

**DAİRESEL MİKROŞERİT ANTENLERDE UZAYSAL MODAL ALICI
ÇEŞİTLİLİK KAZANCININ İNCELENMESİ**

Rami URFALIOĞLU

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**OCAK 2011
ANKARA**

Rami URFALIOĞLU tarafından hazırlanan DAİRESEL MİKROŞERİT ANTENLERDE UZAYSAL MODAL ALICI ÇEŞİTLİLİK KAZANCININ İNCELENMESİ adlı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd.Doç.Dr. Özgür ERTUĞ

.....

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Müh. A. D.

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Erkan AFACAN

.....

Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

.....

Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Suat ÖZDEMİR

.....

Bilgisayar Müh. Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tarih: 28/01/2011

Bu Tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU

.....

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Rami URFALIOĞLU

**DAİRESEL MİKROŞERİT ANTENLERDE UZAYSAL MODAL ALICI
ÇEŞİTLİLİK KAZANCININ İNCELENMESİ**

(Yüksek Lisans Tezi)

Rami URFALIOĞLU

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

OCAK 2011

ÖZET

Bu çalışmada haberleşme alanında yaygın olarak kullanılmakta olan mikroşerit anten türleri, besleme teknikleri ve analiz yöntemleri hakkında bilgiler verilmiş olup, özel olarak dairesel mikroşerit yama antenler kullanılarak oluşturulan anten dizilerinde farklı iletim modları için çeşitleme kazancının analiz edilmesi amaçlanmıştır. Tez çalışması kapsamında ele alınan dairesel mikroşerit yama anten dizilerinde farklı iletim modları için antenler arasında oluşan ilinti değerlerinin analizi yapılmıştır. Kullanılan anten dizileri için spektral verimlilik hesaplamaları yapılmış ve spektral verimliliğin iletim moduna bağlı olarak analizleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra elde edilen kanal modeli ve ilinti hesaplamaları kullanılarak tasarlanan dairesel mikroşerit yama anten yapıları için alıcı yönünde çeşitleme performansları analiz edilmiştir. Çeşitleme performansının analiz edilmesinde BPSK modülasyonlu sinyal dizisi kanala uygulanmış ve alıcı tarafta maksimum oransal birleştirici, eşit kazançlı birleştirici ve seçici birleştirici yöntemleri kullanılarak BER analizleri anten dizileri ve farklı iletim modları için yapılmıştır. Yapılan benzetimlerde MATLAB programı kullanılmıştır.

Bilim Kodu : 905.1.035
Anahtar Kelimeler : Dairesel Mikroşerit Anten, Çeşitleme Kazancı.
Sayfa Adedi : 92
Tez Yöneticisi : Yrd.Doç.Dr. Özgür ERTUĞ

**EXAMINATION OF THE SPATIAL MODAL DIVERSITY GAIN IN
CIRCULAR MICROSTRIP ANTENNAS**

(M.Sc. Thesis)

Rami URFALIOĞLU

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

January 2011

ABSTRACT

In this study, information had been given about the types of microstrip antennas, feeding techniques and analysis methods used widely in the field of communication, specially aimed to analyze the diversity gain in the antenna arrays constituted using circular micro strip antennas with different transmission modes. In this thesis dealt with, power correlation values are analyzed between antenna elements for different transmission modes at circular micro strip patch antenna arrays. Spectral efficiency calculations had been done for used antenna arrays and analyzed spectral efficiency for different transmission modes against to mean azimuth angle and angular spread. After that, using the acquired channel models and correlation calculations, diversity performance in the receive direction had been examined for the devised circular microstrip patch antennas. In the analyzing of the diversity performance, BPSK modulated signal sequence had been applied to the channel and BER analysis had been performed for different antenna arrays and transmission modes in the receive direction using maximum ratio combining, equal gain combining and selection combining. MATLAB program had been used for simulations.

Science Code : 905.1.035

Key Words : Circular Microstrip Antenna, Diversity Gain.

Page Number: 92

Adviser : Asst.Prof.Dr. Özgür ERTUĞ

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren Danışman Hocam Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ'a, sağlanan olanak ve gösterilen anlayış için Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumuna ve tüm çalışma arkadaşlarıma, maddi manevi destekleriyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan çok değerli aileme, son olarak gösterdiği özveri ve sevgi için eşim Elif'e teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	x
ŞEKİLLER LİSTESİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiii
1. GİRİŞ	1
2. MİKROŞERİT YAMA ANTENLER	4
2.1. Mikroşerit Antenlerin Avantaj ve Dezavantajları	6
2.1.1. Mikroşerit yama antenlerin avantajları	7
2.1.2. Mikroşerit yama antenlerin dezavantajları	7
2.2. Mikroşerit Yama Anten Tipleri	8
2.2.1. Dikdörtgensel mikroşerit yama anten	8
2.2.2. Dairesel mikroşerit yama antenler	9
2.2.3. Üçgensel mikroşerit yama anten	16
2.3. Mikroşerit Yama Antenlerde Besleme Teknikleri	17
2.3.1. Koaksiyel besleme	17
2.3.2. Mikroşerit hat beslemesi	18
2.3.3. Elektromanyetik kuplajlı besleme	19
2.3.4. Açıklık kuplajlı besleme	19
2.4. Mikroşerit Yama Antenlerin Analiz Yöntemleri	20

Sayfa

2.4.1. İletim hattı modeli	20
2.4.2. Rezonatör modeli.....	23
2.4.3. Tam dalga analizi	28
3. MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE KULLANILAN KANAL MODELLERİ	31
3.1. Deterministik Işın Takibi.....	31
3.2. Geometrik Kesikli Yansıtma Modelleri	31
3.3. İstatistikî Kümelenme Modelleri	32
3.4. İstatistikî Analitik Matris Modelleri.....	33
3.4.1. Kroenecker modeli	34
4. ANTENLER ARASINDAKİ İLİNTİNİN İNCELENMESİ.....	35
4.1. Anten Dizilerinde İlinti Analizinin Temelleri	35
4.2. Dairesel Mikroşerit Yama Antenlerde Modal İlinti Analizleri.....	39
4.3. Elde Edilen Analiz Sonuçlarının Değerlendirmesi	41
5. DAİRESEL MİKROŞERİT ANTEN DİZİLERİNDE İLETİM MODUNA BAĞLI ERGODİK SPEKTRAL VERİMLİLİĞİN İNCELENMESİ.....	44
5.1. Ortalama Etkin Kazanç.....	47
5.2. 2x1 Dairesel Mikroşerit Anten Yapısı için Kapasite Analizleri.....	50
5.3. 3x1 Dairesel Mikroşerit Anten Yapısı İçin Kapasite Analizleri.....	54
5.4. 4x1 Dairesel Mikroşerit Anten Yapısı İçin Kapasite Analizleri.....	57
5.5. Kapasite Analizlerinin Değerlendirilmesi	60
6. UZAYSAL MODAL ÇEŞİTLEME ANALİZİ.....	62
6.1. Seçici Birleştirici (SC).....	62
6.2. Maksimum Oransal Birleştirici (MRC).....	64
6.3. Eşit Kazançlı Birleştirici (EGC)	67

Sayfa

6.4. Dairesel Mikroşerit Antenlerde Uzaysal Modal Çeşitleme Kazancının Analiz Edilmesi.....	69
6.4.1. Dairesel mikroşerit antenlerde BER analizi.....	71
6.4.2. Farklı iletim modlarında BER'in MAA'ya göre değişimi.....	76
6.4.3. Farklı iletim modlarında BER'in AS'ye göre değişimi.....	79
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	85
KAYNAKLAR.....	88
ÖZGEÇMİŞ.....	92

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Farklı modlarda X_{mn} ve yarıçap değerleri.....	13
Çizelge 4.1. $MAA=90^0$ için hesaplanan ilinti değerleri	42
Çizelge 5.1. 2x1 yama anten dizisinde $MAA=90^0$ için elde edilen veri iletim hızları.....	52
Çizelge 5.2. 2x1 yama anten dizisinde $AS=45$ için elde edilen veri iletim hızları....	53
Çizelge 5.3. 3x1 yama anten dizisinde $MAA=90^0$ için elde edilen veri iletim hızları.....	55
Çizelge 5.4. 3x1 yama anten dizisinde $AS=40$ için elde edilen veri iletim hızları....	56
Çizelge 5.5. 4x1 yama anten dizisinde $MAA=90^0$ için elde edilen veri iletim hızları.....	58
Çizelge 5.6. 4x1 Yama anten dizisinde $AS=40$ için elde edilen veri iletim hızları...	59
Çizelge 5.7. Farklı anten konfigürasyonları için iletim moduna bağlı veri iletim hızı değişimi.....	61
Çizelge 6.1. Çeşitleme yöntemlerine göre benzetim ile teorik sonuçlar arasındaki güç farkı.....	74
Çizelge 6.2. Dairesel mikroşerit anten dizilerinde uzaysal modal çeşitlemenin dipol antenlere göre sağlamış olduğu güç kazaçları.....	75

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Mikroşerit yama anten şekilleri	4
Şekil 2.2. Dikdörtgen mikroşerit yama anten [8]	8
Şekil 2.3. Dairesel mikroşerit yama anten [16]	10
Şekil 2.4. Dairesel yama antenlerde moda bağlı ışıma örüntüleri	15
Şekil 2.5. Birden çok modun oluşturduğu toplamsal ışıma örüntüsü	16
Şekil 2.6. Mikroşerit eşkenar üçgen anten [13]	17
Şekil 2.7. Koaksiyel beslemeli mikroşerit yama anten [8]	18
Şekil 2.8. Mikroşerit hat beslemeli yama anten [8]	18
Şekil 2.9. Elektromanyetik kuplajlı mikroşerit yama anten [8]	19
Şekil 2.10. Açık kuplajlı mikroşerit yama anten [8]	20
Şekil 2.11. Mikroşerit yama anten iletim hattı modeli	21
Şekil 2.12. İletim hattı modeli kesit görüntüsü [13]	21
Şekil 3.1. İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve temsili yansıtıcı yollar [39]	32
Şekil 4.1. İletim ortamında iki yansıtıcının bulunduğu 4x4 dipol anten dizisi [39]	36
Şekil 4.2. Modlar arası ilintinin MAA'ya göre değişimi	40
Şekil 4.3. Modlar arası ilintinin AS'ye değişimi	40
Şekil 5.1. Farklı iletim modlarında MEG'in MAA'ya göre değişimi	48
Şekil 5.2. Farklı iletim modlarında MEG'in AS'ye göre değişimi	49
Şekil 5.3. 2x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin MAA'ya göre değişimi	51
Şekil 5.4. 2x1 yama antende farklı iletim modlarında veri iletim hızının AS'ye göre değişimi	52
Şekil 5.5. 2x1 Yama antende veri iletim hızı yakın plan görüntüsü	53

Şekil	Sayfa
Şekil 5.6. 3x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin MAA'ya göre değişimi	54
Şekil 5.7. 3x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin AS'ye göre değişimi	56
Şekil 5.8. 4x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin MAA'ya göre değişimi	57
Şekil 5.9. 4x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin AS'ye göre değişimi	59
Şekil 6.1. Çeşitlemeli birleştiricide alıcı yapısı	64
Şekil 6.2. 2x1 yama antende Mod-0'da BER'in SNR karşı değişimi	72
Şekil 6.3. 2x1 yama antende Mod-1'de BER'in SNR karşı değişimi	72
Şekil 6.4. 3x1 yama antende Mod-0'da BER'in SNR karşı değişimi	73
Şekil 6.5. 3x1 yama antende Mod-1'de BER'in SNR karşı değişimi	73
Şekil 6.6. 2x1 yama antende Mod-0 ve Mod-1'e karşı dipol anten BER mukayesesi	74
Şekil 6.7. 3x1 yama antende Mod-0 ve Mod-1 karşı dipol anten BER mukayesesi ..	75
Şekil 6.8. 2x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi ...	76
Şekil 6.9. 2x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi	77
Şekil 6.10. 2x1 Yama antende SC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi	77
Şekil 6.11. 3x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi..	78
Şekil 6.12. 3x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi ..	79
Şekil 6.13. 2x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi.....	80
Şekil 6.14. 2x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi	80
Şekil 6.15. 2x1 Yama antende SC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi	81
Şekil 6.16. 3x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi.....	82
Şekil 6.17. 3x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi	82
Şekil 6.18. 3x1 Yama antende SC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi	83

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılan bazı kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Kısaltma	Açıklama
AOA	Angle of Arrival (Geliş Açısı)
AOD	Angle of Departure (Kalkış Açısı)
AS	Angular Spread (Açısal Yayılım)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Beyaz Gauss gürültüsü)
BER	Bit Error Rate (Bit hata oranı)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
CSI	Canal State Information (Kanal Durum Bilgisi)
EGC	Equal Gain Combining (Eşit Kazançlı Birleştirici)
IID	Independent and Identically Distributed (Bağımsız Özdeşçe Dağılmış)
KMA	Kompakt Mikroşerit Anten
LOS	Line of Sight (Görüş hattı)
MAA	Mean Azimuth Angle (Ortalama Azimut Açısı)
MATLAB	Matrix Laboratory (Matris Laboratuvarı)
MEG	Mean Effective Gain (Ortalama Etkin Kazanç)
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Çok girişli çok çıkışlı)
MISO	Multiple Input Single Output (Çok girişli tek çıkışlı)
MRC	Maximum Ratio Combining (Maksimum Oransal Birleştirici)
NLOS	Non LOS (Görüş hattında olmayan)
PAS	Power Azimuth Spectrum (Güç azimut spektrumu)
RF	Radio Frequency (Radyo Frekansı)
SC	Selection Combining (Seçici Birleştirici)
SCM	Spatial Channel Model (Uzaysal Kanal Modeli)
SIMO	Single Input Multiple Output (Tek girişli çok çıkışlı)
SNR	Signal Noise Ratio (Sinyal Gürültü Oranı)

Kısaltma	Açıklama
TE	Transverse Electric (Dik Elektrik Alan)
TM	Transverse Magnetic (Dik Manyetik Alan)
UHF	Ultra High Frequency (Ultra yüksek frekans)
3GPP	3rd Generation Partnership Project (3. Nesil Ortaklık Projesi)

1. GİRİŞ

Son yıllarda teknolojinin hızlı gelişimiyle, haberleşme alanında kullanılan iletişim cihazlarının boyutları önemli ölçüde küçülmüş ve bu cihazların kullanımı her geçen gün artmıştır. Kablosuz iletişim cihazlarında haberleşme bağlantısının kurulmasını sağlayan en önemli parça şüphesiz ki antenlerdir. Haberleşmede kullanılan antenler iletişim frekansına bağlı olarak türleri ve boyutları farklılık göstermektedirler. Yüksek frekanslarda ve özellikle mobil haberleşme cihazlarında mikroşerit yama antenlerin kullanımı yaygınlaşmıştır. Mikroşerit antenler genel olarak, kablosuz iletişim cihazlarında, uçaklarda, uzay araçlarında, radar sistemlerinde, uydu ve füze uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Mikroşerit yama antenlerin en önemli avantajları; küçük hacimli, düşük maliyetli ve baskı devre teknolojileri ile kolay üretilebilir olmalarıdır. Genellikle dikdörtgen, dairesel ve üçgen şekillerde üretilmekte ve UHF (Ultra High Frequency) bandında yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Geleneksel şekilli mikroşerit antenlerin şekillerinin değiştirilmesi ve küçük şekilli mikroşerit antenlerin birleştirilmesi ile oluşturulan antenler Kompakt Mikroşerit Antenler (KMA) olarak adlandırılmaktadır [1].

Mikroşerit yama antenler tek başlarına kullanıldığında önemli avantajlar sağladığı bilinmektedir. Bununla birlikte son yıllarda gelişen akıllı anten sistemleri haberleşme alanında ağırlığını iyiden iyiye hissettirmiştir. Akıllı anten sistemleri alıcı ve verici tarafta birden fazla antenin kullanılması ile oluşan sistemleri ifade etmektedir. Burada akıllı olan anten elemanları değil, antenlerden gelen sinyalleri işleyerek anlamlı analizler yapan işlemcilerdir. Akıllı anten sistemlerinde alıcı verici taraftaki anten elemanı sayısına göre sistemin isimlendirilmesi yapılmaktadır. Açıkça ifade etmek gerekirse alıcı ve verici tarafta birden fazla anten kullanılması durumunda sistem çok girişli çok çıkışlı (MIMO) anten sistemi, alıcı tarafta bir verici tarafta ise birden fazla antenin kullanıldığı sistemler tek girişli çok çıkışlı (SIMO) anten sistemi, alıcı tarafta birden fazla verici tarafta ise bir antenin olması durumunda çok girişli tek çıkışlı (MISO) anten sistemi olarak adlandırılır.

Tez çalışmasında mikroşerit yama anten tiplerinden dairesel mikroşerit yama antenler ile oluşturulan farklı sayıda elamana sahip anten dizilerinde iletim modu çeşitlemesi kullanılarak alıcı yönünde çeşitleme performansı açısından analizler yapılacaktır. Bu kapsamda Tez çalışmasının amacını, dairesel mikroşerit yama antenlerde farklı iletim modları için çeşitleme performansının analiz edilmesi oluşturmaktadır. Bu amaç doğrultusunda tezin bölümleri aşağıdaki gibi organize edilmiştir.

Girişi takip eden ikinci bölümde mikroşerit antenler hakkında bilgiler verilmiştir. Mikroşerit antenlerin sağlamış olduğu avantajlar ve sahip olduğu dezavantajlar ele alınmıştır. Mikroşerit anten türleri ve ayrıntılı olarak dairesel mikroşerit yama antenler anlatılmıştır. Dairesel mikroşerit yama antenlerde elektromanyetik alan bileşenleri analiz edilmiş ve farklı iletim modlarında dairesel mikroşerit yama antenlerin sahip oldukları ışıma örüntüleri analiz edilmiştir. Mikroşerit yama antenlerde önemli bir konu olan besleme yöntemleri açıklanmış ve besleme teknikleri hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. Daha sonra mikroşerit yama antenlerin analiz edilebilmesi için kullanılan modellerden iletim hattı, rezonatör ve tam dalga modeli incelenmiştir.

Tez çalışması kapsamında ele alınan 2x1, 3x1 ve 4x1 yama anten dizileri için yapılan analizlerde literatürde tanımlı kanal modellerinden birisi kullanılmıştır. Tezin üçüncü bölümünde literatürde tanımlanmış olan deterministik ışın takibi, geometrik kesitli yama, istatistiki kümelenme ve istatistiki analitik matris modelleri açıklanmıştır. Yapılan analizlerde istatistiki analitik matris modellerinden Kroenecker modeli kullanılmıştır.

Dördüncü bölümde oluşturulan anten dizilerinde anten elemanlarının her birinden farklı iletim moduyla sinyal gönderilmesi durumunda anten elemanlarının birbirlerini ne ölçüde etkilediğinin bir göstergesi olan güç ilinti analizleri yapılmıştır. İlinti analizlerinde anten elemanlarının 2,4 GHz frekansında ışıma yaptığı ve anten elemanları arasında $\lambda/2$ mesafe olduğu varsayılmıştır. Bu varsayımlar altında farklı iletim modlarının birbirlerine göre güç ilinti analizleri yapılmıştır.

Beşinci bölümde elde edilen ilinti değerleri kullanılarak sistemin sağlamış olduğu spektral verimlilik değerleri analiz edilmiştir. Spektral verimlilik analizlerinde 2x1, 3x1 ve 4x1 dairesel mikroşerit yama anten dizileri için ergodik kapasitenin farklı iletim modları karşısında nasıl değiştiği ortaya konulmuştur. Yapılan kapasite analizlerinde iletim moduna bağlı olarak kapasite değerinin ortalama azimut açısındaki ve açısal yayılım değerindeki değişime göre vermiş olduğu tepkiler ortaya konulmuştur. Belirli bir bantgenişliğinde elde edilen veri iletim hızları iletim moduna bağlı olarak analiz edilmiştir.

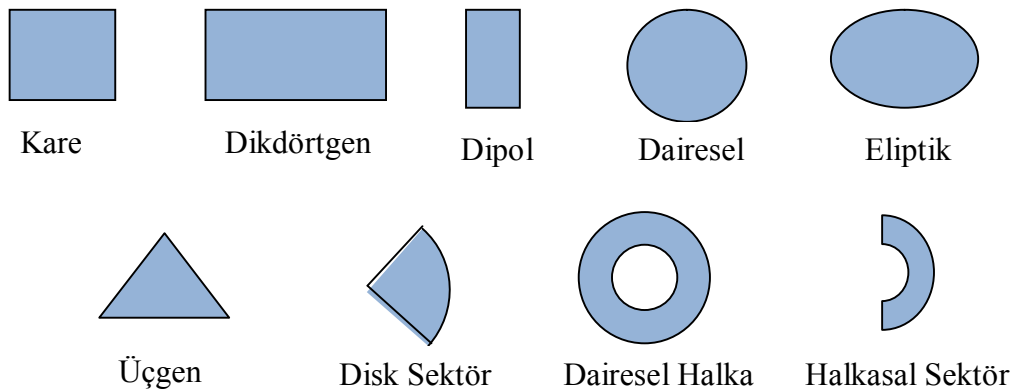
Altıncı bölümde kullanmış olduğumuz anten yapılarında alıcı çeşitlemesi yapılması durumunda sergilediği performanslar analiz edilmiştir. Çeşitleme performansının analiz edildiği benzetimlerde kodlanmamış BPSK modülasyonlu sinyal dizisi kanala uygulanmıştır. Gönderici anten tarafından kanala verilen ve farklı sayıdaki alıcı anten dizisine gelen sinyaller literatürde tanımlanan çeşitleme tekniklerinden maksimum oransal birleştirici (MRC), eşit kazançlı birleştirici (EGC) ve seçici birleştirici (SC) yöntemleri kullanılarak analiz edilmiştir. Çeşitleme performansının analiz edildiği benzetimlerde anten sayısına ve iletim moduna bağlı olarak hesaplanan teorik değerler ile benzetim sonuçları mukayese edilmiştir. Teorik hesaplamalarda kolaylık olması açısından BER analizlerinin yapıldığı benzetimlerde 2x1 ve 3x1 yama anten dizilerinde için farklı iletim modlarında analizler gerçekleştirilmiştir.

Yedinci ve son bölümde oluşturulan anten dizileri için yapılan ilinti, kapasite, BER ve çeşitleme performans analizleri değerlendirilmiştir. Yapılan benzetimler sonucunda iletim modundaki değişimlere bağlı olarak ilintinin, kapasitenin ve BER değerlerinin değiştiği görülmüştür. Tezin asıl amacını oluşturan dairesel mikroşerit yama antenlerde uzaysal modal çeşitleme performansının analiz edildiği benzetimlerde oluşturulan anten dizileri için benzetim sonuçları yorumlanmıştır.

2. MİKROŞERİT YAMA ANTENLER

Mikroşerit yama antenler, kablosuz haberleşme sistemleri, uydu haberleşme sistemleri, radar ve güdümlü füze uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Özellikle boyut ve ağırlık gibi fiziksel kısıtların olduğu uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar.

Haberleşme alanında kullanılan pek çok tipte mikroşerit yama anten bulunmaktadır. En çok kullanılan tip olan mikroşerit yama anten; bir tarafı anten elemanının deseninin çıkartılacağı, diğer tarafı ise toprak düzlemine karşılık gelecek iki yüzü altın, bakır, vs. gibi iyi iletken özelliğine sahip metalle kaplanmış dielektrik bir malzeme üzerine asit ile yakılarak çizilmesiyle üretilen dar bantlı, geniş ışın antenidir[1]. Yaygın mikroşerit anten şekilleri; kare, dikdörtgen, daire ve eliptiktir. Bununla birlikte herhangi bir şekilde tasarım yapılması da mümkündür. Şekil 2.1’de farklı tipteki mikroşerit yama anten şekilleri görülmektedir. Bazı yama antenler, dielektrik vidalar kullanmak suretiyle dielektrik tabandan uzakta tutularak toprak düzlemi üzerine havaya asılan metal yama şeklinde oluşturulabilirler. Bu yapılanmada sağlamlık arka planda bırakılarak daha iyi bir bant genişliği elde edilmektedir. Mikroşerit antenler düşük profile sahip, mekanik olarak sağlam ve uyarlanabilir oldukları için, sıklıkla hava ve uzay araçlarının dış yüzeylerine monte edilirler veya mobil haberleşme cihazlarının içine adapte edilerek kullanılabilirler.



Şekil 2.1. Mikroşerit yama anten şekilleri

Mikroşerit yama antenler basit iki boyutlu fiziksel geometrisinden ötürü oldukça ucuza mal edilen ve tasarlanan elemanlardır. Genellikle UHF ve daha yüksek frekanslarda çalıştırılırlar; çünkü anten boyutu doğrudan rezonans frekansındaki dalga boyuna bağlıdır. Basit bir yama anten maksimum 6-9 dBi'lik bir yönlü kazanç sağlamaktadır. En yaygın kullanılan mikroşerit anten tipi dikdörtgen yamadır. Dikdörtgen yama anten, dikdörtgen (mikroşerit) iletim hattının yaklaşık olarak yarım dalga boyundaki kısmıyla modellenebilir. Anten tabanı hava iken, dikdörtgen mikroşerit antenin uzunluğu yaklaşık olarak uzaydaki yarım dalga boyuna eşit olur. Anten; tabanı olan bir dielektrikle yüklendiğinde, tabanın bağlı dielektrik sabiti artacağı için anten uzunluğu azalır. Elektriksel anten uzunluğunu biraz arttıran genişletilmiş elektrik “saçılma alanları” sebebiyle antenin rezonans uzunluğu biraz daha kısa olmaktadır.

Mikroşerit antenler ilk olarak G.A. Deschamps tarafından 1953 yılında önerilmiştir; fakat Robert E.Munson gibi araştırmacılar tarafından düşük kayıplı yumuşak taban materyallerinin kullanılarak geliştirildiği 1970'lere kadar pratik hale gelmemişlerdir. Munson, 1974'te dikdörtgen şekilli mikroşerit antenlerin iletim hattı modelini kullanarak ilk matematiksel modellemesini yapmıştır. Carver ve Mink 1981'de mikroşerit antenlerin teorik ve pratik tasarım teknikleri üzerinde çalışmışlardır. Alttaş malzemenin dielektrik sabitinin rezonans frekansı üzerindeki etkisini incelemişlerdir. İletim hattı ve boşluk modellerinin yanında, Moment Metodu ve Sonlu Eleman Teknikleri gibi sayısal yöntemleri uygulamışlardır. Bu yöntemler geleneksel düzlemsel mikroşerit ve dairesel mikroşerit antenlere uygulandığı gibi farklı şekilli yamalara da uygulanmıştır [2].

Mosig ve arkadaşları, 1985'te mikroşerit anten yapılarının dinamik analizi ile ilgilenmişlerdir [3]. Alt temel fonksiyonları kullanan iki boyutlu Moment Yöntemini seçerek, değişik şekilli mikroşerit yamaları herhangi bir frekansta ve herhangi bir alttaş için analiz etmişlerdir.

Literatürde, mikroşerit antenlerin analiz edilmesiyle beraber antenlerin istenmeyen özelliklerinin azaltılması yönünde de çalışmalar yapılmıştır. Sullivan ve arkadaşları

1986'da mikroşerit hat ile beslenmiş mikroşerit antenlerin açıklık kuplajlı besleme tekniği uygulanarak analizini yapmayı başarmışlardır [4].

Mikroşerit yama antenlerde alttaş madde olarak farklı tipteki materyaller kullanılabilmektedir. Alttaş malzemenin dielektrik sabiti genellikle $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ arasında ve toprak yüzeyden yüksekliğinin ise $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ aralığında seçilmesi uygun olmaktadır. Burada λ_0 ifadesi çalışma frekansı bağlı olarak değişen dalga boyunu ifade etmektedir. Yalıtkan alt malzemenin dielektrik sabitinin düşük, h düşey yüksekliğin yeterince büyük seçildiği ve yüzey elektromanyetik dalgaları ihmal edildiğinde antenin verimliliği ve bant genişliği yüksek olmaktadır. Başka bir ifade ile antenin bant genişliği $h/\sqrt{\epsilon_r}$ ile orantılı olarak değişmektedir. Tabanın dielektrik sabiti arttığı sürece, antenin Q faktörünü artıran anten bant genişliği azalır ve bu yüzden empedans bant genişliği de azalmaktadır. Mikroşerit yama antenlerin modellenmesinde iletim hattı modeli kullanıldığında bu ilişki düşünülmemiştir, fakat 1970'lerin sonlarında Lo tarafından tanıtılan kavite modelinde bu ilişki göz önüne alınmıştır [5].

Mikroşerit antenlerin tasarımında uygulamanın amacına bağlı olarak boyut verimlilik dengesi göz önüne alınarak tasarım gerçekleştirilmelidir.

2.1. Mikroşerit Antenlerin Avantaj ve Dezavantajları

Teknolojinin hızlı gelişimine paralel olarak gezgin cihazların kullanımı her geçen gün artmaktadır. Kullanılan haberleşme cihazlarının boyutlarının küçülmesi mikroşerit antenlerin haberleşmede kullanım yaygınlığını önemli ölçüde artırmıştır. Mikroşerit antenler birçok uygulamada sağlamış oldukları avantajlar ile mükemmel antenler olduklarını kanıtlamışlardır. Bunun yanında mikroşerit antenlerin dezavantajlarında bulunmaktadır [6].

2.1.1. Mikroşerit yama antenlerin avantajları

Mikroşerit antenler geleneksel mikrodalga antenler ile karşılaştırıldığında çeşitli avantajlara sahiptir. Bunları aşağıda sıralanmıştır [7]:

- Hafif, küçük hacimli ve düşük profilli, düzlem yapıdadırlar.
- Yerleştirildikleri alana uyumlu olarak üretilebilirler.
- Baskı devre teknolojisi kullanılarak düşük maliyette, kolay ve seri olarak üretilebilirler.
- Aynı alttaş üzerinde diğer mikrodalga entegre devreler ile birlikte tümleşik olarak üretilebilirler.
- Lineer polarizasyona ve dairesel polarizasyona uygundurlar.
- Kişisel gezgin iletişim cihazları ile kompakt olarak üretilebilirler.
- Çiftli ve üçlü frekans uygulamalarına izin vermektedir.
- Düşük üretim maliyetine sahiptirler.
- Yarım dalga boyunda ya da daha azında ayrılabilen geniş dizi oluşturmada kolaylık sağlamaktadırlar.

2.1.2. Mikroşerit yama antenlerin dezavantajları

Mikroşerit yama antenlerin dezavantajlarını aşağıda sıralanmıştır [7]:

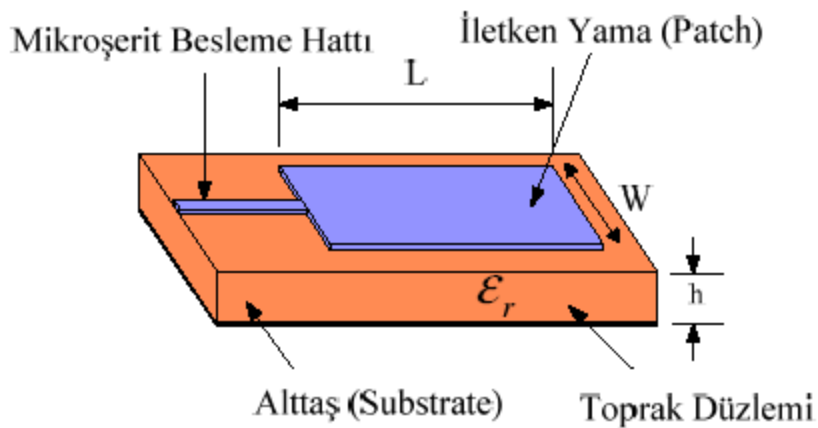
- Dar bant genişliğine sahiptirler.
- Düşük kazanç ve düşük verime sahiptirler.
- Düşük güçte çalışmalarından dolayı saçılma performansları yetersizdir.
- Mikroşerit antenlerin çoğu yarı düzlem içinde ısıma yapmaktadır.
- -30dB olan en üst kazanç seviyesinin pratik anlamda elde edilmesinde güçlükler yaşanmaktadır.
- Besleme ve ısıma elemanı arasındaki yalıtımın zayıf olması.
- Yüzey dalgalarının uyartımının mümkün olmasıdır.

Mikroşerit antenin boyutları frekansı ile ters orantılıdır. Mikrodalgadan daha küçük frekanslarda, mikroşerit yamalar boyut gereksinimleri sebebiyle kullanıma uygun değildir.

2.2. Mikroşerit Yama Anten Tipleri

2.2.1. Dikdörtgenel mikroşerit yama anten

En basit mikroşerit yama anten yapısıdır. Şekil 2.2’de gösterildiği gibi, temel anten elamanı, arka yüzü toprak düzlemiyle kaplı h kalınlığında ve ϵ_r dielektrik sabitine sahip bir taban üzerine $L \times W$ boyutlarında iletken bir şeritten oluşmaktadır. Yama bir besleme ile uyartıldığında, toprak düzleminde ve yama metalinin alt kısmında bir akım dağılımı oluşur. Zamanın belirli bir anında, yamanın alt kısmı pozitif ve toprak düzlemi ise negatif olarak yüklenir. Bu yük dizileri arasındaki çekim gücü yükün büyük bir kısmını iki yüzey arasında tutmaya meyillidir. Yine de, bu itici güç yama üzerindeki pozitif yükler arasındaki bu yüklerin bir kısmını kenarlara doğru çeker. Bu durumda kenarlarda büyük bir akım yoğunluğu meydana gelir. Bu yükler saçılma alanlarının ve buna bağlı ışımanın kaynağıdır. Saçılma alanı ve ışıyan güç, düşük değerli dielektrik sabitine sahip daha kalın bir taban kullanılarak artırılabilir.



Şekil 2.2. Dikdörtgen mikroşerit yama anten [8]

Dikdörtgen yama antenler, orta bant genişliğine sahip antenler için iletim hattı modeli kullanılarak tasarlanabilir [9]. %1’den küçük ya da %4’ten büyük bant

genişliğine sahip yamalar doğru sonuçların alınabilmesi için bir kavite analizi gerektirmektedir. En düşük iletim modu olan TM_{10} , yama boyunca etkin uzunluk yarım dalga boyu olduğu zaman rezonansa girer. Işıma, saçılma alanlarından meydana gelmektedir. Bu alanlar kenarın ötesinde etkin açık yüzeye (manyetik duvara) doğru genişler. Bu genişleme aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir [10].

$$\frac{\Delta}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(W/h + 0.262)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(W/h + 0.813)} \quad (2.1)$$

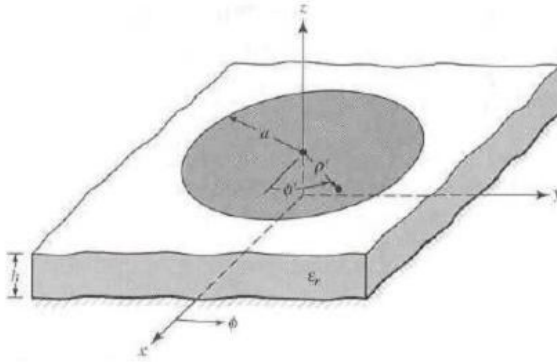
Burada h taban kalınlığını, W yamanın ışıma yapmayan kenarının genişliğini ve ϵ_{eff} yamayla aynı genişliğe sahip mikroşerit iletim hattının etkin dielektrik sabitini ifade etmektedir. ϵ_{eff} için tanımlanmış olan yaklaşım formülü aşağıdaki gibidir [11].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2.2)$$

Burada ϵ_r tabanın dielektrik sabitidir. İletim hattı modeli yamayı, düşük empedanslı bir mikroşerit hat olarak modellemektedir.

2.2.2. Dairesel mikroşerit yama antenler

Dairesel mikroşerit antenler dikdörtgensel antenlere benzer bir performans sergilemektedirler. Şekil 2.3’de dairesele mikroşerit anten yapısı görülmektedir. Dairesel yama antenler, dikdörtgensel yama antenlere göre biraz daha küçüktürler. Dizi uygulamalarında diğer anten yapılarına göre belirgin avantaj sağlamaktadırlar. Dairesel yama antenler belli bir aralıkta empedans değeri, ışıma deseni ve çalışma frekansı üretmesi için kolayca modifiye edilebilirler.



Şekil 2.3. Dairesel mikroşerit yama anten [16]

Dairesel dalga kılavuzlarının TE modlarının kesim frekansları, daireesel yama antenlerin rezonans frekanslarını vermektedir. Bu dalga kılavuzunun rezonans frekansı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$f_{np} = \frac{X'_{np}C}{2\pi a_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

Burada X'_{np} , n. dereceden $J_n(x)$ Bessel fonksiyonundan türetilen sıfırları ifade etmektedir. a_{eff} terimi ise yamanın etkin yarıçapına karşılık gelmektedir [12].

$$a_{eff} = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right)} \quad (2.4)$$

Burada a fiziksel yarıçapı, h taban kalınlığını ifade etmektedir. Yukarıdaki denklemler belirli bir rezonans frekansını veren yarıçapı belirlemek amacıyla yeniden düzenlenirse;

$$a_{eff} = \frac{X'_{np}C}{2\pi f_{np}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

denklemini elde edilir. Fiziksel yarıçap ise [13]:

$$a = \frac{a_{eff}}{\sqrt{1+2H/\pi a \epsilon_r \left[\ln\left(\frac{\pi a}{2H}\right) + 1.7726 \right]}} \quad (2.6)$$

şeklinde belirlenebilir.

Tez çalışması kapsamında dairesel mikroşerit antenler ile oluşturulan dizi anten yapılarında uzaysal modal çeşitleme performansı analiz edilecektir. Bu kapsamda dairesel mikroşerit antenlerin elektromanyetik karakteristikleri aşağıda detaylı olarak incelenmektedir.

Dairesel mikroşerit antenlerin elektromanyetik bileşenleri:

Elektromanyetik dalga denklemi besleme akımı olmadan aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilebilir [14].

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{E} = 0 \text{ ve } k = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \quad (2.7)$$

Eş. 2.7'nin, boşluk içerisindeki elektrik alan dalga denklemini ve sınır koşullarını sağlamadığı göz önüne alındığında, silindirik koordinatlardaki elektrik alan için dalga denkleminin çözümü Eş. 2.8'deki gibi olmaktadır [15].

$$E_z = E_0 J_n(k\rho) \cos n\varphi \quad (2.8)$$

Burada $J_n(k\rho)$ ifadesi n.dereceden Bessel fonksiyonunu göstermektedir. Manyetik alanın radyal bileşeni Eş. 2.8a ile ifade edilmektedir [15].

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = -\frac{jn}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin n\varphi \quad (2.8a)$$

Manyetik alanın φ yönündeki bileşeni Eş. 2.8b ile ifade edilmektedir [15].

$$H_{\varphi} = -\frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J_n'(k\rho) \cos n\varphi \quad (2.8b)$$

Bu durumda boşluk içerisinde diğer alan bileşenleri bulunmamaktadır [16].

$$E_{\rho} = E_{\varphi} = H_z = 0 \quad (2.9)$$

Yama antenin kenarlarındaki manyetik alan bileşenleri boşluk modeline göre sıfır olmaktadır.

$$H_{\varphi}(\rho = a) = 0 \quad (2.10)$$

Sınır koşulları, mikroşerit dairesel antenin sınır koşullarındaki elektrik yüzey akımları ile ifade edilebilmektedir. Boşluk içindeki manyetik alan, dairesel diskin iç yüzeyinde Eş. 2.11'de gösterilen elektriksel akımın indüklenmesine neden olmaktadır [17].

$$\vec{J} = -\hat{z} \times \vec{H} = \hat{\rho} H_{\varphi} - \hat{\varphi} H_{\rho} \quad (2.11)$$

Yarıçapı a olan diskin kenarlarında yüzey akım bileşeni aşağıdaki gösterildiği gibi yok olacaktır [17].

$$J_{\rho}(\rho = a) = H_{\varphi}(\rho = a) = 0 \quad (2.12a)$$

Bunun sonucu olarak,

$$J_n'(ka) = 0 \quad (2.12b)$$

olmaktadır. Işıması 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, $k_{nma} = X_{mn}$ eşitliği kullanılarak, baskın mod için yarıçap a ayarlanmaktadır. Daha sonra baskın mod için bulunan yarıçap ifadesi referans

alınarak istenen frekansta ve istenen modda ışıma gerçekleştirilebilmektedir. X_{mn} ifadesinin farklı modlara göre aldığı değerler Çizelge 2.1’de gösterilmektedir [18].

Çizelge 2.1. Farklı modlarda X_{mn} ve yarıçap değerleri

	TM ₀₁	TM ₁₁	TM ₂₁	TM ₃₁	TM ₄₁
X_{mn}	3,8318	1,8412	3,0542	4,2012	5,317
a(mm)	21,2	10,23	16,9	23,24	29,4

Yayılmı 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. 2.13’de gösterildiği gibi ifade edilebilmektedir [15].

$$\vec{M} = \vec{E} x \hat{\rho} = E_z \hat{\phi} = \hat{\phi} \sum_{n=0}^{\infty} E_n J_n(k\rho) \cos n\varphi \quad a \leq \rho \leq a + h \quad (2.13)$$

Burada elektrik alan ifadesinin E_θ bileşeni Eş. 2.14a’da gösterildiği gibi elde edilir.

$$E_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_0^{2\pi} \int M_\varphi(\rho, \omega') \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 \rho \sin\theta \cos(\varphi' - \varphi)] \rho d\rho d\varphi' \quad (2.14a)$$

E_φ bileşeni ise Eş. 2.14b’de gösterildiği gibi elde edilir.

$$E_\varphi = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos\theta \int_0^{2\pi} \int M_\varphi(\rho, \omega') \sin(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 \rho \sin\theta \cos(\varphi' - \varphi)] \rho d\rho d\varphi' \quad (2.14b)$$

Rezonans frekansında yalnızca bir mod oluştuğu varsayılırsa elektrik alanın E_θ bileşeni Eş. 2.15’deki gibi ifade elde edilebilir [15].

$$E_\theta = \frac{-jk_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} E_n \int_0^{2\pi} \int_a^{a+b} J_n\left(X_{nm} \frac{\rho}{a}\right) \cos n\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 \rho \sin\theta \cos(\varphi' - \varphi)] \rho d\rho d\varphi' \quad (2.15)$$

Alttaş 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. 2.16a'daki gibi elde edilir.

$$E_\theta = \frac{-jk_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} ah E_n J_n(X_{nm}) \int_0^{2\pi} \cos n\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 a \sin\theta \cos(\varphi' - \varphi)] d\varphi' \quad (2.16a)$$

Eş. 2.16a'da kullanılan integral, Eş. 2.16b'de gösterilen standart integral formülü kullanılarak bulunabilir [17].

$$\int_0^{2\pi} \cos n\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) \exp[jk_0 a \sin\theta \cos(\varphi' - \varphi)] d\varphi' = -2\pi(j)^{n+1} \cos n\varphi J'_n(k_0 a \sin\theta) \quad (2.16b)$$

Sonuç olarak E_θ bileşeni Eş. 2.16c'deki gibi bulunur [19].

$$E_\theta = -j^n \frac{V_0 a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos n\varphi J'_n(k_0 a \sin\theta) \quad (2.16c)$$

Benzer şekilde E_φ bileşeni de Eş. 2.17'deki gibi bulunabilir [19].

$$E_\varphi = nj^n \frac{V_0 a k_0}{2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sin n\varphi J_n(k_0 a \sin\theta) \cos\theta \quad (2.17)$$

Bessel fonksiyonları uygun şekilde düzenlenirse uzak alan elektrik alan ifadeleri Eş. 2.18'de gösterilen eşitlikler kullanılarak bulunmaktadır [20].

$$\vec{E}_m = \frac{-e^{jk_0 r}}{r} (\vec{\theta} E_{m,\theta} + \vec{\varphi} E_{m,\varphi}) \quad (2.18a)$$

$$E_{m,\theta} = \frac{j^m V_m^0 k_f a}{2} (J_{m+1}(z) - J_{m-1}(z)) (\cos[m(\varphi - \varphi_0)]) \quad (2.18b)$$

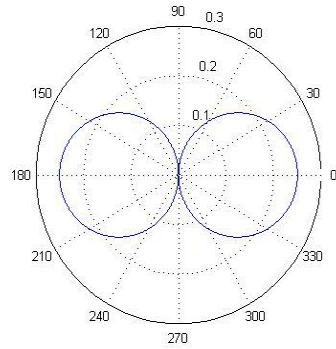
$$E_{m,\varphi} = \frac{j^m V_m^0 k_f a}{2} (J_{m+1}(z) - J_{m-1}(z)) (\sin[m(\varphi - \varphi_0)]) \cos(\theta) \quad (2.18c)$$

Yukarıdaki eşitliklerdeki z ifadesi aşağıda tanımlanmıştır.

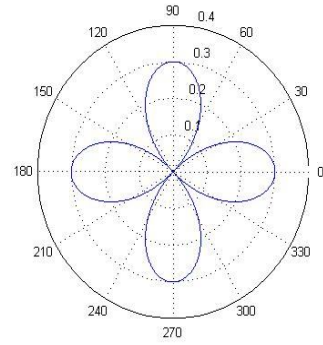
$$z = k_f a (\sin(\theta)) \quad (2.18d)$$

Eş. 2.18’de ifade edilen uzak alan elektrik ifadelerinde $\theta=\pi/2$ alınırsa E_φ bileşeni yok olacaktır ve sadece E_θ bileşeni kalacaktır.

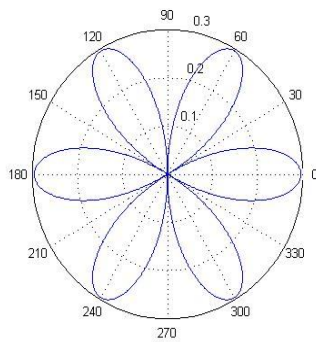
Burada tanımlanan elektrik alan bileşenleri kullanılarak MATLAB’ta moda bağlı olarak elde edilen ışıma örüntüleri Şekil 2.4’de görülmektedir.



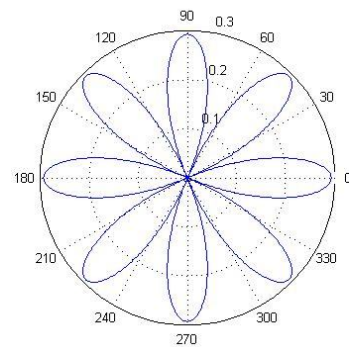
Mod 1



Mod 2

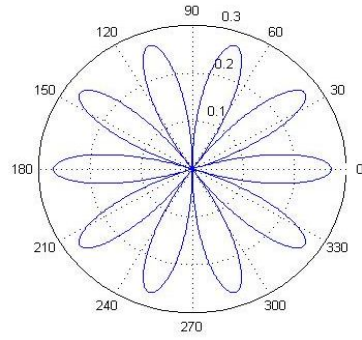


Mod 3

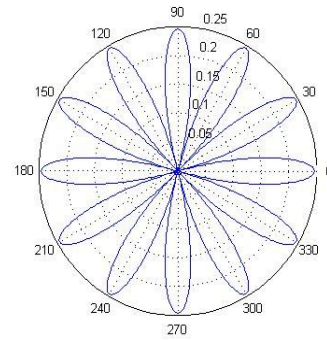


Mod 4

Şekil 2.4. Dairesel yama antenlerde moda bağlı ışıma örüntüleri



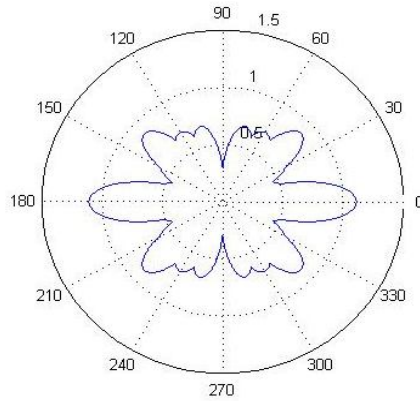
Mod 5



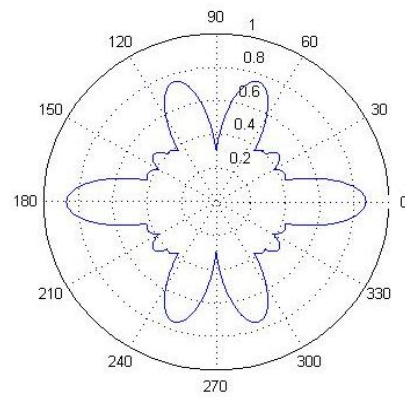
Mod 6

Şekil 2.4. (Devam) Dairesel yama antenlerde moda bağlı ışıma örüntüleri

Tek dairesel yama antende aynı anten üzerinden birden fazla iletim modunun iletilmesi durumunda elde edilen toplamsal ışıma örüntüleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir.



Mod 1, 3, 4, 5



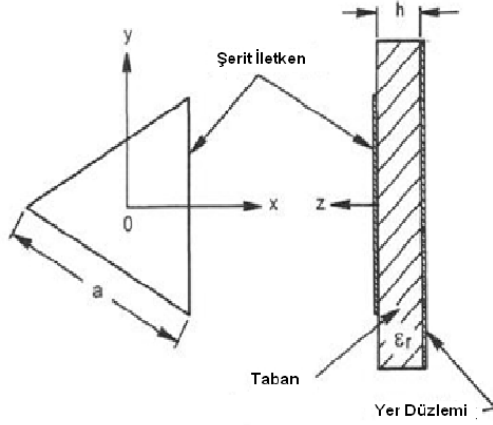
Mod 2, 3, 5

Şekil 2.5. Birden çok modun oluşturduğu toplamsal ışıma örüntüsü

2.2.3. Üçgensel mikroşerit yama anten

Hem teorik hem de deneysel olarak üzerinde çalışmalar yapılan üçgen yama antenlerin dikdörtgen yamalara benzer ışıma karakteristiği sundukları bulunmuştur. Üçgen yama antenlerin boyutları kısaltma yarığı ilavesi ile daha da küçültülebilmektedir. Şekil 2.6'da eşkenar üçgenin geometrisi gösterilmektedir. Üçgen şekilli antenlerin en basiti, eşkenar üçgen şeklindeki iletken ve topraklanmış

bir dielektrik tabandan meydana gelmektedir. Eşkenar üçgen tam anlamıyla dairesel kutuplanmış bir anten elde edebilmek için bir yarıkla ya da çatlakla yüklenebilir.



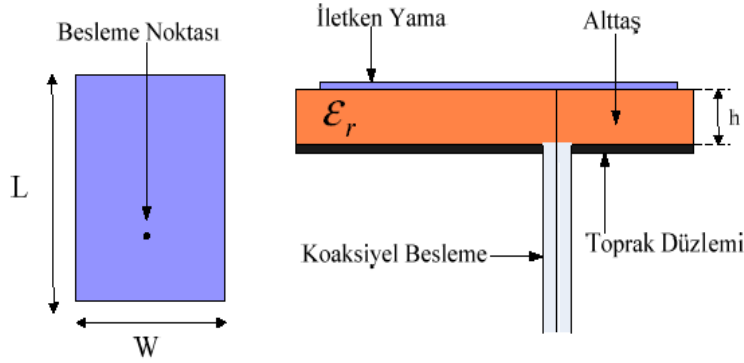
Şekil 2.6. Mikroşerit eşkenar üçgen anten [13]

2.3. Mikroşerit Yama Antenlerde Besleme Teknikleri

Mikroşerit antenler koaksiyel hat veya mikroşerit hat ile beslenebilir. Ayrıca, açıklık kuplaj veya elektromanyetik kuplaj da olabilir. Besleme teknikleri, giriş empedansını ve anten karakteristiğini etkileyen önemli bir tasarım parametresidir.

2.3.1. Koaksiyel besleme

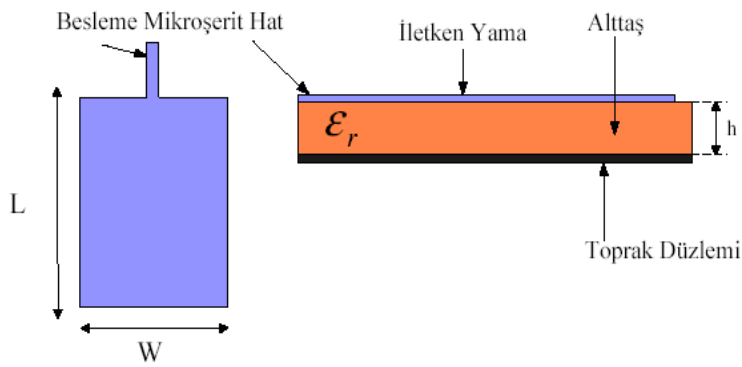
Şekil 2.7’de koaksiyel beslemeli dikdörtgen şekilli mikroşerit anten gösterilmektedir. Koaksiyel kablunun merkez iletkeni yamaya ve dış iletkeni ise toprak düzleme bağlanmıştır. Bu besleme şeklinin en önemli avantajı, besleme iletkeni yamanın istenilen noktasına bağlantı yapılarak giriş empedansının eşlenebilmesidir. Dezavantajı ise, iletkenin yamaya ve toprak düzleme bağlantısının yapılabilmesi için, altta delik açılmasıdır. Bu nedenle tam olarak düzlemsel olmamaktadır. Ayrıca bu besleme yapısı tasarımı asimetrik yapmaktadır[21].



Şekil 2.7. Koaksiyel beslemeli mikroşerit yama anten [8]

2.3.2. Mikroşerit hat beslemesi

Şekil 2.8’de mikroşerit hat ile beslenmiş dikdörtgen şekilli bir mikroşerit yama anten görülmektedir. Bu besleme yapısının avantajı; aynı alttaş üzerinde yerleştirildiği için yapının düzlemselliğinin bozulmamasıdır. Ayrıca, tasarlanması ve üretilmesi kolaydır. Dezavantajı ise, besleme hattından yapılan yayılım yüzey akım yoğunluğunu artırabilmektedir [21]. Ayrıca, milimetre-dalga seviyesinde besleme mikroşerit hattının ölçüleri yamaya kıyasla istenmeyen yayılıma neden olabilmektedir.



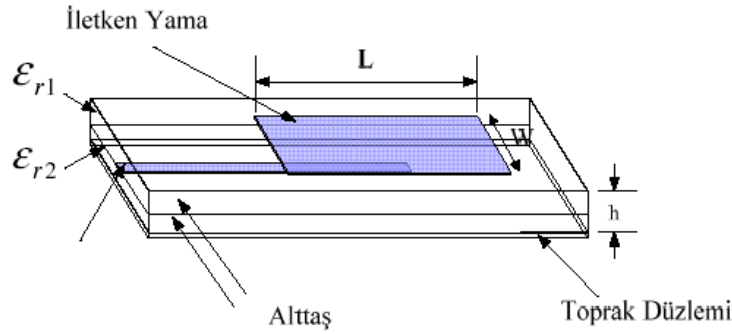
Şekil 2.8. Mikroşerit hat beslemeli yama anten [8]

Genellikle antenin bant genişliğini (BW) artırmak için alttaş kalınlığı artırılmaktadır. Yukarıda sözü edilen direk bağlantı ile yapılan beslemelerde çeşitli problemler oluşabilmektedir. Koaksiyel beslemede iletkenin uzunluğu giriş empedansının daha

da endüktif olmasına ve bu nedenle empedans eşleşmesi probleminin oluşmasına yol açabilmektedir. Mikroşerit hat beslemesinde alttaş kalınlığının artması, besleme hattının genişliğinin artmasına neden olmaktadır.

2.3.3. Elektromanyetik kuplajlı besleme

Şekil 2.9’da elektromanyetik kuplajlı yama mikroşerit anten görülmektedir. Elektromanyetik kuplaj, yakınlık (proximity) kuplaj olarak ta bilinmektedir. Besleme hattı, yama ve toprak düzlemi birbirinden ayırarak şekilde iki ortam arasına yerleştirilmektedir. İstenmeyen yayılımların engellenmesi, performansın iyileştirilebilmesi için besleme hattı ile yama ve toprak düzlem arasındaki alttaşların farklı dielektrik malzemeden seçilebilmesi bu besleme yapısının avantajlarından. Dezavantajı ise, iki alttaşın uygun olarak ayarlanmasının gerekliliği ve toplam alttaşlardan dolayı antenin kalınlığının artmasıdır.

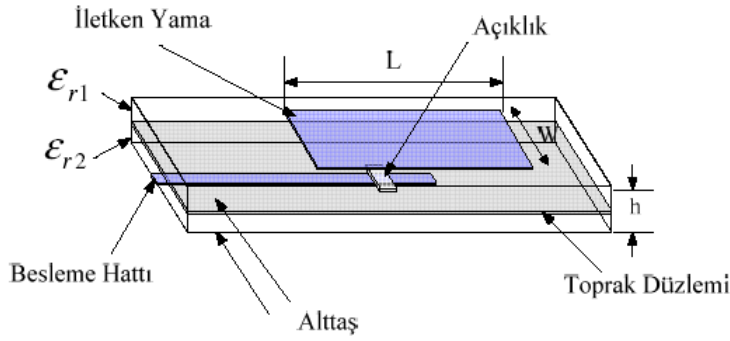


Şekil 2.9. Elektromanyetik kuplajlı mikroşerit yama anten [8]

2.3.4. Açıklık kuplajlı besleme

Bu besleme tekniğinde iletken yama, iki alttaş arasına yerleştirilmiş toprak düzlemde açılmış bir delik vasıtasıyla Şekil 2.10’daki gibi beslenmektedir. Kuplaj deliği, simetrik yapıdan dolayı çapraz polarizasyonu azaltmak için genellikle yamanın altında merkezlenir. Antenin şekli, ölçüleri ve kuplaj deliğinin yeri; besleme hattından yamaya doğru kuplaj miktarını belirler. Bu besleme yapısında (elektromanyetik kuplaj beslemeye olduğu gibi); istenmeyen yayılımları engellemek,

performansı optimize edebilmek için besleme hattı, yama ve toprak düzlem arasındaki alttaşlar farklı dielektrik malzemeden seçilir. Ayrıca, bu besleme yapısında daha geniş bant genişliği elde etmek de mümkündür [21].



Şekil 2.10. Açık kuplajlı mikroşerit yama anten [8]

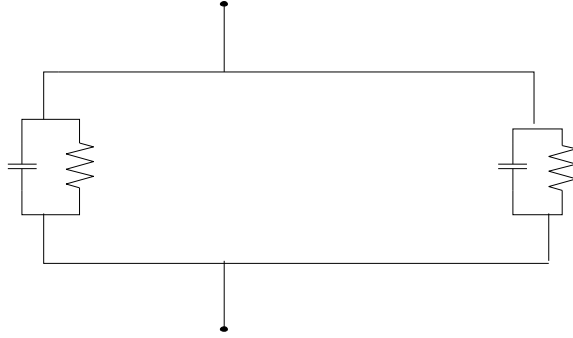
2.4. Mikroşerit Yama Antenlerin Analiz Yöntemleri

Mikroşerit antenlerin analizinde çok çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları yüksek doğruluklu sonuçlar vermelerine rağmen, fazla hesap yüküne sahiptir. Uzun hesaplamaların yapılma gereği bu yöntemlerin kullanımını zorlaştırmakta ve bu yöntemlerin tercih edilmemesine sebep olmaktadır.

Mikroşerit anten analizinde kullanılacak yöntem belirlenirken; zorluğu, doğruluk derecesi, bilgisayarlı hesaplama yöntemlerine uyarlanıp uyarlanamayacağı ve çözüm maliyeti göz önünde bulundurulur. Mikroşerit anten analizinde en çok tercih edilen yöntemler aşağıda anlatılmaktadır.

2.4.1. İletim hattı modeli

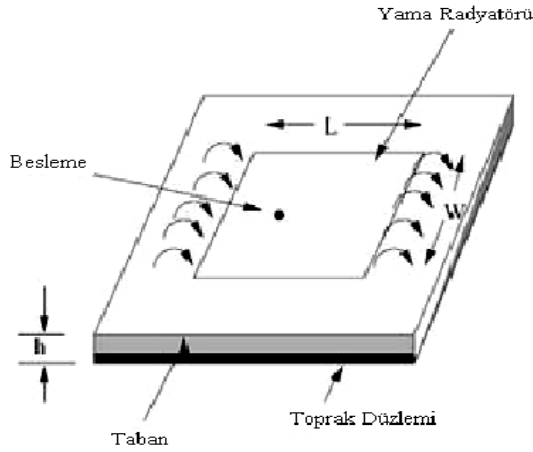
İletim hattı modeli, diğer modeller ile karşılaştırıldığında en kolay modeldir. Bu model, dikdörtgen mikroşerit anteni belli uzunluktaki düşük empedanslı bir iletim hattıyla ayrılan iki ışıyan yarık dizisi olarak modellemektedir.



Şekil 2.11. Mikroşerit yama anten iletim hattı modeli

İletim hattı modelinde aşağıdaki etkiler dikkate alınmalıdır.

Saçılma Etkileri: Yama boyutlarının uzunluk ve genişlik olarak sonlu olması dolayısıyla, yama kenarlarındaki alanlar dielektriğin dışında oluşan ve etkin dielektrik sabitinde değişikliğe yol açan alanlar gibi saçılmaya uğrar. Bu da yama boyutlarının ve taban kalınlığının bir fonksiyonunu göstermektedir.



Şekil 2.12. İletim hattı modeli kesit görüntüsü [13]

Şekil 2.12 yama antenin iletim hattı modelinin yandan görünüşünü göstermektedir. Etkin uzunluğu artırarak kenarlardaki saçılmalar gözlemlenebilir.

Etkin Uzunluk ve Genişlik: Saçılma etkisine bağlı olarak, elektriksel yama boyutları fiziksel boyutlardan daha büyük olacaktır. Etkin uzunluk L_{eff} 'i hesaplamak için aşağıdaki formül kullanılabilir [13].

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.19)$$

Burada normalize edilmiş uzunluk uzantısı ΔL için yaklaşık bir ilişki Eş. 2.19'daki gibi verilebilir. Verimli bir antende, iyi bir ışıma sağlayacak bant genişliği [13];

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.20)$$

ile tanımlanır.

İletkenlik: Her ışıyan yarık paralel eşdeğer Y admintansı (G iletkenliği ve B suseptansı ile beraber) ile temsil edilir. Yarıklar Θ_1 ve Θ_2 olarak adlandırılır. Yarığın eşdeğer admintansı aşağıdaki gibi ifade edilir [13]:

$$Y_1 = G_1 + B_1 \quad (2.21)$$

Sonlu W genişliğindeki bir yarık için,

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad (2.22)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \quad (2.23)$$

$\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$ ile bulunabilir [13]. Her iki yarıktaki ideal olduğu için, eşdeğer admitansları birbirlerine eşit olur.

$$Y_1 = Y_2 \quad G_1 = G_2 \quad B_1 = B_2 \quad (2.24)$$

Her yarığın iletkenliği rezonatör modelindeki alan ifadesi kullanılarak elde edilebilir. Genel olarak iletkenlik;

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (2.25)$$

şeklinde tanımlanır. İletim hattı modelinden elde edilen tüm bu denklemler antenin sentezi ve analizinde anten parametrelerinin hesabında kullanılabilir. Bu amaçla, modeller birbirleriyle bağlantılı olarak kullanılabilir.

2.4.2. Rezonatör modeli

Mikroşerit yama antenler, dar bant rezonans antenler olarak bilinmektedir. Kayıplı rezonatör olarak da adlandırılabilirler. Bu sebeple, rezonatör modeli yama antenlerin analizinde doğal bir seçim haline gelmiştir [4]. Bu modelde, yama iç bölgesi altta ve üstte elektrik duvarlar ve çevresi manyetik bir duvar tarafından sınırlandırılan bir rezonatör olarak modellenir. Bu varsayımın temelleri ince tabanlar için ($h \ll \lambda_0$) aşağıdaki gözlemlere dayanmaktadır:

- Taban çok ince olduğundan ($h \ll \lambda_0$) iç bölgedeki alanlar z ile değişmez ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$).
- Elektrik alan sadece z yönündedir ve manyetik alan yama metali ve toprak düzlemiyle sınırlandırılan bölgede sadece enine bileşenlere sahiptir.
- Yamadaki elektrik akımı yama metalinin kenarına normal olacak şekilde H manyetik alanının teğetsel bileşeninin kenar boyunca ihmal edildiğini ve manyetik bir duvarın çevre boyunca yer alabileceğini belirten hiçbir bileşene sahip değildir. Matematiksel olarak, $\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0$ şeklinde ifade edilir.

Yamadaki alan dağılımı, iç alan ve dış alan şeklinde iki bölgeye bölünebilir. Boşluğun iç bölgesinin Şekil 2.2'de gibi olduğunu varsayalım. Dielektriğin ince olmasından dolayı, iç bölgedeki alan dağılımı $\frac{\partial}{\partial z} = 0$ ve z modundaki TM ile

tanımlanabilir. Sonuç olarak E_x, H_x ve H_y olmak üzere sadece üç alan bileşeni mevcuttur. İç elektrik alanı $\vec{E}$ homojen olmayan dalga denklemini sağlamalıdır.

$$\nabla_x \nabla_x \vec{E} - k^2 \vec{E} = -j\omega\mu_0 \vec{J} \quad (2.26)$$

veya

$$\nabla_t^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu_0 \hat{z} J \quad (2.27)$$

Burada; $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$, $\vec{J}$ koaksiyel besleme veya mikroşerit hattın kaynaklanan uyarım elektrik akım yoğunluğu, $\hat{z}$ yama düzlemine normal birim vektörü ve ∇_t z eksenini boyunca del operatörüdür. Eş. 2.26'deki dalga denklemini sağlamanın yanı sıra, alanlar aşağıdaki sınır şartlarını da sağlamalıdır [13]:

$$\hat{n} x \vec{E}^J = 0 \text{ alt ve üst iletkenlerde} \quad (2.28)$$

$$\hat{n} x \vec{E}^J = \hat{n} x \vec{E}^e \quad \hat{n} x \vec{H}^J = \hat{n} x \vec{H}^e \text{ duvarlarda} \quad (2.29)$$

Burada $\hat{n}$ duvarlara doğru normal vektörünü ifade etmektedir. $\vec{E}^e$ ve $\vec{H}^e$ dış bölgedeki alanlardır. Eş. 2.28'de icra ettirilmesi gereken duvarlardaki alanlar, sırasıyla ϵ_r ve h taban parametrelerine, yama yapılandırmasına ve toprak düzleminin boyutuna dayanır. Bu alanları doğru bir şekilde belirlemek en basit yama şekli için bile oldukça zordur. Hemen hemen tüm yama şekilleri için çok iyi çalışılmasına gerek duyulan yaklaşımlardan bir tanesi tüm yama çevresi boyunca manyetik bir duvarın bulunduğunu varsaymaktır. Manyetik duvar, yama kenarlarından Δ mesafesi uzakta yer alır. Zahiri uzantısı Δ saçılma alanlarında depolanan enerjiyi de dikkate alır. Her ne kadar basit yama şekilleri için Δ taban parametreleri ve yama şeklinin bir fonksiyonu olarak bulunabilse de, mikroşerit antenlerde kullanılan düşük dielektrik sabitli ince tabanlar için yaklaşık olarak h taban kalınlığı eşit bir değerde bulunur. Manyetik duvar varsayımı altında, Eş. 2.28 aşağıdaki denkleme indirgenir:

$$\hat{n}x\vec{H} = 0 \text{ Manyetik duvarda} \quad (2.30)$$

Dâhili elektrik alan dağılımı boşluğun öz fonksiyonları terimleriyle elde edilebilir. Yama boşluğundaki elektrik alan aşağıdaki gibi yazılabilir [13]:

$$E_x(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \psi_{mn}(x, y) \quad (2.31)$$

Burada A_{mn} elektrik alan mod vektörü veya öz fonksiyonu ψ_{mn} ile ilişkili genlik katsayısıdır. Öz fonksiyonları;

$$(\nabla_t^2 + k_{mn}^2) \psi_{mn} = 0 \quad (2.32)$$

ile

$$\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0 \text{ manyetik duvarlarda} \quad (2.33)$$

denklemlerinin çözümleridir. Burada öz fonksiyonlarının taban parametrelerine değil de yama metalinin şekline ve boyutuna dayandığına dikkat edilmelidir. Eş. 2.27'deki E_z için Eş. 2.31'de yerine konursa ve her iki tarafı ψ_{mn}^* ile çarpılırsa, yama alanı üzerindeki integral hesaplanır ve genlik katsayıları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \quad (2.34)$$

Bu yüzden,

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.35)$$

ve

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \hat{z} \nabla E_z \quad (2.36)$$

ile ifade edilir. Alternatif olarak, geometri için Green fonksiyonları yama metalinin altındaki elektrik alanın belirlenmesinde görev alabilir. Bu durumda E_z için çözüm,

$$E_z = \iint G(s|s') J_z ds' \quad (2.37)$$

haline gelir. Dâhili alanlar bu durumda antenin giriş empedansının belirlenmesinde kullanılır. Rezonatör modelinde, giriş empedansı şu şekilde tanımlanır:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (2.38)$$

Burada V_{in} besleme noktasındaki RF voltajı ifade etmektedir ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$V_{in} = -E_z \text{ (besleme noktasında)} \quad (2.39)$$

Besleme akımı ise;

$$I_{in} = \iint J_z ds \quad (2.40)$$

olarak ifade edilir. Önceki işlem giriş empedansının saf reaktif olmasını temin edecektir; çünkü Eş 2.35'de toplama işareti altındaki bütün büyüklükler gerçektir. Işıma ve diğer kayıpların giriş empedansı üzerindeki etkisi hem suni olarak artırılan taban kayıp tanjantı biçimini hem de ışıyan duvarlardaki empedans sınır şartını kapsamaktadır [22-23]. Rezonatör modelinde, etkin bir kayıp tanjantı tanımlanırken dielektrik kaybı, iletken kaybı ve ışıma kaybı gibi değişik tipte kayıplar dikkate alınır:

$$\delta_{eff} = I/Q \quad (2.41)$$

Burada Q, kayıplı rezonatör faktörüdür ve aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$Q = \frac{w_r W_T}{P_d + P_c + P_r} \quad (2.42)$$

Bu sebeple,

$$\delta_{eff} = \frac{P_d + P_c + P_r}{w_r W_T} \quad (2.43)$$

olarak ifade edilir. Burada, P_d mükemmel olmayan dielektrikteki güç kaybıdır, P_c mükemmel olmayan iletkendeki güç kaybı ve P_r anten tarafından ışınlanan güçtür. İnce tabanlar için yüzey dalgası kaybı ihmal edilebilir; aksi takdirde yüzey güç kaybının da Eş. 2.43'e eklenmesi gerekir. W_T ; ω_r rezonansında yamada depolanan toplam enerjidir. Depolanan enerji yama altındaki alanlarla belirlenir ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$W_T = W_e + 2W_m = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{2} \iiint |E_z^2| dV \quad (2.44)$$

Dielektrik kaybı yama altındaki elektrik alandan hesaplanır,

$$P_d = \frac{w \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta}{2} \iiint |E_z^2| dV = w \cdot \tan \delta \cdot W_T \quad (2.45)$$

$\tan \delta$ dielektrik kayıp tanjattır. İletken kaybı P_c yama metali ve yer düzlemindeki manyetik alandan hesaplanır:

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint |H_s|^2 dS \approx \frac{w W_T}{h \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (2.46)$$

R_s ; iletkenlerin $\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$ ile verilen yüzey direncidir ve σ iletkenin iletkenliğidir. Yamadan ışıyan güç P_r ise ışıma alanının yamanın üst yarıküresi üzerinden integral alınarak belirlenebilir:

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\phi|^2 + |E_\theta|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.47)$$

Yukarıda anlatılan rezonatör modeli, çok sayıda yama sekline uygulanmaktadır. Dairesel polarizasyon rezonatör modeli kullanılarak tahmin edilebilir. Açıklıklar arasındaki ortak kuplajlama tam biçimde rezonatör modelinin içine girmektedir.

2.4.3. Tam dalga analizi

Daha önceki kısımlarda tanımlanan mikroşerit yama anten yaklaşım modelleri belli basitleştirici varsayımlar ortaya koymaktadır. Bu varsayımlar;

1. Kapalı form öz fonksiyonlar şeklinde analitik basitliğe yol açar.
2. Duvar admitansları için kapalı form ifadeleri kullanırlar ve bu nedenle sayısal olarak daha az işlem gerektirirler.
3. Uzay dalga ışıması, yüzey dalga ışıması ve ortak kuplaj gibi farklı olayları birlikte hesaba katan bir yaklaşımı kullanırlar.

Sonuç olarak, aşağıda belirtilen çok sayıda sınırlamalar içerirler:

- $\partial/\partial_z = 0$ Kabulünden dolayı bu modeller sadece ince tabanlar ($h/\lambda_0 < 0.01$) için geçerlidir.
- Bu modeller küçük genişlikli mikroşerit dipollere uygulandığında doğru sonuç vermezler [24].
- Yaklaşım kuplajlı ve açıklık kuplajlı mikroşerit beslemeler gibi bazı besleme konfigürasyonlarını modellemek zordur.
- Modeller anizotropik tabanlar için test edilmemiştir.
- Bir yama antenden olan çapraz kutuplanmış ışıma, iletim hattı modeli veya çok kapılı ağ modeli kullanılarak kestirilemez; çünkü burada sadece tek modlu analiz söz konudur.

Burada bahsedilen sınırlamaların çoğu tam dalga tekniklerinde söz konusu değildir. Bu tekniklerin hesaplama maliyetleri yüksektir ve bunlar zor tekniklerdir. İntegral denklemi tekniklerinin temel yaklaşımında taban ve toprak düzlemi yan boyutlarda

sonsuz uzunlukta alınmıştır. Çözümün formülasyonu, hava-dielektrik ara yüzeyindeki sınır şartlarının tam anlamıyla uygulanmasına dayanır.

Green fonksiyonu, dielektrik kayıplarının, iletken kayıplarının, yüzey dalga modlarının ve uzay dalga ışımasının etkisini içerir. Yama iletkenindeki sınır şartı bir integral denklemine yol açar. Diferansiyel formdaki Maxwell denklemleri sonlu-fark şeklinde ve sonlu fark zaman domeni yaklaşımı kullanılarak zaman domeninde çözülür. Bu teknikte Green fonksiyonu kullanılmaz ve bu nedenle küçük boyutlu toprak düzlemi ve tabanın etkisi hesaba katılır. Antene monte edilmiş herhangi bir yarı iletken eleman, eleman-alan etkileşim seviyesinde analize katılabilir. Bu imkân, aktif yama antenin doğru analiz edilmesini sağlar. Tam dalga tekniklerinin bazı özellikleri aşağıda verilmiştir [25]:

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

Bütünlük: Tam dalga teknikleri; dielektrik kaybı, iletken kaybı, uzay dalga ışıması, yüzey dalgaları ve dış kuplaj etkileri dâhil olmak üzere tümünü tam olarak çözer.

Hesaplama Maliyeti: Tam dalga teknikleri, sayısal olarak yoğun işlem gerektirir ve bu sebeple hesaplama maliyetini düşürmek için dikkatli programlama gerekir.

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

En popüler üç tam dalga tekniği şunlardır: Spektral domen analizi tam dalga çözümü, karmaşık-potansiyel elektrik alan integral denklem yaklaşımı ve sonlu fark zaman domeni tekniğidir.

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

1. İntegral denklemi yazılır ve spektral domende çözülür. Bu yaklaşım genelde spektral domen yaklaşımı olarak nitelenir.
2. Diğer yaklaşımda, spektral domen Green fonksiyonunu hesaplamada kullanılır.

Bu yaklaşım, probleme daha iyi bir fiziksel kavrayış ve hesabı daha verimli yapmayı sağlar. Skaler potansiyel ve vektörel potansiyel analizi için seçildiğinde, teknik karmaşık-potansiyel integral denklem tekniği olarak bilinir [26].

3. MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE KULLANILAN KANAL MODELLERİ

MIMO haberleşme sistemlerinde kapasiteyi ve iletişim kalitesini artırmak için kanal kodlama yöntemleri ve sinyal işleme fonksiyonları büyük öneme sahiptir. Bunların yanında kullanılan anten yapıları ve kanal yapısı da iletişim performansında doğrudan etkilidir. MIMO sistemlerde uzay-zaman kanalının özelliklerini etkin biçimde kullanarak ve sistemi buna göre modelleyerek kısıtlı alan içerisinde maksimum çeşitliliğe ulaşmak mümkün olabilmektedir. MIMO haberleşme sistemlerinde kanal modellemesi için kullanılan 4 temel teknik bulunmaktadır.

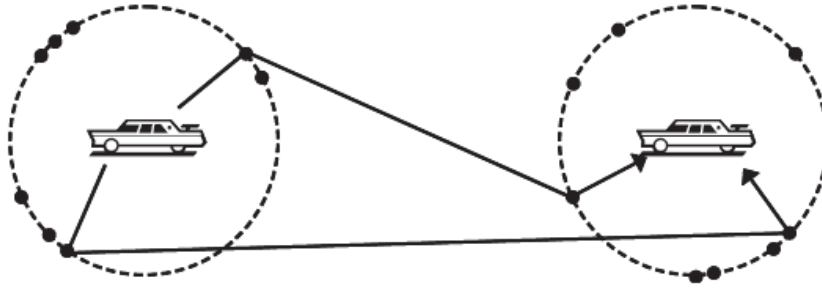
3.1. Deterministik Işın Takibi

Deterministik ışın takibi tabanlı modelleme MIMO sistemlerinde 2D veya 3D yayılım modellemesi ile başlamaktadır. Modelin elektromanyetik dürtüye tepkisi hesaplama teknikleri kullanılarak yapılmaktadır. Bu yöntem [27-31] özellikle deterministik olarak büyük bölgelerin modellemesini sayısal karmaşıklığı düşük yapabilmesinden dolayı tercih edilmektedir. Işın takibi tekniği MIMO sistemlerinde geniş-ölçek yol-kaybını ve çıkış-açısı/geliş-açıları (AOD/AOA) doğru biçimde tahmin edebilmesine karşın özellikle geometrik senaryo gösteriminin aşırı basitleştirilmiş olmasından dolayı MIMO kanal kapasitesini düşük olarak belirlemektedir [32].

3.2. Geometrik Kesikli Yansıtma Modelleri

Geometrik kesikli yansıtma modellerinde öncelikle antenleri birleştiren elektromanyetik düzlemsel dalgaların kalkış ve varış açıları ile kompleks kanal kazançları belirlenir. Bu işlem için en temel teknik gönderici ve alıcı antenler arasında istatistiki dağılımları önceden belirlenmiş elektromanyetik yansıtma çapraz-yüzeyleri yerleştirmektir.

Genel olarak kullanılan geometrik kesikli yansıtma modellerinden iki-halka (two-ring) modelinde Şekil 3.1’deki gibi elektromanyetik yansıtıcıların gönderici ve alıcı etrafında belirli bir yarıçapta rastsal olarak yerleştiği ve elektromanyetik dalgaların AOD/AOA’larının bu yansıtıcılar tarafından belirlendiği varsayılır.



Şekil 3.1. İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve temsili yansıtıcı yollar [39]

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

3.3. İstatistiki Kümelenme Modelleri

İstatistiki kümelenme modelinde doğrudan çoklu-yolların AOD, AOA, gecikme ve kompleks kazanç katsayıları üzerinde belirli istatistiki dağılımlar olduğu varsayılarak, yayılım ortamı modellenmektedir. Çoklu-yolların parametrelerinin istatistiki dağılımları genel olarak direkt kanal ölçümleri veya ışın takibi teknikleri ile elde edilir [33]. Saleh-Valenzuela with Angle (SVA) [34], COST-259 [35] ve 3GPP SCM kanal modelleri literatürde geliştirilmiş ve bazıları standardize edilmiş istatistiki kümelenme tabanlı MIMO kanal modellerine örnek olarak verilebilir.

İstatistiki kümelenme modelleri kanal ölçümü/ışın takibi veya kesikli yansıtma modellerine göre çok daha gerçekçi modellerdir ve MIMO kanalın uzay-zaman iletim özelliklerinin sağlıklı biçimde bünyesinde barındırır [36]. Buna karşın

modelleme ve uygulama açısından oldukça kompleks olmaları nedeniyle genellikle geniş tabanlı link-seviyesi simülasyonları için kullanılmaktadırlar.

3.4. İstatistiki Analitik Matris Modelleri

İstatistiki analitik matris modelleri diğer yayılım tabanlı matris modellerine göre özellikle MIMO sinyal işleme algoritmalarının tasarımı/performans analizi ve kapasite hesaplamalarında oldukça kullanışlıdır.

Birçok darbant istatistiki matris tabanlı analitik kanal modelleri MIMO kanal matrisinin kanal katsayılarının (Rayleigh sönümlemeli veya Ricean sönümlemeli) çok-değişkenli karmaşık Gauss dağılımı [37] ile modellenmesi ile oluşmaktadır ve değişik ilinti kondisyonlarına göre farklılık göstermektedir. H kanal matrisi, $K=0$ olduğu durumda Rayleigh sönümlemeli, K sıfırdan farklı bir değer aldığı durumda Ricean sönümlemeli ve $K=\infty$ olduğu durumda AWGN sönümlemeli kanal şeklinde modellenebilmektedir. Görüş hattında kanal bileşenlerini ve görüş hattında olmayan kanal bileşenlerini içerecek şekilde H kanal matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir [38].

$$H = \sqrt{\frac{1}{1+K}} H_{NLOS} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} H_{LOS} \quad (3.1)$$

Burada tanımlana K Ricean- K faktörü olup, bağımsız özdeş dağılımlı (IID) kanal katsayıları altında LOS bileşenin gücünün NLOS bileşenin gücüne oranı ile tanımlanmaktadır [39].

$$K = \frac{[E\{h_{ij}\}]^2}{\text{var}\{h_{ij}\}} \quad (3.2)$$

MIMO kanal matrisinin kolonları vektör olarak ifade edilirse, h ve çok değişkenli karmaşık Gauss dağılımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$f(h) = \frac{1}{\pi^{NM} \det(R_H)} \exp(-(h - \mu_h)^H R_H^{-1} (h - \mu_h)) \quad (3.3)$$

NMxNM 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 bağlı olarak farklı istatistiksel kanal modelleri oluşturulabilmektedir. Bu modelleri; bağımsız özdeş dağılımlı, kroenecker ve weichselberger modeli şeklinde sıralayabiliriz. Tez çalışması kapsamında yapılan analizlerde kroenecker modeli kullanıldığından sadece bu model hakkında kısa bilgi verilecektir.

3.4.1. Kroenecker modeli

Bu modelde verici ve alıcı ilintilerinin birbirinden ayrılabilir olduğu varsayılmaktadır. Bu varsayım altında tam ilinti matrisi verici ve alıcının ilinti matrislerinin kroenecker çarpımı şeklinde yazılabilir.

$$R_H = R_{tx} \otimes R_{rx} \quad (3.4)$$

Burada gösterilen verici ve alıcı ilinti matrisleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$R_{tx} = E\{H^H H\} \quad (3.5)$$

$$R_{rx} = E\{H H^H\} \quad (3.6)$$

Bu yaklaşım altında genel kanal matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$H = R_{tx}^{1/2} H_{iid} R_{rx}^{1/2} \quad (3.7)$$

Kroenecker kanal modeli basit yapılarından dolayı MIMO haberleşme sistemlerinin modellenmesinde yaygın olarak kullanılmaktadır.

4. ANTENLER ARASINDAKİ İLİNTİNİN İNCELENMESİ

Çoklu anten kullanan sistemlerde iletişim performansının temel göstergesi yüksek veri iletim hızlarına erişmektir. Yüksek veri iletim hızlarına çoklu anten kullanan sistemlerde ulaşmak ancak birbirinden bağımsız kanallarla mümkün olabilmektedir [36]. Kanallarda iletilen verinin birbirinden en az seviyede etkilenecek şekilde iletilmesi gerekmektedir. Bu durum antenler arasındaki ilinti seviyesinin mümkün olduğunca düşük olmasını gerektirmektedir.

Tez çalışması kapsamında dairesel mikroşerit yama antenler arasındaki ilinti değerleri farklı iletim modları göz önüne alınarak analiz edilecektir. Analizlerde iletim modlarının açisal yayılımı ve ortalama azimut açısı değişimine göre göstermiş olduğu değişimler ortaya konacaktır. Buradan elde edilen ilinti sonuçları farklı konfigürasyonlardaki dairesel yama anten dizileri için kapasite ve çeşitleme kazancının analiz edilmesinde kullanılacaktır.

4.1. Anten Dizilerinde İlinti Analizinin Temelleri

Düzgün doğrusal anten yapılarında, L adet yayılım yolu düşünüldüğünde;

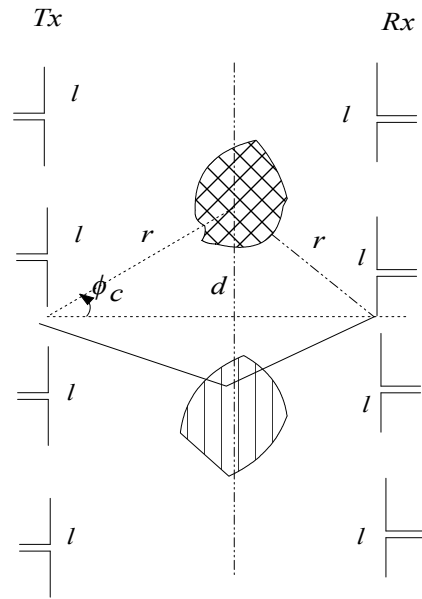
- α_i , 1. yayılım yolundan alıcıya gelen sinyal genliğini,
- β_i , 1. yayılım yolundan kaynaklanan rastgele faz kayması,
- d , alıcı antenler arasındaki mesafeyi,
- θ_1 , 1. yayılım yolunun yansıtıcıya varış açısı,
- $\Delta(\theta_1) = \left(\frac{2\pi d}{\lambda_0}\right) \sin\theta_1 g_i(\theta_1)$, i. antenin 1. yayılım yolu için tanımlanan faz farkı,
- $E_1(\theta)$ ve $E_2(\theta)$ ise elektrik alan ifadeleri,

olmak üzere; β açısı $-\pi$ ile π arasında düzgün dağılmış olması, α ve θ 'nin birer istatistiksel büyüklük olması, β ile θ ve β ile α birbirinden bağımsız olması varsayımları dikkate alındığında alıcıda birinci antene gelen sinyal Eş. 4.1a ile gösterilmektedir [36].

$$s_1 = \sum_{i=1}^L \alpha_i e^{j\beta_i} E_1(\theta_i) \quad (4.1a)$$

Alıcı anten grubundaki ikinci antene gelen sinyal bileşeni Eş. 4.1b ile gösterilmektedir [39].

$$s_2 = \sum_{i=1}^L \alpha_i e^{j\beta_j} e^{j\Delta(\theta_i)} E_2(\theta_j) \quad (4.1b)$$



Şekil 4.1. İletim ortamında iki yansıtıcının bulunduğu 4x4 dipol anten dizisi [39]

Birinci ve ikinci anten elemanları tarafından alınan sinyaller arasındaki zarf ilintisi Eş. 4.2a ile hesaplanmaktadır [40].

$$\rho_{ij} = \frac{R_{ij}}{\sqrt{\sigma_i \sigma_j}} \quad (4.2a)$$

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

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

$$\sigma_i = |(s_i - E[s_i])| \quad (4.2c)$$

$$\sigma_j = |(s_j - E[s_j])| \quad (4.2d)$$

β ile α ve β ile θ birbirinden bağımsız değişkenlerdir. Bunun yanı sıra faz bilgilerinin düzgün dağıldığı varsayımı kullanılarak, sinyallerin ortalama değerleri sıfır alınmaktadır. Bu varsayım sonucunda Eş. 4.2b’de yer alan ifade Eş. 4.2e’de gösterilen forma dönüşmektedir [36].

$$R_{ij} = E[s_i s_j^*] \quad (4.2e)$$

Eş. 4.2e’de verilen ifadede sinyal bileşenleri açık olarak yerine konulursa;

$$E[s_1 s_2^*] = E \left| \left(\sum_{i=1}^L \alpha_i e^{j\beta_i} E_1(\theta_i) \right) x \left(\sum_{i=1}^L \alpha_i e^{j\beta_j} e^{j\Delta(\theta_i)} E_2(\theta_j) \right)^* \right| \quad (4.3a)$$

ve Eş. 4.3a’da belirtilen işlemler yapılırsa, Eş. 4.3b ve Eş. 4.3c elde edilmektedir [17].

$$E[s_1 s_2^*] = E \left| \left(\sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L \alpha_i e^{-j\beta_i} e^{-j\Delta(\theta_i)} E_2(\theta_j) \alpha_i e^{j\beta_i} E_1(\theta_i) \right) \right| \quad (4.3b)$$

$$E[s_1 s_2^*] = E \left| \left(\sum_{i=1}^L |\alpha_i|^2 e^{-j\Delta(\theta_i)} E_1(\theta_i) E_2^*(\theta_j) \right) \right| \quad (4.3c)$$

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

$$E[s_1 s_2^*] = LE[E[\alpha_i^2 | \theta] e^{-j\Delta(\theta)} E_1(\theta) E_2^*(\theta)] \quad (4.3d)$$

Eş. 4.3’de gösterilen ifadede, koşullu ortalama ile i ve j ifadelerinin eşit olmaması durumunda, α_i ve α_j ifadelerinin bağımsızlığı göz önünde bulundurulursa, Eş. 4.4 elde edilmektedir [19].

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

Kroenecker tabanlı kanal modelinde, iç ortam koşullarında alınan sinyalin yükseliş dağılımı ihmal edilmektedir. Sadece yansıma dağılımı dikkate alınmaktadır. Yansıma açısı ortalama AOA açısı $\bar{\theta}$ etrafında belirli bir açısal yayılımı göstermektedir. Bu açısal yayılım, güç açısal spektrumu (PAS) olarak isimlendirilmektedir. PAS dağılımı, uygun kanal modelinde Laplace dağılımı olarak belirlenmiştir [36]. İlinti eşitliklerinde geçen $p_{\theta}(\theta)$ ifadesi PAS'ın olasılıksal yoğunluk fonksiyonunu göstermektedir. $p_{\theta}(\theta)$ ifadesi ile PAS fonksiyonu arasındaki ilişki Eş. 4.5'de belirtilmiştir [19].

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

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

$$P(\theta) = c e^{-\sqrt{2}(\frac{|\theta - \bar{\theta}|}{\sigma_{\theta}})} \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (4.6)$$

Eş. 4.6'daki c sabiti Eş. 4.7 kullanılarak bulunmektedir.

$$\int_{-\pi}^{\pi} p(\theta) d\theta = 1 \quad (4.7)$$

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

$$\bar{\theta} = \int_{-\pi}^{\pi} \theta P(\theta) d\theta \quad (4.8)$$

Yayılım kanalında tek saçıcı olduğu durum için PAS ifadesi yukarıda elde edilmiştir. Tez çalışmasında kanalda tek saçıcının bulunduğu varsayılmaktadır. Sonuç olarak aynı polarizasyonda yayılım yapan farklı anten elemanları arasındaki ilinti ifadesi Eş. 4.10'daki gibi elde edilmektedir. P_e zarf ilintisi olmak üzere;

$$\rho_e = \rho_{ij}^2 \quad (4.9)$$

olarak ifade edilmektedir [36].

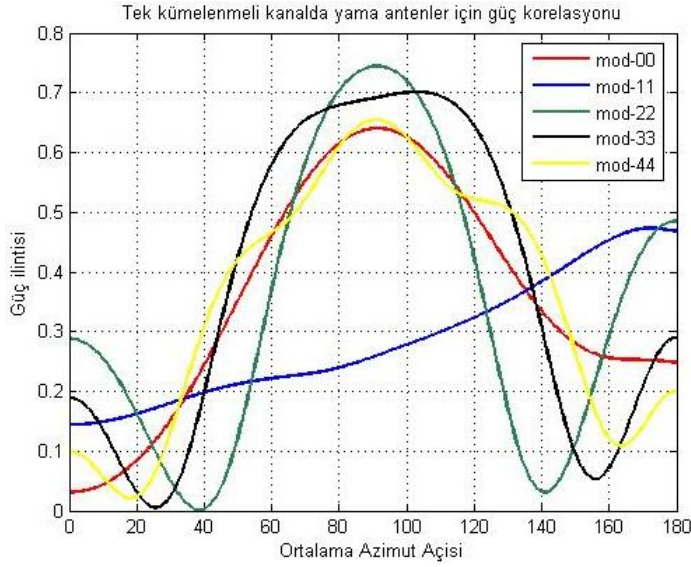
$$\rho_e = \frac{\left| \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi d \sin(\theta)}{\lambda_0}} E_1(\theta) E_2^*(\theta) e^{-\sqrt{2} \left(\frac{|\theta - \bar{\theta}|}{\sigma_\theta} \right)} d\theta \right|^2}{\int_{-\pi}^{\pi} |E_1(\theta)|^2 e^{-\sqrt{2} \left(\frac{|\theta - \bar{\theta}|}{\sigma_\theta}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

Uzaysal çoğullamanın olduğu MIMO sistem uygulamalarında Eş. 4.10 kullanılarak anten dizi elemanları arasındaki ilinti bulunabilmektedir. Aynı zamanda modal çeşitleme yapılması durumunda da bu eşitlik kullanılabilmektedir.

4.2. Dairesel Mikroşerit Yama Antenlerde Modal İlinti Analizleri

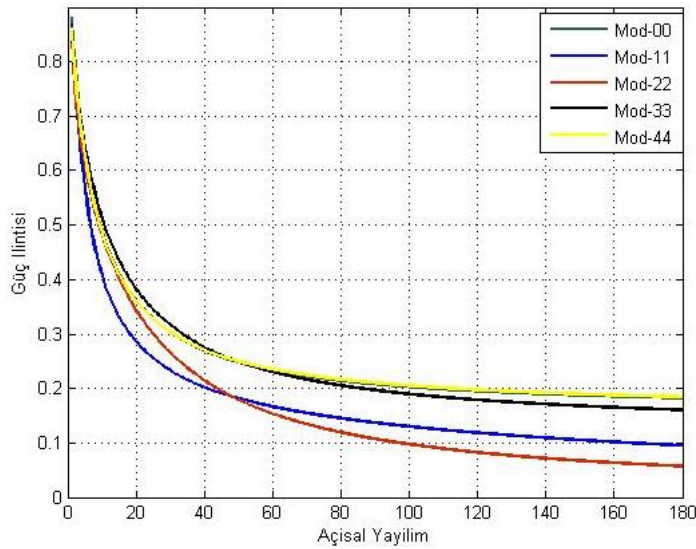
Anten elemanları arasındaki ilinti değerleri açısız yayılma ve ortalama azimut açısının değişimine bağılı olarak incelenmiştir. Ortalama azimut açısının 0 ile 180 derece arasında düzgün dağıldığı varsayılarak, her bir derecelik açısız saçılma için ortalama azimut açısının 0 ile 180 arasında ortalaması bulunarak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Aynı zamanda açısız yayılım değerleri sabit tutularak ortalama azimut açısı değişimine göre antenler arası ilintinin analizi yapılmıştır. Böylelikle benzetimlerdeki değişken parametreler ortalama azimut açısı, açısız yayılım ve farklı iletim modları olarak belirlenmiştir.

Modlar arasındaki ilintiler Eş. 4.10 kullanılarak MATLAB ortamında analiz edilmiştir. Analizlerde çalışma frekansı 2,4 GHz, antenler arasındaki mesafe $d=\lambda/2$ olarak alınmıştır. Yapılan analizler sonucunda aşağıdaki grafikler elde edilmiştir.



Şekil 4.2. Modlar arası ilintinin MAA'ya göre değişimi

Şekil 4.2'de dairesel mikroşerit yama anten dizilerinde farklı iletim modlarının kullanılması ve ortalama azimut açısının 0 ile 180 derece arasında düzgün olarak değiştiği durumda oluşan güç ilinti değişimleri görülmektedir.



Şekil 4.3. Modlar arası ilintinin AS'ye değişimi

Şekil 4.3'de dairesel mikroşerit yama anten dizilerinde farklı iletim modlarında açısal yayılım değişimine bağlı olarak güç ilinti değişimlerine ait analiz yer almaktadır.

4.3. Elde Edilen Analiz Sonuçlarının Değerlendirmesi

Dairesel yama antenler arasındaki ilintinin MAA'ya karşı değişim grafiği (Bkz. Şekil 4.2) incelendiğinde geniş kenar denilen yani $MAA=90^0$ olduğu durumda modlara bağlı olarak ilinti değerinin yükseldiği görülmektedir. Kısaca yansıtıcının tam olarak iki dizinin arasına girdiği durumda mod değerlerinin birbirine yakın olduğu durumda anten modlarına bağlı olarak değişen ışıma örüntüleri ilinti değerinin şekillenmesinde etkili olduğu görülmektedir. Aşağıda benzetimler esnasında analiz edilen farklı mod derecelerinin ortalama azimut açısı değişimine bağlı olarak elde edilen ilinti grafiklerinin sonuçlarına yönelik değerlendirmeler yer almaktadır.

- Mod-00: Antenlerin her ikisinin de Mod-0'i kullanması durumunda, ilinti değeri birinci uç nokta olan 0^0 'de minimum noktaya sahipken 90^0 olduğu noktada maksimuma ulaşmaktadır. Azimut açısı 180^0 doğru gittiğinde ilinti değerinin düştüğü görülmektedir.
- Mod-11: Antenlerin her ikisinin de Mod-1'i kullanması durumunda, 0^0 'de düşük seyreden ilinti değerinin özellikle 90^0 ile 180^0 derece arasında bir miktar yükseldiği görülmektedir. Diğer iletim modları ile kıyaslandığında antenler arasındaki ilintinin daha düşük değerlere sahip olduğu görülmektedir.
- Mod-22: Antenlerin her ikisinin de Mod-2'i kullanması durumunda, özellikle $MAA=90^0$ da ilinti değeri diğer iletim modlarına göre en yüksek seviyeye ulaşmıştır.
- Mod-33: Antenlerin her ikisinin de Mod-3'ü kullanması durumunda, ilintinin 30^0 ile 150^0 derece arasında yüksek olduğu görülmektedir.
- Mod-44: Antenlerin her ikisinin de Mod-4'i kullanması durumunda, ilintinin 30^0 ile 150^0 derece arasında yüksek olduğu, fakat Mod-2 ve Mod-3'e göre daha düşük kaldığı görülmektedir.

Mod değişimlerinin azimut açısına bağlı olarak ilinti değeri üzerindeki etkileri incelendiğinde, yama antenlerde aynı mod derecesinin kullanılması durumunda özellikle yansıtıcı cismin iki antenin tam ortasında varsayıldığı durum yani MAA açısının 90^0 olması durumunda ilinti değerlerinin yükseldiği görülmektedir. Mod-11

iletim modu, diğer iletim modları ile kıyaslandığında daha düşük ilinti değerlerine sahip olduğu görülmektedir. MAA'nın 90^0 olduğu durum göz önüne alındığında modlar arası ilinti değişim değerleri Çizelge 4.1'de görülebilmektedir. Tez çalışması kapsamında antenler arasında farklı mod derecelerinin iletimde kullanılmasının spektral verimliliğe ve çeşitleme performansına olan etkileri ilerleyen bölümlerde analiz edilecektir.

Çizelge 4.1. MAA= 90^0 için hesaplanan ilinti değerleri

MAA= 90^0	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33	Mod-44
İlinti Değeri	0,64	0,25	0,74	0,69	0,65

Antenlerdeki mod derecelerinin MAA değişimine göre yapmış olduğu etkilere yukarıda değinilmiştir. Bununla birlikte MAA'nın 0^0 ile 180^0 arasında düzgün dağılımlı olduğu varsayılarak MAA üzerinden ortalaması elde edilmiş buna karşın açısız yayılımın düzgün dağılım gösterdiği varsayılarak analizler gerçekleştirilmiştir. Aşağıda farklı iletim modlarının açısız yayılıma karşı vermiş olduğu ilinti değişimleri detaylı olarak ele alınmıştır.

- Mod-00: Dairesel yama antenlerin her ikisinin de 0. modda iletimde olduğu durum için elde edilen açısız yayılıma bağlı ilinti grafikleri Şekil 4.3'de görülmektedir. Açısız yayılım değerinin 0 olduğu noktada ilinti değeri maksimum seviyededir. Açısız yayılımdaki doğrusal artış ile ilinti değeri, üssel olarak azalmış ve AS'nin 100 olduğu noktadan itibaren sabit değerde kaldığı görülmektedir.
- Mod-11: Dairesel yama antenlerin her ikisinin de 1. modda iletimde olduğu durum için elde edilen açısız yayılıma bağlı ilinti grafikleri Şekil 4.3'de görülmektedir. Açısız yayılım değerinin 0 olduğu noktada ilinti değeri maksimum seviyededir. Açısız yayılımdaki doğrusal artış ile ilinti değerinin, üssel olarak azaldığı görülmektedir. Mod-11, AS'nin 40 olduğu noktaya kadar diğer modlara göre daha düşük ilinti değerine sahiptir. AS'nin 40'dan büyük değerlerinde Mod-22 daha düşük ilinti değerlerine ulaşmıştır.

- Mod-22: Dairesel yama antenlerin her ikisinin de 2. modda iletimde olduğu durum için elde edilen açısai yayılıma bağıli ilinti grafikleri Şekil 4.3'de görölmektedir. Açısai yayılım değerinin 0 olduğu noktada ilinti değeri maksimum seviyededir. Açısai yayılımdaki doğrusal artış ile ilinti değerinin, üssel olarak azaldığı görölmektedir. AS'nın 45'ten büyük olan değerlerinde Mod-2 en düşük ilinti değerlerine ulaşmıştır.
- Mod-33: Dairesel yama antenlerin her ikisinin de 3. modda iletimde olduğu durum için elde edilen açısai yayılıma bağıli ilinti grafikleri Şekil 4.3'de görölmektedir. Açısai yayılım değerinin 0 olduğu noktada ilinti değeri maksimum seviyededir. Açısai yayılımdaki doğrusal artış ile ilinti değerinin, üssel olarak azaldığı görölmektedir.
- Mod-44: Dairesel yama antenlerin her ikisinin de 4. modda iletimde olduğu durum için elde edilen açısai yayılıma bağıli ilinti grafikleri Şekil 4.3'de görölmektedir. Burada dikkat edilecek olursa Mod-44 ile Mod-00 arasındaki ilinti değerleri birbirlerine çok yakındır.

İlinti değerlerinin yükselmesi kanalın satır ve sütunlarının doğrusal bağımsızlığını azalttığı için kanal rank değerini düşürmekte ve uzaysal çoğullama için kullanılabilecek dik gönderim kanallarının sayısını azaltarak erişilebilecek spektral verimlilik ve iletim kalitesini azaltmaktadır. Bu nedenle antenler arasındaki ilintinin olabildiğince küçük olması istenmektedir.

Sonuç olarak MAA ve AS değişimine bağıli olarak antenler arasındaki ilinti değerindeki değişimler analiz edilmiştir. Elde edilen ilinti değerleri bir sonraki bölümde kapasite ve uzaysal modal çeşitleme performansı analizlerinde kullanılacaktır.

5. DAİRESEL MİKROŞERİT ANTEN DİZİLERİNDE İLETİM MODUNA BAĞLI ERGODİK SPEKTRAL VERİMLİLİĞİN İNCELENMESİ

MIMO haberleşme sistemlerinde spektral verimlilik değeri sistemde kullanılan alıcı ve verici anten sayılarına bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. Anten sayısındaki değişime bağlı olarak kanal kovaryans matrisinin rankı değişmektedir. Kanal kovaryans matrisinin rankının artması birbirinden bağımsız kanal sayısının artması ve anten elemanları arasındaki ilinti seviyelerinin azalması anlamına gelmektedir. İlinti seviyelerindeki azalmaya bağlı olarak spektral verimlilik değerinde yükselme görülmektedir. MIMO haberleşme sistemlerinin günümüz kablosuz iletişimde tercih ediliyor olmasının en önemli sebebi, haberleşme kanalının veri gönderiminde ek bir gönderim gücüne ihtiyaç duymamasıdır. Bu sayede, yüksek kapasite sağlayarak erişim kalitesi artırılmaktadır. MIMO sistemlerin bu avantajları alıcı ve verici tarafta çoklu anten elemanlarının kullanımı ile sağlanmaktadır [36].

Haberleşme kanal kapasitesi, kanal başına gönderilen maksimum bilgi miktarı olarak tanımlanabilmektedir. Shannon, ikinci teoreminde düzgün bir kanal kodlaması yapılarak bir kanaldan kaynaklanan hataları, bilgi kaybı olmadan düşürmenin mümkün olabileceğini ifade etmektedir. Shannon'un kapasite teoremi;

C: Kanal kapasitesi (bit/sn)

B: Bant genişliği (Hertz)

P: Alınan sinyal gücü (W)

N_0 : Tek yönlü gürültü yoğunluğu (W/Hz) olmak üzere Eş. 5.1'de verilmektedir [36].

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (5.1)$$

Alıcı tarafından alınan güç,

$$P = E_b R_b \quad (5.2)$$

olarak ifade edilmektedir. Eş. 5.2’de yer alan;

E_b : Ortalama bit enerjisini

R_b : iletilen bit oranını

temsil etmektedir. Eş. 5.2’de verilen güç ifadesi Eş. 5.1’de yerine koyulduğunda,

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{E_b R_b}{N_0 B} \right) \quad (5.3)$$

elde edilmektedir. Eş. 5.3’deki ifade spektral verimliliği göstermektedir ve görüldüğü üzere SNR artışı ile kapasite değeri yükselecektir. Değişen ve rastgele sönümlenen kanallar için Eş. 5.3’de elde edilen ifade, Eş. 5.4’deki gibi yazılabilmektedir [36].

$$C = \log_2(1 + SNR \cdot |H|^2) \frac{\text{bit/sn}}{\text{Hz}} \quad (5.4)$$

Eş. 5.4’de yer alan H , kanalın 1×1 birim güce sahip karmaşık Gauss genliğini ifade etmektedir. Sönümlmeler nedeniyle SNR çok küçük olduğundan, spektral verimlik değeri de küçük olmaktadır. Sönümlmeli kanallarda bundan dolayı alıcı ve vericide tek anten kullanmak yerine çoklu anten kullanma yoluna gidilmektedir.

Tek girişli çok çıkışlı (SIMO) sistemler için, kanal vektörü H , $1 \times N$ boyutunda olmaktadır. N alıcıdaki anten sayısını temsil etmek üzere kapasite,

$$C = \log_2(1 + SNR \cdot HH^*) \frac{\text{bit/sn}}{\text{Hz}} \quad (5.5)$$

şeklinde olmaktadır [36]. Eş. 5.5’deki ifade çok girişli çok çıkışlı anten sistemleri için N alıcıdaki anten sayısı ve M vericideki anten sayısını göstermek üzere Eş. 5.6’deki gibi elde edilebilir.

$$C = \log_2 \left(\det \left(I_N + \frac{SNR}{M} H H^* \right) \right) \frac{bit/sn}{Hz} \quad (5.6)$$

Haberleşme sistemlerinde ergodik kanalda elde edilebilecek en yüksek spektral verimlilik değeri, verici anten dizisinde kanal durum bilgisinin (CSI) bilinmediği durumlar için Eş. 5.7'deki eşitlik ile hesaplanabilmektedir [41].

$$C = E \left(\log_2 \det \left(I_{ND} + \frac{SNR}{MD} H H^+ \right) \right) \quad (5.7)$$

Burada;

- I : Birim matrisi,
- N : Alıcı anten sayısını,
- M : Verici anten sayısını,
- D : Her bir antenden yayılan farklı mod sayısını,
- SNR : Alıcıda her bir antene ulaşan SNR değerini,
- H : Kanal matrisini,
- H^+ : Kanal matrisinin Hermitienini göstermektedir.

H kanal matrisi için doğrudan görüşün olmadığı çok yollardan oluşan düz sönümlü bir kanal olan Knoenecker kanal modeli kullanılmıştır. Knoenecker modelinde yer alan Ricean kanal yapısı Eş. 5.8'de görülmektedir [42].

$$H = \sqrt{\frac{1}{1+K}} H_{NLOS} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} H_{LOS} \quad (5.8)$$

Eş. 5.8'deki K ifadesi Ricean katsayısını temsil etmektedir. Tez çalışması kapsamında kapasite analizlerinde K sabiti 0 olarak alınmıştır. Bu durumda kanal modeli Rayleigh kanal yapısına dönüşmektedir ve Eş. 5.8'deki H_{LOS} teriminin etkisi ortadan kalkmaktadır.

Tez çalışması kapsamında 2x1, 3x1 ve 4x1 yama anten dizilerinde iletim moduna bağlı kapasite performansları incelenecektir. 2x1, 3x1 ve 4x1 anten dizilerinde alıcı tarafta farklı sayıda anten var iken verici tarafta anten sayısı 1 olmaktadır. Bu yaklaşım ile alıcı çeşitleme kazancı ölçülmeye çalışılmaktadır. Tüm bu yaklaşımlar göz önüne alındığında kanal matrisi Eş. 5.9'daki gibi düzenlenebilmektedir.

$$H_{nlos} = \sqrt{\frac{1}{1+K}} R_{rx}^{1/2} H_{iid} R_{tx}^{1/2} \quad (5.9)$$

5.1. Ortalama Etkin Kazanç

Ortalama etkin kazanç (MEG), bir haberleşme kanalındaki link performansına, anten elemanlarının yapmış olduğu etkiyi tanımlamakta kullanılan parametrelerden birisidir. Gerçek yayılım ortamlarında alıcı terminallerin haberleşme performansını ortaya koymakta kullanılmaktadır. Link performansı için yapılan hesaplamalarda, mobil terminal tarafından izotropik olarak yayılan toplam güç belli kayıplar göz önünde bulundurularak kullanılmaktadır. Bu tür bir yaklaşım link kalitesini ortaya koymada tam olarak yeterli görülmemektedir. Çünkü toplam yayılan güce dayalı hesaplamalarda anten ile haberleşme kanalı arasındaki polarizasyon etkisi ve yönlendiricilik uyumsuzluğu gibi etkenler hesaba katılmamaktadır. MEG değeri Rayleigh sönümlemeli kanallarda, ortalama alınan gücün bir göstergesidir ve küçük ölçekli sönümlemeye sahip sinyalin birinci mertebeden istatistiksel değerini tanımlamaktadır.

MEG değeri Wheeler tarafından tanımlanan tek yöllü kanallarda link kalitesinin bir göstergesidir. Wheeler haberleşme link kalitesini Friis dalga denklemini kullanarak açıklamaktadır. MEG konsepti ilk olarak Taha tarafından geliştirilmiştir [43].

Sönümlemeli kanallarda çeşitlemeli anten sistemlerinin performans değerleri antenlerde kullanılan mod derecelerine ve konfigürasyonlarına bağlı olarak güç ilinti değerlerinden ve ortalama etkin kazanç değerlerinden etkilenmektedir. MEG değeri antenlerde kullanılan mod derecesine bağlı olarak açılal güç yoğunluğunun uzaysal

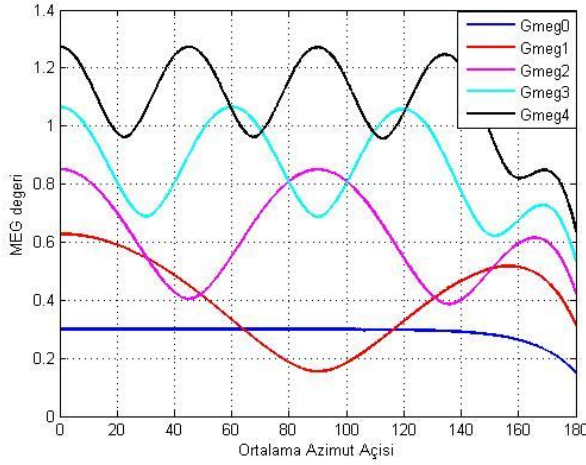
filtrelemesine göre değişmektedir. Antenlerde kullanılan polarizasyona bağlı olarak MEG değerini veren eşitlik aşağıdaki gibidir [44].

$$G_{MEG,i} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} E_{n,m}(\theta, \varphi) P(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (5.10)$$

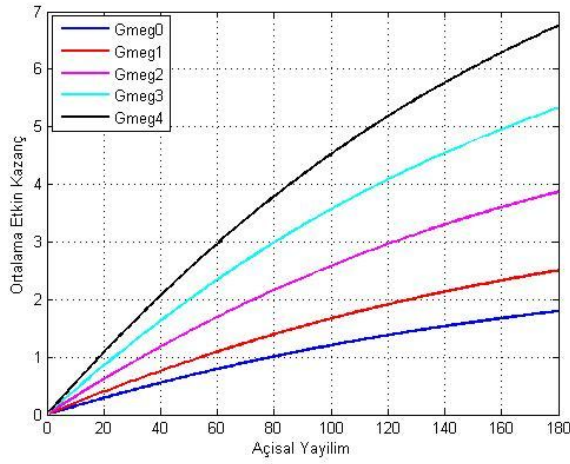
Tez çalışması kapsamında kullanılan dairesel mikroşerit yama antenlerin ışıma eşitliklerinde $\theta=\pi/2$ alındığından sadece yatay düzlemde ışıma yaptıkları varsayılmıştır. Bu durumda yukarıdaki MEG eşitliği tek boyutlu olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$G_{MEG,m} = \int_{-\pi}^{\pi} E_m(\varphi) P A S d\varphi \quad (5.11)$$

Bu eşitlik kullanılarak MEG değerinin ortalama azimut açısındaki ve açısal yayılımındaki değişimlere vermiş olduğu tepkiler analiz edilmiştir.



Şekil 5.1. Farklı iletim modlarında MEG'in MAA'ya göre değişimi



Şekil 5.2. Farklı iletim modlarında MEG'in AS'ya göre değişimi

Alıcı tarafta antenin haberleşme kanalı ile olan etkileşimi çeşitleme performansına doğrudan etki etmektedir. Bu yaklaşım altında Eş. 5.9'da tanımlanan kanal matrisine MEG değerinin eklenmesi ile aşağıdaki eşitlik elde edilmektedir.

$$H_{NLOS} = \sqrt{\frac{1}{1+K}} R_{rx}^{1/2} G_{MEG}^{1/2} H_{iid} R_{tx}^{1/2} \quad (5.12)$$

Verici anten sayısı 1 ve $K=0$ alındığında Eş. 5.13 elde edilmektedir.

$$H_{nlos} = R_{rx}^{1/2} G_{MEG}^{1/2} H_{iid} \quad (5.13)$$

Burada;

H_{iid} : Karmaşık Gaussian kanal katsayılarından oluşan uzaysal olarak beyaz birim varyanslı kanal matrisini,

G_{MEG} : Mod derecesine bağlı ortalama etkin kazanç değerini,

R_{rx} : Alıcı antenler arasındaki ilinti matrisini göstermektedir.

Oluşturulan kanal modeline göre kapasite eşitliği yeniden düzenlenirse,

$$C = \log_2[\det(I_N + SNR \cdot H_{nlos} * H_{nlos}')] \quad (5.14)$$

eşitliği elde edilmektedir.

Tez çalışması kapsamında Rayleigh sönümlemeli kanalda alıcı anten sayısının farklı değerler aldığı, verici anten sayısının ise 1 olacak şekilde sabit kaldığı durumlar için 2x1, 3x1 ve 4x1 dairesel yama anten dizilerinde farklı iletim modundaki kapasite analizleri MATLAB programı kullanılarak incelenmiştir. Benzetimlerde alıcı anten elemanlarına ulaşan sinyallerin SNR değeri 10 dB olarak alınmıştır. H_{iid} Gaussian kanal matrisi farklı senaryolar için yapılan ergodik spektral verimlilik analizlerinde MATLAB programı tarafından rastgele üretilmektedir. MATLAB programı kullanılarak farklı anten konfigürasyonları ve iletim modları için spektral verimlilik değerlerini bulmak amacıyla, her konfigürasyon için çok yüksek sayıda Gaussian kanal matrisi üretilmiş ve üretilen tüm Gaussian kanal matrisleri kullanılarak farklı sayıda verimlilik değerleri bulunmuştur. Daha sonra her anten konfigürasyonu için bulunan farklı spektral verimlilik değerlerinin ortalaması tüm anten konfigürasyonları için hesaplanarak ergodik spektral verimlilik değerleri elde edilmiştir. Elde edilen spektral verimlilik değerleri kullanılarak anten konfigürasyonlarının sağlamış olduğu veri iletim hızları hesaplanmıştır.

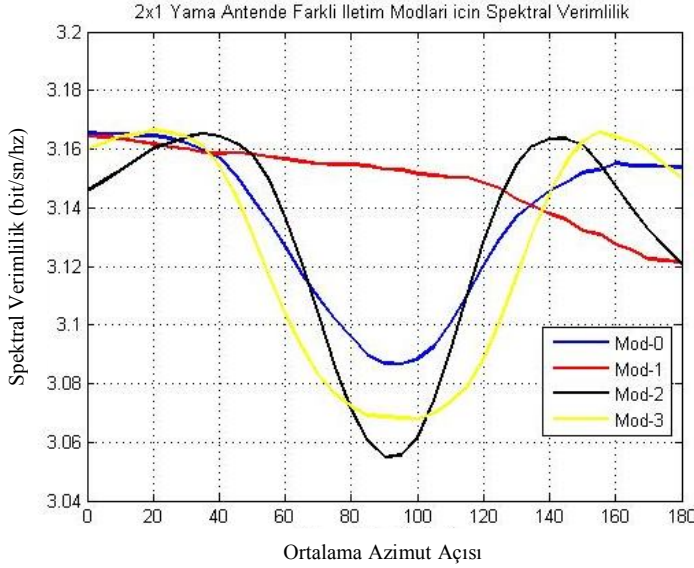
5.2. 2x1 Dairesel Mikroşerit Anten Yapısı için Kapasite Analizleri

Alıcı tarafta 2 antenin verici tarafta ise 1 antenin olduğu durum için kapasite analizleri farklı iletim modları göz önüne alınarak analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde ergodik kapasitenin ortalama azimut açısı ve açısal yayılımına göre göstermiş olduğu değişimler incelenmiştir. 2x1 anten dizisinde kanal matrisi H_{NLOS} 2x1 lik bir matris olmaktadır.

$$H_{NLOS} = \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{21} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Burada H_{11} ve H_{21} kanal matrisi elemanları, antenler arasındaki ilinti ve rastgele türetilen Gaussian kanal katsayılarına bağlı olarak kompleks $x + jy$ şeklinde değerler almaktadır. Buradan elde edilen H_{NLOS} kanal matrisi Eş. 5.14'deki ergodik spektral

verimlilik eşitliğinde yerine konularak gerekli hesaplamalar yapıldığında farklı iletim modları için kapasite değişimleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.



Şekil 5.3. 2x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin MAA'ya göre değişimi

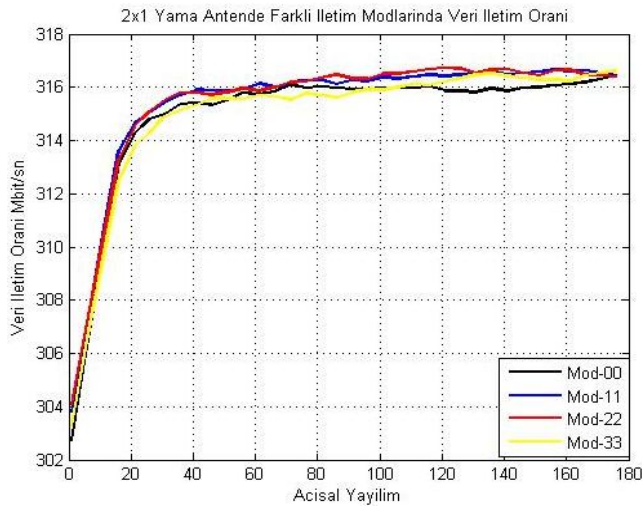
- Mod-00: Alıcı antenlerin her ikisinin de 0. modda iletim yaptığı durumda, iletim modları arasındaki ilintiye bağlı olarak spektral verimlilikteki değişimler Şekil 5.3'de görülmektedir. İlinti değerine bağlı olarak MAA'nın 90° olduğu noktada kapasite değeri minimum seviyesini oluştururken 20° ve 150°de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.
- Mod-11: Alıcı antenlerin her ikisinin de 1. modda çalıştırıldığı durumda spektral verimlilik değeri 3,16 ile 3,14 bit/sn/Hz arasında değişim göstermektedir.
- Mod-22: Alıcı antenlerin her ikisinin de 2. modda çalıştırıldığı durumda MAA'nın 90° olduğu yerde spektral verimlilik değeri minimum olurken 40° ve 140°de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.
- Mod-33: Alıcı antenlerin her ikisinin de 3. modda çalıştırıldığı durumda MAA'nın 90° olduğu yerde spektral verimlilik değeri minimum olurken 30° ve 150°de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.

Şekil 5.3'deki bütün iletim modları göz önüne alındığında spektral verimlik değerlerinin 2x1 dairesel yama anten konfigürasyonu için 3,06 ile 3,16 bit/sn/Hz arasında değişim gösterdiği görülmektedir. Bununla birlikte iletim bant genişliğinin hesaba katılması durumunda farklı iletim modları için iletim kapasitesinin farklılık göstereceği kesindir. Örneğin spektral verimlilik grafiğinde $MAA=90^0$ olduğu noktadaki ergodik kapasite değerleri kullanılarak her bir mod için veri iletim hızları hesaplanabilir. Bu hesaplamanın yapılmasında bant genişliğinin 100 MHz olduğu varsayımı altında Çizelge 5.1'de görülen veri iletim hızı değerlerine ulaşılabilmektedir.

Çizelge 5.1. 2x1 yama anten dizisinde $MAA=90^0$ için elde edilen veri iletim hızları

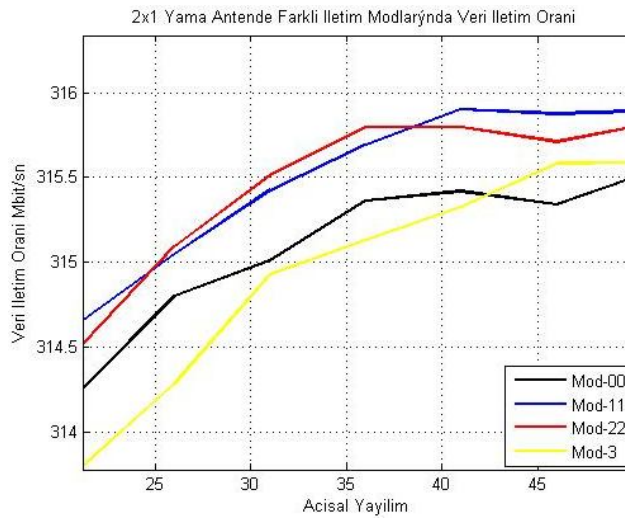
$MAA=90^0$ BW=100 MHz	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33
Veri İletim Hızı (Mbit/sn)	309	315,5	305,8	307

Çizelge 5.1'de görüldüğü üzere Mod-11 iletim modunda en yüksek, Mod-22 iletim modunda en düşük veri iletim oranına ulaşılmıştır. Mod-11'in kullanılması durumunda 100 MHz'lık bir iletim kanalında diğer iletim modlarına göre ortalama 8,5 Mbit/sn'lik bir kapasite artışı elde edilmektedir.



Şekil 5.4. 2x1 yama antende farklı iletim modlarında veri iletim hızının AS'ye göre değişimi

2x1 Yama anten konfigürasyonunda açısall yayılımdaki değışime bağı olarak veri iletim kapasitesindeki değışimler Şekil 5.4'deki grafikte analiz edilmiştir. Bu durumda Şekil 5.4'deki grafik incelendiğinde görölmektedir ki 2x1 anten dizisinde, tüm iletim modları yaklaşık olarak birbirlerine yakın sonuçlar vermekle birlikte, spektral verimlilik değęerlerinin AS'nin 0 ile 20 olduğu aralıktaki hızlı bir şekilde yükseldiğı ve 20 ile 180 arasında ise hemen hemen sabit kaldığı görölmektedir. Veri iletim oranının AS göre değışimini ortaya koyabilmek açısından Şekil 5.5'de göröldüğü gibi yakın plan görüntüsü elde edilmiştir.



Şekil 5.5. 2x1 Yama antende veri iletim hızı yakın plan görüntüsü

Şekil 5.5 incelendiğinde AS'nin 45 olduğı noktadan sonra veri iletim oranlarının hemen hemen sabit kaldığı görölmektedir. AS'nin 45 olduğı nokta referans alınırsa veri iletim hızları Çizelge 5.2'de göröldüğü gibi elde edilmektedir.

Çizelge 5.2. 2x1 yama anten dizisinde AS=45 için elde edilen veri iletim hızları

AS=45 BW=100 MHz	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33
Veri İletim Hızı (Mbit/sn)	315,4	315,9	315,7	315,5

Çizelge incelendiğinde Mod-11'de en yüksek veri iletim hızına ulaşıldığı görölmektedir. Dikkat edilecek olursa farklı iletim modlarında AS değışimine bağı

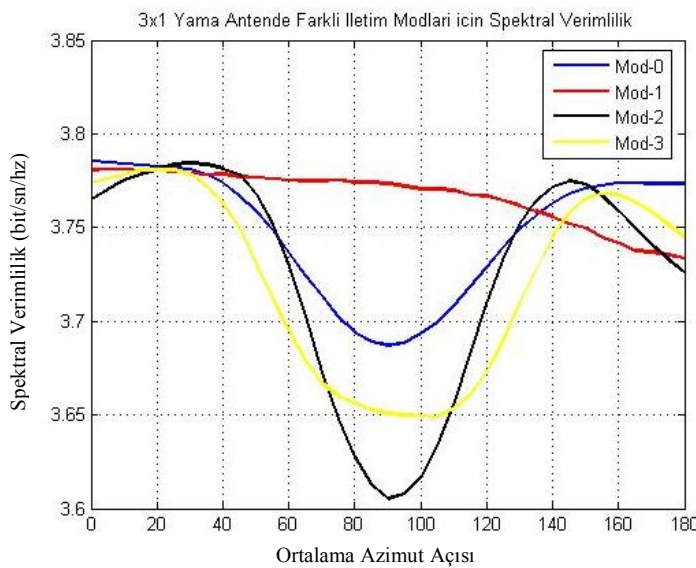
olarak veri iletim oranlarının, 2x1 yama anten dizisi için küçük değerlerde değiştiği görülmektedir. Mod-11'in referans alınması durumunda diğer iletim modlarına göre ortalama olarak 0,4 Mbit/sn'lik bir kapasite artışından söz edilebilir.

5.3. 3x1 Dairesel Mikroserit Anten Yapısı İçin Kapasite Analizleri

Alıcı tarafta 3 antenin verici tarafta ise 1 antenin olduğu durum için kapasite analizleri farklı iletim modları göz önüne alınarak analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde ergodik kapasitenin ortalama azimut açısı ve açısal yayılımına göre göstermiş olduğu değişimler incelenmiştir. 3x1 anten dizisinde kanal matrisi H_{NLOS} 3x1 lik bir matris olmaktadır.

$$H_{NLOS} = \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{21} \\ H_{31} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

H_{NLOS} kanal matrisi Eş. 5.14'deki ergodik spektral verimlilik eşitliğinde yerine konularak gerekli hesaplamalar yapıldığında farklı iletim modları için kapasite değişimleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.



Şekil 5.6. 3x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin MAA'ya göre değişimi

- Mod-00: Alıcı antenlerin her ikisinin de 0. modda iletim yaptığı durumda, iletim modları arasındaki ilintiye bağlı olarak spektral verimlilikteki değişimler Şekil 5.6'da görülmektedir. İlinti değerine bağlı olarak MAA'nın 90° olduğu noktada kapasite değeri minimum seviyesini oluştururken 0° ve 180° 'de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.
- Mod-11: Alıcı antenlerin her ikisinin de 1. modda çalıştırıldığı durumda spektral verimlilik değeri 3,74 ile 3,78 bit/sn/Hz arasında değişim göstermektedir.
- Mod-22: Alıcı antenlerin her ikisinin de 2. modda çalıştırıldığı durumda MAA'nın 90° olduğu yerde spektral verimlilik değeri minimum olurken 35° ve 145° 'de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.
- Mod-33: Alıcı antenlerin her ikisinin de 3. modda çalıştırıldığı durumda MAA'nın 90° olduğu yerde spektral verimlilik değeri minimum olurken 30° ve 150° 'de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.

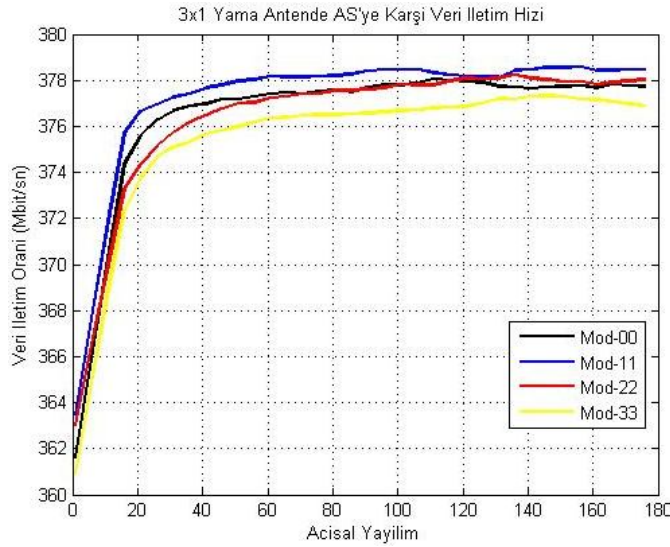
Şekil 5.6'daki grafikten de görüleceği üzere bütün iletim modları göz önüne alındığında spektral verimlilik değerleri 3x1 dairesel yama anten konfigürasyonu için 3,6 ile 3,8 bit/sn/Hz arasında değişim göstermektedir. Bununla birlikte 2x1 yama antenin kapasite analizinde olduğu gibi burada da spektral verimlilik grafiğinde $MAA=90^\circ$ olduğu noktadaki ergodik kapasite değerleri kullanılarak her bir mod için veri iletim oranları hesaplanabilir. Bu hesaplamanın yapılmasında bant genişliğinin 100 MHz olduğu varsayımı altında Çizelge 5.3'te görülen veri iletim hızlarına ulaşılabilir.

Çizelge 5.3. 3x1 yama anten dizisinde $MAA=90^\circ$ için elde edilen veri iletim hızları

$MAA=90^\circ$ BW=100 MHz	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33
Veri İletim Hızı (Mbit/sn)	368	377,5	361	365

Çizelge 5.3'de görüldüğü üzere Mod-11 iletim modunda en yüksek, Mod-22 iletim modunda en düşük veri iletim hızına ulaşılmıştır. Mod-11'in kullanılması durumunda

100 MHz'lik bir iletim kanalında diğer iletim modlarına göre ortalama 12,84 Mbit/sn'lik bir veri iletim hızı artışı elde edilmektedir.



Şekil 5.7. 3x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin AS'ye göre değişimi

Şekil 5.7'deki grafik incelendiğinde görülmektedir ki 3x1 anten konfigürasyonunda, tüm iletim modları yaklaşık olarak birbirlerine yakın sonuçlar vermekle birlikte, spektral verimlilik değerlerinin AS'nin 0 ile 20 olduğu aralıkta hızlı bir şekilde yükseldiği ve 20 ile 180 arasında ise hemen hemen sabit kaldığı görülmektedir. AS'nin 40 olduğu noktadan sonra veri iletim oranlarının hemem hemen sabit kaldığı görülmektedir. AS'nin 40 olduğu nokta referans alınırse veri iletim hızları Çizelge 5.4'de görüldüğü gibi elde edilmektedir.

Çizelge 5.4. 3x1 yama anten dizisinde AS=40 için elde edilen veri iletim hızları

AS=40 BW=100 MHz	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33
Veri İletim Hızı (Mbit/sn)	376,5	378	376,1	375,3

Çizelge incelendiğinde Mod-11'de en yüksek veri iletim hızına ulaşıldığı görülmektedir. 3x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması

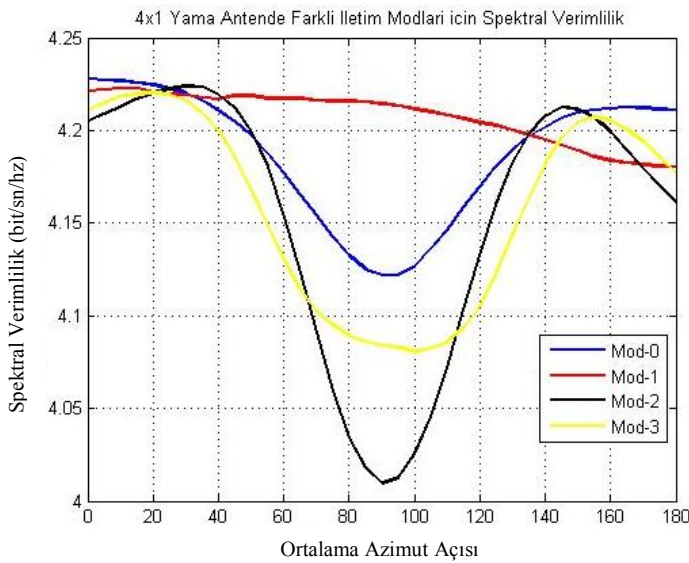
durumunda 2x1 anten dizisine göre veri iletim hızları arasındaki fark yükselmiştir. Mod-11'in referans alınması durumunda diğer iletim modlarına göre ortalama olarak 1,7 Mbit/sn'lik bir kapasite artışının olduğu hesaplanmıştır.

5.4. 4x1 Dairesel Mikroserit Anten Yapısı İçin Kapasite Analizleri

Alıcı tarafta 4 antenin verici tarafta ise 1 antenin olduğu durum için kapasite analizleri farklı iletim modları göz önüne alınarak analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde ergodik kapasitenin ortalama azimut açısı ve açısal yayılımına göre göstermiş olduğu değişimler incelenmiştir. 4x1 anten dizisinde kanal matrisi H_{NLOS} 4x1 lik bir matris olmaktadır.

$$H_{NLOS} = \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{21} \\ H_{31} \\ H_{41} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

H_{NLOS} kanal matrisi Eş. 5.14'deki ergodik spektral verimlilik eşitliğinde yerine konularak gerekli hesaplamalar yapıldığında farklı iletim modları için kapasite değişimleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.



Şekil 5.8. 4x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin MAA'ya göre değişimi

- Mod-00: Alıcı antenlerin her ikisinin de 0. modda iletim yaptığı durumda, iletim modları arasındaki ilintiye bağlı olarak spektral verimlilikteki değişimler Şekil 5.8’de görülmektedir. İlinti değerine bağlı olarak MAA’nın 90° olduğu noktada kapasite değeri minimum seviyesini oluştururken 0° ve 180° ’de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.
- Mod-11: Alıcı antenlerin her ikisinin de 1. modda çalıştırıldığı durumda spektral verimlilik değeri 4,18 ile 4,22 bit/sn/Hz arasında değişim göstermektedir.
- Mod-22: Alıcı antenlerin her ikisinin de 2. modda çalıştırıldığı durumda MAA’nın 90° olduğu yerde spektral verimlilik değeri minimum olurken 35° ve 145° ’de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.
- Mod-33: Alıcı antenlerin her ikisinin de 3. modda çalıştırıldığı durumda MAA’nın 90° olduğu yerde spektral verimlilik değeri minimum olurken 30° ve 150° ’de maksimum seviyesine ulaşmaktadır.

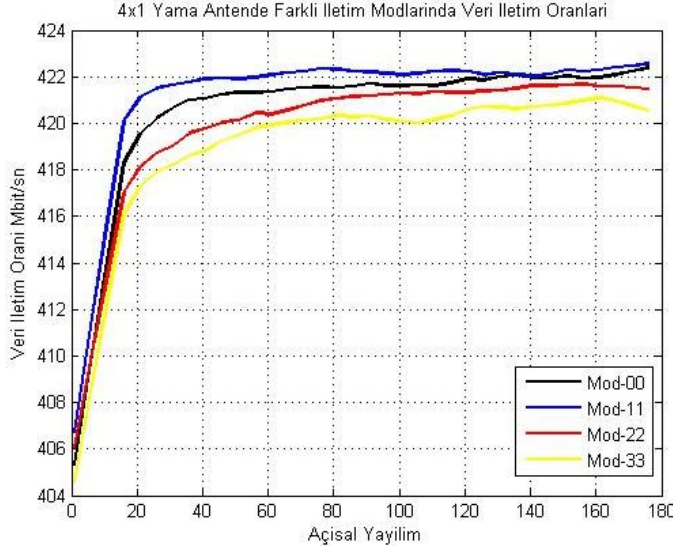
Şekil 5.8’deki grafikten de görüleceği üzere bütün iletim modları göz önüne alındığında spektral verimlilik değerleri 4x1 dairesel yama anten konfigürasyonu için 4,02 ile 4,23 bit/sn/Hz arasında değişim göstermektedir. Bununla birlikte 2x1 yama antenin kapasite analizinde olduğu gibi burada da spektral verimlilik grafiğinde $MAA=90^\circ$ olduğu noktadaki ergodik kapasite değerleri kullanılarak her bir mod için veri iletim hızları hesaplanabilir. Bu hesaplamanın yapılmasında bant genişliğinin 100 MHz olduğu varsayımı altında Çizelge 5.5’te görülen verilen iletim değerlerine ulaşılabilir.

Çizelge 5.5. 4x1 yama anten dizisinde $MAA=90^\circ$ için elde edilen veri iletim hızları

MAA=90° BW=100 MHz	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33
Veri İletim Hızı (Mbit/sn)	412,5	422,2	402	408

Çizelge 5.5’de görüldüğü üzere Mod-11 iletim modunda en yüksek, Mod-22 iletim modunda en düşük veri iletim hızına ulaşılmıştır. Mod-11’in kullanılması durumunda

100 MHz'lik bir iletim kanalında diğer iletim modlarına göre ortalama 15 Mbit/sn'lik bir kapasite artışı elde edilmektedir.



Şekil 5.9. 4x1 yama antende farklı iletim modları için kapasitenin AS'ye göre değişimi

Şekil 5.9'daki grafik incelendiğinde, spektral verimlilik değerlerinin AS'nin 0 ile 20 olduğu aralıkta hızlı bir şekilde yükseldiği ve 20 ile 180 arasında ise hemen hemen sabit kaldığı görülmektedir. AS'nin 40 olduğu noktadan sonra veri iletim oranlarının hemen hemen sabit kaldığı görülmektedir. AS'nin 40 olduğu nokta referans alınırsa veri iletim hızları Çizelge 5.6'da görüldüğü gibi elde edilmektedir.

Çizelge 5.6. 4x1 Yama anten dizisinde AS=40 için elde edilen veri iletim hızları

AS=40 BW=100 MHz	Mod-00	Mod-11	Mod-22	Mod-33
Veri İletim Hızı (Mbit/sn)	421	422	420	419

Çizelge incelendiğinde Mod-11'de en yüksek veri iletim hızına ulaşılmıştır. 4x1 yama anten dizisinde farklı iletim modları kullanılması durumunda 2x1 anten dizisine göre veri iletim hızları arasındaki fark yükselmiştir. Mod-11'in referans

alınması durumunda diğer iletim modlarına göre ortalama olarak 2,1 Mbit/sn'lik bir kapasite artışının olduğu hesaplanmıştır.

5.5. Kapasite Analizlerinin Değerlendirilmesi

2x1, 3x1 ve 4x1 dairesel mikroşerit anten yapılarında Mod-0 ile Mod-3 arasında iletim modlarının kullanılması durumunda spektral verimliliğin ortalama azimut açısı ve açısal yayılıma bağlı olarak değişimleri analiz edilmiştir. Genel olarak analiz sonuçları incelendiğine alıcı taraftaki anten sayısının artması ile spektral verimlilik değerinin arttığı görülmektedir. Bunun yanında iletimde kullanılan mod derecesine bağlı olarak spektral verimlilik değerlerindeki değişimler göze çarpmaktadır.

Buradaki MAA analizlerinde SNR sabit olarak 10dB, çalışma frekansı 2,4 GHz ve antenler arasındaki mesafe $\lambda/2$ olarak alınmıştır. Ergodik kapasite hesaplamalarında bu parametrelerde değişiklik yapılarak spektral verimlilik analizleri gerçekleştirilebilir. Örneğin antenler arasındaki mesafe değeri artırıldığında, antenler arasındaki ilinti azalacağından spektral verimlilik değeri yükselecektir.

MAA analizlerinde elde edilen spektral verimlilik değerleri kullanılarak veri iletim oranlarının nasıl değiştiği analiz edilmiştir. Yapılan hesaplamada iletim bant genişliği 100 MHz olarak ele alınmıştır. Buna göre farklı anten konfigürasyonlarında Mod-11 kullanılması durumunda $MAA=90^\circ$ de diğer iletim modlarına göre;

- 2x1 Yama anten için ortalama 8,5 Mbit/sn
- 3x1 Yama anten için ortalama 12,8 Mbit/sn
- 4x1 Yama anten için ortalama 15 Mbit/sn'lik

kapasite artışı elde edilebilmektedir. Açısal yayılıma bağlı olarak iletim modlarının farklı anten konfigürasyonlarındaki veri iletim hızlarındaki değişimler Çizelge 5.7'de görülmektedir.

Çizelge 5.7. Farklı anten konfigürasyonları için iletim moduna bağlı veri iletim hızı değişimi

Dizi Yapısı	Mod-00 (Mbit/sn)	Mod-11 (Mbit/sn)	Mod-22 (Mbit/sn)	Mod-33 (Mbit/sn)
2x1	314	315	314,2	313,7
3x1	375,1	377	374,8	374,7
4x1	419,0	421,5	415,8	414,9

Burada tüm modlar ve anten konfigürasyonlarında aynı noktadaki spektral verimlilik değerlerinin belirlenebilmesi için açısall yayılımın 20 olduğu nokta referans alınmıştır. AS'nın 20 ve bant genişliğinin 100 Mhz olması durumunda Çizelge 5.7'deki sonuçlar elde edilmiştir.

Veri iletim hızının AS göre değişimlerinin analiz edildiği benzetimlerde tüm anten konfigürasyonlarında Mod-11 iletim modunun kullanılması durumunda en yüksek kapasiteye ulaşılmaktadır. 2x1, 3x1 ve 4x1 anten dizilerinde Mod-11'in referans alınması durumunda diğer iletim modlarına göre;

- 2x1 yama anten için 0,4 Mbit/sn,
- 3x1 yama anten için 1,7 Mbit/sn,
- 4x1 yama anten için 2,1 Mbit/sn'lik

ortalama kapasite artışı sağlanmaktadır. Elde edilen tüm spektral verimlilik değerlerinde açısall yayılım değerlerindeki artışa bağlı olarak bir artış görülmektedir. Bunun temel sebebi açısall yayılımdaki artış ile uzaysal ve modal ilintinin azalmasıdır. Buna bağlı olarak spektral verimlilik değerleri dolayısıyla veri iletişim hızları artmaktadır.

6. UZAYSAL MODAL ÇEŞİTLEME ANALİZİ

Tez çalışması kapsamında oluşturulan mikroşerit yama anten dizilerinde farklı iletim modları için alıcı yönünde çeşitleme tekniklerinin analizi yapılacaktır. Bu kapsamda analizlerde kullanılan çeşitleme yöntemlerinin teorik incelemesi aşağıda yapılmaktadır.

6.1. Seçici Birleştirici (SC)

Seçici birleştirme yönteminde alıcı antenler üzerine gelen sinyallerin genliği karşılaştırılmakta ve genliği fazla olan koldaki sinyal alınarak demodülasyon işlemine tabi tutulmaktadır. Her bir anten elemandaki örnek değerler birbirinden bağımsız olduklarından, SNR değeri en büyük olan koldaki sinyal bir sonraki adım için kullanılır. Bundan dolayı seçici birleştirme aşağıdaki gibi ifade edilebilir [45].

$$\omega_k = \begin{cases} 1 & \gamma_k = \max_n \{\gamma_n\} \\ 0 & \text{aksi durumda} \end{cases} \quad (6.1)$$

Maksimum SNR değerine sahip olan anten kolu seçildikten sonra, seçici çeşitleme yönteminde çıkış SNR değeri $\gamma = \max_n \{\gamma_n\}$ olur. Bu yöntemde sadece sinyal gücünün ölçülmesine ihtiyaç vardır, faz kaydırıcılara veya değişken kazançlara gerek duyulmamaktadır.

Bu tür alıcı yapılarında hizmet verememe olasılığı önemli bir performans ölçütüdür. Hizmet verememe olasılığı, birleştiricinin çıkış SNR değerinin belirlenen bir eşik değerinin (γ_s) altında kalmasını ifade etmektedir. Buradan;

$\gamma = \max_n \{\gamma_n\}$ olmak üzere,

$$P_{out} = P[\gamma < \gamma_s] = P[\gamma_0, \gamma_2, \gamma_4, \dots \dots \gamma_N < \gamma_s] = \prod_{n=0}^{N-1} P[\gamma_n < \gamma_s] \quad (6.2)$$

şeklinde ifade edilir [45]. Her bir elemandaki sönümlleme değeri birbirinden bağımsız varsayıldığından, yukarıdaki ifadenin son şeklinin geçerli olduğu söylenebilir. Anten elemanlarının birbirinden ilintisiz olduğunu varsaymak doğru bir yaklaşım değildir. Bu nedenle γ_n 'in olasılık yoğunluk fonksiyonunu kullanırsak,

$$P[\gamma_n < \gamma_s] = \int_0^{\gamma_s} f_\Gamma(\gamma_n) d\gamma_n = \int_0^{\gamma_s} \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_n/\Gamma} d\gamma_n = [1 - e^{-\gamma_s/\Gamma}]$$

$$P_{out}(\gamma_s) = [1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}]^N \quad (6.3)$$

Eş. 6.3'de görüldüğü üzere hizmet verememe olasılığı elaman sayısına bağlı olarak üssel bir şekilde azalmaktadır. P_{out} , γ_s eşik değerinin bir fonksiyonu olarak çıkış SNR'nın kümülatif dağılım fonksiyonunu da temsil eder. Çıkış SNR'nın olasılık yoğunluk fonksiyonu γ ;

$$f_\Gamma(\gamma) = \frac{dP_{out}(\gamma)}{d\gamma} = \frac{N}{\Gamma} e^{-\gamma/\Gamma} [1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}]^{N-1} \quad (6.4)$$

şeklinde ifade edilebilir. Buraya kadar çıkış SNR değerinin olasılık yoğunluk ve kümülatif dağılım fonksiyonlarını türetilmiştir. Bu ifadeleri kullanarak ortalama çıkış SNR değeri;

$$E\{\gamma\} = \int_0^\infty \gamma f_\Gamma(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty \gamma \frac{N}{\Gamma} e^{-\gamma/\Gamma} [1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}]^{N-1} d\gamma = \Gamma \sum_{n=1}^N \frac{1}{n} \cong \Gamma \left(C + \ln N + \frac{1}{2N} \right) \quad (6.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Son yaklaşık ifade, anten sayısı N 'in oldukça büyük değerleri için bile geçerlidir. Burada C euler sabitini ifade etmektedir. SNR değerindeki iyileşme anten sayısına bağlı olarak $\ln N$ oranında artmaktadır.

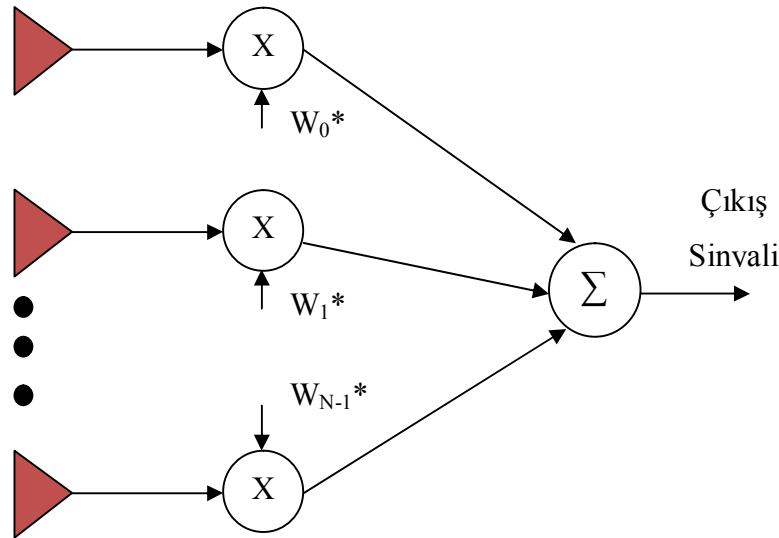
Buradaki eşitlikler kullanılarak seçici birleştirme yöntemi için bit hata oranı aşağıdaki gibi tanımlanabilir [45].

$$P_e = \int_0^\infty (BER/\gamma) f_\Gamma(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{2\gamma}) \frac{N}{\Gamma} e^{-\gamma/\Gamma} [1 - e^{-\gamma/\Gamma}]^{N-1} d\gamma \quad (6.6)$$

N 'in 1'den büyük değerleri için bu eşitlik değerlendirilebilir [46]. Örneğin BPSK modülasyonu kullanılması durumunda BER değeri $\text{erfc}(\sqrt{2\gamma})$ 'ye eşit olmaktadır.

6.2. Maksimum Oransal Birleştirici (MRC)

Seçici birleştirme yönteminde anten elemanlarındaki en iyi SNR değerini seçtiğimizi söylemiştik. Bu yaklaşımda anten dizisindeki $(N-1)$ eleman ihmal edildiğinden optimal bir çözüm sunmamaktadır. Maksimum oransal birleştirme yönteminde Şekil 6.1'de görüldüğü gibi ağırlıklandırma değerleri kullanılmaktadır. Bu ağırlıklandırma değerleri çıkış SNR değerini maksimize etmektedir [45].



Şekil 6.1. Çeşitlemeli birleştiricide alıcı yapısı

Anten dizisindeki alınan sinyalleri $x(t)$ gibi bir vektör şeklinde tanımlarsak, $r(t)$ çıkış sinyali aşağıdaki gibi ifade edilebilir [45].

$$x(t) = h(t)u(t) + n(t) \quad (6.7a)$$

$$h = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T \quad (6.7b)$$

$$n = [n_0, n_1, \dots, n_{N-1}]^T \quad (6.7c)$$

$$r(t) = w^H x = w^H h u(t) + w^H n \quad (6.7d)$$

Burada $u(t)$ birim fonksiyon olduğundan, zamanla değişen çıkış SNR değeri,

$$\gamma = \frac{|w^H h|^2}{E\{|w^H n|^2\}} \quad (6.8)$$

şeklinde ifade edilir. Formülde verilen gürültü teriminin gücü,

$$P_n = E\{|w^H n|^2\} = E\{|w^H n n^H w|\} = w^H E\{n n^H\} w = \sigma^2 w^H I_N w = \sigma^2 w^H w = \sigma^2 \|w\|^2 \quad (6.9)$$

şeklinde verilmektedir. Burada I_N $N \times N$ kimlik matrisini göstermektedir. Bu ifadede sabit terimler istenildiği gibi ölçeklenebilir. Yani $\|w\| = 1$ olarak alınırsa, SNR değeri,

$$\gamma = \frac{|w^H h|^2}{\sigma^2} \quad (6.10)$$

olur. Cauchy-Schwarz eşitsizliği kullanılırsa, w 'nin h ile linear bir şekilde orantılı olduğu durumda SNR değeri maksimum olmaktadır.

$$w = h$$

$$\gamma = \frac{|h^H h|^2}{\sigma^2 h^H h} = \frac{h^H h}{\sigma^2} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|h_n|^2}{\sigma^2} = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n \quad (6.11)$$

Bu durumda çıkış SNR değeri her bir anten elemanındaki SNR değerinin toplamına eşit olmaktadır. Çeşitleme birleştiricilerinde ağırlıklandırma değeri en iyi şekilde her

koldaki sönümlemeye eşit olacak şekilde seçilebilir. Bunun başka bir ifadesi sönümlemeyi ortadan kaldırmak için uyumlu filtre kullanmaya benzemektedir. Uyumlu filtre kullanımının tek kullanıcılı durumlar için en iyi sonucu verdiğini bilmekteyiz. Eş. 6.11 kullanılarak, çıkış SNR'nın beklenen değeri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$E\{\gamma\} = N\Gamma \quad (6.12)$$

Bu eşitlik göstermektedir ki SNR değeri N in katları şeklinde iyileşmektedir. Bu durum seçici birleştirmedeki $\ln N$ faktöründen daha iyi bir iyileştirme sağlamaktadır.

Çıkış SNR'nın olasılık yoğunluk fonksiyonunu belirlemek için, her bir bağımsız olasılık yoğunluk fonksiyonunun konvolüsyonu olan N bağımsız rastgele değişkenin toplamının olasılık yoğunluk fonksiyonu kullanılır. Eş. 6.11'daki her bir γ_n değerinin üssel olarak değiştiğini biliyoruz. X rastgele değişkeninin karakteristik fonksiyonu $E\{e^{-sX}\}$ ile ifade edilmektedir. Olasılık yoğunluk fonksiyonun laplace dönüşümünün karakteristik fonksiyonu,

$$F_{\Gamma_n}(s) = E\{e^{-s\gamma_n}\} = \frac{1}{1+s\Gamma} \quad (6.13a)$$

$$F_{\Gamma}(s) = \left[\frac{1}{1+s\Gamma} \right]^N \quad (6.13b)$$

$$PDF(\gamma) = f_{\Gamma}(\gamma) = L^{-1}[F_{\Gamma}(s)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{e^{s\gamma}}{(1+s\Gamma)^N} d\gamma = \frac{1}{(N-1)!} \frac{\gamma^{N-1}}{\Gamma^N} e^{-\gamma/\Gamma} \quad (6.13c)$$

Burada L^{-1} sembolü ters laplace dönüşümünü temsil etmektedir. Olasılık yoğunluk fonksiyonunu kullanarak γ_s gibi bir eşik değeri için hizmet verememe olasılığını;

$$P_{out} = P[\gamma < \gamma_s] = \int_0^{\gamma_s} \frac{1}{(N-1)!} \frac{\gamma^{N-1}}{\Gamma^N} e^{-\gamma/\Gamma} d\gamma = 1 - e^{-\gamma_s/\Gamma} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\gamma_s}{\Gamma} \right)^n \frac{1}{n!} \quad (6.14)$$

şeklinde ifade edilebilir. BPSK modülasyonlu sistemler için BER ifadesi;

$$P_e = \int_0^\infty (BER/\gamma) f_\Gamma(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{2\gamma}) \frac{1}{(N-1)!} \frac{\gamma^{N-1}}{\Gamma^N} e^{-\gamma/\Gamma} d\gamma \quad (6.15a)$$

$$= \frac{1}{(N-1)!} \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^N \left[\sum_{n=0}^{N-1} \frac{(N-1+n)!}{n!} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^n \right] \quad (6.15b)$$

$$\approx \binom{2N-1}{N} \left(\frac{1}{4\Gamma}\right)^N \text{ büyük } N \text{ değerleri için.} \quad (6.15c)$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \quad (6.15d)$$

şeklinde bulunur. BER değeri N'in bir fonksiyonu olarak üssel olarak azalmaktadır.

6.3. Eşit Kazançlı Birleştirici (EGC)

Birbirinden bağımsız sönümlemeli kanalların birleştirilmesi için daha karmaşık yöntemler bulunmaktadır. Bunlardan bir tanesi, farklı kanallardan gelen işaretlerin demodülasyondan sonra oluşan farklı faz kaymalarını kestiren ve düzelten alıcının gerektiği eşzamanlı demodülasyon ve karar verme (sezme) yaklaşımıdır. Her kanala ilişkin demodülatör çıkışındaki fazları düzeltilmiş işaretler toplanır ve seziciye (karar verici) gönderilir. Bu tür işaret birleştirme tekniğine *Eşit Kazançlı Birleştirme* denilmektedir [47]. Eşit kazançlı birleştiricide ağırlıklandırma değerleri aşağıdaki eşitlikler ile ifade edilir.

$$w_n = e^{jh_n}; w_n^* h_n = |h_n|; w^H h = \sum_{n=0}^{N-1} |h_n| \quad (6.16)$$

Bununla birlikte anlık SNR değeri ve gürültü;

$$P_n = w^H w \sigma^2 = N \sigma^2 \quad (6.17)$$

$$\gamma = \frac{[\sum_{n=0}^{N-1} |h_n|]^2}{N \sigma^2} \quad (6.18)$$

şeklinde ifade edilir. $|h_n|$ Rayleigh dağılımı olduğundan, olasılık dağılım fonksiyonunu kullanarak;

$$E(|h_n|) = \sqrt{\pi P_0} \quad (6.19a)$$

$$E(|h_n|^2) = P_0 \quad (6.19b)$$

Eş. 6.18'deki SNR tanımlaması ve yukarıdaki formüller kullanılarak ortalama SNR değerini aşağıdaki gibi bulabiliriz.

$$\begin{aligned} E\{\gamma\} &= \frac{E\left\{\left[\sum_{n=0}^{N-1} |h_n|\right]^2\right\}}{2N\sigma^2} = \frac{1}{2N\sigma^2} E\left\{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} |h_n| |h_m|\right\} \\ &= \frac{1}{2N\sigma^2} \left[E\left\{\sum_{n=0}^{N-1} |h_n|^2\right\} + E\left\{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} |h_n| |h_m|\right\} \right] \\ &= \frac{1}{2N\sigma^2} \left[\sum_{n=0}^{N-1} E\{|h_n|^2\} + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} E\{|h_n| |h_m|\} \right] \\ &= \frac{1}{2N\sigma^2} \left[2NP_0 + N(N-1) \sqrt{\frac{\pi P_0}{2}} \sqrt{\frac{\pi P_0}{2}} \right] = \frac{1}{2N\sigma^2} \left[2NP_0 + N(N-1) \frac{\pi P_0}{2} \right] \\ &= \left[\Gamma + (N-1) \frac{\pi \Gamma}{4} \right] = \left[1 + (N-1) \frac{\pi}{4} \right] \Gamma \end{aligned} \quad (6.20)$$

Maksimum oransal birleştiricide olduğu gibi eşit kazançlı birleştiricide de SNR değeri anten sayısı N ile linear olarak artmaktadır. Eşit kazançlı birleştirici yönteminde N için genellenmiş kapalı formda BER ifadesi bulunmamaktadır. Fakat literatürde BER performansını analiz eden çalışmalar bulunmaktadır [48]. Zhang yapmış olduğu çalışmalarda Rayleigh sönümlemeli kanallarda $N=2$ ve $N=3$ için karakteristik bir yaklaşım geliştirmiştir. BPSK modülasyonlu işaretler için bu yaklaşım formülü aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sqrt{\Gamma(\Gamma+2)}}{\Gamma+1} \right], \quad N = 2 \quad (6.21)$$

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Gamma(2\Gamma+3)^2}{3(\Gamma+1)^3}} {}_2F_1 \left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{1}{2}; \frac{\Gamma^2}{(2\Gamma+3)^2} \right) + \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\Gamma^3}{27(\Gamma+1)^3}}, \quad N = 3 \quad (6.22)$$

Burada F_1 ifadesi hiper geometrik fonksiyonu göstermektedir.

6.4. Dairesel Mikroşerit Antenlerde Uzaysal Modal Çeşitleme Kazancının Analiz Edilmesi

Tez çalışması kapsamında oluşturulan dairesel mikroşerit antenlerde iletim moduna bağlı olarak elde edilen kanala, kodlanmamış olan BPSK modülasyonlu sinyaller uygulanarak burada değinilen çeşitleme tekniklerinin performansları incelenmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları ile çeşitleme tekniklerinin teorideki performansları mukayese edilmiştir.

Benzetimde kullanılan anten dizileri 2x1 ve 3x1 dairesel yama antenlerden oluşmaktadır. Bu anten dizilerinin teorik değerler ile karşılaştırılmasının yapılabilmesi için çeşitleme tekniklerinin yaklaşım eşitlikleri aşağıda verilmektedir.

MRC: Maksimum oransal birleştirici yönteminde kullandığımız kanal modelinde olduğu gibi bir adet verici anten ve birden fazla alıcı anten yapısından oluşmaktadır. Vericinin göndermiş olduğu sinyal her alıcı antende farklı faz ve genlikte alınmaktadır. Alınan bu farklı yapıdaki sinyaller kanal matrisi ile orantı olarak ağırlıklandırılır. Ağırlıklandırma sonucunda elde edilen istatistiksel metrik değerleri hard limiting işlemine tabi tutularak kanaldan gelen veri tahmin edilmeye çalışılmaktadır. *MRC* yönetiminde BPSK modülasyonlu işaretlerin alınması durumunda kapalı formda BER olasılığını ifade eden formül aşağıdaki gibidir.

$$P_e = p^N \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (1-p)^k \quad (6.23)$$

Burada $p = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\frac{E_b}{N_0}}\right)^{-1/2}$ eşitliğiyle ifade edilir. N alıcı anten sayısını göstermektedir. Yaptığımız benzetimlerde N değeri 2 ve 3 olarak alınmıştır.

EGC: Eşit kazançlı birleştirme yönteminde alıcı tarafta alınan farklı faz ve genlikteki sinyallerin faz etkisini ortadan kaldırmak için kompleks kısımların eşleniği ile çarpılması sonucu co-phase işlemi uygulanmaktadır. Bu işlem sonucunda elde edilen istatistiksel metriktan kanalda iletilen verilerin BER analizleri yapılmıştır.

EGC'nin teorik hesaplamalarının ortaya konabilmesi için yapılan literatür taramalarında anten sayısının 2 veya 3 olması durumunda elde edilen BER çözümlemeleri aşağıdaki gibi kapalı formüller şeklinde hesaplanabildiği belirlenmiştir. Alıcı anten sayısının 2 olması durumunda hata olasılık fonksiyonu;

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sqrt{SNR(SNR+2)}}{SNR+1} \right] \quad (6.24)$$

olarak bulunmaktadır. Alıcı anten sayısının 3 olması durumunda hata olasılık fonksiyonu;

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{SNR(2xSNR+3)^2}{3(SNR+1)^3}} x {}_2F_1 \left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{1}{2}; \frac{SNR^2}{(2xSNR+3)^2} \right) + \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{SNR^3}{27(SNR+1)^3}} \quad (6.25)$$

olarak bulunur. Burada ${}_2F_1$ hipergeometrik fonksiyonu ifadesi etmektedir. S.Nadarajah ve S.Kotz'un 2007 yılında yayınlamış oldukları makalelerinde EGC için hipergeometrik fonksiyon ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [49].

$${}_2F_1 \left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{1}{2}; x \right) = \sqrt{1-x} + \sqrt{x} \arcsin(\sqrt{x}) \quad (6.26)$$

SC: Seçimli birleştirme işleminde alıcı antene gelen sinyallerden genliği veya SNR değeri büyük olan işaret seçilerek equalize edilmekte ve gönderilen bit dizisi ile

karşılaştırması yapılarak BER performansı analiz edilmektedir. SC yönetime ilişkin N anten sayısına bağlı olarak tanımlanan hata olasılık fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^N (-1)^k \binom{N}{k} \left(1 + \frac{k}{SNR}\right)^{-1/2} \quad (6.27)$$

6.4.1. Dairesel mikroşerit antenlerde BER analizi

Oluşturulan kanal modeli kullanılarak BPSK modülasyonu işaretler kanala uygulanmıştır. Kanaldaki işaretlerin karmaşık beyaz Gauss gürültüsü ile bozulduğu varsayılmaktadır. Kanaldan alınan işaretler demodüle edilerek farklı SNR değerlerine göre elde edilen BER değerleri hesaplanmıştır. 2x1 ve 3x1 dairesel mikroşerit anten dizileri için farklı iletim modlarında oluşturulan iletim sisteminden alınan sinyaller ayrı ayrı MRC, EGC ve SC işlemlerine tabi tutulmuştur. Elde edilen çeşitleme performanslarının teorik hesaplamaları yapılarak benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Alıcı tarafta antenler üzerine gelen sinyal aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$y = S_{BPSK} H_{NLOS} + N_0 \quad (6.28)$$

Burada;

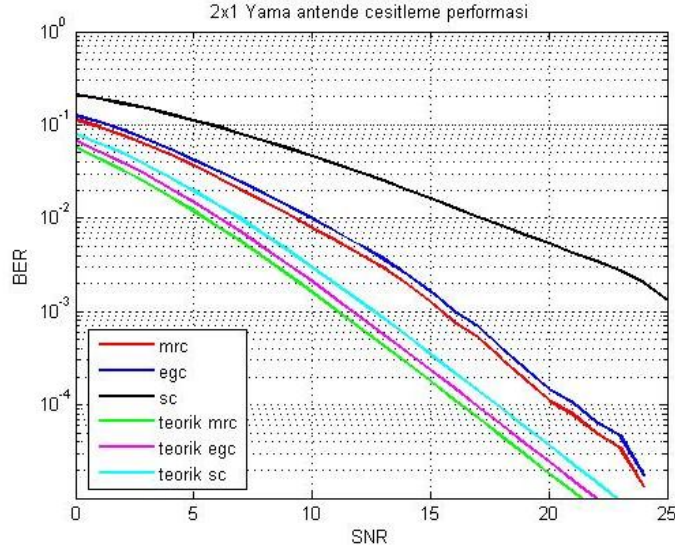
S_{BPSK} : BPSK modülasyonlu bit dizisini

H_{NLOS} : Kanal matrisini

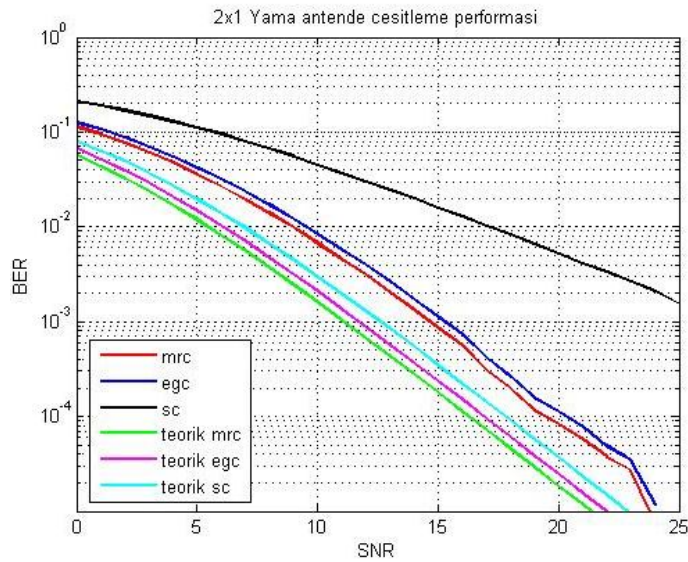
N_0 : Beyaz gauss gürültüsünü göstermektedir.

Yapılan benzetimlerde çalışma frekansı 2,4 GHz, antenler arası mesafe $\lambda/2$, açılal yayılım 20 olarak alınmıştır. BPSK örnek sayısı 10 bin olarak alınmıştır. Analizlerde elde edilen her bir kanal matrisine, 10 bin adet BPSK işareti 10 bin kez uygulanmış ve bunların ortalaması alınarak BER değerlerinin olabildiğince gerçekçi olması amaçlanmıştır. BER değerinin SNR'a karşı performansının analiz edildiği benzetimlerde antenlerin Mod-0 ve Mod-1'de iletim yaptığı varsayılmıştır. Bu

yaklaşımlar sonucunda 2x1 anten dizisi için elde edilen BER performansı aşağıda görülmektedir.

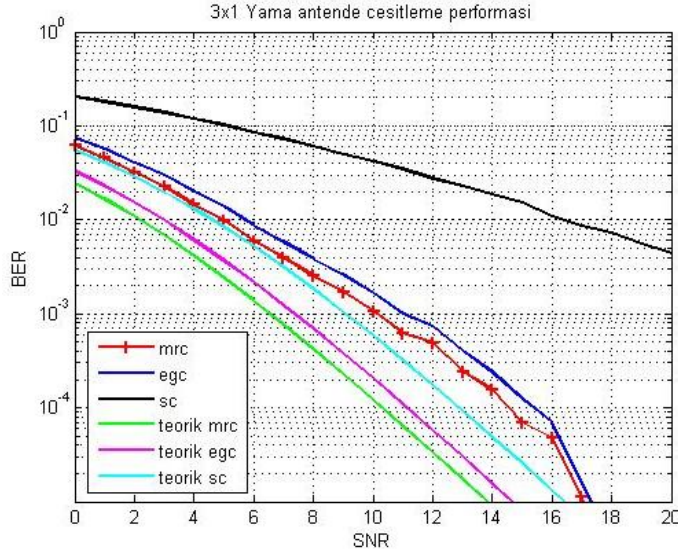


Şekil 6.2. 2x1 yama antende Mod-0'da BER'in SNR karşı değişimi

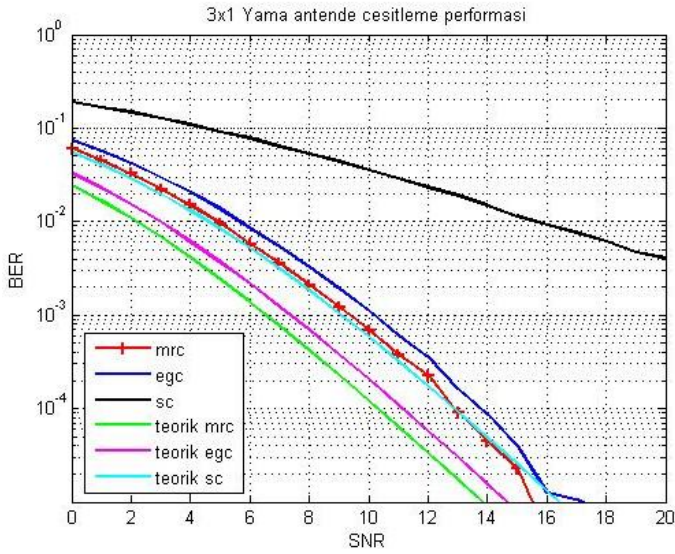


Şekil 6.3. 2x1 yama antende Mod-1'de BER'in SNR karşı değişimi

Yukarıda bahsedilen benzetim koşulları aynı kalmak üzere anten dizisinin 3x1 yapılması durumunda elde edilen BER performans grafikleri aşağıdaki gibi olmaktadır.



Şekil 6.4. 3x1 yama antende Mod-0'da BER'in SNR karşı değişimi



Şekil 6.5. 3x1 yama antende Mod-1'de BER'in SNR karşı değişimi

Çeşitleme kazancının ölçülmesini amaçlayan benzetimlerde, antenler arasında ilintinin sıfır olduğu ideal durum ile oluşturduğumuz anten dizilerinde kullanılan iletim moduna bağlı olarak antenlerin performansları karşılaştırılmaktadır. Çizelge 6.1'de çeşitleme yöntemine bağlı olarak teorik değerler ile dairesel mikroşerit anten kullanılması durumunda elde edilen BER değerleri arasındaki güç farklılıkları

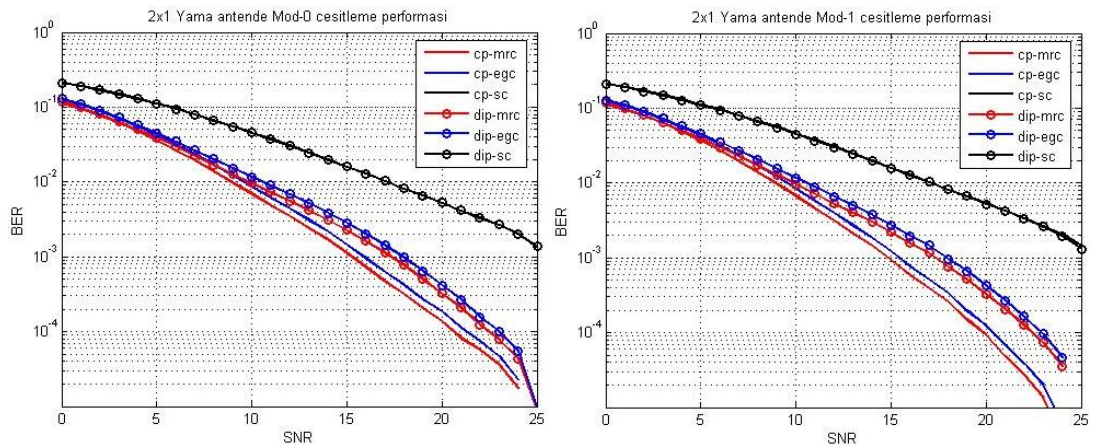
görülmektedir. Çizelge 6.1 incelendiğinde her yöntemin belli bir miktarda fazladan güç tüketimi gerektirdiği görülmektedir.

Çizelge 6.1. Çeşitleme yöntemlerine göre benzetim ile teorik sonuçlar arasındaki güç farkı

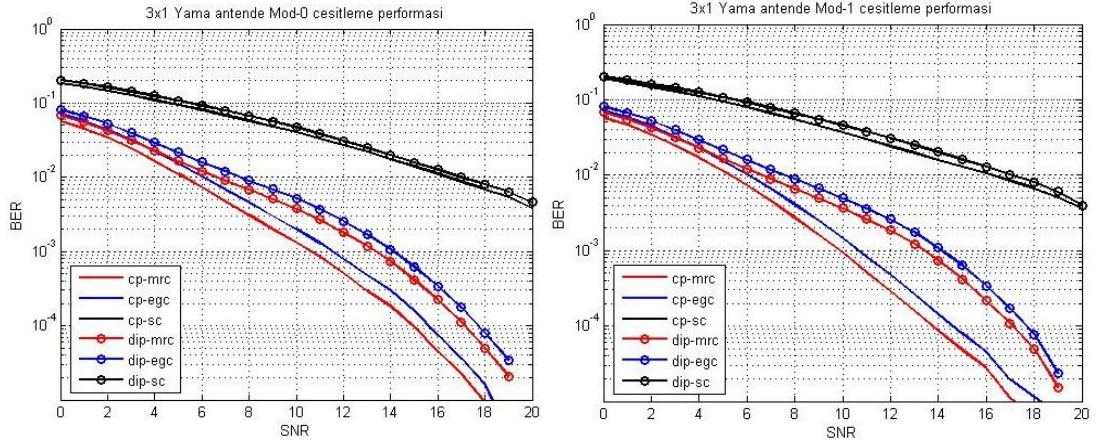
Yöntem/Anten Konfi.	2x1 Mod-0	3x1 Mod-0	2x1 Mod-1	3x1 Mod-1
MRC	3 dB	2,5 dB	2,9 dB	1,8 dB
EGC	3,1dB	2,8 dB	3 dB	2 dB
SC	12 dB	14 dB	12 dB	14 dB

Belirli bir BER değeri referans alındığında, yapılan benzetim sonuçlarında dairesel mikroşerit anten kullanımının teorik sonuçlara göre daha fazla güç gerektirdiği ve fazladan gereken güç değerinin kullanılan alıcı çeşitleme yöntemine göre farklılık gösterdiği görülmektedir.

Dairesel mikroşerit antenlerde uzaysal modal çeşitleme yapılması durumunda elde edilen çeşitleme kazancının analizleri yukarıda teorik değerlere karşı yapılmıştır. Aşağıda dairesel mikroşerit antenlerin dipol antenlere göre göstermiş olduğu uzaysal modal çeşitleme performanslarının analizleri yer almaktadır. Yapılan analizlerde mikroşerit antenler için Mod-0 ve Mod-1 iletim modları kullanılmıştır.



Şekil 6.6. 2x1 yama antende Mod-0 ve Mod-1'e karşı dipol anten BER mukayesesi



Şekil 6.7. 3x1 yama antende Mod-0 ve Mod-1 karşı dipol anten BER mukayesesi

Grafikler incelendiğinde dairesel mikroşerit antenlerin baskın mod olan Mod-0'da ve ilinti analizlerinde en düşük ilinti değerine sahip Mod-1'de iletim yapması durumunda dipol anten dizisine göre her üç çeşitleme yönteminde de daha iyi BER performansı gösterdiği görülmektedir. Yapılan karşılaştırmaya yönelik dairesel mikroşerit antenlerin dipol antenlere göre kazanç farkları Çizelge 6.2'de görülmektedir.

Çizelge 6.2. Dairesel mikroşerit anten dizilerinde uzaysal modal çeşitlemenin dipol antenlere göre sağlamış olduğu güç kazaçları

Anten Dizisi/İletim Modu	Mod-0	Mod-1
2x1 MRC	2,5 dB	3 dB
2x1 EGC	2,6 dB	2,8 dB
2x1 SC	0,1 dB	0,1 dB
3x1 MRC	2,2 dB	3,6 dB
3x1 EGC	2,3 dB	3,4 dB
3x1 SC	0,2 dB	0,3 dB

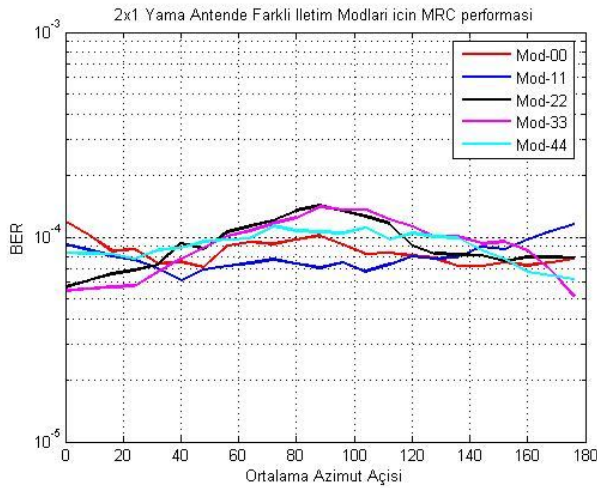
Çizelge 6.2 incelendiğinde; dairesel anten dizilerinin genel olarak dipol anten dizilerine kıyasla daha iyi performans sergilediği ve dairesel mikroşerit antenlerde iletim modunun derecesinin değiştirilmesi ile daha iyi BER performansı elde edildiği

görülmektedir. İletim modunun değiştirilmesi ile dairesel mikroşerit antenlerin BER performansının da değişeceği kesindir. Dairesel mikroşerit antenlerin genel olarak dipol antenlere göre daha iyi BER performansına sahip olmalarından dolayı diğer iletim modlarına karşı analiz yapılmasına gerek duyulmamıştır.

6.4.2. Farklı iletim modlarında BER'in MAA'ya göre değişimi

Oluşturduğumuz kanal modelinde çeşitleme tekniklerini kullanarak BER değerinin SNR'a bağlı olarak değişimi yukarıdaki bölümde incelenmişti. Burada ise farklı iletim modlarında BER değerinin ortalama azimut açısına göre değişimleri analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde SNR değeri sabit olarak seçilmiştir.

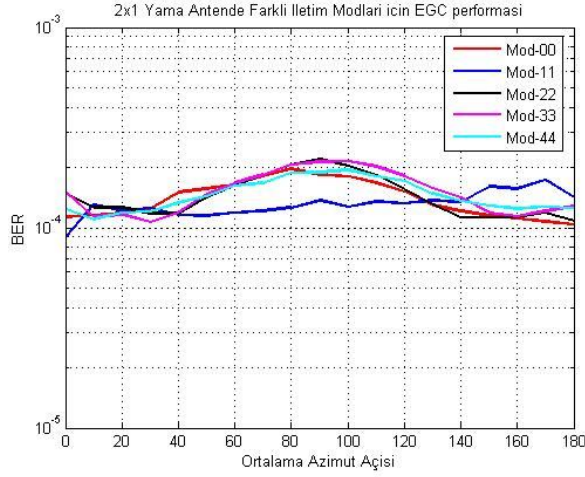
İlk olarak 2x1 dairesel mikroşerit yama antende farklı iletim modlarının kullanılması durumunda MAA'ya karşı çeşitleme tekniklerinin göstermiş olduğu performanslar analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde SNR değeri 20 dB olarak alınmıştır.



Şekil 6.8. 2x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi

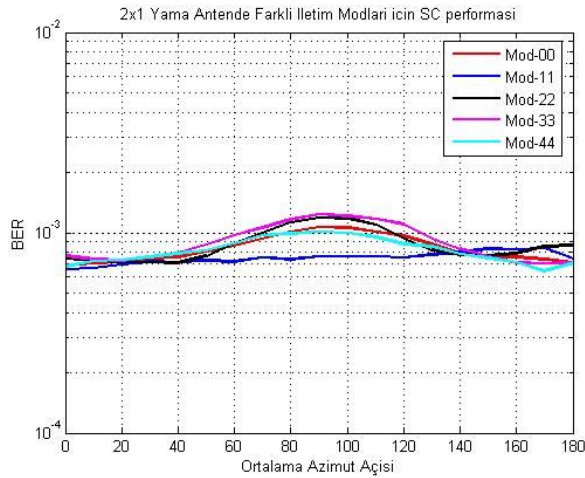
Şekil 6.8'deki grafikte 2x1 yama antende alıcı tarafta MRC çeşitleme tekniğinin kullanıldığı durumda farklı iletim modlarının MAA değişimine göre analizi yer almaktadır. Görüldüğü üzere iletim modlarının değişimine bağlı olarak BER değeri

dar bir bantta dalgalanmaktadır. BER değeriindeki değişimler modlar arasındaki ilintinin değişimi ile paralellik göstermektedir.



Şekil 6.9. 2x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi

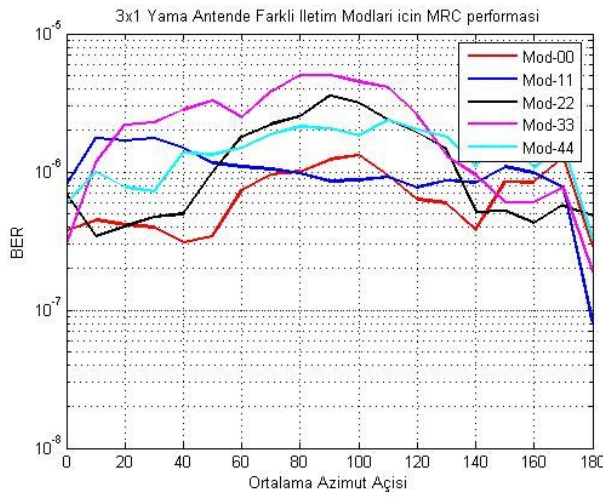
Şekil 6.9'da yukarıda bahsettiğimiz koşullar aynı kalmak kaydıyla EGC yöntemi için farklı iletim modlarının BER üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Grafikten de görüleceği üzere MRC ile EGC arasındaki 1 dB'lık fark BER grafiklerine de yansımıştır. İletim modundaki değişim ile BER değerinin modlar arası ilintiye bağlı olarak değişim gösterdiği görülmektedir.



Şekil 6.10. 2x1 Yama antende SC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi

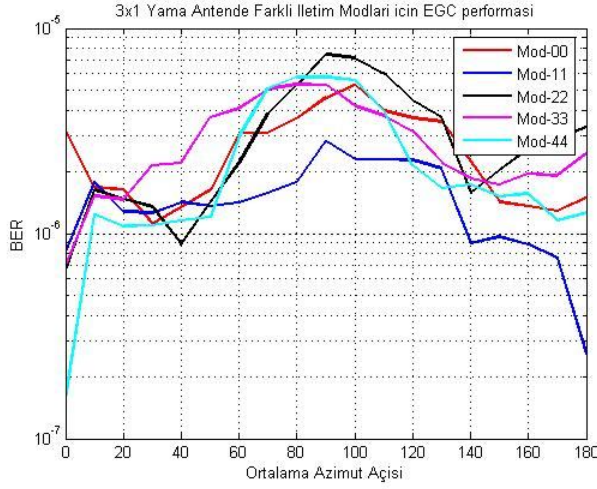
Şekil 6.10'da yukarıda bahsettiğimiz koşullar aynı kalmak kaydıyla SC yöntemi için farklı iletim modlarının BER üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. İletim modundaki değişim ile BER değerinin modlar arası ilintiye bağlı olarak değişim gösterdiği görülmektedir. SC yöntemi diğer çeşitleme yöntemleri ile mukayese edildiğinde BER performansı açısından yaklaşık olarak 10 kat daha kötü sonuç verdiği görülmektedir.

Aşağıdaki analizlerde 3x1 dairesel mikroşerit yama antende farklı modların MAA'ya karşı değişimleri incelenmiştir. Yapılan analizlerde SNR değeri 20 dB olarak alınmıştır.



Şekil 6.11. 3x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi

Şekil 6.11'deki grafikte farklı iletim modlarının MRC yönteminde MAA'ya karşı performansı görülmektedir. Burada görüldüğü üzere BER değeri modlar arasındaki ilintiye paralel olarak değişim göstermektedir. Ayrıca anten sayısındaki artışın alıcı çeşitlemesine olan iyileştirmesi de grafikte görülmektedir. 2x1 yama antene göre 3x1 yama anten dizisinde BER değerinde yaklaşık 100 kat bir iyileşme söz konusudur.



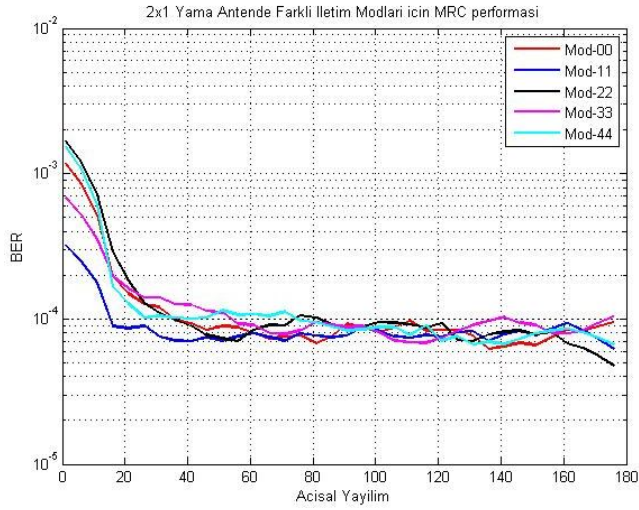
Şekil 6.12. 3x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in MAA'ya göre değişimi

Şekil 6.12'deki grafikte 3x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının EGC yönteminde MAA'ya karşı performansı görülmektedir. Burada görüldüğü üzere BER değeri modlar arasındaki ilintiye paralel olarak değişim göstermektedir. Ayrıca anten sayısındaki artışın alıcı çeşitlemesine olan iyileştirmesi de grafikte görülmektedir. MAA'nın 90 derece olması durumunda BER değerinde tüm modlar için yaklaşık 10 katlık bir kötüleşme göze çarpmaktadır.

6.4.3. Farklı iletim modlarında BER'in AS'ye göre değişimi

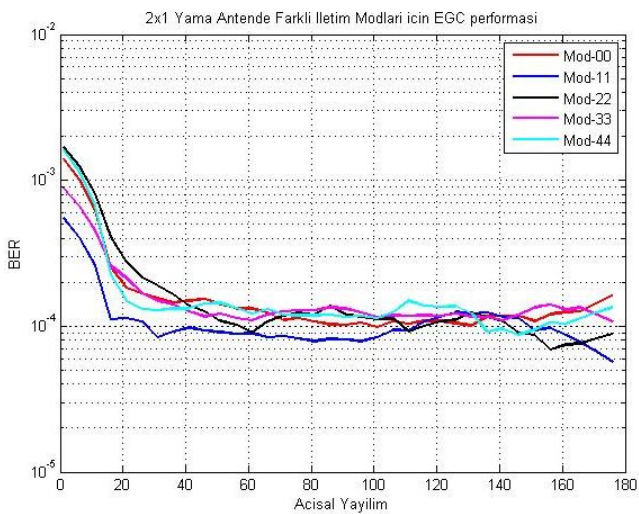
Bu bölümde BER değerinin oluşturan kanal modeli doğrultusunda açısal yayılıma göre performansı incelenmektedir. Farklı çeşitleme tekniklerinin açısal yayılımdaki değişimlere vermiş olduğu tepkiler analiz edilmiştir.

Öncelikle 2x1 dairesel mikroşerit yama antende farklı mod derecelerinde BER değerinin açısal yayılıma göre değişimleri analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde SNR değeri 20 dB olarak alınmıştır.



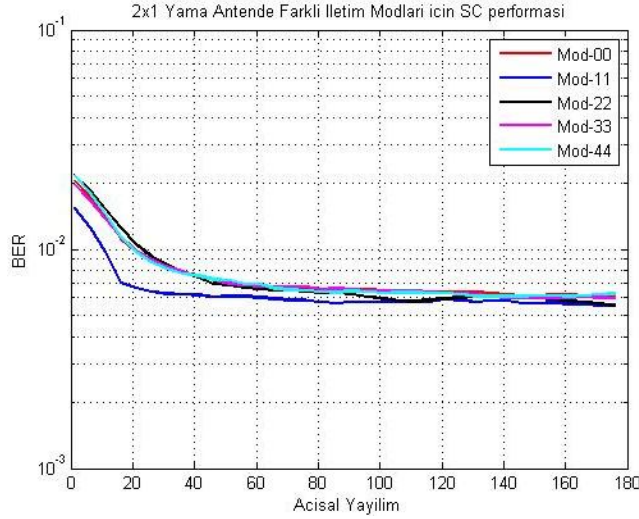
Şekil 6.13. 2x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi

Şekil 6.13'de 2x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması durumunda MRC yönteminin açısall yayılıma karşı BER performansı görülmektedir. İletim modunun değişimine bağlı olarak BER değerinin değiştiği görülmektedir. Buradaki değişimler modlar arasındaki ilinti değişimleri ile paralellik göstermektedir. Grafik incelendiğinde AS'nın 0 ile 20 arasında değer aldığı bölümde BER değerinin hızlı bir şekilde düştüğü buna karşın 20 ile 180 arasındaki bölümde hemen hemen sabit kaldığı görülmektedir.



Şekil 6.14. 2x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi

Şekil 6.14'te 2x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması durumunda EGC yönteminin açısall yayılıma karşı BER performansı görülmektedir. MRC yönteminde bahsettiğimiz durum EGC yöntemi için de geçerlidir.

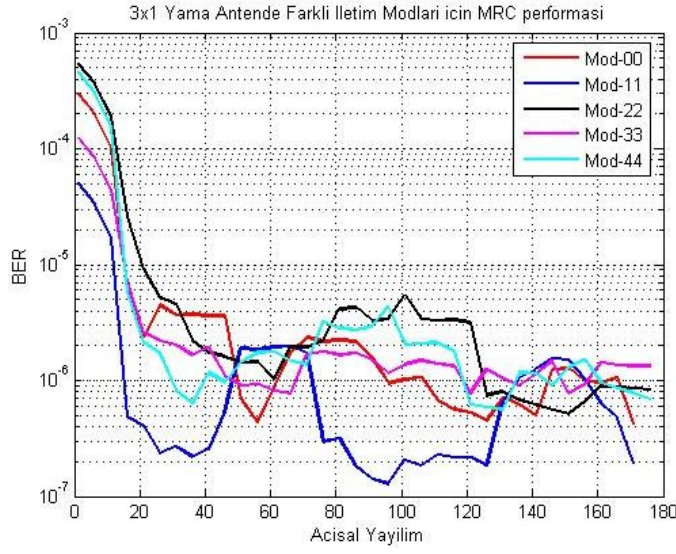


Şekil 6.15. 2x1 Yama antende SC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi

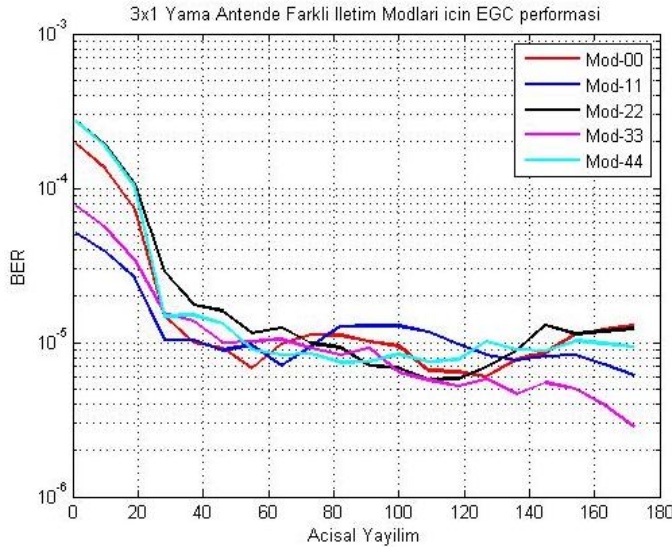
Şekil 6.15'te 2x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması durumunda SC yönteminin açısall yayılıma karşı BER performansı görülmektedir. SC yöntemi MRC ve EGC ile kıyaslandığında BER performansı açısından yaklaşık 100 kat daha kötü sonuç verdiği grafikten anlaşılmaktadır.

Yukarıda yaptığımız benzetimleri 3x1 dairesel mikroşerit anten dizisi için tekrarladığımızda aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Şekil 6.16'de 3x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması durumunda MRC yönteminin açısall yayılıma karşı BER performansı görülmektedir. Anten sayısındaki artışa bağlı olarak BER değerinde bir iyileşme göze çarpmaktadır. Bununla birlikte modlar arasındaki ilinti değişimlerine benzerlik gösterecek şekilde BER değerinin değiştiği görülmektedir.

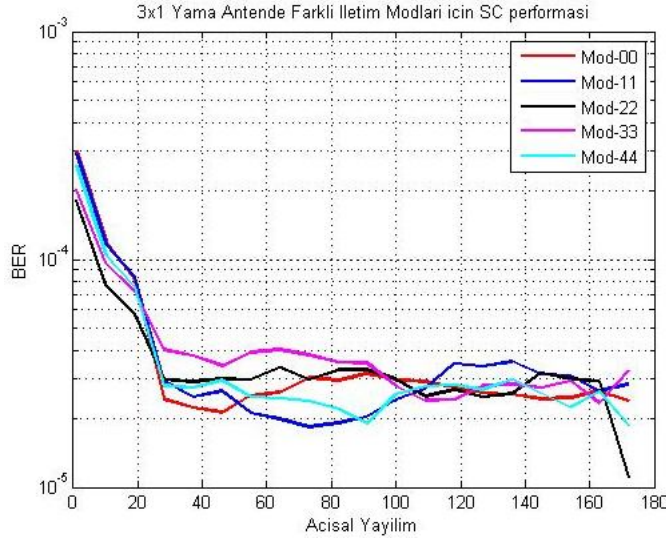


Şekil 6.16. 3x1 Yama antende MRC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi



Şekil 6.17. 3x1 Yama antende EGC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi

Şekil 6.17'de 3x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması durumunda EGC yönteminin açısall yayılıma karşı BER performansı görülmektedir. MRC yönteminde bahsettiğimiz durum EGC yöntemi için de geçerlidir.



Şekil 6.18. 3x1 Yama antende SC yöntemi için BER'in AS'ye göre değişimi

Şekil 6.18'de 3x1 yama anten dizisinde farklı iletim modlarının kullanılması durumunda SC yönteminin açılal yayılıma karşı BER performansı görülmektedir. SC yönteminin MRC ve EGC ile kıyaslandığında BER performansı açısından daha kötü sonuç verdiği grafikten anlaşılmaktadır.

Genel olarak 2x1 ve 3x1 yama anten dizileri için farklı iletim modlarının açılal yayılıma karşı vermiş olduğu tepkiler ele alındığında aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

- Açılal yayılımdaki artış ile antenler arasındaki ilinti değeri azaldığından dolayı BER değerinin iyileştiği görülmektedir. Modlar arasındaki ilintinin açılal yayılıma göre değişiminin analiz edildiği bölümden hatırlanacağı üzere açılal yayılımın 0 ile 20 arasında değiştiği durumda antenler arasındaki ilinti değerinin hızlı bir şekilde azaldığı görülmüştü. Burada da açılal yayılıma bağlı olarak BER değeri 0 ile 20 arasında hızlı bir şekilde düşmüş ve 20 ile 180 arasında hemen hemen sabit değerler arasında değişim göstermiştir.
- Anten dizilerinde kullanılan mod derecesine bağlı olarak BER değerinin de farklılaştığı görülmektedir. Örneğin 2x1 yama antende Mod-0 kullanılması durumunda MRC için BER değeri açılal yayılımın 0 olduğu noktada 10^{-3}

değerini alırken, Mod-1'in kullanılması durumunda yaklaşık olarak 5×10^{-4} değerini almıştır.

- 3x1 anten dizisinin kullanılması durumunda BER değerinin tüm çeşitleme teknikleri için 2x1 anten dizisine göre daha iyi bir performans sergilediği görülmektedir.
- Çeşitleme tekniklerinden MRC diğer tekniklere göre daha iyi bir performans sergilemiştir. Yapılan benzetimler sonucunda da teorik hesaplamalar ile paralellik gösteren sonuçlar elde edilmiştir.
- MRC tekniği ile EGC tekniği arasında teorik hesaplamalarda görülen 1dB lik güç farkı yukarıda yapılan benzetimlerin hepsinde görülmektedir.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tez çalışmasının amacını oluşturulan dairesel mikroşerit yama antenlerde uzaysal modal alıcı çeşitleme kazancının analizi bu çalışma içerisinde yapılmıştır. Bilindiği üzere mikroşerit antenler boyut avantajı ve sunmuş olduğu elektromanyetik ışıma özelliklerinden dolayı mobil haberleşme sistemleri başta olmak üzere, uzay araçlarından askeri sistemlere birçok alanda yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Mikroşerit antenlerin kullanımının yaygınlaşmasının yanında haberleşme teknolojilerinde çok girişli çok çıkışlı anten (MIMO) sistemlerinin kullanımı iletişim performansını önemli ölçüde artırmıştır. Haberleşme sistemlerinde farklı konfigürasyonlardaki anten sistemlerinin kullanımı gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır. Bu kapsamda tez çalışmasında gezgin veya sabit telekomünikasyon sistemlerinde alıcı tarafta kullanılabileceği düşünülen dairesel mikroşerit yama antenlerin uzaysal ve modal çeşitleme yapılması durumunda göstermiş oldukları performanslar incelenmiştir.

Oluşturulan çalışma planı doğrultusunda 2x1, 3x1 ve 4x1 yama antenlerde farklı iletim modlarının kullanımı göz önünde bulundurularak analizler gerçekleştirilmiştir. Öncelikle kullanılan anten dizilerinde iletim modundaki değişime bağlı olarak antenler arası ilintinin nasıl değiştiği ortaya konulmuştur. Yapılan analizlerde antenler arasında Mod-1 iletim modunun kullanılması durumunda ilinti değerinin diğer iletim modlarına göre daha düşük değerler aldığı görülmüştür. Bunun yanında açısız yayılımın artırılması durumunda ilintinin azaldığı benzetim sonuçlarında görülmektedir.

Elde edilen ilinti değerleri kullanılarak 2x1, 3x1 ve 4x1 yama antende ergodik spektral verimlilik değerleri analiz edilmiştir. Yapılan analizlerde anten sayısındaki artış ile spektral verimliliğin yükseldiği görülmüştür. Modlar arasındaki ilintiye bağlı olarak veri iletim kapasitesinin analiz edildiği benzetimlerde $MAA=90^0$ 'nin referans alındığı noktada Mod-11 diğer iletim modlarına göre ortalama olarak; 2x1 yama antende 8,5 Mbit/sn, 3x1 yama antende 12,8 Mbit/sn ve 4x1 yama antende 15 Mbit/sn'lik bir veri iletim hızı artışı sağladığı görülmektedir. Aynı şekilde AS'ye

bağlı olarak yapılan spektral verimlilik analizlerinde her bir anten konfigürasyonu için Mod-11'in referans alınması durumunda; 2x1 antende 0,4 Mbit/sn, 3x1 antende 1,7 Mbit/sn ve 4x1 antende 2,1 Mbit/sn'lik bir veri iletim hızı artışının olduğu görülmektedir.

Tez çalışmasında alıcı tarafta çeşitleme kazancının analiz edebilmek için literatürde tanımlı çeşitleme tekniklerinden maksimum oransal birleştirici (MRC), eşit kazançlı birleştirici (EGC) ve seçici birleştirici (SC) yöntemleri kullanılmıştır. Burada bahsedilen çeşitleme teknikleri kullanılarak elde edilen kanal modeline, kodlanmamış BPSK modülasyonlu sinyaller uygulanmıştır. Yapılan analizlerde teorik hesaplamalarda kolaylık sağlanması amacıyla çeşitleme performansının ortaya konulduğu BER analizleri 2x1 ve 3x1 yama anten dizileri için gerçekleştirilmiştir. Yapılan BER analizlerinde 2x1 yama antende Mod-0 kullanılması durumunda benzetim sonuçları ile teorik BER değerleri arasında MRC yönteminde 3 dB, EGC yönteminde 3,1 dB, SC yönteminde 12 dB'lik farkın olduğu ve SNR değerindeki artışa bağlı olarak BER değerinin eğimli bir şekilde azaldığı görülmüştür. Aynı şekilde Mod-1 kullanılması durumunda; MRC yönteminde 2,9 dB, EGC yönteminde 3 dB, SC yönteminde 12 dB'lik farkın olduğu görülmektedir. 3x1 anten dizisinde Mod-0'da; MRC yönteminde 2,5 dB, EGC yönteminde 2,8 dB ve SC yönteminde 14 dB'lik güç farkı olduğu görülmüştür. 3x1 anten dizisinde Mod-1'de; MRC yönteminde 1,8 dB, EGC yönteminde 2 dB ve SC yönteminde 14 dB'lik güç farkı olduğu görülmüştür. Bununla birlikte alıcı tarafta anten sayısındaki artışla birlikte her üç çeşitleme tekniğinde de BER değerlerinde 100 kata yakın bir iyileşme gözlemlenmiştir. Sonuç olarak BER analizlerinde de görüldüğü üzere, Mod-1'in kullanılması durumunda her iki anten dizisinde çeşitleme yöntemlerine bağlı olarak bir iyileşme görülmektedir.

Uzaysal modal çeşitleme performansının analiz edildiği benzetimlerde dairesel mikroşerit anten dizilerinde farklı iletim modu kullanılması durumunda aynı benzetim koşulları altında dipol antenlere kıyasla daha iyi performans sergilediği görülmektedir (Bkz. Çizelge 6.2). Buradan hem performans hem de boyut açısından

dairesel mikroşerit antenlerin uzaysal modal çeşitleme yapılması durumunda, dipol anten dizilerine kıyasla daha avantajlı olduğunu söylebiliriz.

BER analizleri bölümünde, iletim modunun değiştirilmesi durumunda çeşitleme tekniklerine bağlı olarak BER performansının nasıl değiştiği analiz edilmiştir. Yapılan benzetimlerde sabit bir SNR değeri için çeşitleme tekniklerinin mod değişimine vermiş olduğu tepkiler ortaya konulmuştur. Buradaki analizlerde mod dereceleri arasındaki ilinti değerleri ile paralel olarak BER değerlerinin değişim gösterdiği görülmüştür. BER analizleri, açısız yayılıma ve ortalama azimut açısı değişimine göre yapılmıştır. MAA'ya göre yapılan analizlerde BER değerinin özellikle referans alınan kanal modelinde yansıtıcı cismin antenlerin tam karşısında olduğu 90° 'de bir miktar kötüleştiği görülmektedir. AS'ye göre yapılan analizlerde ise açısız yayılımdaki artışa bağlı olarak BER değerinin düştüğü ve 20 ile 180 arasında hemen hemen sabit kaldığı görülmüştür. Buradaki analizlerde de MRC yöntemi EGC'ye göre 1dB daha iyi sonuç verirken, SC yöntemi her iki yöntemle kıyasla daha düşük performans sergilemiştir.

Sonuç olarak yapılan tez çalışmasında dairesel mikroşerit yama antenlerde alıcı yönünde uzaysal modal çeşitleme yapılması durumunda sistemin başarımı analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda uzaysal modal alıcı çeşitlemesinin avantajlarını kullanmak isteyen haberleşme cihazlarında, dairesel mikroşerit antenlerin kullanımının performans açısından yeterli olduğu değerlendirilmektedir. Bunun yanında boyut olarak dipol antenlere kıyasla daha avantajlı olması, dairesel mikroşerit yama antenleri tercih nedeni yapmaktadır.

Bundan sonra tez konusunun devamı olarak; dairesel mikroşerit antenlerde bant genişliğini artırmaya yönelik optimizasyon çalışması, antenler arasındaki mesafe değişiminin kapasite ve çeşitleme performansına olan etkileri, katlı anten yapıları kullanılarak anten dizisinin daha kompakt olmasının sağlanması ve katlı dairesel mikroşerit antenler için çeşitleme performansının incelenmesi ve bunların performansının dipol ve dairesel mikroşerit antenler ile karşılaştırılması konularında çalışma yapılabileceği değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

1. Milligan, T.A., "Modern Antenna Design", **Mc Graw Hill**, New York, 24-40 (1985).
2. Carver, K. ve Mink, J.W., "Microstrip Antenna Technology", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 29(1): 1-23 (1981).
3. Mosig, J.R. ve Gardiol, F.E., "General Integral Equation Formation for Microstrip Antennas and Scatterers," **IEEE Procs.**, 32: 424-432 (1985).
4. Sullivan, P.L. ve Schaubert, D.H., "Analysis of An Aperture Coupled Microstrip Antenna", **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, 34: 977-984 (1986).
5. Lo Y.T., "Theory and Experiment on Microstrip Antennas," **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, 27: 137-145 (1979).
6. Kumar, G. ve Ray, K.P., "Broadband Microstrip Antennas", **Artech House**, USA, 87 (2003).
7. Yazgan, E., "Mikroşerit Antenler", Hacettepe Üniversitesi E.E. Müh., **EMO Dergisi**, 262-268 (1989).
8. Toktaş, A., "Farksal Gelişim Algoritması Kullanarak H Şekilli Mikroşerit Antenlerin Rezonans Frekansının Hesaplanması", Yüksek Lisans Tezi, **Mersin Üniversitesi FBE**, Mersin, 9-16 (2009).
9. Munson R.E., "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays", **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, 22: 74-78 (1974).
10. Hammerstad E.D., "Equations for Microstrip Circuits Design", **Proc. Fifth European Microwave Conference**, 268-272 (1975).
11. Schneider M.V., "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits", **Bell System Technical Journal**, 48: 1421-1444 (1979).
12. Shen L.C. vd., "Resonant Frequency of A Circular Disk Printed Circuit Antenna", **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, 25(4): 595-596 (1977).
13. Koçer D., "Daire ve Dikdörtgen Geometrik Yapılı Mikroşerit Antenlerin Simülasyonu ve Rezonans Frekanslarının Yapay Sinir Ağları ile Belirlenmesi", Yüksek Lisans Tezi, **Selçuk Üniversitesi FBE**, Konya, 7-14, 26-31 (2009).
14. Pozar D.M., "Microwave Engineering", Second Edition, **John Wiley & Sons**, New York, 79 (1998).

15. Görgeç, İ., “İki-Modlu Katlı Dairesel Mikroşerit Antenlerin Tasarımı ve MIMO Konfigürasyonları için İlinti/Spektral Verimlilik Analizleri”, Yüksek Lisans Tezi, *Hacettepe Üniversitesi FBE*, Ankara, 13-17 (2009).
16. Balanis, C.A., “Antenna Theory Analysis and Design”, Second Edition, *John Wiley&Sons*, USA, 722-760 (1997).
17. Bahland, I.J. ve Bhartia, P., “Microstrip Antennas”, *Artech House*, Dedham, 233-257 (1980).
18. Savaşçıhabeş A., Ertuğ Ö., “IEEE 802.11n MIMO-OFDM WLAN Haberleşme Sistemlerinde Kompakt Multimod Mikroşerit Antenlerin Korelasyon ve Kapasite Analizi”, *HABTEKUS 09*, İstanbul, 127-132 (2009).
19. Svantesson, T., “Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimod Antennas”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 51(6): 123-129 (2002).
20. Forenza, A. ve Heath, R.W., “Benefit of Pattern Diversity Via Two-Element Array of Circular Patch Antennas in Indoor Clustered MIMO Channels”, *IEEE Transactions on Communications*, 54(5): 943-954 (2006).
21. Başaran, C., “Kablosuz Haberleşme Uygulamaları için Yarı Halka Mikroşerit Anten Tasarımı”, Doktora Tezi, *Kocaeli Üniversitesi FBE*, Kocaeli, 10-24 (2008).
22. Carver, K.R. ve Coffey, E.L., “Theoretical Investigation of the Microstrip Antenna”, *Tech. Report PT-00929*, *New Mexico State University*, 23-26 (1979).
23. Carver, K.R. ve Mink, J.W., “Microstrip Antenna Technology”, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 29: 2-24 (1981).
24. James, J.R. ve Hall, P.S., “Handbook of Microstrip Antennas”, *Peter Peregrinus, London*, UK, 342 (1989).
25. Pozar, D.M., “Microstrip Antennas”, *Proc. IEEE*, 80: 79-91 (1992).
26. Gültekin, S.S., “Çeşitli Tipteki Mikroşerit Antenlerin Karakteristik Parametrelerinin Farklı Algoritmalarla Eğitilen Yapay Sinir Ağları ile Hesaplanması”, Doktora tezi, *Selçuk Üniversitesi FBE*, Konya, 48 (2002).
27. Abboud, F.J., Damiano, P., ve Papiernik, A., “New Determination of Resonant Frequency of Circular Disc Microstrip Antenna: Application to Thick Substrate”, *IEEE Electronic letters*, 24: 17-34 (1988).
28. Orfanidis, J., “Electromagnetic waves & Antennas”, *Rutgers University*, New Jersey, 86-111 (2008).

29. Bahl, I., "Lumped Elements for RF and Microwave Circuits", **Artech House**, London 178-192 (2003).
30. Gulati, V., ve Narayanan, K.R., "Concatenated Codes for Fading Channels Based on Recursive Space Time Trellis Codes", **IEEE Transactions on Wireless Communications**, 2(1): 118-128 (2003).
31. Kurner, T., Cichon, D.J., ve Wiesbeck W., "Concepts and Results for 3D Digital Terrain-Based Wave Propagation Models: An Overview", **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, 11: 1002-1012 (1993).
32. Bertoni, H.L., vd., "UHF Propagation Prediction for Wireless Personal Communications", **Proc. IEEE**, 82: 1333-1359 (1994).
33. Zwick, T., vd., "A Stochastic Spatial Channel Model Based on Wave-Propagation Modeling", **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, 18: 6-15 (2000).
34. Saleh, A.A.M. ve Valenzuela, R.A., "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation" **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, 5: 128-137 (1987).
35. Correia, L.M., "Wireless Flexible Personalised Communications", **John Wiley & Sons**, USA, 211 (2001).
36. Öcalan, A., "Çift Kutuplu Kare Mikroşerit Yama Anten Tasarımı ve MIMO Uygulamalarındaki İlinti/Spektral Verimlilik Analizleri, Yüksek Lisans Tezi, **Hacettepe Üniversitesi FBE**, Ankara, 90-94, 109-112 (2010).
37. Wallace, J.W. ve Jensen, M.A., "Modelling The Indoor MIMO Wireless Channel", **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, 50(5): 591-599 (2002).
38. Soma, P., vd., "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)**, 1: 272-276 (2002).
39. Gershman, A.B., ve Sidiropoulos, N.D., "Space-Time Processing for MIMO Communications", **John Wiley&Sons**, İngiltere, 13-35 (2005).
40. Price, J.N., ve Stain, S., "Multiple Diversity with Nonindependent Fading". **Proceedings of the Ire**, 89-104 (1960).
41. Matilde, S.F., vd., "Spectral Efficiency in MIMO Systems Using Space and Patern Diversities Under Compactness Constraints", **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 57(3): 342-349 (2008).

42. Marzetta, T., ve Hochwald, B., "Capacity of A Mobile Multiple Antenna Communication Link in Rayleigh Flat Fading", *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(1): 139-157 (1999).
43. Glazunov A., Molisch A.F., Tufvesson F., "Mean Effective Gain of Antennas in A Wireless Channel", *IET Microwaves, Antennas&Propagation*, 3(2): 214-227 (2008).
44. Klemp, O. ve Eul, H., "Diversity Performance of Multimode Antennas in Directive Angle of Arrival Scenarios", *Springer Wireless Pers. Com.*, 50: 33-44 (2009).
45. Goldsmith, A., "Wireless Communications", *Stanford University, Cambridge University Press*, 191-200 (2005).
46. Janaswamy, R., "Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications", *Kluwer Academic Publishers*, 73-81 (2000).
47. Proakis, J.G. ve Salehi, M., "Communications Systems Engineering", *Prentice Hall*, 589-779 (1994).
48. Zhang, Q., "Probability of Error for Equal Gain Combiners Over Rayleigh Channels: Some Closed Form Solutions", *IEEE Transactions on Communications*, 45: 270-273 (1997).
49. Narajah, S. ve Kotz, S. "Closed Form Solutions for the Probability of Error for EG Combiners", *IEEE Communications Letters*, 11: 2 (2007).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : URFALIOĞLU, Rami
Uyruğu : T.C.
Doğum Tarihi ve Yeri : 25.02.1981 Kilis
Medeni Hali : Evli
Telefon : 0 (555) 6370379
e-mail : rurfalioglu@yahoo.com

Eğitim

Derece	Okul	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Gazi Üni. Elek.-Elektr. Müh.	2011
Lisans	SDÜ Elektr.-Haberleşme Müh	2003
Lise	Orhangazi Lisesi(İST)	1998

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2008-?	Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu	Bilişim Uzm. Yrd.
2006-2008	Petkim Petrokimya Holding A.ş.	Otomasyon Müh.
2004-2006	Onair Medya Telekomünikasyon A.ş.	RF Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Film izlemek, kitap okumak, araba kullanmak.