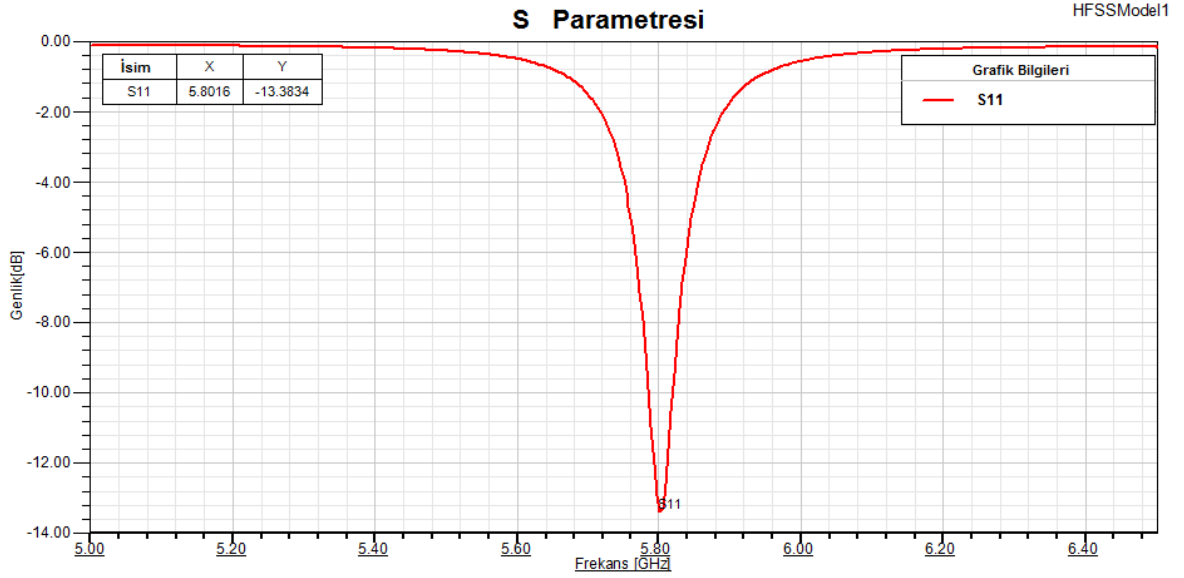
Şekil 2.13: TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısı

TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının ışımaya örüntüsü Şekil 2.14 'de gösterilmiştir.



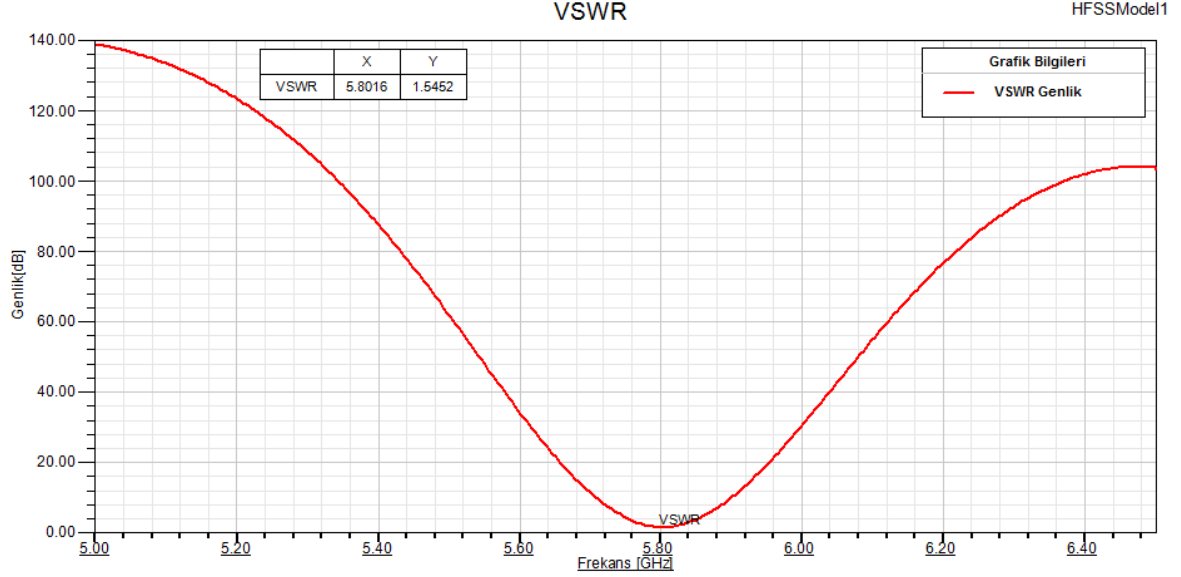
Şekil 2.14: TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının ışımaya örüntüsü

TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının S₁₁ parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2.15'de gösterilmiştir.



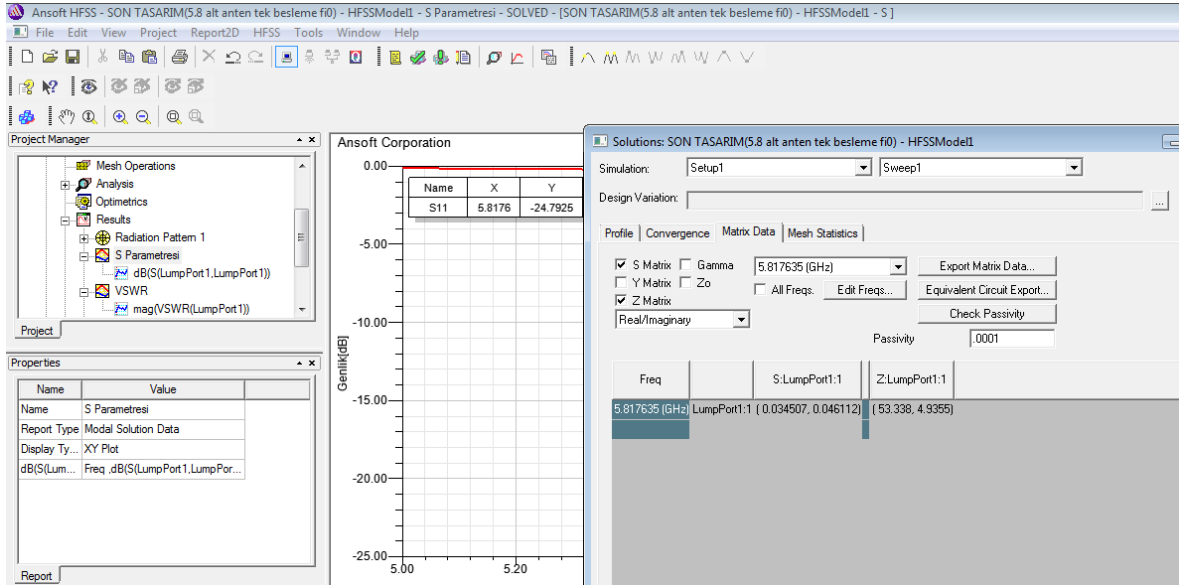
Şekil 2.15: TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının S₁₁ parametresi değerinin frekansa göre değişim grafiği

TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının, anten besleme portu 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2.16'da gösterilmiştir.



Şekil 2.16: TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının VSWR değerinin frekansa göre değişim grafiği

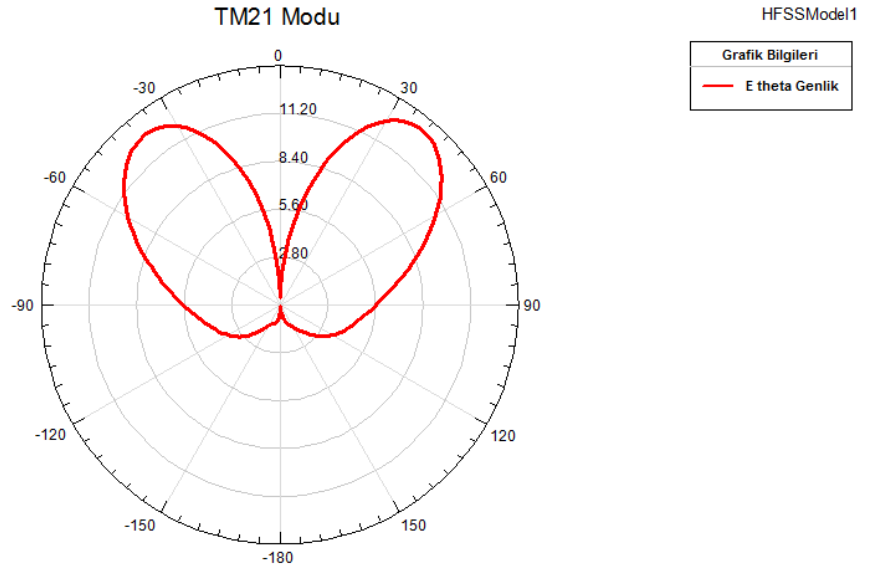
Şekil 2.17'de TM₂₁ modunda yayılım yapan dairesel mikroşerit anten yapısı için giriş empedans değeri gösterilmiştir.



Şekil 2.17: TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin giriş empedans değeri

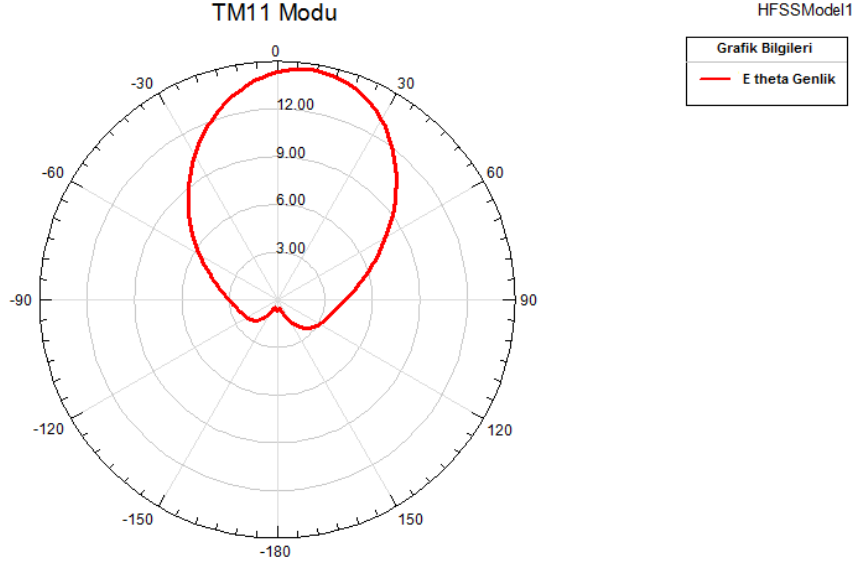
2.4.2.1.3. Senaryo3: İki modlu katlı Anten Yapısında TM_{11} ve TM_{21} Modlarında Işıma Yapan Dairesel Mikroşerit Antenler Kullanıldığında Elde Edilen Sonuçlar

Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısı Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısında sadece TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü Şekil 2.18'de gösterilmiştir. Benzetimlerde istenen sonuçlara ulaşılabilmesi için TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin yarıçap değeri 20.67 mm olarak belirlenmiştir. TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin yarıçap değeri, teorik olarak hesaplanan değer olan 17 mm olarak belirlendiğinde ve bu yarıçap değeri ile katlı anten yapısında kullanıldığında elde edilen sonuçlar Ek1'de gösterilmiştir.



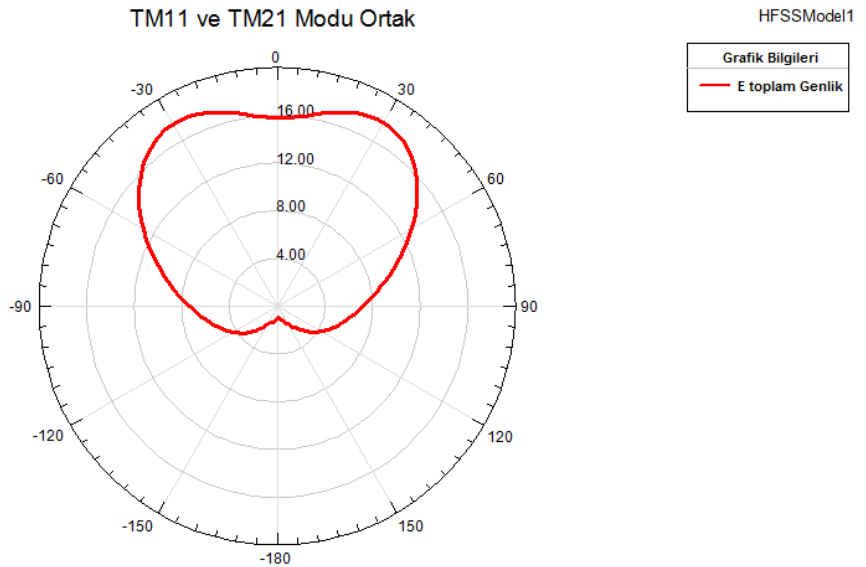
Şekil 2.18: İki modlu katlı anten yapısında sadece TM_{21} modunda ışımaya yapan anten aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü

Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısında sadece TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü Şekil 2.19'da gösterilmiştir.



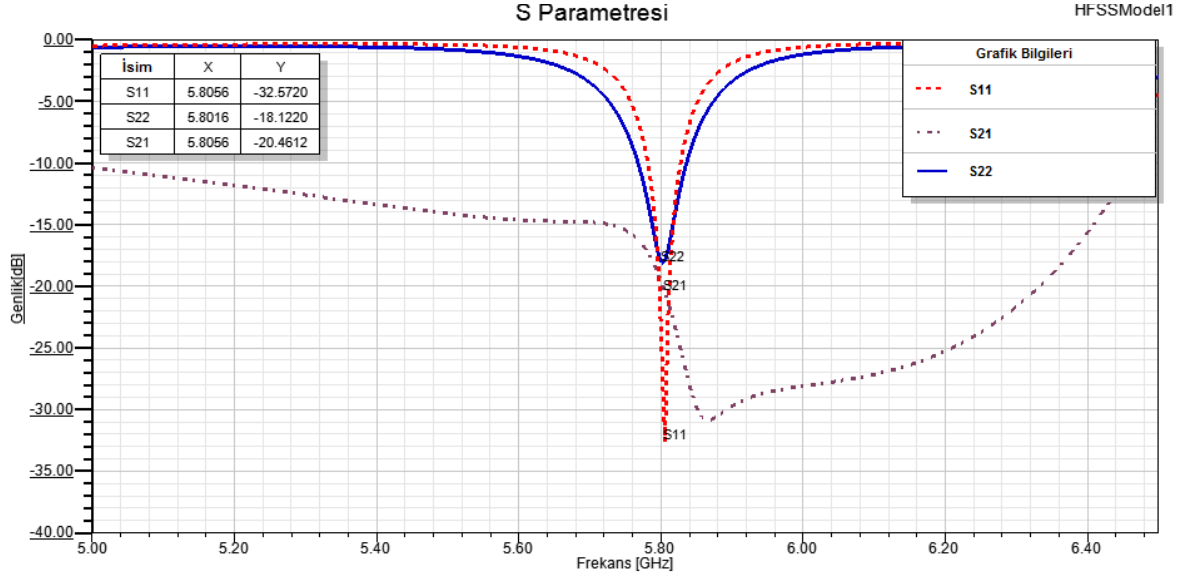
Şekil 2.19: Sadece TM_{11} modunda yayılım yapan anten aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü

Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısında TM_{21} ve TM_{11} modlarında ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenler birlikte aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü Şekil 2.20'de gösterilmiştir.



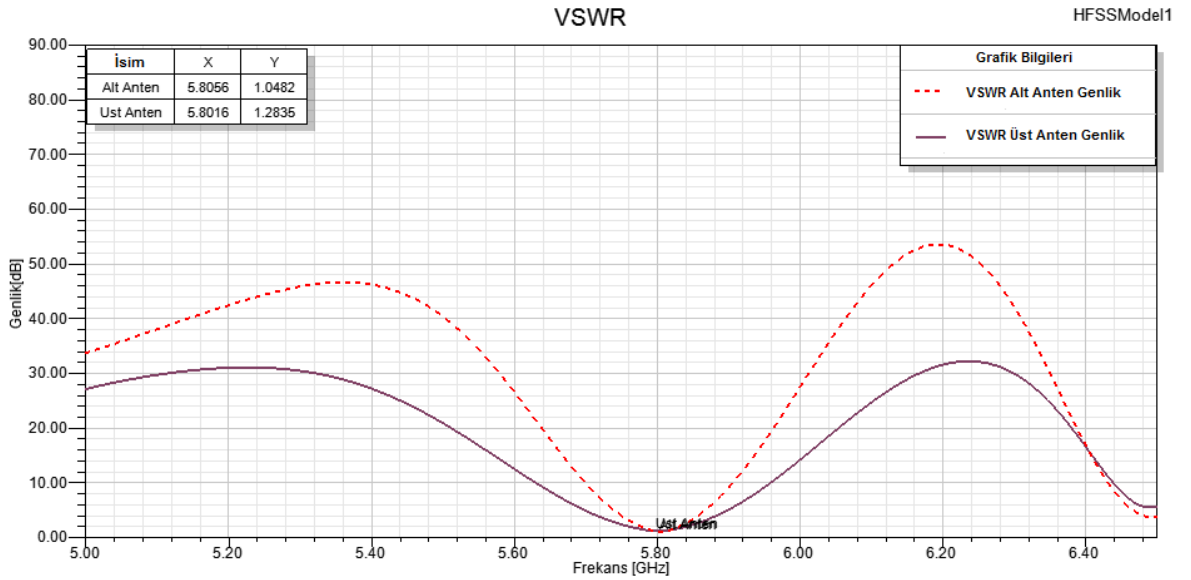
Şekil 2.20: TM_{11} ve TM_{21} modunda yayılım yapan antenlerin ikisi de aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü

İki modlu katlı anten yapısında elde edilen S11, S22 ve S21 parametrelerinin frekansa göre değişim grafiği Şekil 2.21’de gösterilmiştir.



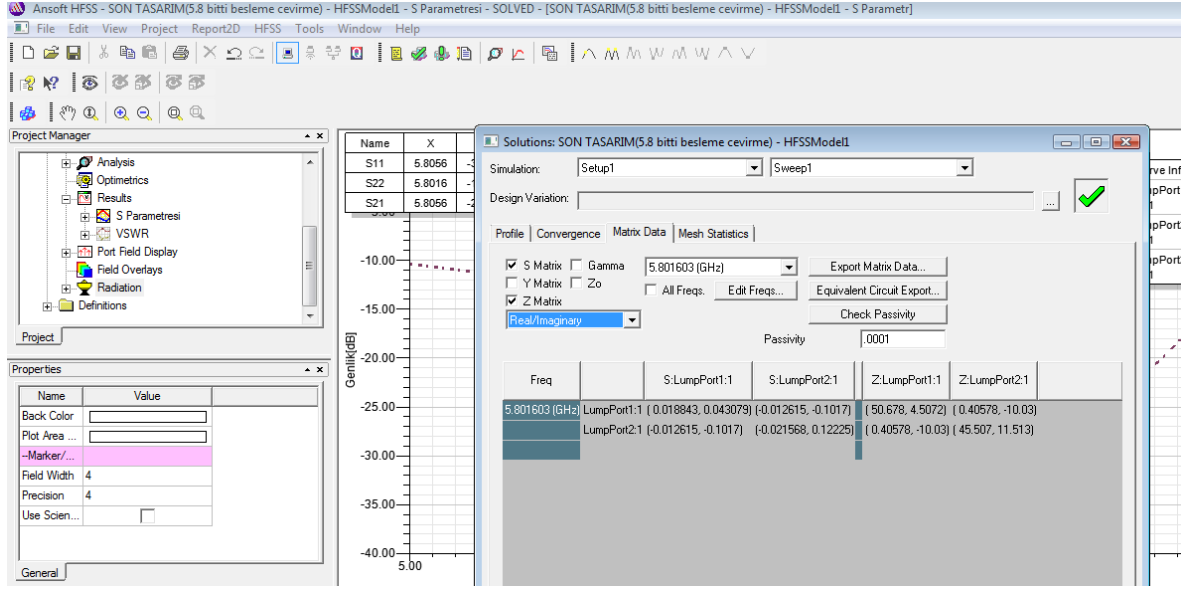
Şekil 2.21: İki modlu katlı anten yapısında elde edilen S11, S22 ve S21 parametrelerinin frekansa göre değişim grafiği

Anten besleme portları 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerleri Şekil 2.22’de gösterilmiştir.



Şekil 2.22: Anten besleme portları 50 ohm olduğunda elde edilen VSWR değerleri

Şekil 2.23'de iki modlu katlı anten yapısında her iki dairesel mikroşerit anten için giriş empedans değerleri gösterilmiştir.



Şekil 2.23: Dairesel mikroşerit antenlerin giriş empedans değerleri

2.4.2.2. Anten Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Benzetim sonuçlarına göre TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapılarının tek başlarına kullanılmaları durumunda elde edilen elektrik alan örüntüleri ile iki modlu katlı anten yapısında birlikte kullanılmaları durumunda elde edilen elektrik alan örüntüleri birbirine çok yakın çıkmaktadır.

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere iki modlu katlı anten yapısında üstteki dairesel mikroşerit anten yapısının alttaki dairesel mikroşerit anten yapısına etkisi minimum seviyededir ve TM_{11} modunda ışımaya yapan üstteki dairesel mikroşerit antenin sebep olduğu, alttaki TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin ışımaya örüntüsünün bozulma miktarı ihmal edilebilecek düzeydedir.

TM_{21} modunda ışımaya yapan alttaki dairesel mikroşerit antenin, TM_{11} modunda ışımaya yapan üstteki dairesel mikroşerit antene etkisinden dolayı, TM_{11} modunda ışımaya yapan antenin ana huzmesinde bir miktar faz kayması oluşmuştur. Bu etkinin TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin arka huzme ışımalarının, TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenden yansiyarak

TM₁₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin ana huzme ışımaya girişim yapması nedeniyle oluştuğu düşünülmektedir.

TM₁₁ ve TM₂₁ modlarında ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenlerin iki modlu katlı anten yapısında S₁₁ ve S₂₂ parametreleri 5,8 GHz merkez frekansı etrafındaki 55 MHz'lik frekans bandında -10 dB seviyesinin altındadır. Aynı durum dairesel mikroşerit antenlerin tek başlarına kullanıldığı durum için de geçerlidir. Bu sonuç antenlerin empedans uyumlandırmasının çok iyi seviyede olduğunu göstermektedir.

İki modlu katlı anten yapısında üstteki TM₁₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısı ile alttaki TM₂₁ modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten yapısının birbiri arasındaki S₂₁ karşılıklı bağlaşım değeri, 5,8 GHz merkez frekansı etrafındaki 55 MHz'lik frekans bandında -20 dB değerinin altındadır. Bu durum, üstteki dairesel mikroşerit anten ile alttaki dairesel mikroşerit anten arasındaki karşılıklı bağlaşım etkisinin ihmal edilebilir seviyede olduğunu göstermektedir [24].

Anten ışımaya örüntülerinden görüldüğü üzere, farklı modlarda ışımaya yapan anten elemanlarının girişine aynı güçte sinyal girildiğinde, yayılan alan örüntülerinin büyüklükleri tam olarak aynı olmamaktadır. Dördüncü bölümde yapılacak ilinti hesaplamalarında yayılma güçlerindeki bu farklılık ihmal edilmiştir[49].

Bölüm 2.4.1'de hesaplanan parametrelerin değiştirilmesinin ışımaya örüntüsü, S parametreleri ve VSWR değerleri üzerindeki etkisi Ek-1'de verilmiştir.

3. MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE KANAL MODELLERİ

MIMO haberleşme sistemlerinde kodlama ve sinyal işleme, yüksek kapasite ve kaliteye erişimde ne kadar önemliyse kullanılan anten yapıları ve de kanal yapısı da sistem performansı üzerinde eşit derecede belirleyici faktörlerdir. MIMO sistemlerindeki uzay-zaman kanalın özelliklerini etkin biçimde kullanmak ve modellemek ile kısıtlı alan içerisinde erişilebilecek maksimum çeşitliliğe ulaşmak için kullanılan anten yapısının özellikleri ile uyumlu kanal modelini belirlemek büyük önem taşımaktadır. MIMO haberleşme sistemlerinde kanal modellemesi için kullanılan 4 temel teknik vardır.

3.1. Belirlemci Işın Takibi Modeli

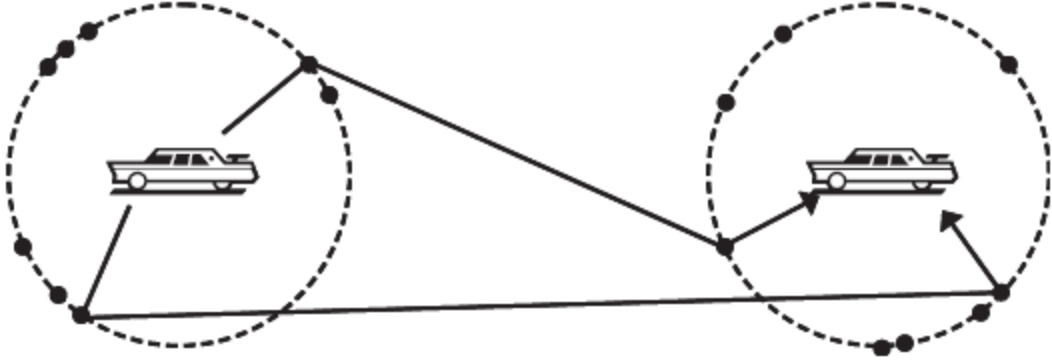
Belirlemci ışın takibi tabanlı bölge özellikli modelleme, MIMO sistemlerinde bölgenin 2 boyutlu veya 3 boyutlu propagasyon modellemesi ile başlamaktadır. Bu modelin daha sonra elektromanyetik dürtüye tepkisi hesaplama teknikleri ile yapılır. Işın takibi tekniği [28-32] özellikle belirlemci olarak büyük bölgelerin modellemesini, düşük sayısal karmaşıklıkla yapabilmemesinden dolayı tercih edilen bir teknik olmuştur. Bu model teknik kırınım teorisi ile bileştirilmiş geometrik optik üzerine kuruludur. Belirlemci ışın takibi modelinde geniş-ölçek yol-kayı ve çıkış-açısı/geliş-açısı (AOD/AOA) doğru biçimde tahmin edebilmesine karşın özellikle geometrik senaryo parametrelerinin aşırı basitleştirilmiş olmasından dolayı MIMO kanal modeli belirlenirken tercih edilen bir model değildir [33].

3.2. Ayrık Olarak Yerleştirilmiş Yansıtma Modelleri

Ayrık olarak yerleştirilmiş yansıtma modellerinde öncelikle antenleri birleştiren elektromanyetik düzlemsel dalgaların çıkış-açısı/geliş-açısı (AOD/AOA) ve karmaşık kanal kazançları (genlik ve faz) belirlenir. Belirlenen bu propagasyon parametrelerine bağlı olarak ise kanal transfer matrisi Eşitlik 1.2'deki gibi bulunur. Bu işlem için en temel teknik, gönderici ve alıcı antenler arasına, istatistiksel dağılımları önceden belirlenmiş elektromanyetik yansıtıcı yüzeyler yerleştirmektir.

Genel olarak kullanılan ayrık olarak yerleştirilmiş yansıtma modellerinden iki-halka modelinde, elektromanyetik yansıtıcıların gönderici ve alıcı etrafında belirli bir yarıçapta rasgele olarak yerleştirildiği ve elektromanyetik dalgaların

AOD/AOA'larının bu yansıtıcılar tarafından belirlendiği varsayılır. İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve bazı temsili yansıtıcı yollar Şekil 3.1'de gösterilmiştir [34, 35].



Şekil 3.1: İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve bazı temsili yansıtıcı yollar

Bu model altında değişik iletim senaryoları, esnek biçimde yansıtıcı yarıçaplarını ve halkalar üzerindeki istatistiksel yansıtıcı dağılımlarını değiştirerek elde edilir. Geometrik kesikli yansıtıcı modelleri esnek biçimde değişik propagasyon koşullarını modellemeye uygun bir model olmasına karşın gerçekçiliği düşüktür.

3.3. İstatistiksel Kümelenme Modelleri

İstatistiksel kümelenme modellerinde, çoklu-yolların AOD/AOA, gecikme ve karmaşık kazanç katsayıları üzerinde belirli istatistiksel dağılımlar varsayılarak propagasyon ortamı modellenmektedir. Bu modelde her bir gönderim yolu bir yansıtıcı kümesine karşılık gelmektedir. Ayrıca yansıtıcı kümeleri içinde çözölemeyen yollar mevcuttur. Çoklu-yolların parametrelerinin istatistiksel dağılımları genel olarak kanal ölçümleri veya ışın takibi teknikleri ile elde edilir [36], Saleh-Valenzuela with Angle (SVA) [37], COST-259 [38] ve 3GPP SCM kanal modelleri [39] literatürde bulunmaktadır ve bazıları standardize edilmiş istatistiksel kümelenme tabanlı MIMO kanal modellerine örnektir.

COST-259 modeli, makro, mikro ve piko hücreleri de içeren 13 farklı tipte çevre için belirlenmiştir. Kanaldaki saçılma/yayıma zamanla-değişken doğrusal kanal vektör dürtü tepkisi ile zamansal ve açısal olarak Eş 3.1'deki gibi tanımlanabilir [40].

$$h(t, \tau, \Omega) = [h_1(t, \tau, \Omega), \dots, h_N(t, \tau, \Omega)]^T \quad (3.1)$$

Eş 3.1'de, $[\cdot]^T$ ifadesi devrik operatörünü belirtirken, N alıcı anten sayısını, t, zamanı, τ , zaman gecikmesini ve Ω ise hem yanca hem de yükseliş açısındaki iletim doğrultusunu simgeler. $h_m(t, \tau, \Omega)$, m. antendeki zamanla-değişken doğrusal vektör kanal dürtü tepkisidir ve Eş 3.2'de gösterilen eşitlikler ile ifade edilir [38].

$$h_m(t, \tau, \Omega) = \sum_{j=1}^J h_j(t, \tau, \Omega) \quad (3.2a)$$

$$= \sum_{j=1}^J \sum_{c=C} h_j(t, \tau, \Omega) \quad (3.2b)$$

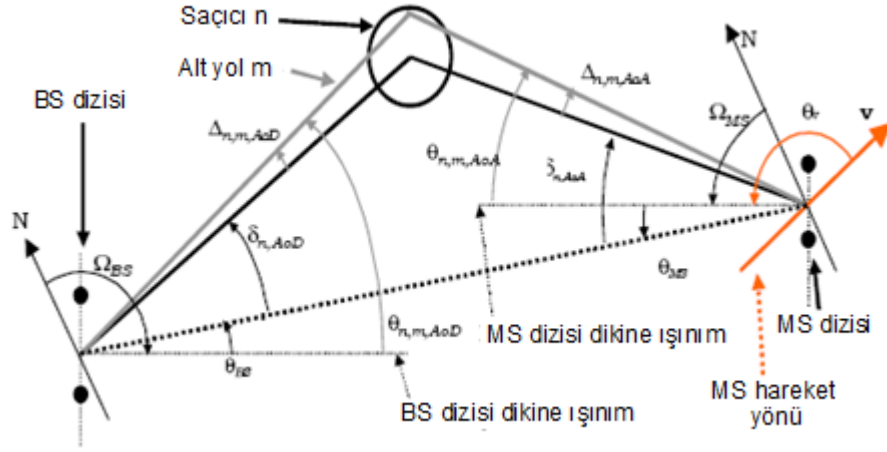
$$= \sum_{j=1}^J \sum_{c=C} \alpha_j \delta(\tau - \tau_j) \delta(\Omega - \Omega_j) \quad (3.2c)$$

Eş 3.2'de, J, tüm çok yollu bileşenler sayısını, C ise küme sayısını belirtmektedir. Dolayısıyla h_m , α genliğinde, t_0 gecikmeli ve Ω açılı çok sayıda çok yol bileşeninin süperpozisyonunu kapsamaktadır. Teorik olarak kanal dürtü tepkisi $h_m(t, \tau)$, doğrultu üzerinden anten ışına örüntüsünün ağırlıklandırılarak ve Eş 3.2deki denklemin integrali alınarak Eş 3.3'deki gibi ifade edilebilir

$$h(t, \tau) = \int_{\Omega} G(\Omega) h(t, \tau, \Omega) d\Omega \quad (3.3)$$

COST-259 modeli, hücre yapıları, yayılım ortamı ve yayılma senaryolarından oluşan üç seviyeli parametrik yapıda tanımlanmaktadır. Üç katlı bu yapı, harici parametre, evrensel parametre ve bölgesel parametre olarak adlandırılan üç çeşit parametre ile modellenenmektedir. Yayılma senaryolarını gösteren rasgele gerçeklemeler Monte-Carlo benzetimleri için kanal dürtü tepkisinin gerçekçi türetimi açısından önemlidir [33, 38].

Öte yandan, MIMO kanal modelleme için geliştirilmiş istatistiksel kümelenme tabanlı geniş-bant Uzay Kanal Modeli (UKM), N tane saçılma kümesini dikkate alan 2 boyut parametrelili bir kanal modelidir ve her bir küme bir yola karşılık gelmektedir. Şekil 3.2'de gösterildiği gibi bir yolun içerisinde M tane çözümü olmayan alt-yol vardır ve SCM için $M=20$ olarak seçilmiştir [39].



Şekil 3.2: İstatistiksel kümelenme tabanlı 3GPP UKM modeli

Şekil 3.2, UKM modeli için baz istasyonu ile mobil istasyon arasındaki iletimi ve iletim yollarını göstermektedir. S elemanlı lineer bir baz istasyonu dizisi ile U elemanlı lineer bir mobil istasyonu dizisi için N adet çoklu-yol bileşene ait kanal katsayılarının kompleks genlikleri UxS matrisi ile verilir. n. çoklu-yol bileşeni için (n=1,...,N) kanal matrisi An(t) ile tanımlanırsa, An(t) nin (u,s)inci bileşeni h(t) ile gösterilir (s=1,...,S) ve Eş 3.4 ile ifade edilir.

$$h(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{j=1}^J \left(\sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m}^{AoD})} e^{j[k_f d_s \sin \theta_{n,m}^{AoD} + \phi_{nm}]} \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m}^{AoD})} e^{j[k_f d_u \sin \theta_{n,m}^{AoD} + \phi_{nm}]} e^{j[k_f \psi]} \right) \quad (3.4)$$

Eş 3.4'de verici anten kazancı $g_s(\theta)$ olan s. iletim modu ile alıcı anten kazancı $g_u(\varphi)$ olan u. alıcı modu arasında bulunan (UxS) boyutlu çoklu-yol matrisi Eş 3.5'deki gibi yazılır.

$$H(u, s) = \sum_{n=1}^N h_n(t, u, s) e^{j k_f Y} g_s(\theta) g_u(\theta) \quad (3.5)$$

İstatistiksel kümelenme modelleri, kanal ölçümü/ışın takibi veya kesikli yansıtma modellerine göre çok daha gerçekçi modellerdir ve MIMO kanalın uzay-zaman iletim özelliklerini sağlıklı biçimde tanımlayabilmektedir. Buna karşın modelleme ve uygulama açısından oldukça karmaşık olmaları nedeniyle genellikle geniş tabanlı link-seviyesi benzetimleri için kullanılmaktadırlar [33].

3.4. İstatistiksel Analitik Matris Modelleri

İstatistiksel analitik matris modelleri şu ana kadar belirtilen propagasyon tabanlı matris modellerine nazaran özellikle MIMO sinyal işleme algoritmalarının tasarımı/performans analizi ve kapasite hesaplamaları için kullanışlıdır. Ayrıca uzaysal ilinti yapısını da içermesinden dolayı tez çalışması kapsamındaki uzaysal çeşitlenmeli çok modlu MIMO sistemleri için önemli ve uygun kanal modellerini teşkil etmektedir.

Birçok darbant istatistiksel matris tabanlı analitik kanal modeli, MIMO kanal matrisinin kanal katsayılarının (Rayleigh sönümlenmeli veya Ricean sönümlenmeli) çok-değişkenli karmaşık Gauss dağılımı [41] ile modellenmesi ile oluşmaktadır ve değişik ilinti durumlarına göre farklılık göstermektedir. H kanal matrisi, Rayleigh sönümlenmeli kanal ($K=0$) için, Ricean sönümlenmeli kanal (sıfırdan farklı K değerleri) için ve AWGN kanal ($K=\infty$) için bulunarak kanal modeli elde edilebilmektedir. H kanal matrisi sıfır ortalamalı, olasılıksal LOS kanal bileşenlerini modelleyen bir H_s matrisi ve NLOS kanal bileşenlerini modelleyen bir H_d matrisinin toplamı olarak Eş 3.6'daki gibi yazılabilmektedir [42].

$$H = \sqrt{\frac{K}{1+K}} H_s + \sqrt{\frac{K}{1+K}} H_d \quad (3.6)$$

Eş 3.6'daki K ifadesi $K \geq 0$ için Ricean-K faktörü olup, Eş 3.7 'de belirtildiği gibi i.i.d.(Bağımsız Özdeşçe Dağılmış) kanal katsayıları altında LOS bileşeninin gücünün NLOS bileşeninin gücüne oranı ile tanımlanmaktadır [11].

$$K = \frac{[E\{h_{ij}\}]^2}{\text{Var}\{h_{ij}\}} \quad (3.7)$$

En genel formuyla eğer Eş 3.6'daki MIMO kanal matrisinin kolonları vektör olarak ifade edilirse, h dağılımı, çok-değişkenli karmaşık Gauss dağılımı ile Eş 3.8'deki gibi ifade edilir.

$$f(h) = \frac{1}{\pi^{NM} \det(R_H)} \exp\left(- (h - \mu_h)^H R_H^{-1} (h - \mu_h)\right) \quad (3.8)$$

$NM \times NM$ boyutlarındaki $R_H = E(hh^H)$ matrisi, MIMO kanalın tam ilinti matrisi olarak tanımlanır ve tüm kanal katsayılarının ilinti yapısını içerir. Bu ilinti matrisinin

yapısına göre değişik ilinti durumu modellemeleri temel alınarak farklı istatistiksel matris tabanlı kanal modelleri oluşturulmaktadır. Bu modeller aşağıda açıklanmıştır.

3.4.1. Bağımsız Özdeşçe Dağılmış(i.i.d.) Model

En basit matris-tabanlı kanal modeli i.i.d. MIMO kanal modelidir ve ilinti matrisi $R_H=I$ olarak tanımlanmaktadır. Kısacası tüm kanal katsayıları birbirinden bağımsızdır ve herhangi bir ilinti uzaysal çeşitlilik kanalları arasında bulunmamaktadır. Bu yapı sadece her yönde düzgün dağılimlı çok-zengin gönderim yolu ortamlarında geçerlidir ve uygulaması bu açıdan kısıtlıdır ve gerçekçi değildir.

3.4.2. Kroenecker Modeli

İlintili Kroenecker modeli göndermeç ve almaç ilintilerinin ayrılabilir olduğu varsayımı üzerine kuruludur ve bu durumda tam ilinti matrisi, Eş 3.9'da belirtildiği gibi göndermeç ve almaç ilinti matrisinin Kroenecker çarpımı şeklinde yazılabilir [43].

$$R_H = R_{TX} \otimes R_{RX} \quad (3.9)$$

Eş 3.9'da gösterilen göndermeç ilinti matrisi, Eş 3.10a'daki gibi ifade edilmektedir.

$$R_{TX} = E\{H^H H\} \quad (3.10a)$$

Almaç ilinti matrisi ise Eş 3.10b'deki gibi hesaplanmaktadır.

$$R_{RX} = E\{H H^H\} \quad (3.10b)$$

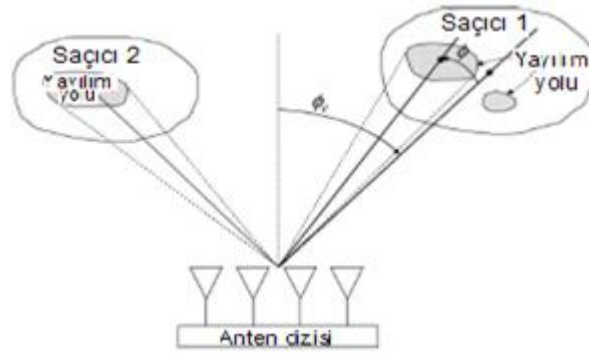
Bu tanımlamalar altında da genel kanal matrisi Eş 3.11 ile ifade edilmektedir. Eş 3.11'de belirtilen G rasgele matrisi, i.i.d. özelliğinde ve birim varyanstadır.

$$H = R_{TX}^{1/2} G R_{RX}^{1/2} \quad (3.11)$$

Kroenecker kanal modelinin temel kısıtlaması AOD ve AOA tayflarının birbirinden ayrılmış olmasıdır. Ayrıca Kroenecker kanal modelinde karşılıklı bağlaşım modellenememektedir. Bununla birlikte yapılan çalışmalarda Kroenecker

modeli ile elde edilen kapasite analizlerinde en çok dört anten sayısına kadar MIMO kanal kapasitesi yüksek doğrulukla ölçülebilmektedir. Buna rağmen basit formu nedeniyle ilintili MIMO kanallarının modellenmesi için popüler biçimde kullanılan bir kanal modelidir.

Kronecker modelde Tx ve Rx ilinti matrislerinin elemanları anten ışınma örüntülerinin ve MIMO kanalının uzaysal özelliklerinin bir fonksiyonudur. Kronecker modelinde gönderici ve alıcı dizinleri etrafındaki çoklu-gönderim yoluna sebep olan saçıcı objeler, kümeler olarak Şekil 3.3'de gösterildiği gibi tanımlanmıştır.



Şekil 3.3: Kümelenme tabanlı çok-gönderim-yollu propagasyon modeli

Tez çalışması kapsamında karşılıklı bağlaşım ihmal edilip en fazla dört antenli yapı için analiz yapıldığı için kanal modeli olarak Kronecker model seçilmiştir.

3.4.3. Weichselberger Modeli

Weichselberger modeli, Kronecker modelin ayrılabilir AOD/AOA spektrumu kısıtlamasını, bağlaşım tanımlamaları kullanarak ortadan kaldıran daha gerçekçi ve uzaysal yapıyı daha iyi modelleyen ilintili matris-tabanlı MIMO kanal modelidir [44].

Weichselberger modelinin tanımlaması, Eş 3.12a'da gösterildiği gibi gönderme ilinti matrislerinin özdeğerlerine ayrılması

$$R_{TX} = U_{TX} \Lambda_{TX} U_{TX}^H \quad (3.12a)$$

Eş 3.12b'de gösterildiği gibi almaç ilinti matrislerinin özdeğerlerine ayrılması

$$R_{RX} = U_{RX} \Lambda_{RX} U_{RX}^H \quad (3.12b)$$

ile başlar.

Eş 3.12a ve eş 3.12b'de ifade edilen U_{RX} ve U_{TX} özvektörler matrisleri, Λ_{RX} ile Λ_{TX} ise özdeğerler matrisleridir. Bu tanımlamalar altında Weichselberger modeli Eş 3.13'deki gibi ifade edilir.

$$H = U_{RX} (\tilde{\Omega} \diamond G) U_{TX}^T \quad (3.13)$$

Eş 3.13'de G , i.i.d. özelliğinde ve birim varyanslı $N \times M$ rassal matrisi, $(.)^\circ$ $(.)$, Hadamard eleman-eleman çarpım operatörü ve Ω , gerçel ve eksi olmayan elemanları, U $N \times M$ matrisi, TX ve RX özmodlar arasındaki ortalama güç bağlaşımını modelleyen, eleman-eleman karekök matrisidir. Bu bağlaşım matrisi genellikle kanal ölçümleri sonucunda elde edilebilmektedir. Kroenecker modele göre uzaysal ilinti yapısını göndermeç ve almaç arasındaki bağlaşımdan dolayı daha iyi modellemesine rağmen, Weichselberger modeli ancak MIMO kanal ölçümlerinin bağlaşım matrisinin hesaplanabildiği durumlarda uygulanabilmektedir.

Bu bölümde incelenen MIMO kanal modelleri analiz edildiğinde, tez çalışmasında iki modlu katlı dairesel mikroşerit antenler kullanılarak MIMO sistemlerindeki kanal kapasitesi hesaplamaları için kullanılması en uygun kanal modelinin hem propagasyon yapısını hem de bu propagasyon yapısı ve tasarlanacak antenlerin ışımaya örüntüleri üzerinden hesaplanacak çeşitlilik kanalları arasındaki ilintiyi içerebilecek olması nedeniyle istatistiksel-kümelenme propagasyon yapısı tabanlı Kronecker kanal modeli olduğuna karar verilmiştir. Kronecker modelin seçilmesinin temel nedenlerinden biri de bu modelin IEEE 802.11n sistemleri için standardize ettiği kanal modeli olmasıdır [45]. Benzer kanal modeli ayrıca literatürde [3]'de içortam MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde kullanılmak üzere faz-merkezleri çakışık bindirilmiş dairesel mikroşerit antenlerle örüntü çeşitliliğinin kullanıldığı çalışmada da uygulanmıştır. Bu nedenle Kronecker kanal modelinin WMAN ve mikrodalga linkler gibi diğer kablosuz haberleşme uygulamalarında da kullanılabileceği değerlendirilmektedir.

4. ANTEN ELEMANLARI ARASINDAKİ İLİNTİ DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

MIMO sistemlerde, alıcı antenlerden alınan sinyaller arasındaki ve verici antenlerden gönderilen sinyaller arasındaki ilintinin düşük tutulması performansın artırılması açısından çok önemlidir. Yüksek veri hızlarına ulaşılabilmesi için sistemde birbirinden bağımsız alt kanallara ihtiyaç duyulmaktadır. Kanalların birbirinden bağımsız olabilmesi için de antenler arasındaki ilinti seviyelerinin mümkün olduğunca düşük tutulması gerekmektedir. Bu yüzden ilinti özellikleri, MIMO sisteminin başarımını belirleyen en önemli etmenlerden biridir. MIMO sistemlerde kullanılan yöntemlerden biri uzay zaman verici çeşitleme (STTD) yöntemidir. STTD yönteminde verici anten elemanlarının hepsinden aynı veri gönderilir. Verici antenlerden gönderilen ve alıcı antenlerden alınan sinyaller arasındaki ilinti seviyesi düşükse, alıcıdaki antenlerden en az birine, verici antenlerden gönderilen sinyallerden birinin düşük sönmüleme ile gelme olasılığı yüksektir. Böylelikle uzaysal çeşitleme kazancı verimli olarak kullanılabilir ve alıcıda, farklı antenlerden alınan sinyaller uygun şekilde birleştirilerek, yüksek SNR seviyelerine ulaşılması mümkün olur. Bununla birlikte MIMO sistemlerde kullanılan diğer yöntem de uzaysal çoğullama (SM) yöntemidir. Bu yöntemde verici anten elemanlarının her birinden farklı veri gönderilebilir. Bu durumda kanallar arasındaki ilinti seviyesi yeterince az olursa hava kanalları çoğullanabilir ve MIMO sisteminin kanal kapasitesi artırılabilir.

İlinti değerleri MIMO sistemlerinde kullanılan iki yöntem için de aynıdır. Ancak kapasite değerleri iki yöntem için farklı olmaktadır. Tez çalışması kapsamında kapasite analizler uzaysal çoğullama yönteminin kullanıldığı MIMO sistemler için yapılmıştır.

İlinti değerleri, antenler arasındaki mesafe, açısal yayılma ve ana yanca açısı gibi çeşitli parametrelere bağlı olduğu için ilinti hesaplamaları bu parametrelere göre yapılmaktadır. Antenlerin birbirinden uzaysal olarak ayrık olduğu durumlar için literatürde birçok araştırma bulunmaktadır. Ancak modlar arasındaki ilinti hesaplamaları üzerindeki çalışmalar çok kısıtlıdır. Çok modlu dairesel mikroşerit anten yapıları için İlinti değerlerinin hesaplanması hakkında temel olarak Mukherjee[2], Heath[3], Svantesson[47] ve Madrid Carlos-III Üniversitesi[49] çalışmalar yapmıştır.

Tez çalışması kapsamında ilk olarak iki elemanlı baskın modda çalışan dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki ilinti değeri ile iki modlu katlı anten yapısında TM_{11} ve TM_{21} modlarında çalışan dairesel mikroşerit antenler arasındaki ilinti değeri hesaplanacaktır. Daha sonra dört elemanlı baskın modda çalışan dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki ilinti değerleri ile iki adet iki modlu katlı anten yapısında TM_{11} ve TM_{21} modlarında çalışan dairesel mikroşerit antenler arasındaki ilinti değerleri, TM_{11} modlarında çalışan dairesel mikroşerit antenler arasındaki ilinti değerleri ve TM_{21} modlarında çalışan dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki ilinti değerleri hesaplanacaktır.

4.1. İki elemanlı Düzgün Doğrusal Anten Yapılarında İlinti Hesabı

İki elemanlı düzgün doğrusal anten yapısında, L adet propagasyon yolundan,

Alıcıdaki birinci antene gelen sinyal bileşenleri Eş 4.1a ile,

$$y_1 = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\beta_l} E_1(\theta_l) \quad (4.1a)$$

Alıcıdaki ikinci antene gelen sinyal bileşenleri Eş 4.1b ile

$$y_2 = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\beta_l} e^{j\Delta(\phi_l)} E_2(\theta_l) \quad (4.1b)$$

ifade edilebilmektedir [11].

Bu ifadede; α_l , l. propagasyon yolundan alıcıya gelen sinyal genliğini, β_l , l. propagasyon yolundan kaynaklanan rasgele faz kaymasını, d, alıcı antenler arasındaki mesafeyi, θ_l , l. propagasyon yolunun yanca varış açısını (AoA) $\Delta(\theta_l) = (2\pi d/\lambda_0) \sin \theta_l$ $g_l(\theta_l)$, i. antenin l. propogasyon yolu için tanımlanan faz farkını, $E_1(\theta)$ ve $E_2(\theta)$ ise elektrik alan ifadelerini göstermektedir.

Eş 4.1'de belirtilen sinyal yapısında aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır,

- β açısı $-\pi$ ile π arasında düzgün dağılmıştır.
- α ve θ istatistiksel büyüklüklerdir.
- β ile θ ve β ile α birbirinden bağımsızdır.

y_1 ile y_2 arasındaki zarf ilintisi Eş 4.2'deki gibi ifade edilebilmektedir [46].

$$\rho_{12} = \frac{E[(y_m - E[y_m])(y_n - E[y_n])^*]}{\sqrt{E[|y_m - E[y_m]|^2]E[|y_n - E[y_n]|^2]}} \quad (4.2)$$

Eş 4.2'de elde edilen zarf ilintisi ile ilinti katsayısı arasındaki ilişki Eş 4.3'de gösterilmiştir [11].

$$\rho_{12} = \sqrt{\rho_\epsilon} \quad (4.3)$$

β ile Θ ve β ile α birbirinden bağımsız olması ile birlikte faz bilgisinin düzgün dağılması varsayımı göz önünde bulundurulduğunda sinyallerin ortalama değerleri sıfır alınmaktadır. Bu durumda y_1 ile y_2 arasındaki ilinti Eş 4.4'deki gibi olmaktadır.

$$\rho_{12} = \frac{E[y_1 y_2^*]}{\sqrt{E[|y_1|^2]E[|y_2|^2]}} \quad (4.4)$$

Θ , β ve α değerleri üzerinden ortalama alınırsa, Eş 4.4'de pay kısmında bulunan ifade Eş 4.5a'daki gibi olmaktadır [47].

$$E[y_1 y_2^*] = E \left[\left(\sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\beta_l} E_1(\theta_l) \right) \times \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\beta_l} e^{j\Delta(\theta_l)} E_2(\theta_l) \right)^* \right] \quad (4.5a)$$

Eş 4.5a'daki ifade de bulunan çarpma işlemi yapılırsa Eş 4.5b ve 4.5c elde edilir.

$$E[y_1 y_2^*] = E \left[\left(\sum_{l=1}^L \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j\beta_l} e^{-j\Delta(\theta_l)} E_2(\theta_l) \alpha_l e^{j\beta_l} E_1(\theta_l) \right) \right] \quad (4.5b)$$

$$[y_1 y_2^*] = E \left[\sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 e^{-j\Delta(\theta_l)} E_1(\theta_l) E_2^*(\theta_l) \right] \quad (4.5c)$$

Eş 4.5c ifadesi Eş 4.5d'deki gibi düzenlenebilir.

$$E[y_1 y_2^*] = LE[E[\alpha_l^2 | \theta] e^{-j\Delta(\theta)} E_1(\theta) E_2^*(\theta)] \quad (4.5d)$$

Koşullu ortalamaya ve k ile l ifadelerinin eşit olmama durumunda α_k ile α_l ifadelerinin bağımsızlığına dayanarak, Eş 4.5, Eş 4.6 biçiminde düzenlenebilir [47].

$$E[y_1 y_2^*] = L \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\Delta(\theta)} E_1(\theta) E_2^*(\theta) E[\alpha^2 | \theta] p_\theta(\theta) d\theta \quad (4.6)$$

Genel olarak kümelenme tabanlı propagasyon yapısında ve istatistiksel analitik matris modellerinde iç ortam koşulları için yükseliş yayılımı ihmal edilir ve sadece yanca açıları düşünülür. Bu durumda her küme içinde çözülemeyen yollar vardır ve bunlar kümenin ortalama AOA açısı $\bar{\theta}$ etrafında belirli bir açısal yayılım gösterirler. Bu açısal yayılım güç yanca tayfı (PAS) olarak adlandırılır ve 802.11n kanal modelinde de standardize edildiği [45] gibi kesiklenmiş Laplacian dağılımı ile verilir. $p_{\theta}(\Theta)$ ifadesi yanca açısının olasılıksal yoğunluk fonksiyonunu belirtmektedir. Bu ifade, PAS fonksiyonuna Eş 4.7'deki gibi bağlı olmaktadır [47].

$$P(\theta) = LE[\alpha^2|\theta]p_{\theta}(\theta) \quad (4.7)$$

Eş 4.8'deki $P(\Theta)$ ifadesi yerine Laplacian PAS kullanılabilir. Bunun doğruluğu birçok deneyle doğrulanmıştır [48]. Kullanılacak Laplacian PAS ifadesi Eş 4.8'de gösterilmiştir.

$$P(\theta) = ce^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_{\theta})} \quad \theta \in [-\pi, \pi) \quad (4.8)$$

Eş 4.9'da belirtilen c sabiti Eş 4.9'da gösterildiği gibi bulunmaktadır.

$$\int_{-\pi}^{\pi} P(\theta)d\theta = 1 \quad (4.9)$$

Eş 4.9'da belirtilen ortalama AOA açısı Eş 4.10 ile ifade edilmektedir.

$$\bar{\theta} = \int_{-\pi}^{\pi} \theta P(\theta)d\theta \quad (4.10)$$

Eş 4.9'da, σ_{θ} , kümenin açısal yayılımını veren parametredir. $\Omega=(\varphi,\Theta)$ katı açısı üzerinden verilen yanca ve yükeliş PAS tanımında, yükseliş PAS'ı ihmal edilebilecek kadar küçüktür ve yanca PAS'ı ile yükseliş PAS'ının bağımsız olduğu varsayılmaktadır. Bu durumda yükseliş PAS'ı hesaplamalarda ihmal edilerek yalnızca yanca PAS'ı kullanılmaktadır. Bu durumda genel PAS tanımı Eş 4.11'de gösterildiği gibi olmaktadır.

$$P(\Omega) = [P(\theta) * \delta(\theta - \theta_c)]\delta(\varphi) \quad (4.11)$$

Ayrıca kanalda çok sayıda saçıcı kümesinin bulunması durumunda kümelerin yayılım karakteristiklerinin yani PAS'larının birbirinden bağımsız olduğu düşünülmektedir [3]. Tez çalışmasında kanalda tek saçıcı olduğu durum için analizler gerçekleştirilmiştir.

Eş 4.6 'da $\Delta(\theta)=0$ alınarak paydadaki ifade de benzer şekilde bulunabilir. Eş 4.8'de elde edilen PAS ifadesi kullanılarak ilintinin zarfı Eş 4.12'deki gibi elde edilebilmektedir [47].

$$\rho_e = \frac{\left| \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi d \sin(\theta)}{\lambda_0}} E_1(\theta) E_2^*(\theta) e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta \right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |E_1(\theta)|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta \int_{-\pi}^{\pi} |E_2(\theta)|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \quad (4.12)$$

Yukarıda düzgün doğrusal dairesel mikroşerit anten dizi elemanları arasındaki ilinti değeri hesaplamaları için kullanılan formüller, bir sonraki bölümde modlar arasındaki ilinti değerlerinin hesaplanmasında kullanılacak biçime getirilmiştir.

4.2. Katlı Dairesel Mikroşerit Anten Yapısında Modlar Arasındaki İlinti Seviyesinin Hesaplanması

Tasarlanan iki modlu katlı anten yapısında dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe $h=0.5\text{mm}$ olarak belirlenmişti. Bu mesafe yeteri kadar küçük olduğu için modlar arasındaki ilinti değeri bulunurken, modlar sanki aynı antenden ışımaya yapıyor gibi varsayılarak ilinti hesabı yapılabilmektedir [49]. Modlar arasındaki ilintiyi hesaplamak için düzgün doğrusal anten yapılarında kullanılan Eş 4.12'de belirtilen d mesafesi sıfır alınmaktadır. Dairesel mikroşerit anten yapılarında farklı modlardaki ışımaya örüntülerini göstermek için Eş 4.13'deki ifadeler kullanılabilir[47]. Eş 4.13'de elektrik alan ifadelerinde bulunan katsayılar, Eş 4.12 'de gösterildiği gibi paydada anten elemanlarının varyanslarına göre yapılan normalizasyon sonucunda sadeleşeceği için yazılmamıştır.

$$x_1(\theta) = \cos(m\theta) \quad (4.13a)$$

$$x_2(\theta) = \cos(n\theta) \quad (4.13b)$$

Aynı katlı anten yapısında anten elemanları arasında mesafe olmayacağı için modlar arasındaki ilinti seviyesi Eş 4.14 kullanılarak hesaplanabilir [47].

$$\rho_e^M(m, n, \bar{\theta}, \sigma_\theta) = \frac{\left(\int_{-\pi}^{\pi} E_1(m\theta) E_2(n\theta) e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} E_1^2(m\theta) e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta \int_{-\pi}^{\pi} E_2^2(n\theta) e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \quad (4.14)$$

Eş 4.14'de elektrik alan ifadeleri yerine Eş 4.13'de verilen eşitlikler yazılarak integral alınır Eş 4.15a elde edilir [47].

$$\rho_e^M(m, n, \bar{\theta}, \sigma_\theta) \approx \frac{|E[y_m y_n^*]|^2}{E[|y_m|^2]E[|y_n|^2]} \quad (4.15a)$$

Gerekli dönüşümler sonucu ρ_e^M aşağıdaki gibi bulunur.

$$\rho_e^M(m, n, \bar{\theta}, \sigma_\theta) = \frac{\kappa^2(m, n, \bar{\theta}, \sigma_\theta)}{\kappa(m, m, \bar{\theta}, \sigma_\theta)\kappa(n, n, \bar{\theta}, \sigma_\theta)} \quad (4.15b)$$

Eş 4.15b'deki $\kappa(m, m, \bar{\theta}, \sigma_\theta)$ ifadesi aşağıdaki formül kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} \kappa(m, n, \bar{\theta}, \sigma_\theta) = & \frac{\sqrt{2}\sigma_\theta \cos((m-n)\bar{\theta})}{2 + \sigma_\theta^2(m-n)^2} + \frac{\sqrt{2}\sigma_\theta \cos((m+n)\bar{\theta})}{2 + \sigma_\theta^2(m+n)^2} - \sqrt{2}\sigma_\theta e^{-(\sqrt{2}\pi/\sigma_\theta)} \\ & \times \left(e^{\sqrt{2}\bar{\theta}/\sigma_\theta} \right) \times \left[\frac{(-1)^{m-n}}{2 + \sigma_\theta^2(m-n)^2} + \frac{(-1)^{m+n}}{2 + \sigma_\theta^2(m+n)^2} \right] \end{aligned} \quad (4.15c)$$

Düzgün doğrusal dairesel mikroşerit anten dizi elemanları ve farklı modlarda yayılım yapan anten elemanları arasındaki ilinti değerlerini hesaplamak için çıkarılan formüller, bir sonraki bölümde tasarlanan anten yapısının ilinti değerlerini hesaplamada kullanılacaktır.

4.3. Tasarlanan İki Modlu Katlı Dairesel Mikroşerit Anten Yapısında Antenler Arasındaki İlinti Değerlerinin Hesaplanması

Bu bölümde tez çalışmasında MIMO sistemler için önerilen iki modlu katlı dairesel mikroşerit anten yapısının ilinti değerleri hesaplanmıştır. İkinci bölümde yapılan anten benzetimlerinde elde edilen sonuçlara göre iki modlu katlı anten yapısında TM_{11} modunda yayılım yapan üstteki dairesel mikroşerit antenin, TM_{21} modunda yayılım yapan alttaki dairesel mikroşerit antenin yayılım örüntüsüne etkisi ihmal edilecek seviyede olduğu gözlenmiştir. Bu nedenle ilinti hesaplamalarında bir önceki bölümde çıkarılan ilinti formülleri kullanılmıştır.

İlinti değerleri, antenler arasındaki mesafeye, açısal yayılmaya ve ana yanca açısına bağlı olduğu bir önceki bölümde belirtilmişti. Ana yanca açısının, 0° ile 180° arasında düzgün dağıldığı varsayılarak, her bir derecelik açısal saçılma için ana yanca açısının 0° ile 180° aralığındaki ortalaması bulunarak benzetim

sonuçları elde edilmiştir. Böylelikle benzetimlerdeki değişken parametreler antenler arasındaki mesafe ve açılmalık saçılma olarak belirlenmiştir. Analiz sonuçları, antenler arasındaki mesafe ve açılmalık yayılmanın ikişer farklı değerine göre elde edilmiştir. Benzetimler MATLAB programında gerçekleştirilmiştir.

4.4. Bir Elemanlı İki Modlu Katlı Anten ve 2x2 Dairesel Mikroşerit Anten için İlinti Değerlerinin Karşılaştırılması

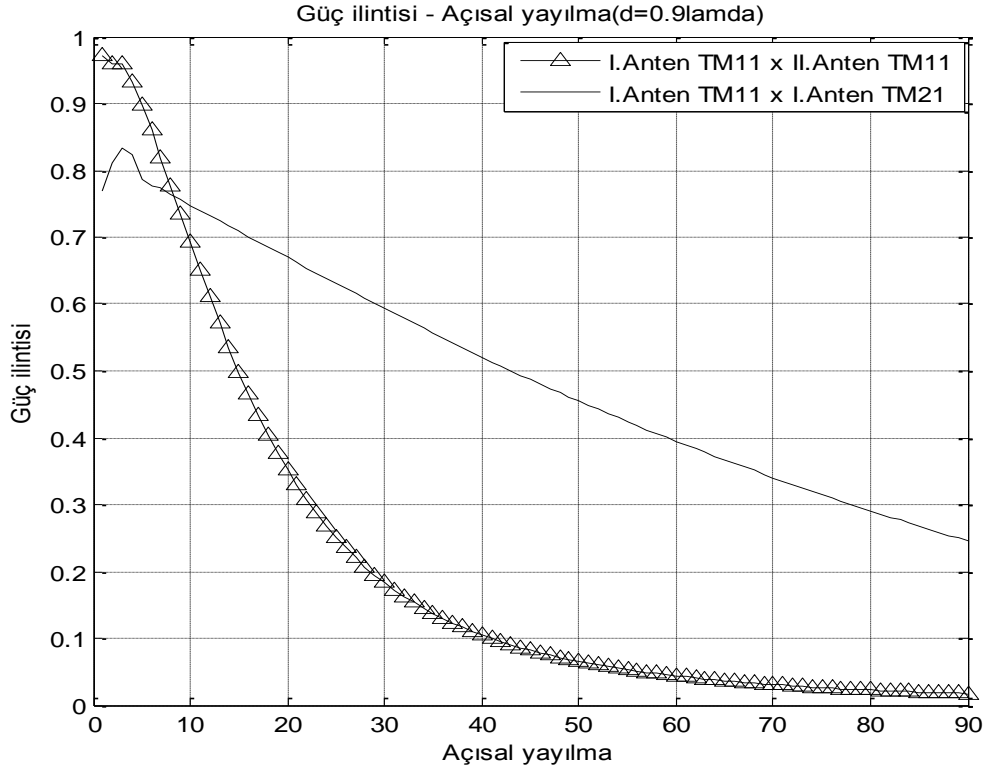
Bir elemanlı iki modlu katlı anten kullanıldığı durumda, TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışık yapan dairesel mikroşerit antenler arasındaki ilinti değerleri hesaplanırken antenden yayılan elektrik alan ifadeleri varyanslarına göre normalize edildiği için elektrik alan ifadelerinde bulunan sabit terimler sadeleşir ve Eş 4.14'deki formülde TM_{11} modunda yayılım yapan alan ifadesinin yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))$, TM_{21} modunda yayılım yapan alan ifadesinin yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılabilir. Bu durumda farklı modlarda ışık yapan iki katlı anten yapısındaki TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışık yapan dairesel mikroşerit antenler arasındaki ilinti değeri Eş 4.16'daki gibi hesaplanabilmektedir.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} ((J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))))}{\int_{-\pi}^{\pi} (J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) * \left(\frac{((J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta))) e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)})^2 d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} (J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.16)$$

Baskın modda yayılım yapan, merkezleri arasında $0.9\lambda_0$ mesafe bulunan iki adet dairesel mikroşerit anten için ilinti hesabı yapılırken, Eş 4.12 kullanılmaktadır. Eş 4.12'de, dairesel mikroşerit anten yapılarının elektrik alan ifadeleri yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))$, yazılmalıdır. Bu durumda Eş 4.17'deki ilinti formülü elde edilir.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (e^{-\frac{j1.8\lambda_0 \pi \sin(\theta)}{\lambda_0}} (J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))))}{\int_{-\pi}^{\pi} |(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) * \left(\frac{((J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))^* e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)}) d\theta|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.17)$$

Eş 4.16 ve Eş 4.17 kullanılarak, dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe $d=0.9\lambda_0$ olarak belirlendiğinde, birer derecelik açısall yayılmaya göre iki modlu katlı anten yapısında TM_{11} ve TM_{21} modları arasındaki ve baskın moda ışımaya yapan düzgün doğrusal dairesel mikroşerit anten dizi elemanları arasındaki ilinti grafiği Şekil 4.1'deki gibi elde edilir.



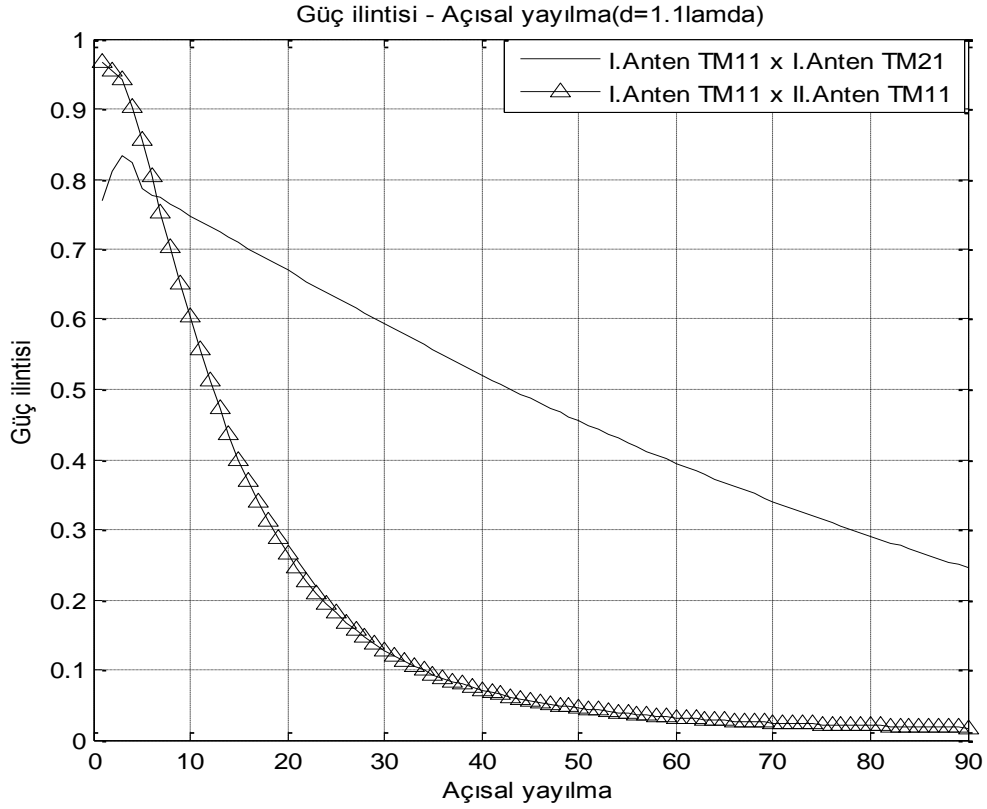
Şekil 4.1: $d=0.9\lambda_0$ için iki modlu katlı anten yapısında modlar arasında ve 2×2 dairesel mikroşerit anten elemanları arasında elde edilen ilinti eğrileri

Dairesel mikroşerit anten yapılarında anten elemanları arasındaki mesafe $d=1.1\lambda_0$ olarak belirlenirse ilinti formülü Eş 4.18'deki gibi olmaktadır. Bu durumda anten elemanları arasındaki mesafe $0.9\lambda_0$ 'dan, $1.1\lambda_0$ 'a çıkarıldığı için dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki ilinti değeri azalmaktadır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\left| \int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j2.2\pi\lambda_0 \sin(\theta)}{\lambda_0}} \left(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right) \right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right)^{1/2} \quad (4.18)$$

İki modlu katlı anten yapısında ise antenler arasındaki mesafe değişmediği için TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışımaya yapan anten elemanları arasındaki ilinti seviyesi aynı kalmaktadır.

Dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe $1.1\lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti değerlerinin açısall yayılmaya göre değişim grafiği Şekil 4.2'de gösterilmiştir.



Şekil 4.2: $d=1.1 \lambda_0$ için iki modlu katlı anten yapısında modlar arasında ve 2×2 dairesel mikroşerit anten elemanları arasında elde edilen ilinti eğrileri

Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'de hesaplanan ilinti grafiklerinden görüldüğü gibi düzgün doğrusal anten dizi elemanları arasındaki mesafe $0.9 \lambda_0$ 'dan $1.1 \lambda_0$ 'a çıkarıldığında anten dizi elemanları arasındaki ilinti miktarı azalmaktadır. Anten elemanları arasındaki mesafe $0.9 \lambda_0$ olduğunda açısall yayılmanın 8° 'den küçük değerleri için katlı anten yapısındaki modlar arasındaki ilinti değeri, düzgün doğrusal anten dizisi elemanları arasındaki ilinti değerinden daha az çıkarken, açısall yayılmanın 8° 'den büyük olduğu değerler için düzgün doğrusal anten dizi

elemanları arasındaki ilinti değeri, katlı anten yapısındaki modlar arasındaki ilinti değerinden küçük çıkmaktadır. Düzgün doğrusal anten elemanları arasındaki mesafe $1.1 \lambda_0$ 'a çıkarıldığında, açısız yayılmanın 6° 'den küçük değerleri için katlı anten yapısındaki modlar arasındaki ilinti değeri, düzgün doğrusal anten dizisi elemanları arasındaki ilinti değerinden daha az çıkarken, açısız yayılmanın 6° 'den büyük olduğu değerler için düzgün doğrusal anten dizi elemanları arasındaki ilinti değeri, katlı anten yapısındaki modlar arasındaki ilinti değerinden küçük çıkmaktadır. İki durumdaki konfigürasyonda da yeterli miktarda çeşitleme kazancı sağlanabileceği öngörülmektedir. Bir sonraki bölümde katlı anten sayısı ve düzgün doğrusal anten dizilerinin eleman sayıları artırılarak elde edilen ilinti seviyeleri karşılaştırılmıştır.

4.5. 2x2 Elemanlı İki Modlu Katlı Anten Yapısı ve 4x4 Elemanlı Dairesel Mikroşerit Anten Yapısı için Elde Edilen İlinti Değerlerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde 2x2 elemanlı iki modlu katlı anten yapısı ve 4x4 elemanlı düzgün doğrusal dairesel mikroşerit anten dizisi için elde edilen ilinti değerleri karşılaştırılmıştır.

İlk olarak 2x2 iki modlu katlı anten yapısında anten elemanları arasındaki ilinti değerleri aşağıda belirtilen durumlar için ayrı ayrı hesaplanmıştır. Hesaplamalar sırası ile 1. ve 2. iki modlu katlı anten yapıları arasındaki mesafe $0.9 \lambda_0$ ve $1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiği konfigürasyonlar için yapılmıştır.

1.Durum: 1. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda yayılım yapan anten elemanı ile 1. iki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması

2.Durum: 1. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda yayılım yapan anten elemanı ile 2. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda yayılım yapan anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması

3.Durum: 1. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda yayılım yapan anten elemanı ile 2. iki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması

4. Durum: 1. iki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan anten elemanı ile 2. iki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması

Burada belirtilen 2. durum, 3. durum ve 4. durumda anten elemanları arasındaki mesafe, antenlerin merkezlerinden itibaren göz önünde bulundurulup, hesaplamara katılmıştır. 1. durumdaki ilinti hesabı Eş 4.16'da gösterilen modlar arası ilinti hesabı ile aynıdır. 2. durumdaki ilinti hesabı, anten elemanları arasındaki mesafenin $0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiği konfigürasyon için Eş 4.17 ile aynı olacaktır.

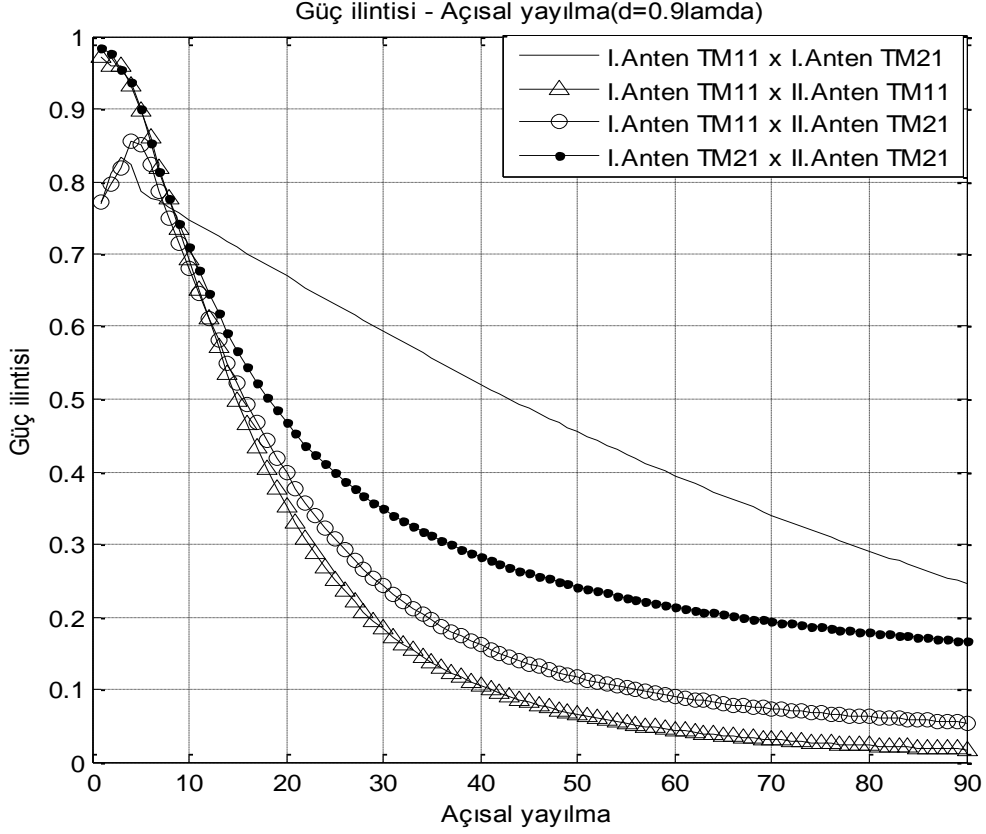
3. Durumda ilinti hesaplanırken, 1. ve 2. iki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe $0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde Eş 4.12'de TM_{11} modunda yayılım yapan antenin ışınma örüntüsü yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))$, TM_{21} modunda yayılım yapan antenin ışınma örüntüsü yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.19 kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\left| \int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j1.8\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} \left(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \left(\frac{\left(\left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right)^* e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.19)$$

4. Durumda ilinti hesaplanırken 1. ve 2. iki modlu katlı anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe $0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde Eş 4.12'de 1. İki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan anten ışınma örüntüsü yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))$ ve 2. İki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan antenin ışınma örüntüsü yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.20 kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\left| \int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j1.8\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \left(\frac{\left(\left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right)^* e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.20)$$

2x2 İki modlu katlı anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe, $d=0.9 \lambda_0$ olarak belirlenerek, birer derecelik açısai yayılmaya göre tüm anten elemanları arasındaki ilinti grafikleri çizdirilirse Şekil 4.3 elde edilir.



Şekil 4.3: 2x2 İki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe $d=0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri

1.ve 2. iki modlu katlı anten yapısında anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe $1.1 \lambda_0$ olarak belirlenirse 1. durumdaki ilinti hesabı Eş 4.16'da gösterilen modlar arası ilinti hesabı ile aynıdır. 2. durumdaki ilinti hesabı ise Eş 4.18 ile aynı olacaktır.

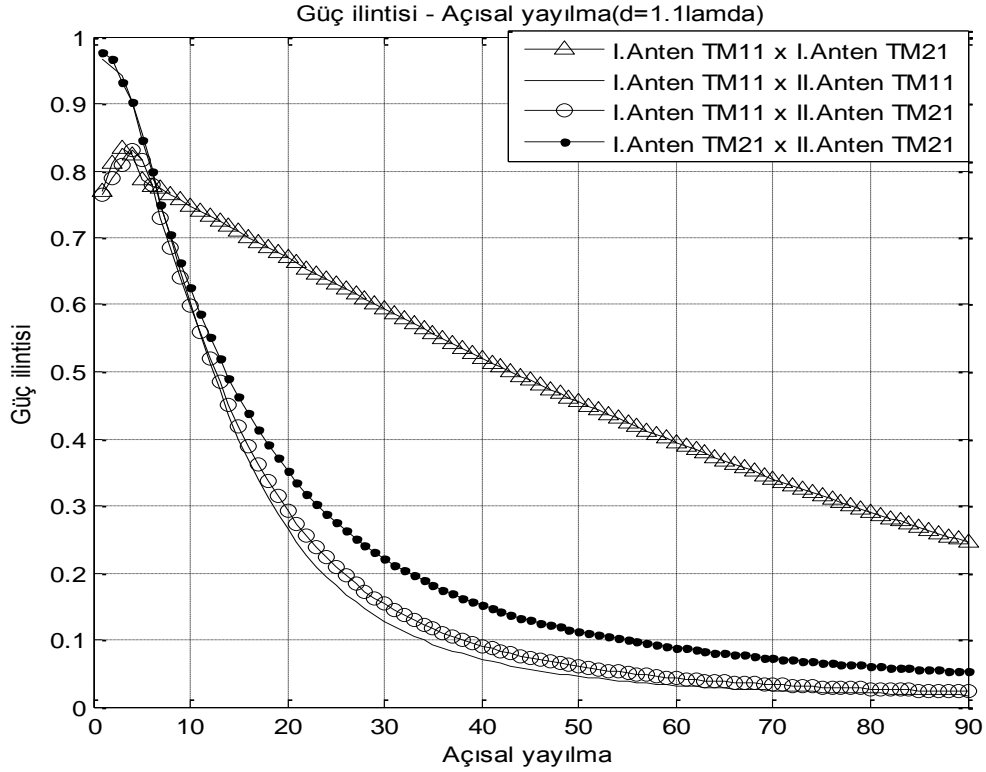
3. Durumda ilinti hesaplanırken 1. ve 2. iki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe $1.1\lambda_0$ olarak belirlendiğinde Eş 4.12'de TM_{11} modunda yayılım yapan anten ışıma örüntüsü yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\Theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\Theta)))$, TM_{21} modunda yayılım yapan antenin ışıma örüntüsü yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\Theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\Theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.21 kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j2.2\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} \left(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right)}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right. \\ \left. * \frac{\left(\left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.21)$$

4. Durumda ilinti hesaplanırken 1. ve 2. iki modlu katlı anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe $1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde Eş 4.12'de 1. İki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan anten ışıma örüntüsü yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))$ ve 2. İki modlu katlı antende TM_{21} modunda yayılım yapan antenin ışıma örüntüsü yerine $(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.22 kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j2.2\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right)}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right. \\ \left. * \frac{\left(\left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_3(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_1(k_0 a_e \sin(\theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.22)$$

2x2 İki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe, $d= 1.1 \lambda_0$ olarak belirlenerek, birer derecelik açısız yayılmaya göre tüm anten elemanları arasındaki ilinti grafikleri çizdirilirse, Şekil 4.4'te gösterilen farklı durumlar için ilinti eğrileri elde edilir.



Şekil 4.4: 2x2 İki modlu katlı anten elemanları arasındaki mesafe, $d= 1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri

4x4 Dairesel mikroşerit anten elemanlarından oluşan düzgün doğrusal dizi için ilinti değerleri aşağıda belirtilen durumlar için ayrı ayrı hesaplanacaktır. Hesaplamalar sırası ile dairesel mikroşerit anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe $0.9 \lambda_0$ ve $1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiği konfigürasyonlar için yapılacaktır.

1. Durum: Baskın modda yayılım yapan birinci dairesel mikroşerit anten elemanı ile ikinci dairesel mikroşerit anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması.

2. Durum: Baskın modda yayılım yapan birinci dairesel mikroşerit anten elemanı ile üçüncü dairesel mikroşerit anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması.

3. Durum: Baskın modda yayılım yapan birinci dairesel mikroşerit anten elemanı ile dördüncü dairesel mikroşerit anten elemanı arasındaki ilinti değerinin hesaplanması.

Burada belirtilen 1. durumda, 2. durumda ve 3. durumda anten elemanları arasındaki mesafe, antenlerin merkezlerinden itibaren ele alınmaktadır. 1. durumdaki ilinti hesabı, anten elemanları arasındaki mesafenin $0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiği konfigürasyon için Eş 4.17 ile aynı olacaktır.

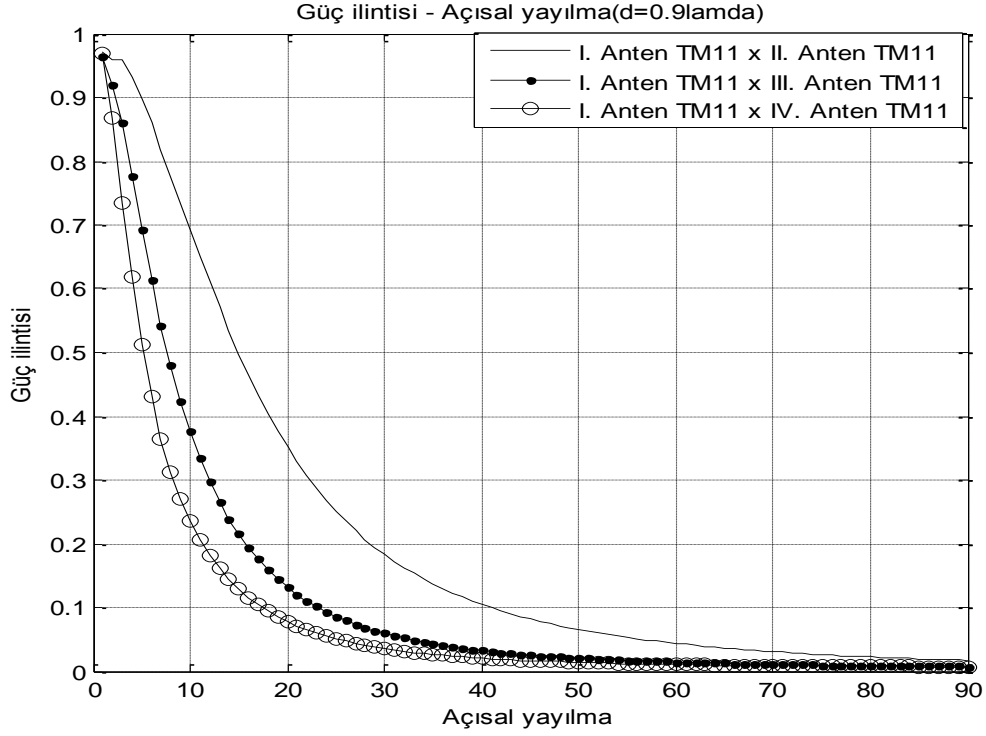
2. durumda ilinti hesaplanırken, Eş 4.12'de antenler arası mesafe $0.9 \lambda_0$ olarak belirlenirse 1. ve 3. anten elemanları arasındaki mesafe, $2 \times 0.9 \lambda_0$ olacaktır. Bununla birlikte iki anten elemanı da baskın modda yayılım yaptığı için, anten ışınma örüntüleri yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.23'deki ilinti formülü kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j3.6\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} (J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))) \right)}{\int_{-\pi}^{\pi} |J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \left(\frac{\left((J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))^* e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.23)$$

3. Durumda ilinti hesaplanırken, Eş 4.12'de antenler arası mesafe $0.9 \lambda_0$ olarak belirlenirse 1. ve 4. anten elemanları arasındaki mesafe, $3 \times 0.9 \lambda_0$ olacaktır. Bununla birlikte iki anten elemanı da baskın modda yayılım yaptığı için, anten ışınma örüntüleri yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.24'deki ilinti hesabı kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j5.4\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} (J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))) \right)}{\int_{-\pi}^{\pi} |J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \left(\frac{\left((J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))^* e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta - \bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \quad (4.24)$$

4x4 dairesel mikroşerit anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe, $d = 0.9\lambda_0$ olarak belirlenerek, birer derecelik açısız yayılmaya göre ilinti grafiği çizdirilirse Şekil 4.5 elde edilir.



Şekil 4.5: 4x4 dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe, $d=0.9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri

4x4 dairesel mikroşerit anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe $1.1 \lambda_0$ olarak belirlenirse, 1. durumdaki ilinti hesabı Eş 4.18'de gösterilen ilinti hesabı ile aynı olacaktır.

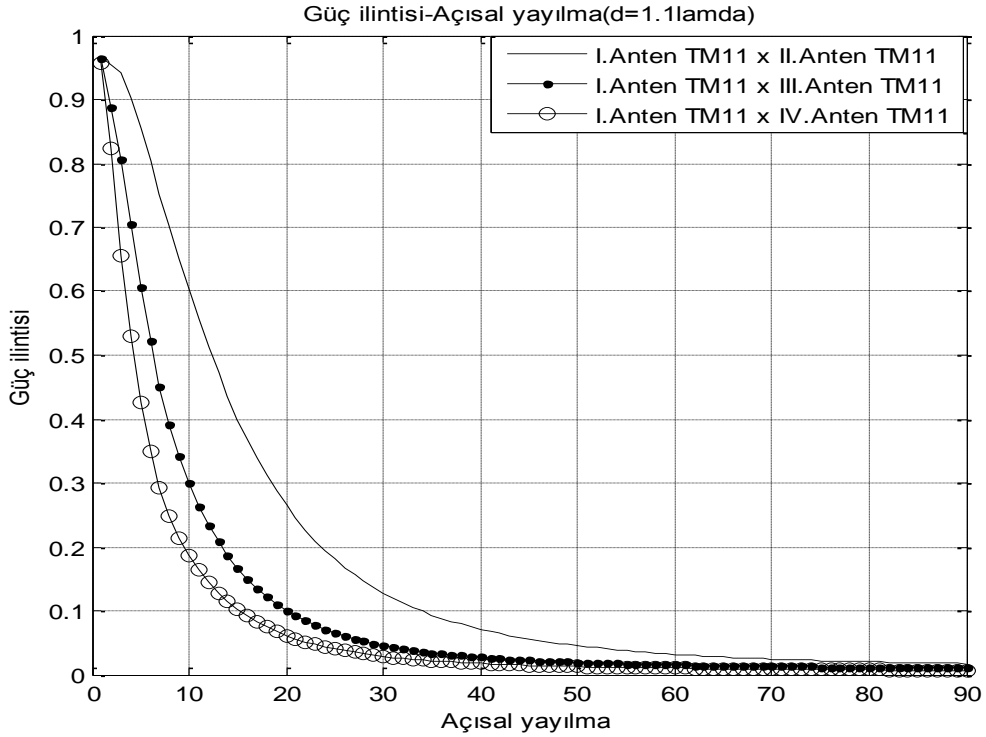
2. durumda ilinti hesaplanırken Eş 4.12'de antenler arası mesafe $1.1 \lambda_0$ olarak belirlenirse 1. ve 3. anten elemanları arasındaki mesafe, $2 \times 1.1 \lambda_0$ olacaktır. Bununla birlikte iki anten elemanı da baskın modda yayılım yaptığı için, anten ışınma örüntüleri yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\Theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\Theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.25'deki ilinti hesabı kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{\frac{j4.4\lambda_0\pi\sin(\Theta)}{\lambda_0}} \left(J_2(k\sin(\Theta)) - J_0(k\sin(\Theta)) \right) \right)}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_2(k\sin(\Theta)) - J_0(k\sin(\Theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_{\Theta})} d\Theta} \right) \left(\frac{\left(\left(J_2(k\sin(\Theta)) - J_0(k\sin(\Theta)) \right)^* e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_{\Theta})} \right) d\Theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} \left| \left(J_2(k\sin(\Theta)) - J_0(k\sin(\Theta)) \right) \right|^2 e^{-\sqrt{2}(|\Theta-\bar{\Theta}|/\sigma_{\Theta})} d\Theta} \right) \quad (4.25)$$

3. durumda ilinti hesaplanırken Eş 4.12'de antenler arası mesafe $1.1 \lambda_0$ olarak belirlenirse 1. ve 4. anten elemanları arasındaki mesafe, $3 \times 1.1 \lambda_0$ olacaktır. Bununla birlikte iki anten elemanı da baskın modda yayılım yaptığı için, anten ışıma örüntüleri yerine $(J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))$ yazılarak elde edilen Eş 4.26'deki ilinti hesabı kullanılmıştır.

$$\rho_e^M = \left(\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \left(e^{-\frac{j6.6\lambda_0\pi\sin(\theta)}{\lambda_0}} (J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))) \right)}{\int_{-\pi}^{\pi} |J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \right) \frac{\left(\int_{-\pi}^{\pi} \left((J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta)))^* e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} \right) d\theta \right)^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |J_2(k_0 a_e \sin(\theta)) - J_0(k_0 a_e \sin(\theta))|^2 e^{-\sqrt{2}(|\theta-\bar{\theta}|/\sigma_\theta)} d\theta} \quad (4.26)$$

4x4 dairesel mikroşerit anten elemanlarının merkezleri arasındaki mesafe, $d = 1.1 \lambda_0$ olarak belirlenerek, birer derecelik açisal yayılmaya göre ilinti grafiği çizdirilirse Şekil 4.6 elde edilir.



Şekil 4.6: 4x4 dairesel mikroşerit anten elemanları arasındaki mesafe, $d = 1.1 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde elde edilen ilinti eğrileri

4.6. Elde Edilen İlinti Grafiklerinin Değerlendirilmesi

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere antenler arasındaki mesafe $0.9\lambda_0$ 'dan $1.1\lambda_0$ 'a çıkarıldığında aynı iki modlu katlı anten üzerindeki farklı modlar arasında ilinti seviyeleri değişmezken, farklı iki modlu katlı antenlerdeki modlar arasında ilinti değeri, açısal yayılma değerinin sıfır olduğu durumda yaklaşık aynı kalırken açısal yayılma değeri arttıkça azalmaktadır. Açısal yayılmanın 90° olduğu durumda bu azalma miktarı yaklaşık %70 değerine kadar ulaşabilmektedir. Benzer şekilde baskın modda yayılım yapan düzgün doğrusal dairesel mikroşerit anten elemanları arasında elde edilen ilinti değerleri de antenler arasındaki mesafe artırıldığında azalmaktadır. Bununla birlikte yine gerçekleştirilen benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere, farklı modlarda ışımaya yapan katlı anten yapısı ve baskın modda ışımaya yapan düzgün doğrusal dizi için elde edilen bütün senaryolarda açısal yayılma değeri arttıkça ilinti seviyesi düşmektedir. Yine benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere antenler arasındaki mesafeye bağlı olarak baskın modda yayılım yapan dairesel mikroşerit anten elemanları arasında elde edilen ilinti değeri, modlar arasında elde edilen ilinti değerinden daha az çıkmaktadır. Ancak modlar arasındaki ilinti değeri de uzaysal çoğullama kazancı elde etmek için yeterli seviyede olmaktadır. Sonraki bölümde yapılacak kapasite benzetimlerinde bu durum açıkça görülecektir.

5. TASARLANAN İKİ MODLU KATLI ANTEN YAPISINDA ve DAİRESEL MİKROŞERİT ANTEN DİZİLERİNDE ERGODİK SPEKTRAL VERİMLİLİK DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI

MIMO haberleşme sistemleri, temel olarak gönderici ve alıcılarda çoklu-anten elemanları kullanılmasıyla haberleşme linkinin ek gönderim gücüne veya ek gönderim bant genişliğine ihtiyaç duymadan kapasite ve erişim kalitesini arttırmayı amaçlayan sistemlerdir. Uzaysal-çoğullamalı MIMO sisteminin kapasitesi, gönderici ve alıcıdaki anten sayılarının minimumu, yani kanal kovaryans matrisinin rankı ile doğrusal olarak artmaktadır. Bununla birlikte alıcı anten elemanları arasında veya gönderici anten elemanları arasında ilinti seviyelerinin artması durumlarında kanal kovaryans matrisinin rankı düşmekte ve bu da erişilen spektral verimliliği düşürmektedir. Bu nedenle kanal kapasitesinde azalma meydana gelmektedir.

Verici anten bloğunda kanal durum bilgisinin (CSI) bilinmediği durumlarda ergodik kanalda elde edilebilecek en yüksek spektral verimlilik değeri Eş 5.1 kullanılarak hesaplanabilmektedir [49].

$$C = E \left(\log_2 \det \left(I_{ND} + \frac{SNR}{MD} HH^+ \right) \right) \quad (5.1)$$

Eş 5.1 'de I birim matrisi, N alıcı anten sayısını, D her bir antenden yayılan mod sayısını, M verici anten sayısını, SNR alıcıda her bir antene ulaşan SNR değerini, H kanal matrisini, H⁺ kanal matrisinin Hermitienini göstermektedir. Ayrıca det ifadesi determinant işlemi simgelerken, E ifadesi de ortalama değeri simgelemektedir. Önerilen anten iki modlu katlı anten yapısında ve baskın modda yayın yapan dairesel mikroşerit anten dizisinde, her bir antenden bir mod yayıldığı için ergodik spektral verimlilik analizlerinde D ifadesi yerine bir yazılabilmektedir.

Eş 5.1'de belirtilen H kanal matrisi için 802.11n standardında belirlenen kanal modellemesine uyumlu Kronecker kanal modeli kullanılacaktır. Bu standardda belirtilen Ricean kanal yapısı Eş 5.2'te gösterildiği gibidir [45].

$$H = \sqrt{\frac{1}{1+K}} H_{NLOS} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} H_{LOS} \quad (5.2)$$

Eş 5.2'de gösterilen Ricean kanal yapısında K çarpanı sıfır olarak alınırsa H_{LOS} bileşeni kaybolur ve sadece H_{NLOS} bileşeni kalır, bu durumda kanal Rayleigh kanal yapısına dönüşür. Rayleigh kanal yapısı Kronecker modeline uygun olarak Eş 5.3'deki gibi elde edilebilir [45].

$$H_{NLOS} = R_{RX}^{1/2} H_W R_{TX}^{1/2} \quad (5.3)$$

Eş 5.3'te H_W karmaşık Gaussian kanal katsayılarından oluşan i.i.d. (uzaysal olarak beyaz) birim varyanslı kanal matrisidir. R_{RX} alıcı antenler arasındaki ilinti matrisi, R_{TX} verici antenler arasındaki ilinti matrisi olarak tanımlanmaktadır. Yapılacak ergodik spektral verimlilik benzetimlerinde vericide ve alıcıda aynı anten yapıları ile vericide dairesel mikroşerit anten dizisi ve alıcıda katlı anten yapısının kullanıldığı durumlar için ergodik spektral verimlilik analizleri yapılmıştır. Baz istasyonları gibi boyut kısıtlaması fazla olmayan platformlarda dairesel mikroşerit anten yapıları kullanılırken, el terminali gibi boyut kısıtlaması olan platformlarda katlı anten yapısı kullanımı uygun olabilir. Bu nedenle tez çalışması kapsamında alıcı ve vericide farklı anten yapılarının bulunduğu durum için de ergodik spektral verimlilik değerleri elde edilmiştir.

Eş 5.3, Eş 5.1'de yerine konursa Eş 5.4 elde edilmektedir.

$$C = \log_2 \left(\det \left(I_{ND} + \frac{SNR}{MD} R_r^2 H_w R_t H_w^+ R_r^{+\left(\frac{1}{2}\right)} \right) \right) \quad (5.4)$$

Eş 5.4'de bulunan ergodik spektral verimlilik bağıntısı, kanal modelinde LOS (Line of Sight) bileşenin olmadığı durum için çıkarılmıştır. Dolayısıyla Eş 5.3, Rayleigh sönümlenmeli kanal için kullanışlıdır. Tez çalışması kapsamında Rayleigh sönümlenmeli kanalda değişik senaryolarda, 1x1 ve 2x2 iki modlu katlı anten yapıları ile 2x2, 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizilerinin farklı konfigürasyonları için MATLAB programında elde edilen ergodik spektral verimlilik sonuçları verilmiştir. Benzetimlerde alıcı anten elemanlarına ulaşan SNR değerlerinin büyüklüğü eşit alınmıştır. H_w Gaussian kanal matrisi, farklı senaryolar için yapılan ergodik spektral verimlilik analizlerinde MATLAB programı tarafından rasgele olarak üretilmektedir. MATLAB programı kullanılarak farklı anten konfigürasyonları için ergodik spektral verimlilik değerlerini bulmak amacıyla, her anten konfigürasyonu için bin kere rasgele Gaussian kanal matrisi üretilmiş ve

üretilen tüm Gaussian kanal matrisleri kullanılarak bin farklı spektral verimlilik değeri bulunmuştur. Daha sonra her anten konfigürasyonu için bulunan biner adet farklı spektral verimlilik değerlerinin ortalaması tüm anten konfigürasyonları için hesaplanarak ergodik spektral verimlilik değerleri elde edilmiştir.

Eş 5.4'deki alıcı ve vericide kullanılan ilinti matrislerinin elemanları 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

R_{1112} : 1. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda ışımaya yapan anten elemanı ile 1. İki modlu katlı antende TM_{21} modunda ışımaya yapan anten elemanı arasındaki ilinti değeri

R_{1121} : 1. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda ışımaya yapan anten elemanı ile 2. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda ışımaya yapan anten elemanı arasındaki ilinti değeri

R_{1122} : 1. iki modlu katlı antende TM_{11} modunda ışımaya yapan anten elemanı ile 2. iki modlu katlı antende TM_{21} modunda ışımaya yapan anten elemanı arasındaki ilinti değeri

R_{1222} : 1. iki modlu katlı antende TM_{21} modunda ışımaya yapan anten elemanı ile 2. İki modlu katlı antende TM_{21} modunda ışımaya yapan anten elemanı arasındaki ilinti değeri

Bu durumda 1x1 iki modlu katlı anten yapısında ilinti matrisi, 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için belirtilen ilinti tanımları kullanılarak Eş 5.5'deki gibi elde edilmektedir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{1111} & R_{1112} \\ R_{1211} & R_{1212} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

2x2 iki modlu katlı anten yapısında ilinti matrisi ise Eş 5.6'deki gibi elde edilmektedir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{1111} & R_{1112} & R_{1121} & R_{1122} \\ R_{1211} & R_{1212} & R_{1221} & R_{1222} \\ R_{2111} & R_{2112} & R_{2121} & R_{2122} \\ R_{2211} & R_{2212} & R_{2221} & R_{2222} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Eş 5.4'deki alıcı ve vericide kullanılan ilinti matrislerinin elemanları 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

R₁₂: TM₁₁ modunda ışımaya yapan 1. anten elemanı ile TM₁₁ modunda ışımaya yapan 2. anten elemanı arasındaki ilinti

R₁₃: TM₁₁ modunda ışımaya yapan 1. anten elemanı ile TM₁₁ modunda ışımaya yapan 3. anten elemanı arasındaki ilinti

R₁₄: TM₁₁ modunda ışımaya yapan 1. Anten elemanı ile TM₁₁ modunda ışımaya yapan 4. anten elemanı arasındaki ilinti

Bu durumda 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisinde ilinti matrisi, 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için belirtilen tanımlar kullanılarak Eş 5.7'deki gibi elde edilmektedir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

3x3 dairesel mikroşerit anten dizisinde ilinti matrisi, 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için belirtilen tanımlar kullanılarak Eş 5.8'deki gibi elde edilmektedir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

4x4 dairesel mikroşerit anten dizisinde elde edilen ilinti matrisi ise, Eş 5.9'daki gibi olmaktadır.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & R_{14} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & R_{24} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & R_{34} \\ R_{41} & R_{42} & R_{43} & R_{44} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Vericide 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi kullanılırken, alıcıda 1x1 katlı anten yapısı kullanılırsa elde edilen ilinti matrisleri Eş 5.10'daki gibi elde edilir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{1111} & R_{1112} \\ R_{1211} & R_{1212} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Vericide 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi kullanılırken, alıcıda 2x2 katlı anten yapısı kullanılırsa elde edilen ilinti matrisleri Eş 5.11'deki gibi elde edilir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & R_{14} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & R_{24} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & R_{34} \\ R_{41} & R_{42} & R_{43} & R_{44} \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} R_{1111} & R_{1112} & R_{1121} & R_{1122} \\ R_{1211} & R_{1212} & R_{1221} & R_{1222} \\ R_{2111} & R_{2112} & R_{2121} & R_{2122} \\ R_{2211} & R_{2212} & R_{2221} & R_{2222} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

5.1. Farklı Senaryolar için Değişik Anten Konfigürasyonlarında Ergodik Spektral Verimlilik Değerlerinin Hesaplanması

Bu bölümde farklı senaryolarda, 1x1 ve 2x2 iki modlu katlı anten yapıları ile 2x2, 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizilerinde Ergodik spektral verimlilik değerleri hesaplanacaktır. Grafiklerde verilen etiketlerdeki kısaltmalardan DA, Dairesel anteni, KA, Katlı anteni ifade etmektedir.

Senaryo 1: 1x1 ve 2x2 iki modlu katlı anten yapıları ile 2x2, 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizileri için, anten merkezleri arasında $0.9 \lambda_0$ aralık bırakıldığında ve açısız yayılma 20° olarak belirlendiğinde, SNR seviyesine göre ergodik spektral verimlilik değerleri hesaplanmıştır.

Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında 1x1 iki modlu katlı anten yapısı için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.12'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 \\ 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.13'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 & 0.353 & 0.398 \\ 0.670 & 1 & 0.398 & 0.468 \\ 0.353 & 0.398 & 1 & 0.670 \\ 0.398 & 0.468 & 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.14'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.353 \\ 0.353 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında 3x3 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.15'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.353 & 0.132 \\ 0.353 & 1 & 0.353 \\ 0.132 & 0.353 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.16'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.353 & 0.132 & 0.079 \\ 0.353 & 1 & 0.353 & 0.132 \\ 0.132 & 0.353 & 1 & 0.353 \\ 0.079 & 0.132 & 0.353 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

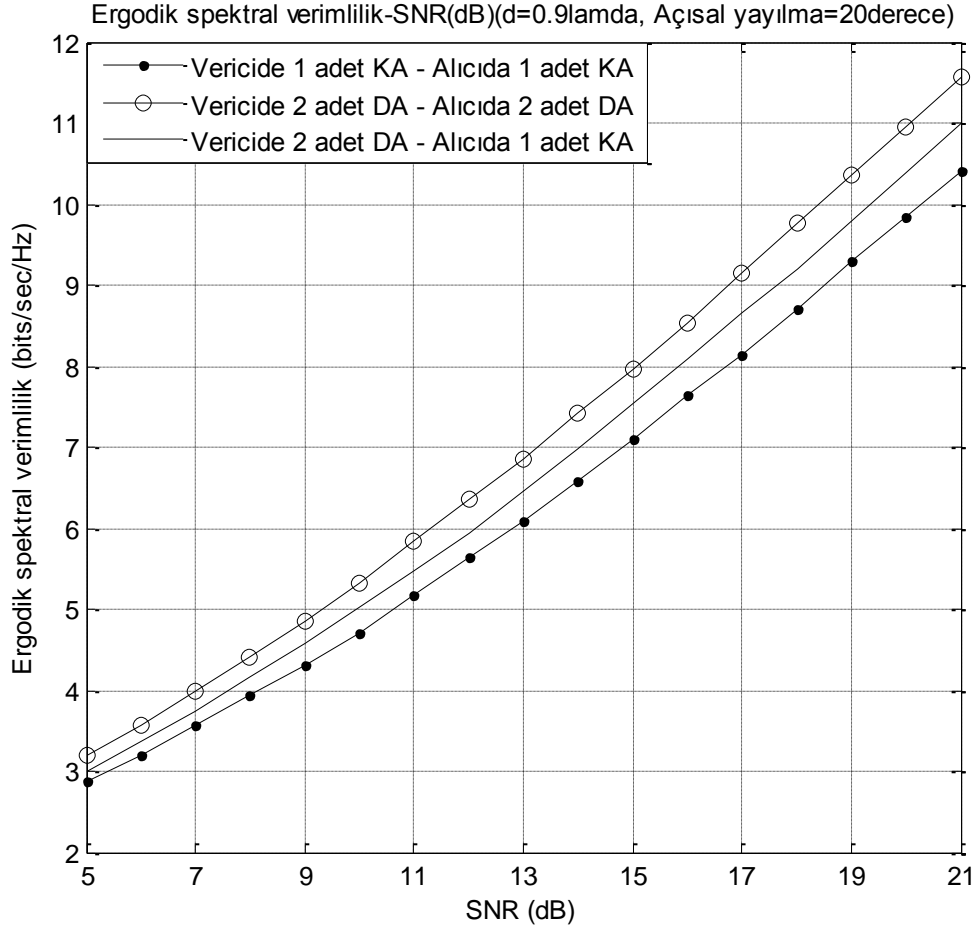
Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 1x1 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.17'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.353 \\ 0.353 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 \\ 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Senaryo 1'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 2x2 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.18'deki gibi elde edilmiştir.

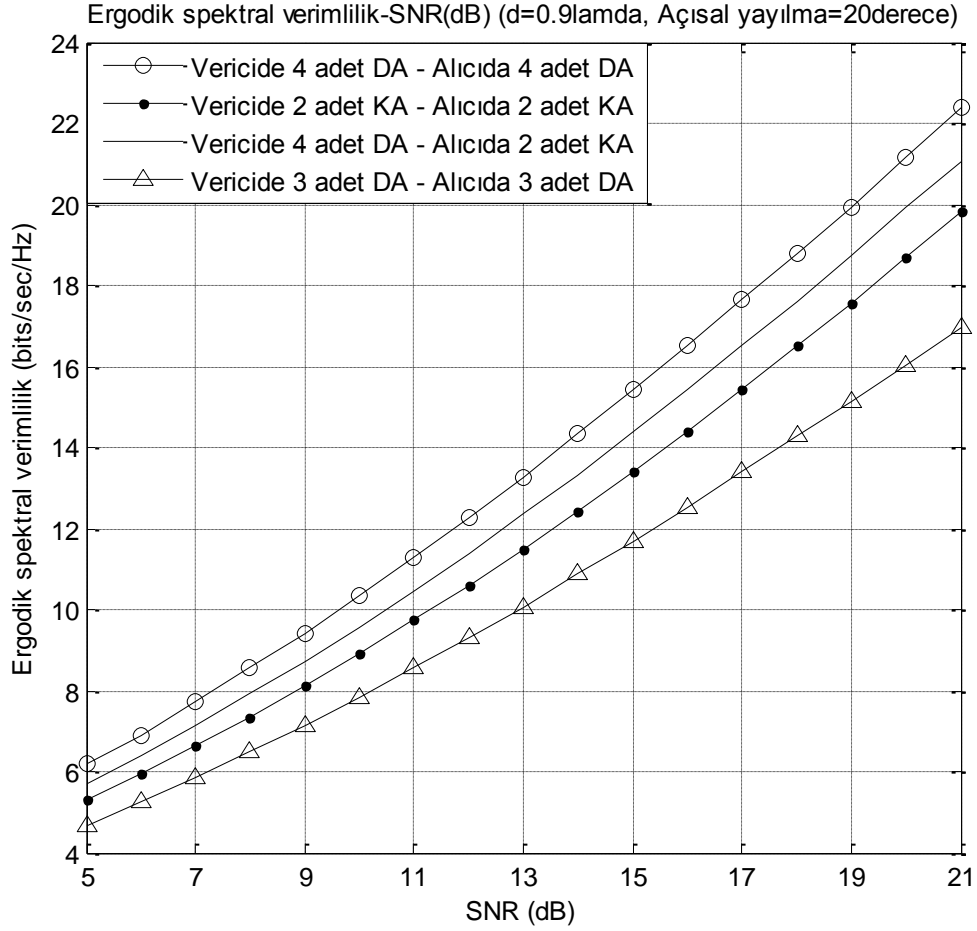
$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.353 & 0.132 & 0.079 \\ 0.353 & 1 & 0.353 & 0.132 \\ 0.132 & 0.353 & 1 & 0.353 \\ 0.079 & 0.132 & 0.353 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 & 0.353 & 0.398 \\ 0.670 & 1 & 0.398 & 0.468 \\ 0.353 & 0.398 & 1 & 0.670 \\ 0.398 & 0.468 & 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Senaryo 1’de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 1 ve 2 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.1’de gösterilmiştir.



Şekil 5.1: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 1’de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 2, 3 ve 4 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.2’de gösterilmiştir.



Şekil 5.2: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 2: 1x1 ve 2x2 iki modlu katlı anten yapıları ile 2x2, 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizileri için, anten merkezleri arasında $0.9 \lambda_0$ aralık bırakılırsa ve açışal yayılma 30° olarak belirlenirse, SNR seviyesine göre ergodik spektral verimlilik değerleri hesaplanmıştır.

Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında 1x1 iki modlu katlı anten yapısı için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.19'daki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 \\ 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.20'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 & 0.183 & 0.242 \\ 0.593 & 1 & 0.242 & 0.348 \\ 0.183 & 0.242 & 1 & 0.593 \\ 0.242 & 0.348 & 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.21'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.183 \\ 0.183 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında 3x3 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.22'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.183 & 0.060 \\ 0.183 & 1 & 0.183 \\ 0.060 & 0.183 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.23'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.183 & 0.060 & 0.036 \\ 0.183 & 1 & 0.183 & 0.060 \\ 0.060 & 0.183 & 1 & 0.183 \\ 0.036 & 0.060 & 0.183 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

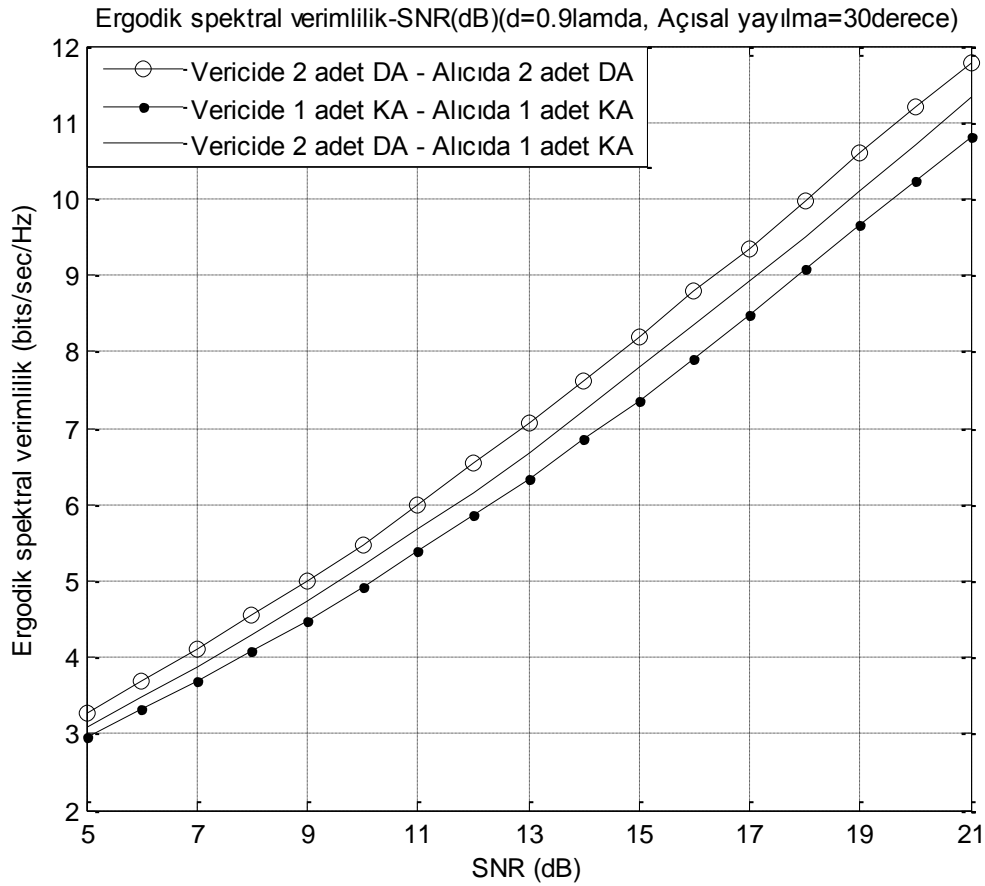
Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 1x1 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.24'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.183 \\ 0.183 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 \\ 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Senaryo 2'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 2x2 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.25'deki gibi elde edilmiştir.

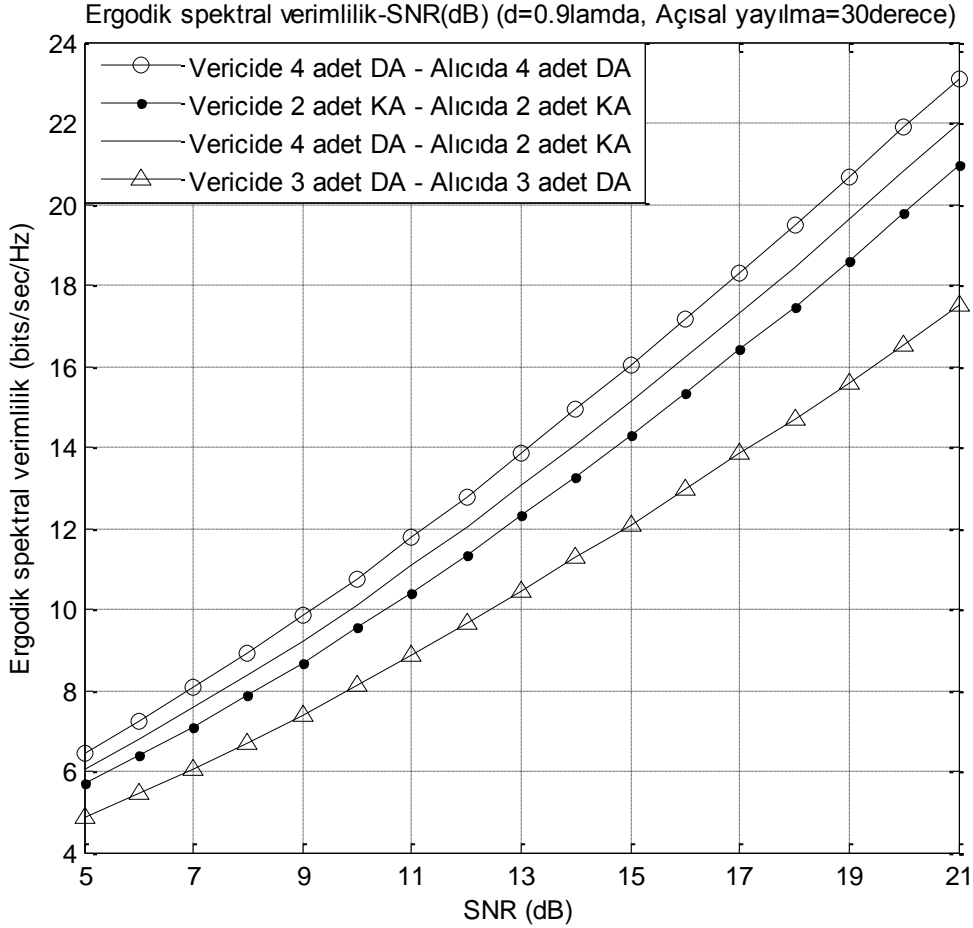
$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.183 & 0.060 & 0.036 \\ 0.183 & 1 & 0.183 & 0.060 \\ 0.060 & 0.183 & 1 & 0.183 \\ 0.036 & 0.060 & 0.183 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 & 0.183 & 0.242 \\ 0.593 & 1 & 0.242 & 0.348 \\ 0.183 & 0.242 & 1 & 0.593 \\ 0.242 & 0.348 & 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Senaryo 2'de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 1 ve 2 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.3'de gösterilmiştir.



Şekil 5.3: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 2’de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 2, 3 ve 4 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.4’de gösterilmiştir.



Şekil 5.4: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 3: 1x1 ve 2x2 iki modlu katlı anten yapıları ile 2x2, 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizileri için, anten merkezleri arasında $1.1 \lambda_0$ aralık bırakılırsa ve açışal yayılma 20° olarak belirlenirse, SNR seviyesine göre ergodik spektral verimlilik değerleri hesaplanmıştır.

Senaryo 3’de belirlenen değerler kullanıldığında 1x1 iki modlu katlı anten yapısı için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.26’daki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 \\ 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Senaryo 3'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.27'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 & 0.265 & 0.292 \\ 0.670 & 1 & 0.292 & 0.352 \\ 0.265 & 0.292 & 1 & 0.670 \\ 0.292 & 0.352 & 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Senaryo 3'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.28'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.265 \\ 0.265 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Senaryo 3'de belirlenen değerler kullanıldığında 3x3 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.29'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.265 & 0.110 \\ 0.265 & 1 & 0.265 \\ 0.110 & 0.265 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Senaryo 3'de belirlenen değerler kullanıldığında 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.30'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.265 & 0.110 & 0.062 \\ 0.265 & 1 & 0.265 & 0.110 \\ 0.110 & 0.265 & 1 & 0.265 \\ 0.062 & 0.110 & 0.265 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

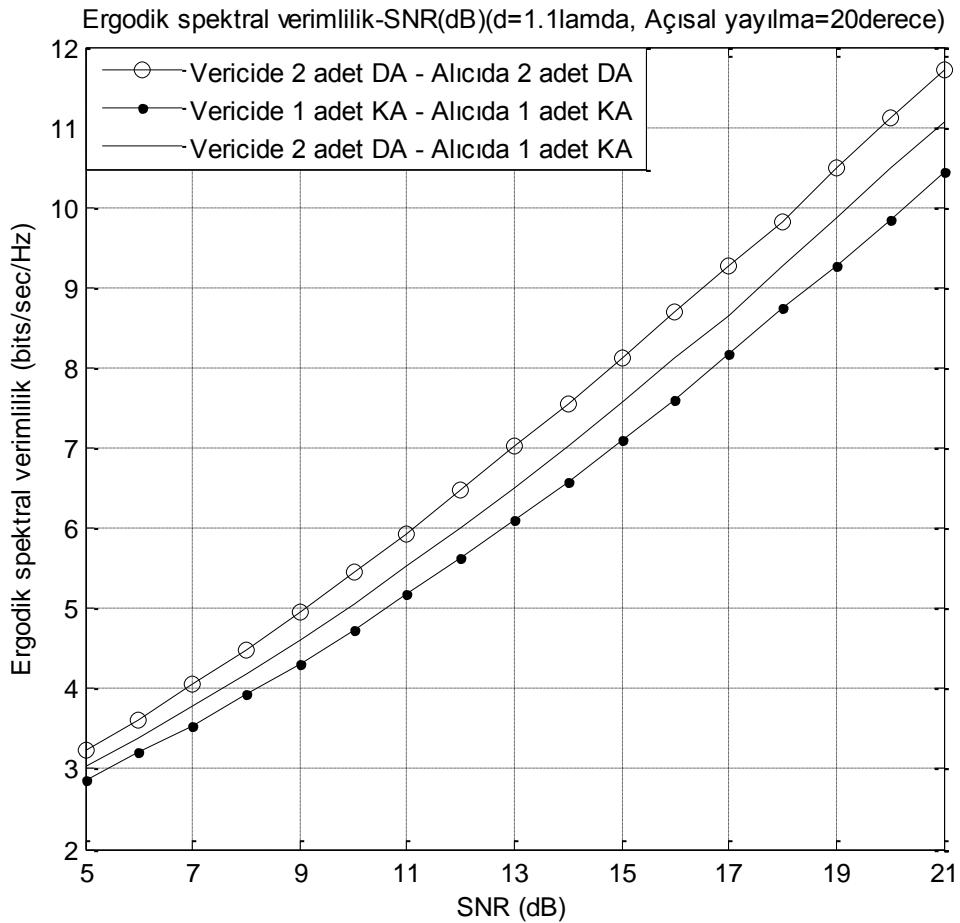
Senaryo 3'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 1x1 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.31'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.265 \\ 0.265 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 \\ 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Senaryo 3'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 2x2 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.32'deki gibi elde edilmiştir.

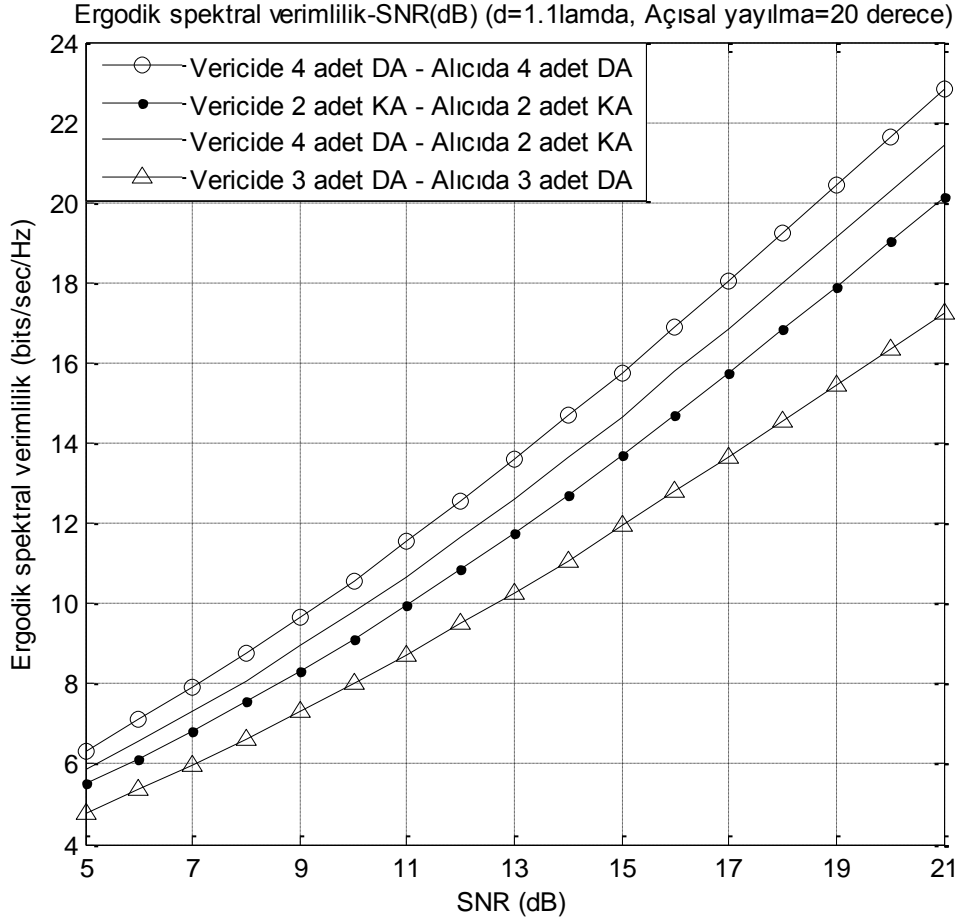
$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.265 & 0.110 & 0.062 \\ 0.265 & 1 & 0.265 & 0.110 \\ 0.110 & 0.265 & 1 & 0.265 \\ 0.062 & 0.110 & 0.265 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.670 & 0.265 & 0.292 \\ 0.670 & 1 & 0.292 & 0.352 \\ 0.265 & 0.292 & 1 & 0.670 \\ 0.292 & 0.352 & 0.670 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Senaryo 3'de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 1 ve 2 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.5'de gösterilmiştir.



Şekil 5.5: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 3'de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 2, 3 ve 4 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.6'da gösterilmiştir.



Şekil 5.6: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 4: 1x1 ve 2x2 iki modlu katlı anten yapıları ve 2x2, 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizileri için, anten merkezleri arasında $1.1 \lambda_0$ aralık bırakılırsa ve açışal yayılma 30° olarak belirlenirse, SNR seviyesine göre ergodik spektral verimlilik değerleri hesaplanmıştır.

Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında 1x1 iki modlu katlı anten yapısı için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.33'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 \\ 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.34'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 & 0.127 & 0.153 \\ 0.593 & 1 & 0.153 & 0.220 \\ 0.127 & 0.153 & 1 & 0.593 \\ 0.153 & 0.220 & 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.35'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.128 \\ 0.128 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında 3x3 dairesel mikroşerit anten dizisi için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.36'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.128 & 0.047 \\ 0.128 & 1 & 0.128 \\ 0.047 & 0.128 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için ise verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.37'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.128 & 0.047 & 0.029 \\ 0.128 & 1 & 0.128 & 0.047 \\ 0.047 & 0.128 & 1 & 0.128 \\ 0.029 & 0.047 & 0.128 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

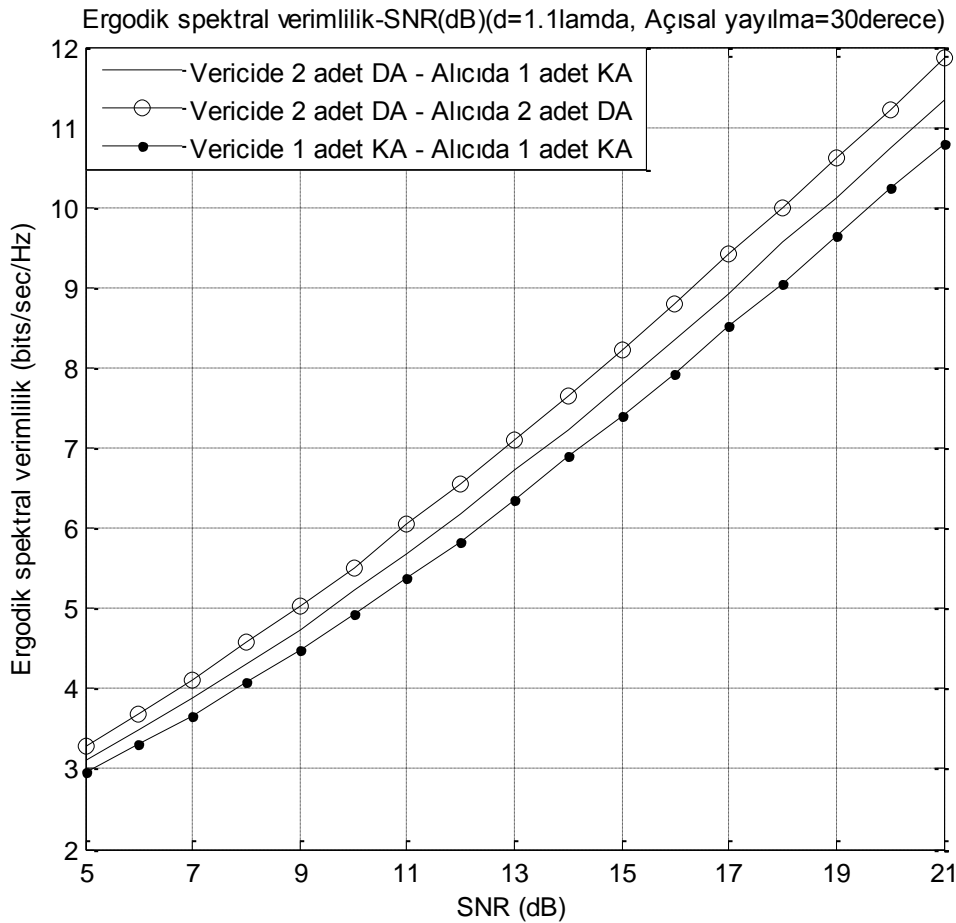
Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 1x1 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.38'deki gibi elde edilmiştir.

$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.128 \\ 0.128 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 \\ 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

Senaryo 4'de belirlenen değerler kullanıldığında, vericide 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda 2x2 katlı anten yapısı kullanıldığı durum için verici ve alıcı anten elemanları arasındaki ilinti matrisi Eş 5.39'daki gibi elde edilmiştir.

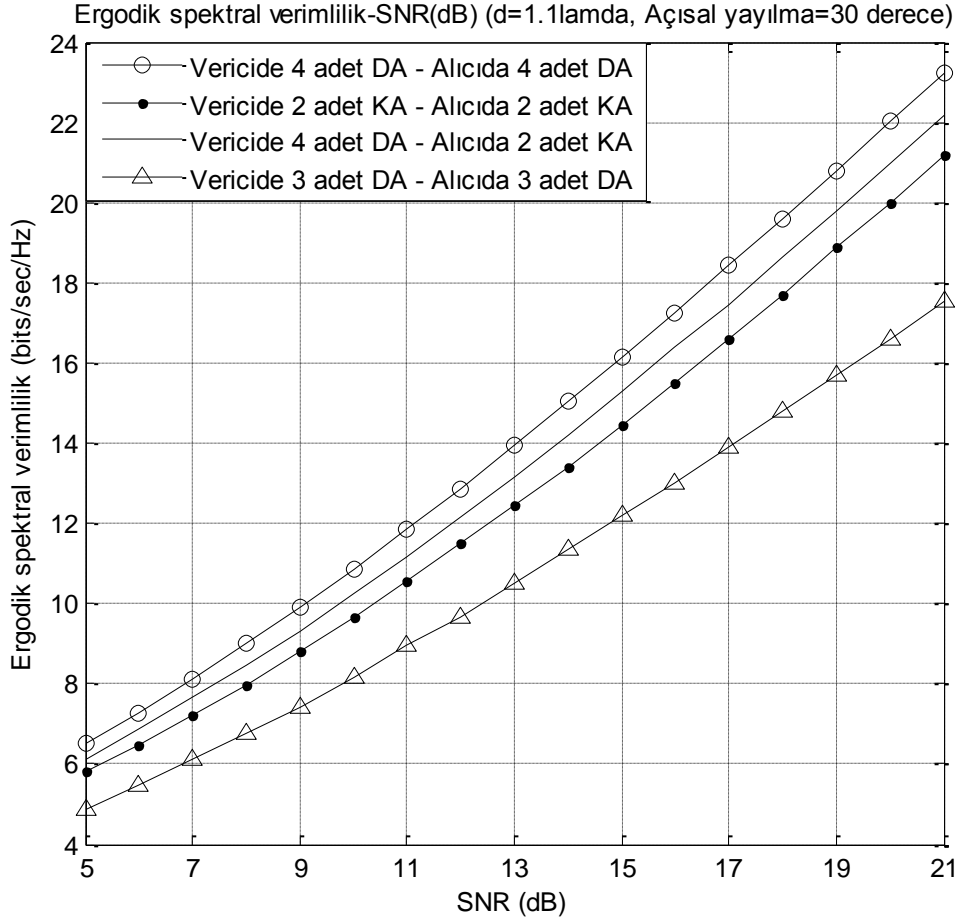
$$R_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.128 & 0.047 & 0.029 \\ 0.128 & 1 & 0.128 & 0.047 \\ 0.047 & 0.128 & 1 & 0.128 \\ 0.029 & 0.047 & 0.128 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } R_{R_x} = \begin{bmatrix} 1 & 0.593 & 0.127 & 0.153 \\ 0.593 & 1 & 0.153 & 0.220 \\ 0.127 & 0.153 & 1 & 0.593 \\ 0.153 & 0.220 & 0.593 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

Senaryo 4'de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 1 ve 2 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.7'de gösterilmiştir.



Şekil 5.7: 1 ve 2 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

Senaryo 4'de verilen koşullar altında elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak, alıcı ve vericide, 2, 3 ve 4 adet anten elemanı kullanıldığı durum için elde edilen SNR değerine göre ergodik spektral verimlilik eğrileri Şekil 5.8'de gösterilmiştir.



Şekil 5.8: 2, 3 ve 4 elemanlı anten yapıları için SNR-Ergodik spektral verimlilik eğrileri

5.2. Elde Edilen Ergodik Spektral Verimlilik Grafiklerinin Değerlendirilmesi

Elde edilen spektral verimlilik grafikleri, anten dizisini oluşturan anten eleman sayısı, anten dizisini oluşturan elemanlar arasındaki mesafe, kanaldaki açısal yayılma değeri ve iki modlu katlı anten yapıları ile baskın modda ışınım yapan dairesel mikroşerit anten dizileri temel alınarak değerlendirilecektir.

Kullanılan senaryolarda verici ve alıcıdaki anten eleman sayısı arttıkça, tüm anten konfigürasyonlarında ilinti miktarı yeteri kadar düşük olduğu için uzaysal kanal sayısı artmaktadır. Uzaysal kanal sayısı arttıkça da ergodik spektral verimlilik seviyesi önemli ölçüde yükselmektedir. Ergodik spektral verimlilik grafiklerinden görüldüğü üzere tüm senaryolarda 2x2 iki modlu katlı anten yapısı ile elde edilen ergodik spektral verimlilik seviyesi tüm SNR değerlerinde, 1x1 iki modlu katlı anten yapısında elde edilen ergodik spektral verimlilik seviyesinden en az 3bit/sec/hz daha fazladır. Benzer şekilde tüm senaryolarda 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi ile elde edilen ergodik spektral verimlilik seviyesi tüm SNR değerleri için 3x3 dairesel mikroşerit anten dizisi ile elde edilen ergodik spektral verimlilik seviyesinden en az 1.5bit/sec/hz daha fazla iken, 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisi ile elde edilen ergodik spektral verimlilik seviyesinden en az 3bit/sec/hz daha fazladır.

Teorik beklentilere göre verici ve alıcıda kullanılan anten elemanları arasındaki mesafe artırdıkça, anten elemanları arasındaki ilinti seviyeleri azalmaktadır. Tez çalışmasında kullanılan senaryolarda anten elemanları arasındaki mesafe $0,9 \lambda_0$ 'dan $1,1 \lambda_0$ 'a çıkarıldığında ilinti matrislerinden görüldüğü üzere anten elemanları arasındaki ilinti seviyeleri azalmıştır ve böylelikle elde edilen ergodik spektral verimlilik seviyesi artmıştır. Yine grafiklerden görüldüğü gibi, aynı iki modlu katlı anten yapısındaki farklı modlar arasındaki ilinti seviyesi, beklendiği gibi iki farklı iki modlu katlı anten yapısı arasındaki mesafenin artmasından etkilenmemiştir. Benzer etki kanalda oluşan açısal yayılma değerinin artmasıyla da gerçekleşmiştir. Açısal yayılma değeri 20° 'den 30° 'ye çıkarıldığında, elde edilen ilinti matrislerinden görüldüğü gibi ilinti değeri azalmıştır. Böylelikle açısal yayılma değerinin artmasıyla ergodik spektral verimlilik seviyesi artmıştır. Açısal yayılmanın artmasıyla oluşan etki ile verici ve alıcı anten elemanları arasındaki mesafenin artırılması ile oluşan etkinin farkı açısal yayılmanın

artmasıyla aynı iki modlu katlı anten yapısında bulunan farklı modlar arasındaki ilinti seviyesinin de azalmasıdır. Elde edilen kapasite grafiklerinden görüldüğü üzere, anten elemanları arasındaki mesafenin artmasının, aynı iki modlu katlı anten yapısında bulunan ve farklı modlarda ışımaya yapan anten elemanları arasındaki ilinti seviyesine etkisi bulunmamaktadır.

Elde edilen ergodik spektral verimlilik grafiklerinden görüldüğü gibi, 1x1 iki modlu katlı anten yapısında ve 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisinde elde edilen ergodik spektral verimlilik değerleri birbirine çok yakın çıkmaktadır. 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisinde anten elemanları arasındaki mesafe $0,9\lambda_0$ 'dan $1,1\lambda_0$ 'a çıkarıldığında, spektral verimlilik değeri, 1x1 iki modlu katlı anten yapısı kullanılarak bulunan ergodik spektral verimlilik değerine göre küçük bir miktar artmıştır. 1x1 iki modlu katlı anten yapısı ile 2x2 dairesel mikroşerit anten dizisinin fiziksel olarak kapladığı alanlar yaklaşık aynı olmasına rağmen,

- Antenler arası mesafe $0,9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde, 2x2 dairesel mikroşerit anten yapısının dizi uzunluğu $1,3 \lambda_0$ olurken, 1x1 iki modlu katlı anten yapısının dizi uzunluğu $0,8 \lambda_0$ olmaktadır.
- Antenler arası mesafe $1,1 \lambda_0$ 'a çıkarıldığında 2x2 dairesel mikroşerit anten yapısının dizi uzunluğu $1,5 \lambda_0$ olurken, 1x1 iki modlu katlı anten yapısının dizi uzunluğu $0,8 \lambda_0$ değerinde kalmaktadır.

Benzer karşılaştırma 3x3 ve 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi ile 2x2 iki modlu katlı anten dizisi için yapılırsa, elde edilen grafiklerden görüldüğü üzere tüm senaryolarda ve tüm SNR değerlerinde, 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisi için elde edilen ergodik spektral verimlilik değerleri, 2x2 iki modlu katlı anten yapısı kullanılarak elde edilen değerlerden yaklaşık $0,4$ bps/hz daha yüksek çıkmaktadır. Yine tüm senaryolarda ve tüm SNR değerlerinde, 2x2 iki modlu katlı anten yapısı için elde edilen ergodik spektral verimlilik değerleri, 3x3 dairesel mikroşerit anten dizisi kullanılarak elde edilen değerlerden enaz 1 bps/hz daha yüksek çıkmaktadır. 2x2 iki modlu katlı anten yapısı ile 4x4 dairesel mikroşerit anten dizisinin fiziksel olarak kapladığı alanlar yaklaşık aynı olmasına rağmen,

- Antenler arası mesafe $0,9 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde 4x4 dairesel mikroşerit anten yapısının dizi uzunluğu $3,1 \lambda_0$ ve 3x3 dairesel

mikroşerit anten yapısının dizi uzunluğu $2,2 \lambda_0$ olurken, 2×2 iki modlu katlı anten yapısının dizi uzunluğu $1,7 \lambda_0$ olmaktadır.

- Antenler arası mesafe $1,1 \lambda_0$ olarak belirlendiğinde 4×4 dairesel mikroşerit anten yapısının dizi uzunluğu $3,7 \lambda_0$ ve 3×3 dairesel mikroşerit anten yapısının dizi uzunluğu $2,6 \lambda_0$ olurken, 2×2 iki modlu katlı anten yapısının dizi uzunluğu $1,9 \lambda_0$ olmaktadır.

Görüldüğü gibi anten elemanları arasında $0,9 \lambda_0$ ve $1,1 \lambda_0$ mesafe bırakıldığı durumlarda anten yapılarında en büyük dizi boyutuna göre karşılaştırma yapıldığında en düşük dizi boyutuna 2×2 iki modlu katlı anten yapısı kullanılarak ulaşılmaktadır.

Ergodik spektral verimlilik grafiklerinde ayrıca vericide dairesel mikroşerit anten dizisi, alıcıda katlı anten yapısı kullanıldığı durum için de analizler yapılmıştır. Daha önce de bahsedildiği gibi, iki modlu katlı anten yapısı, en büyük dizi boyutu kısıtlaması olan platformlarda bir miktar performans kaybı ile alternatif olabilecektir. Baz istasyonu gibi fiziksel boyut kısıtı nispeten fazla olmayan platformlarda dairesel anten yapıları kullanılıp, el terminali veya dizüstü bilgisayar gibi fiziksel boyut kısıtı bulunan platformlarda iki modlu katlı anten yapısı kullanılarak, çok az bir performans kaybı ile en büyük dizi boyutu kısıtlamasının bulunduğu platformlar için bu konfigürasyonun alternatif bir uygulama olabileceği düşünülmektedir.

6. SONUÇ

Tez çalışması kapsamında, dizüstü bilgisayarlar, el terminalleri gibi kablosuz haberleşme sistemlerinin uygulama alanları olan platformlarda kullanılan düzgün doğrusal anten dizilerine alternatif olarak önerilebilen iki modlu katlı anten yapısı incelenmiştir. Bu tür platformlarda kullanılan anten yapılarında en yüksek fiziksel boyut kısıtlı olabilmektedir, bu tür gereksinimlerin bulunduğu platformlarda iki modlu katlı anten yapısının kullanılabilmesi öngörülmektedir.

Yapılan anten tasarımında iki modlu katlı anten yapısında üstte bulunan ve TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin, altta bulunan ve TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin ışımaya örüntüsüne etkisinin ihmal edilebilecek seviyede olduğu gösterilmiştir. Ayrıca benzetim sonuçlarından, altta bulunan ve TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten nedeni ile üstte bulunan ve TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenin ana huzmesinde yaklaşık sekiz derecelik faz kaymasının meydana geldiği gözlenmiştir. Bu faz kaymasının besleme girişine ters yönde bir faz kayması uygulanarak yok edilebileceği düşünülmektedir.

Önerilen iki modlu katlı anten yapısında uzaysal çeşitlemenin yanı sıra örüntü çeşitlemenin de kullanılabilmesi belirtilmiştir. Buna ek olarak elde edilen ergodik spektral verimlilik analiz sonuçlarına göre, iki modlu katlı anten yapısının baskın modda ışımaya yapan düzgün doğrusal anten dizileri ile yakın performans ve yakın fiziksel alana sahip olduğu ancak en büyük dizi boyutunun, düzgün doğrusal mikroşerit anten kullanılarak elde edilen en büyük dizi boyutundan önemli ölçüde küçük olduğu gösterilmiştir. Eğer veri hızında yaklaşık %50 oranında daha düşük bir azalma isteniyorsa bu durumda baz istasyonu gibi fiziksel kısıtı fazla olmayan platformlarda dairesel mikroşerit anten dizisi kullanılabilmesi, fiziksel kısıtı baz istasyonuna göre daha fazla olan abone istasyonlarında ise katlı anten yapısının kullanılabilmesi gösterilmiştir.

Tez kapsamında incelenen iki modlu katlı anten yapısında elde edilen ergodik spektral verimlilik değerlerini artırmak için, her katmanında bulunan anten elemanlarından farklı modda ışımaya yapabilecek üç modlu katlı anten tasarımının yapılabileceği öngörülmektedir. Fakat bu tasarımda üç katman halinde bulunan antenlerin birbirleri arasındaki karşılıklı bağlaşımın fazla olabileceği ve üstte

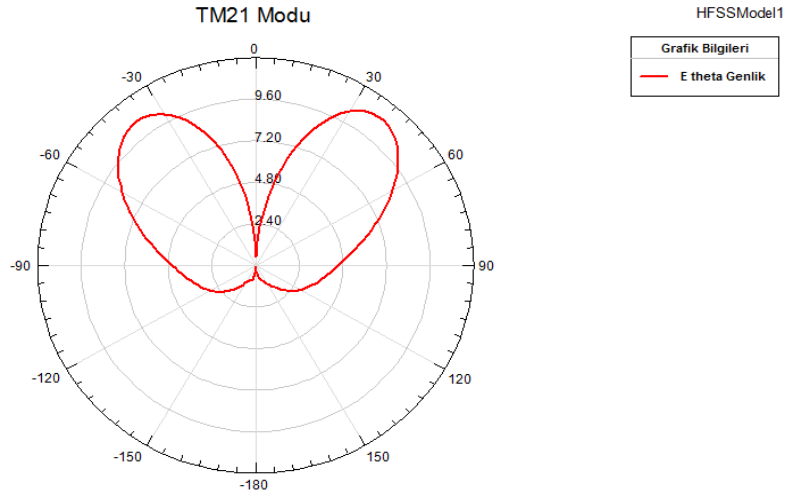
bulunan anten elemanlarının alttaki anten elemanlarının ışına örüntüsünü bozabileceği, altta bulunan anten elemanlarında üstte bulunan anten elemanlarının ana huzme fazını bir miktar kaydırabileceği öngörülmektedir. İki modlu katlı anten tasarımında, üstte bulunan ve altta bulunan anten elemanları eş merkezli yapılmış ve TM_{11} modunda ışına yapan anten elemanının ışına örüntüsünün en yüksek olduğu açı değeri, TM_{21} modunda ışına yapan alttaki anten elemanının ışına örüntüsünün en düşük olduğu açı değerine karşılık gelecek şekilde anten elemanlarının yerleşimi gerçekleştirilmiştir. Böylelikle üstteki anten elemanının, alttaki anten elemanının ışına örüntüsüne etkisi ihmal edilebilecek bir seviyede kalmıştır. Ancak üç modlu katlı anten yapısında, üstte bulunan anten elemanının alttaki anten elemanlarının ışına örüntülerine etkisini azaltacak böyle bir yerleşim imkanı bulunmamaktadır. Bununla birlikte üç modlu katlı anten yapısı konusunda uygulanabilecek farklı yaklaşımlarla bu sorunun giderilebileceği ve elde edilecek ergodik spektral verimlilik değerinin artırılacağı değerlendirilmektedir.

İki modlu katlı anten yapısının performansını geliştirmek için iki modlu katlı anten yapısında farklı modlarda yayın yapan antenlere birer besleme daha yapılarak polarizasyon çeşitlemenin kullanılacağı da düşünülmektedir. Bu durumda aynı anda uzay, mod ve polarizasyon çeşitleme kullanılabilir. Fakat polarizasyon çeşitleme yapıldığında aynı anten elemanındaki farklı polarizasyonlar arasında meydana gelebilecek olan çapraz polarizasyon ayrışımının düşük olması gerekmektedir. Sadece bu durumda farklı polarizasyondaki ışına örüntüleri arasındaki ilinti seviyesi belli bir değerin altında tutulabilir. Polarizasyon çeşitleme kavramı için çapraz polarizasyon ayrışımının gerçekleştirilmesi durumunda iki modlu katlı anten yapısının performansının önemli ölçüde artırılacağı ön görülmektedir.

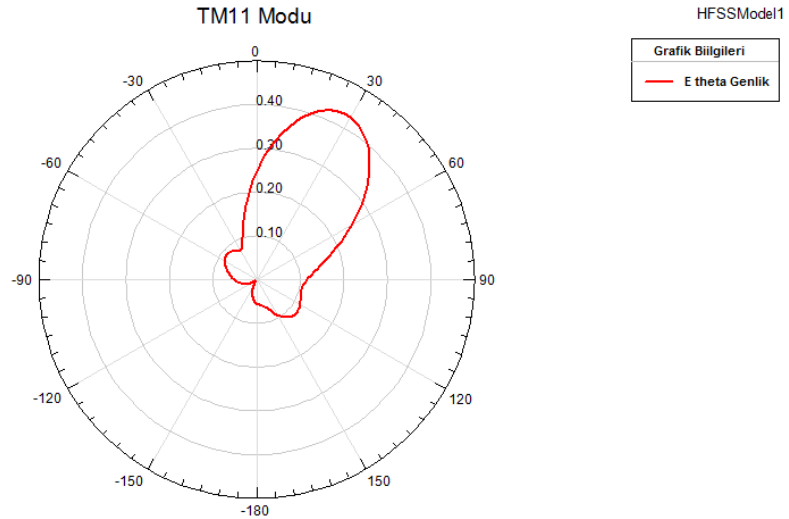
Tez çalışmasında elde edilen sonuçlarla hazırlanan makale LAPC-Loughborough Antennas & Propagation Conference 09'da yayınlanacaktır [50].

7. EK-1: FARKLI SENARYOLAR İÇİN ELDE EDİLEN ANTEN PARAMETRELERİ

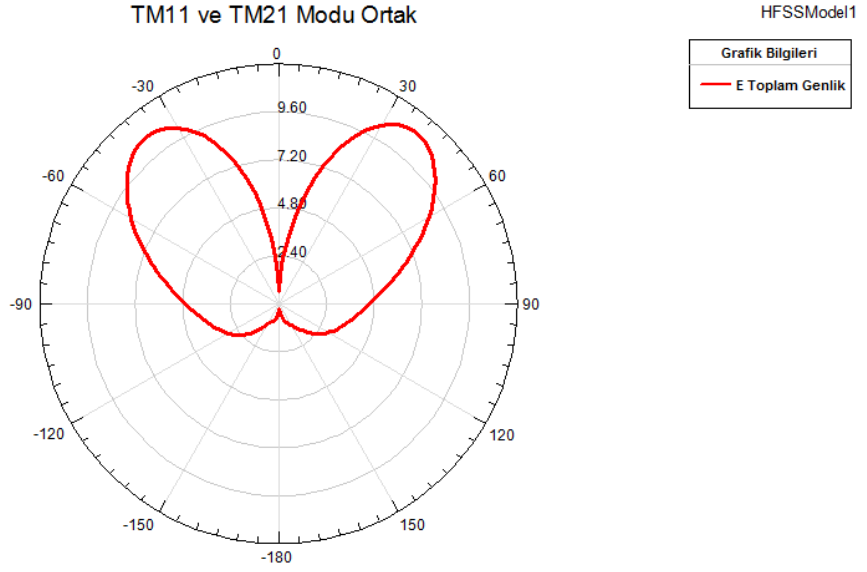
Diğer anten parametreleri sabit tutularak TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten ile TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten elemanlarının arasındaki dielektrik alttaşı malzemenin üstüne 1mm boyunda hava boşluğu yerleştirilirse elde edilen ışımaya örüntüleri, TM_{21} modu için Şekil E1.1'de, TM_{11} modu için Şekil E1.2'de ve TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışımaya yapan antenlerin ikisi de beslenirken Şekil E1.3'te gösterilmiştir.



Şekil E1.1: Antenler arasındaki dielektrik alttaşı malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM_{21} modu ışımaya örüntüsü

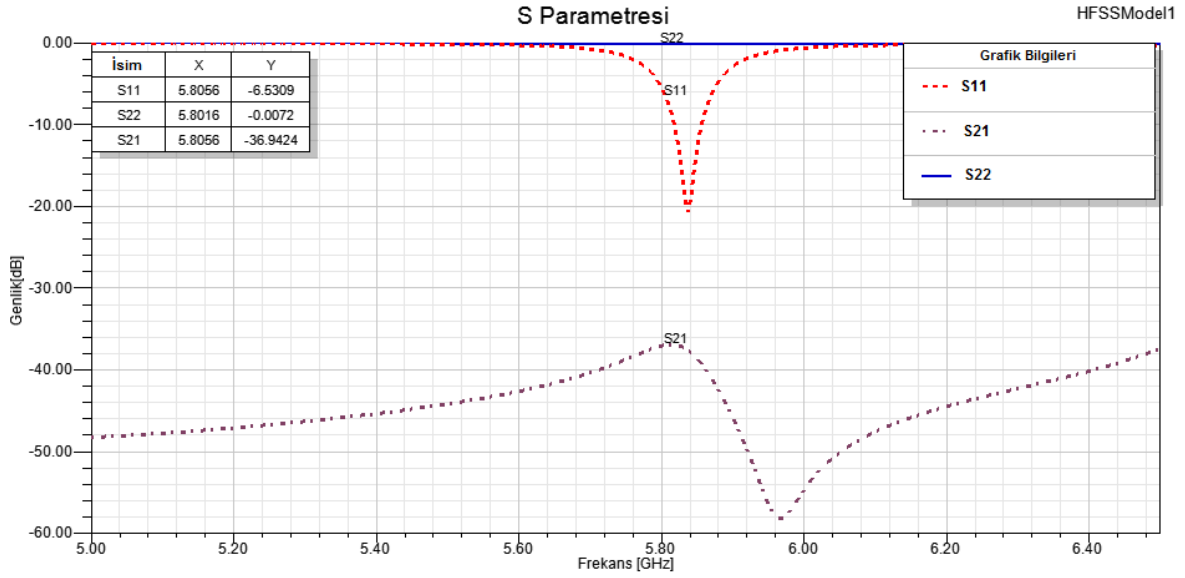


Şekil E1.2: Antenler arasındaki dielektrik alttaşı malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM_{11} modu ışımaya örüntüsü



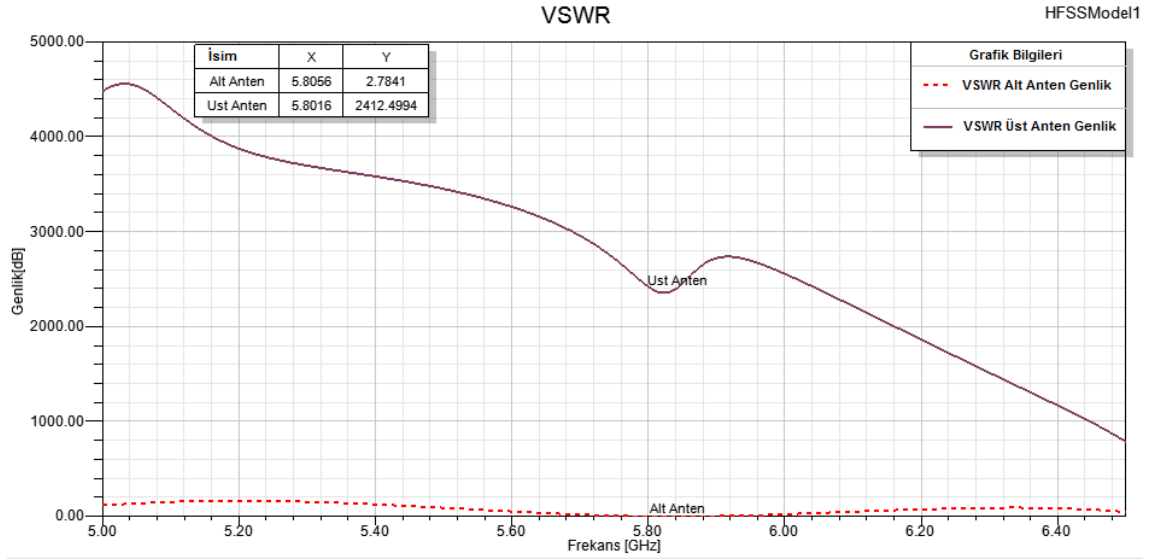
Şekil E1.3: Antenler arasındaki dielektrik altaş malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM_{21} ve TM_{11} modları aktifken ışınma örüntüsü

Elde edilen S parametre değerleri Şekil E1.4’de gösterilmiştir.



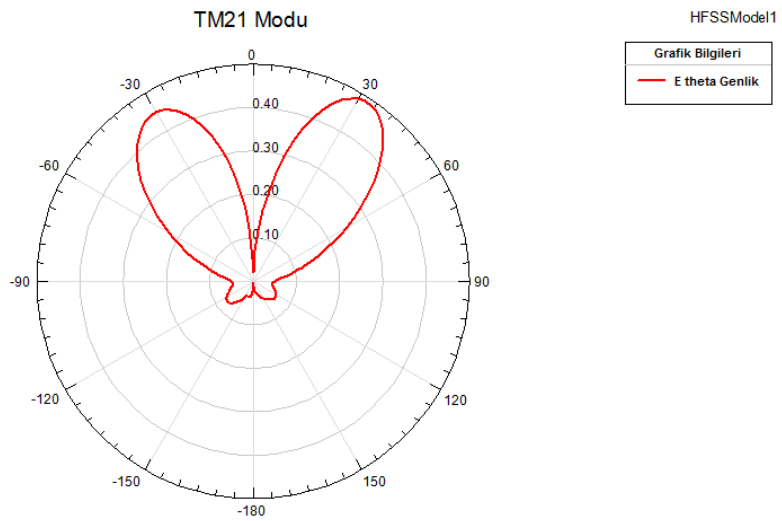
Şekil E1.4: Antenler arasındaki dielektrik altaş malzemenin üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde S parametreleri değerleri

Elde edilen VSWR değerleri Şekil E1.5'de gösterilmiştir.

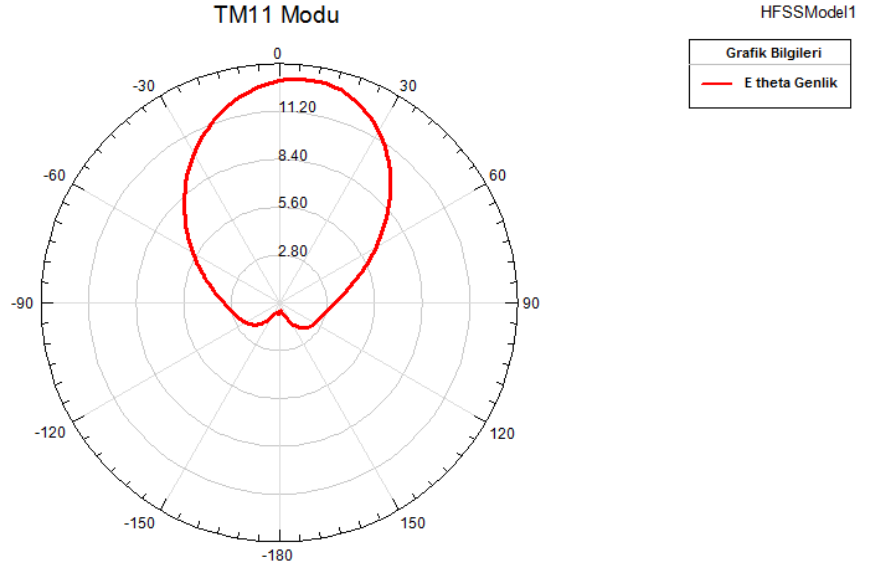


Şekil E1.5: Antenler arasındaki dielektrik alttaş malzemenin 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde VSWR parametreleri değerleri

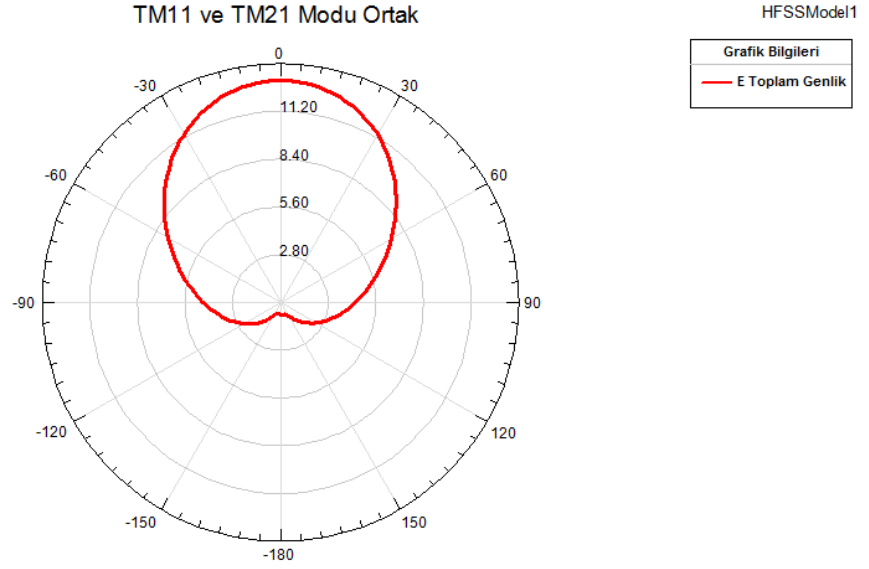
Diğer anten parametreleri sabit tutularak toprak ile TM_{21} modunda ışıma yapan dairesel mikoŐerit anten elemanlarının arasındaki dielektrik alttaş malzemenin altına 1mm boyunda hava boşluğu yerleştirilirse elde edilen ışıma rntleri, TM_{21} modu için Şekil E1.6'da, TM_{11} modu için Şekil E1.7'de ve TM_{11} ile TM_{21} modlarında ışıma yapan antenler ikiside beslenirken Şekil E1.8'de gösterilmiştir.



Şekil E1.6: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM_{21} modu ışıma örüntüsü

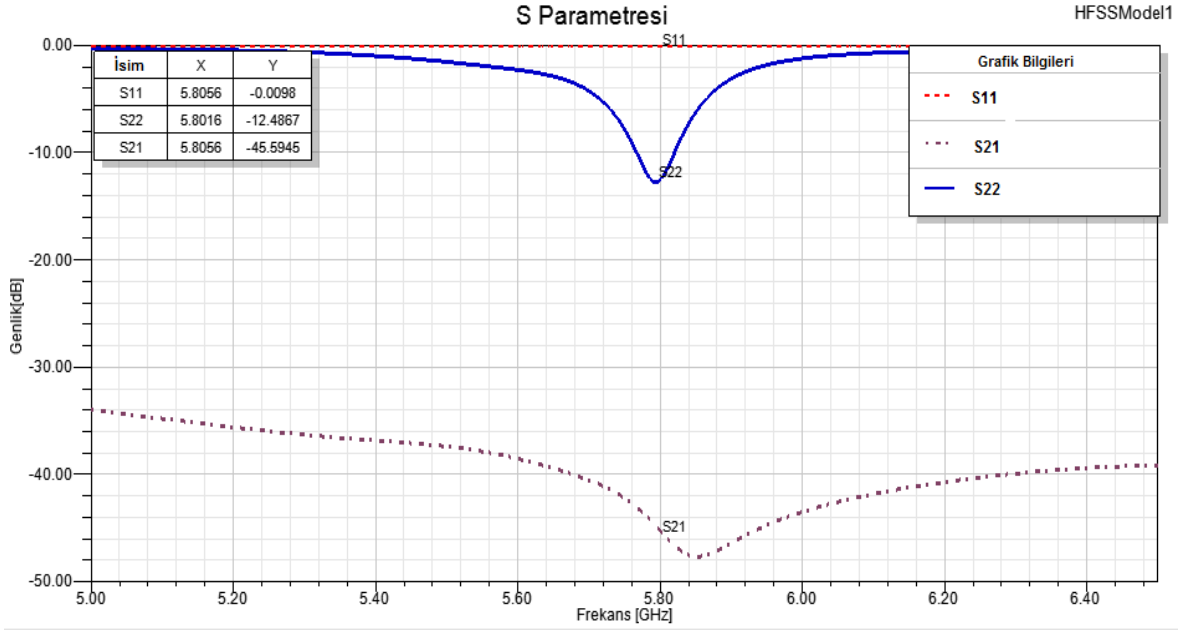


Şekil E1.7: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM_{11} modu ışınma örüntüsü



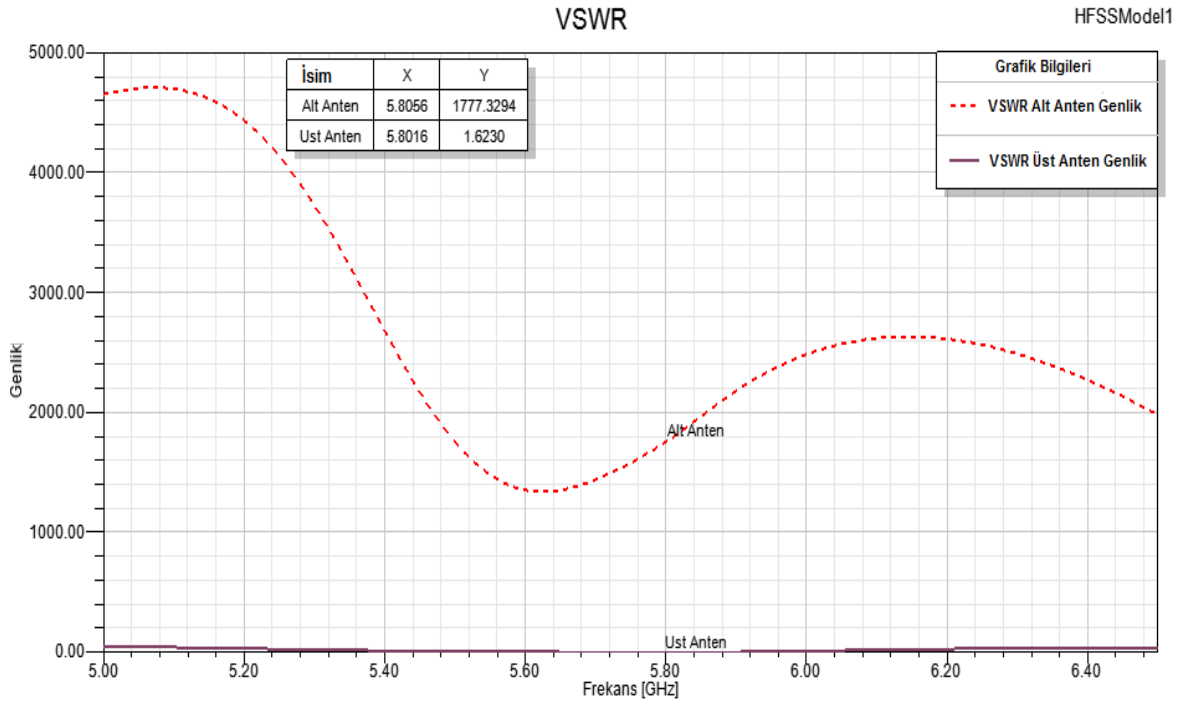
Şekil E1.8: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde TM_{21} ve TM_{11} modları aktifken ışınma örüntüsü

Elde edilen S parametre değerleri Şekil E1.9 'da gösterilmiştir.



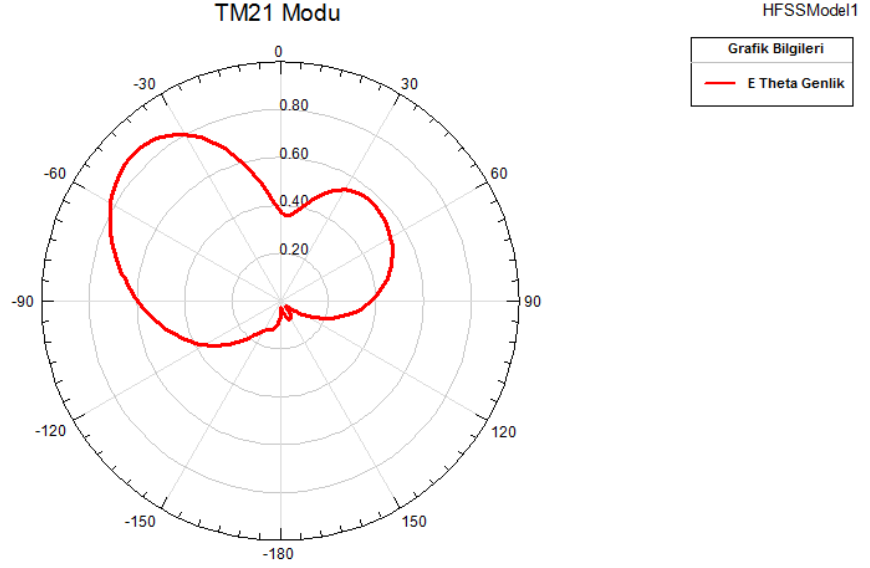
Şekil E1.9: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde S parametreleri değerleri

Elde edilen VSWR değerleri Şekil E1.10 'da gösterilmiştir.

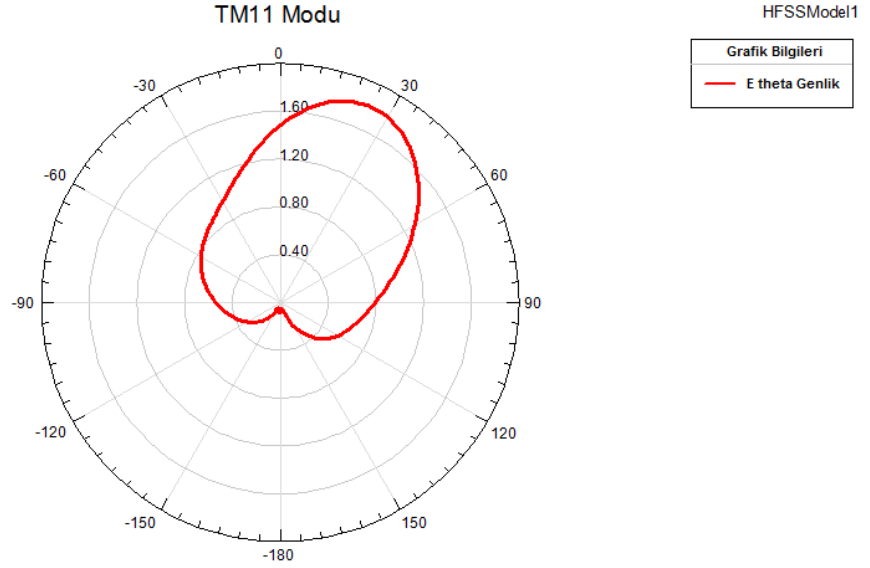


Şekil E1.10: Toprak yüzey üzerine 1mm yüksekliğinde hava yerleştirildiğinde VSWR parametreleri değerleri

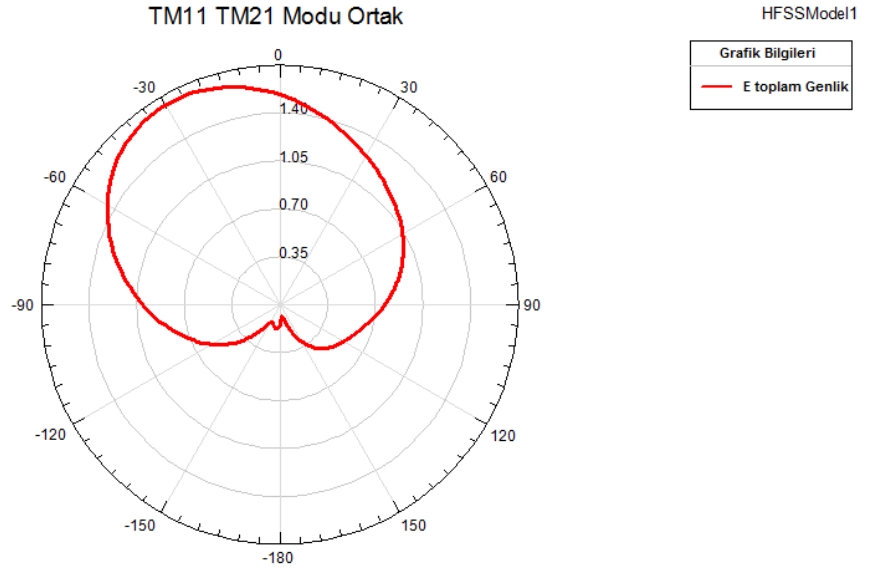
Diğer anten parametreleri sabit tutularak çalışma frekansı 5GHz seçilirse, elde edilen ışınma örüntüsü TM_{21} modu için Şekil E1.11'de, TM_{11} modu için Şekil E1.12'de ve TM_{11} ile TM_{21} modlarında ışınma yapan antenler ikisinde beslenirken Şekil E1.13'de gösterilmiştir.



Şekil E1.11: 5GHz çalışma frekansı için TM_{21} modu ışınma örüntüsü

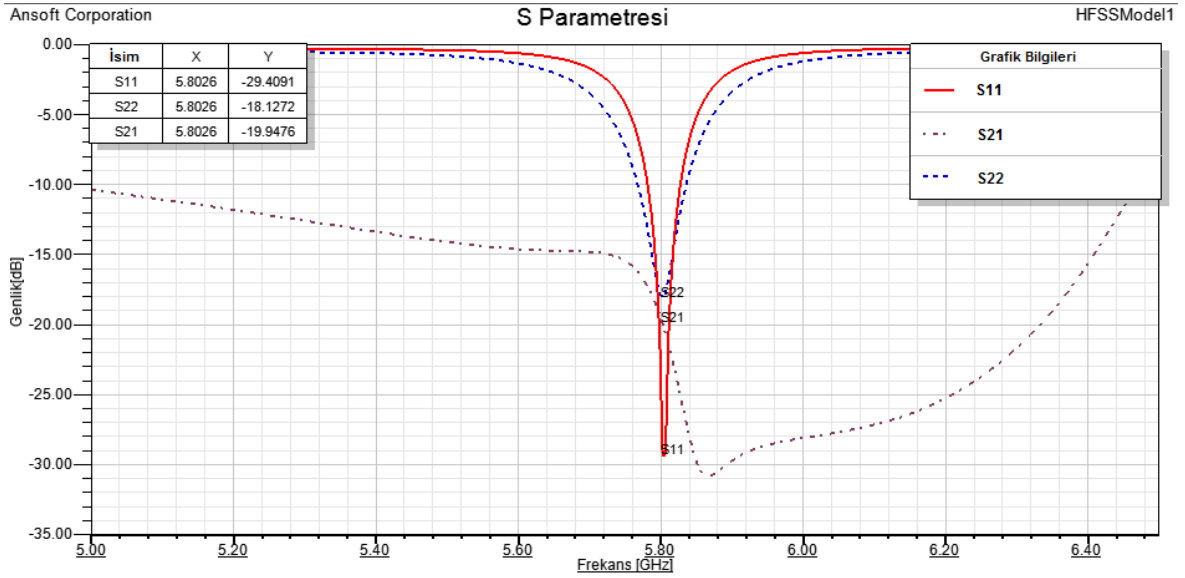


Şekil E1.12: 5GHz çalışma frekansı için TM_{11} modu ışınma örüntüsü



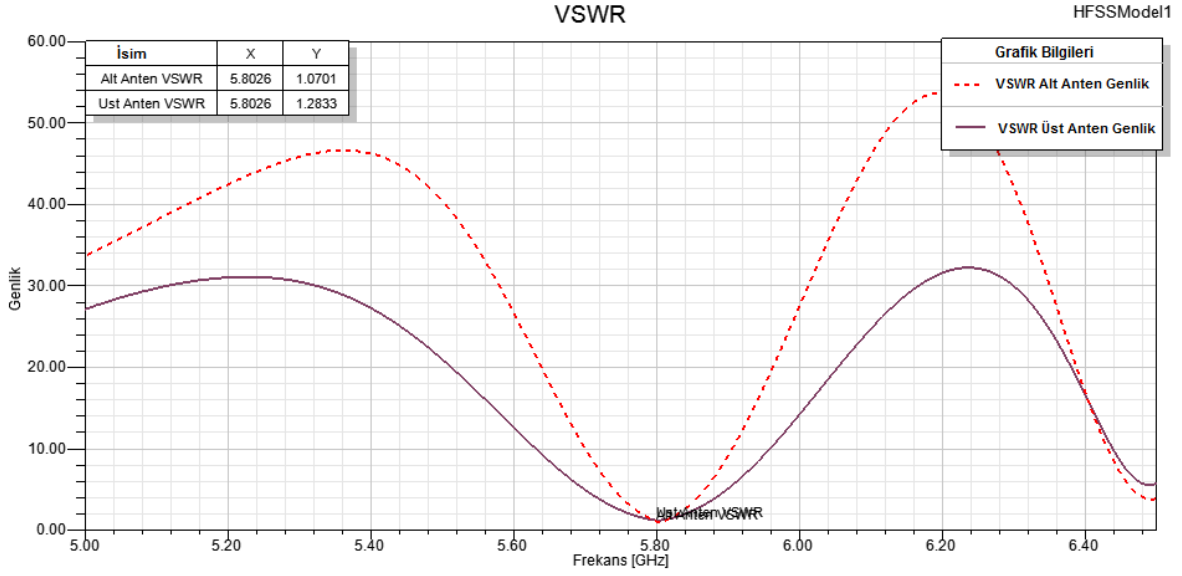
Şekil E1.13: 5GHz çalışma frekansı için TM_{11} ve TM_{21} modları aktifken ışınma örüntüsü

Elde edilen S parametre değerleri Şekil E1.14'de gösterilmiştir.



Şekil E1.14: 5GHz çalışma frekansı için S parameter değerleri

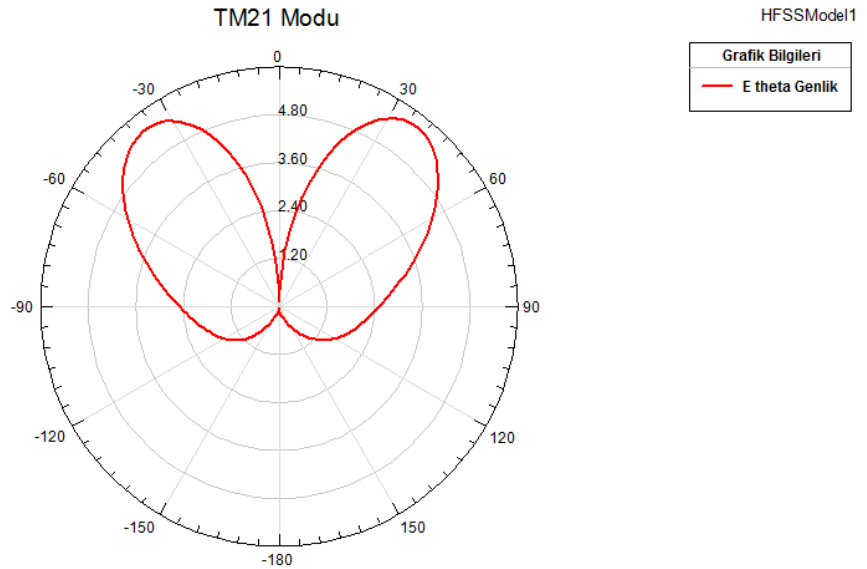
Elde edilen VSWR değerleri Şekil E1.15'de gösterilmiştir.



Şekil E1.15: 5GHz alıŐma frekansı için VSWR değerleri

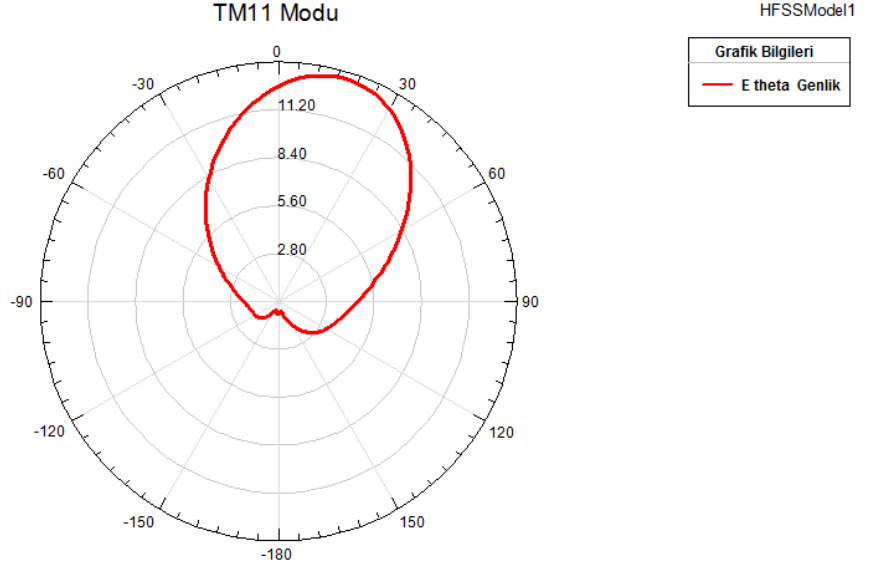
Merkez frekans 5.8 GHz için TM_{21} modunda ışıma yapan dairesel mikroşerit antenin yarıçap değeri teorik hesaplanan yarıçap değeri olan 17.1 mm olarak belirlenirse elde edilen sonuçlar aşağıda belirtilmiştir.

İki modlu katlı anten yapısında TM_{21} modunda ışıma yapan dairesel mikroşerit anten aktifken elde edilen ışıma rntŐü Şekil E1.16'da gösterilmiştir.



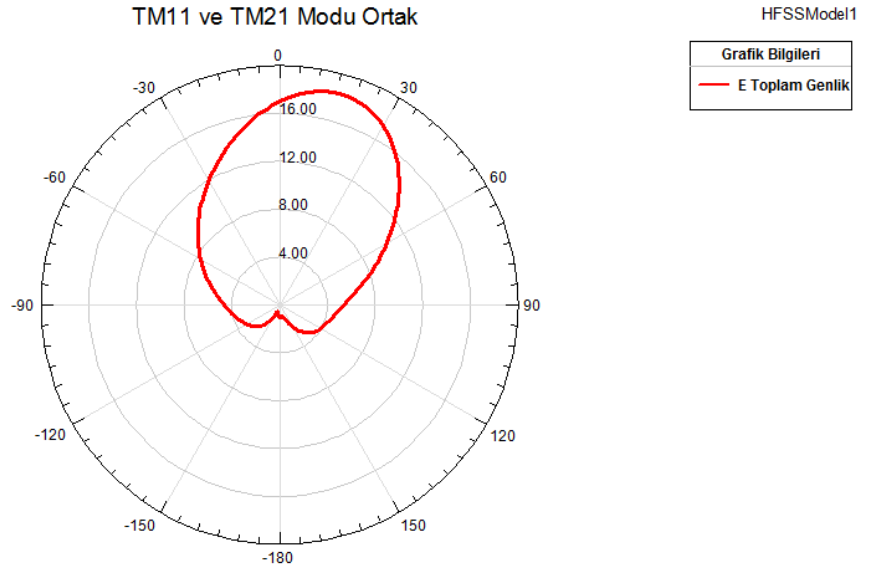
Şekil E1.16: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında TM_{21} modu ışıma rntŐü

İki modlu katlı anten yapısında TM_{11} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit anten aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü Şekil E1.17'de gösterilmiştir.



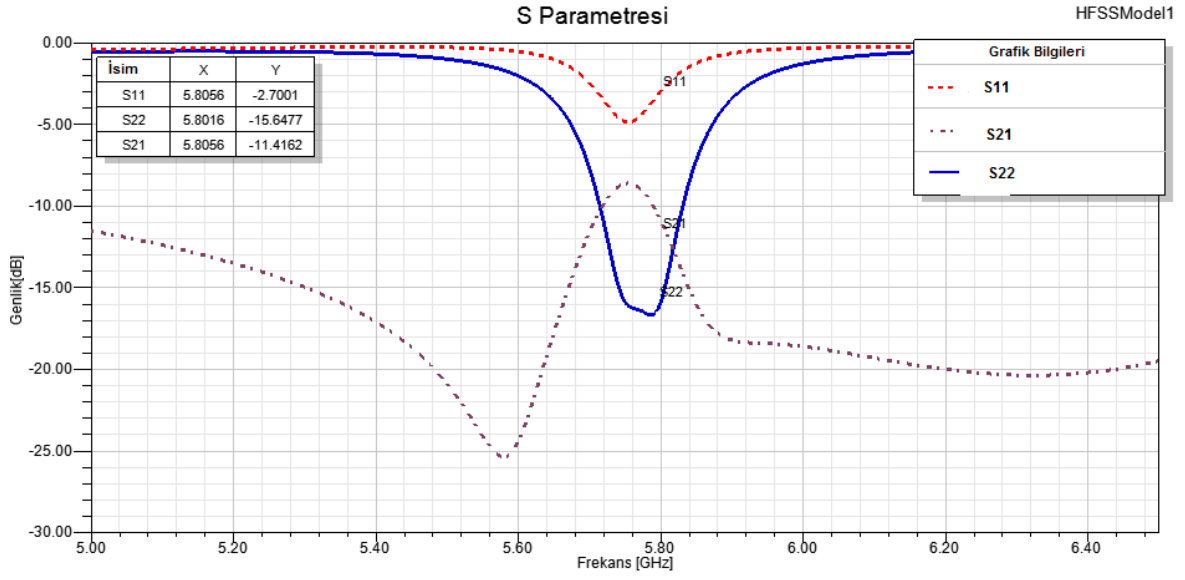
Şekil E1.17: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında TM_{11} modu ışımaya örüntüsü

İki modlu katlı anten yapısında TM_{11} ve TM_{21} modunda ışımaya yapan dairesel mikroşerit antenler aktifken elde edilen ışımaya örüntüsü Şekil E1.18'de gösterilmiştir.



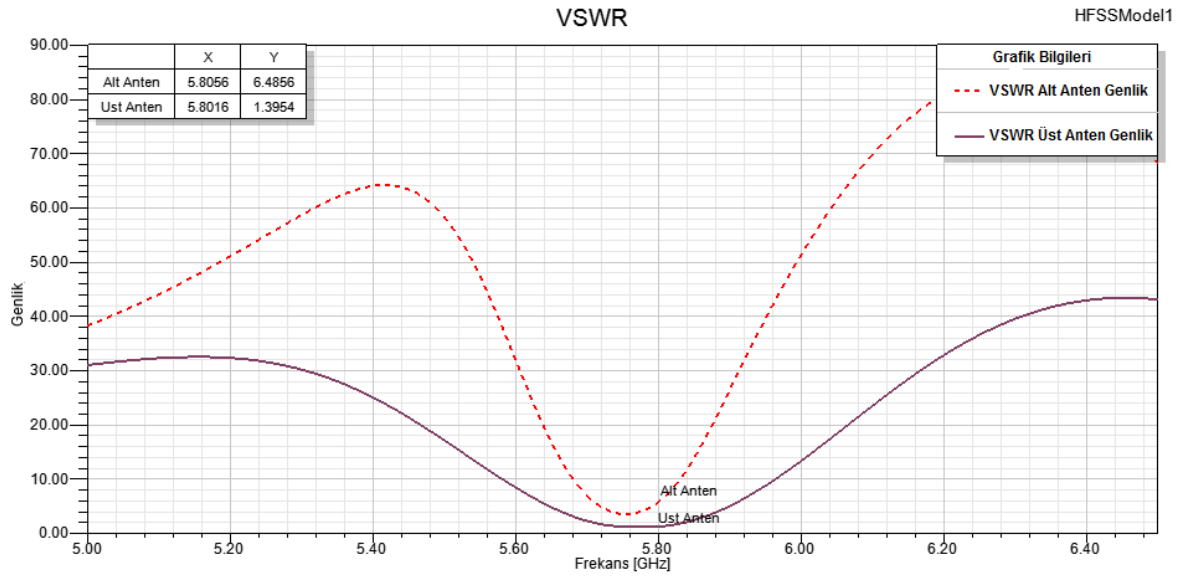
Şekil E1.18: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında TM_{11} ve TM_{21} modu ışımaya örüntüsü

Elde edilen S parametre değerleri Şekil E1.19'da gösterilmiştir.



Şekil E1.19: Teorik yarıçap değerleri kullanıldığında elde edilen S parametre grafikleri

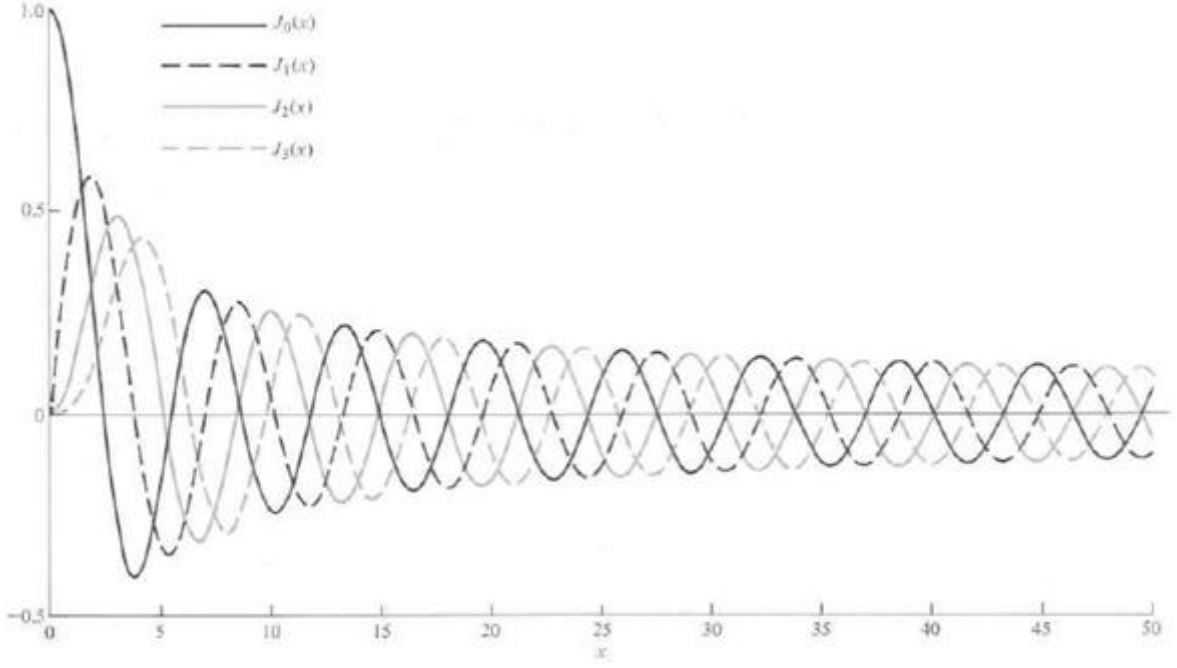
Elde edilen VSWR değerleri Şekil E1.20'de gösterilmiştir.



Şekil E1.20: Teorik değerler kullanıldığında elde edilen VSWR değerleri

8. EK-2: BESSEL FONKSİYONLARI

Tez çalışmasında kullanılan derecelerdeki Bessel fonksiyonlarının grafikleri Şekil E2.1'de gösterilmiştir.



Şekil E2.1: 0., 1., 2. ve 3. dereceden Bessel fonksiyonlarının grafikleri

9. KAYNAKLAR

- [1] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck. Compact wideband multimode antennas for MIMO and diversity. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, pp. 1963-1969, August 2004.
- [2] A. Mukherjee and H. M. Kwon. Compact multiuser wideband MIMO system using multiple-mode microstrip antennas. *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Spring 2007, pp. 584-588, April 2007.
- [3] A. Forenza and R. W. Heath. 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.
- [4] C. Oestges et al. Dual-polarized wireless communications: from propagation models to system performance evaluation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 10, 2008.
- [5] 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.
- [6] V. M. Kapinas et al. Aspects on space and polarization diversity for wireless communication systems. *Proceedings of 15th Telecommunications Forum, TELFOR*, November 2007.
- [7] J. Winters. On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* vol. 5, pp. 871–878, June 1987.
- [8] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas. *Bell Labs Techn. J.* pp. 41–59, Autumn 1996.
- [9] G. J. Foschini and M. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–355, March 1998.
- [10] E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. on Telecomm. ETT*, vol. 10, pp. 585–596, Nov. 1999.
- [11] A. B. Gershman and N.D. Sidiropoulos, *Space-Time Processing for MIMO Communications*, 2005, Wiley
- [12] J. B. Anderson, Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at the both ends, *IEEE SAC*, vol. 18, no. 11, November 2000, pp.2172-2178
- [13] C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Second Edition, John Wiley&Sons, United States of America, 1997

- [14] D. M. Pozar, Microstrip Antennas, Proc. IEEE, Vol. 80, No.1, pp. 79-91, January 1992
- [15] M. Kobayshi, A Dispersion Formula Satisfying Recent Requirements in Microstrip CAD, IEEE Trans., vol. MTT-36, pp. 1246-1250, August, 1988.
- [16] J.F. Zurcher and F.E. Gardiol, Broadband Patch Antennas, Artech House Inc, Boston, 1995
- [17] G. Kumar and K. P. Ray, Broadband Microstrip Antennas, Artech House, United States of America, 2003
- [18] Y.T. Lo and S.W. Lee, Antenna Handbook Theory Applications and Design, Van Nostrand Reinhold Company, United States of America, 1988.4
- [19] I. J. Bahland and P. Bhartia, Microstrip Antennas, Artech House, Dedham, MA, 1980
- [20] Y.T. Lo, D. Solomon, W.F. Richards, Theory and Experiment on Microstrip Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. Ap-27, No.2, March 1979
- [21] David M. Pozar, Microwave Engineering, Second Edition, 1998, John Wiley & Sons, inc
- [22] John Huang, Member, IEEE, Circularly Polarized Conical Patterns from Circular Microstrip Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-32, No. 9, September 1984
- [23] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Microstrip Antenna Design Handbook, 2001, Artech House
- [24] Eva Rajo-Iglesias, Oscar Quevedo-Teruel and Matilde Sanchez-Fernandez, Compact Multimod Patch Antennas for MIMO Applications, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 50, No. 2, April 2008
- [25] F. Abboud, J. P. Damiano, A. Papiernik, New Determination of Resonant Frequency of Circular Disc Microstrip Antenna: Application to Thick Substrate, Electronic letters, 18th August 1988, Vol. 24, No. 17
- [26] Sophocles. J. Orfanidis, Rutgers University, Electromagnetic waves & Antennas, copyright© 1999-2008, www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa
- [27] Inder Bahl, Lumped Elements for RF and Microwave Circuits, Artech House, Boston, London, 2003
- [28] V. Gulati and K.R. Narayanan. Concatenated codes for fading channels based on recursive space-time trellis codes. IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 2, No. 1, pp. 118-128, Jan. 2003.

- [29] T. Kurner, D. J. Cichon, and W. Wiesbeck. Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models: An overview. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* vol. 11, pp. 1002–1012, Sep. 1993.
- [30] H. L. Bertoni, W. Honcharenko, L. R. Maciel, and H. H. Xia. UHF propagation prediction for wireless personal communications. *Proc. IEEE*, vol. 82, pp. 1333–1359, Sep. 1994.
- [31] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport. Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design. *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. 43, pp. 879–891, Nov. 1994.
- [32] G. E. Athanasiadou, A. R. Nix, and J. P. McGeehan. A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrow-band and wide-band predictions. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* vol. 18, pp. 322–335, Mar. 2000.
- [33] M. F. Iskander and Z. Yun. Propagation prediction models for wireless communication systems. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* vol. 50, pp. 662–673, Mar 2002.
- [34] Yuan Yuan Ma, Matthias Patzold, Wideband One Ring MIMO Channel Model Under Non Isotropic Scattering Conditions, 2008 IEEE
- [35] Alberto Alcocer Ochoa, Ramon Parra Michel, Valeri Ya. Kontorovitch, Geometrical Modeling of Wideband MIMO Channels
- [36] A. L. Swindlehurst, G. German, J. Wallace, and M. Jensen. Experimental measurements of capacity for MIMO indoor wireless channels. *IEEE Third Workshop Signal Process. Adv. Wireless Commun.* 2001. (SPAWC '01), Taoyuan, Taiwan, R.O.C. Mar. 2001, pp. 30–33.
- [37] T. Zwick, C. Fischer, D. Didascalou, and W. Wiesbeck. A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* vol. 18, pp. 6–15, Jan. 2000.
- [38] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* vol. SAC-5, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [39] L. M. Correia, *Wireless Flexible Personalised Communications*. John Wiley & Sons, 2001.
- [40] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Spatial channel model for multiple-input multiple-output (MIMO) simulations (3gpp tr 25.996 version 6.1.0 release 6). ETSI, Tech. Rep., 2003.
- [41] J. W. Wallace and M. A. Jensen. Modelling the indoor MIMO wireless channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 591-599, 2002.

- [42] P. Soma, D. S. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy, and A. J. Paulraj. Analysis and modeling of multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5 GHz for fixed BWA applications. Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC '02), vol. 1, pp. 272–276, New York, NY, USA, April-May 2002.
- [43] C. N. Chuah, J. M. Kahn and D. Tse. Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environments. Proceedings of GLOBECOM'98, vol. 4, pp. 1894-1899, Sidney, Australia, November 1998.
- [44] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özçelik and M. Bonek. A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 1, pp. 90-99, 2006.
- [45] TGN Channel Models. IEEE 802.11-03/940r4, May 2004.
- [46] J. N. Pirce, Member, Ire and S. Stain, Senior Member, Ire Multiple Diversity with Nonindependent Fading, Proceedings of the Ire, January 1960
- [47] Thomas Svantesson, Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimod Antennas, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol, 51, no. 6, november 2002
- [48] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and B.H. Fleury, Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance, in Proc. 48th IEEE VTC, vol. 2, May 1998, pp. 719-723
- [49] 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
- [50] 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

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : İbrahim Görgeç

Doğum Yeri : Ankara

Doğum Yılı : 1983

Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu :

Lise : 1994-2001 Fethiye Kemal Mumcu Anadolu Lisesi

Lisans : 2004–2006 Hacettepe Üniversitesi Elektrik - Elektronik
Mühendisliği Bölümü

2001–2004 Gazi Üniversitesi Elektrik - Elektronik
Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans : 2006-2009 Hacettepe Üniversitesi Elektrik - Elektronik
Mühendisliği Bölümü

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi :

2006 – 2009 : Sistem Mühendisi, ASELSAN A. Ş. , Ankara