

**T.C.
NUH NACİ YAZGAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**LİFTİNG DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ TABANLI MIMO
SİSTEMLERDE LİNEER DETEKTÖRLER İLE
BER ANALİZİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan
Ömer Faruk AYDIN**

**Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ**

**Ocak 2021
KAYSERİ**

**T.C.
NUH NACİ YAZGAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**LİFTİNG DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ TABANLI MIMO
SİSTEMLERDE LİNEER DETEKTÖRLER İLE
BER ANALİZİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan
Ömer Faruk AYDIN**

**Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ**

**Ocak 2021
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmada elde etmiş olduğum tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde sonuçlanması amacıyla çalışma yaptığımı beyan ederim ve aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Ömer Faruk AYDIN
İmza

YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI

“Dalgacık Dönüşümü Kaldırma (Lifting Wavelet Transform, LWT) Tabanlı MIMO Sistemlerde Lineer Detektörler ile BER Analizi” adlı Lisans tezi, Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan
Ömer Faruk AYDIN
İmza

Tez Danışmanı
Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ
İmza

KABUL ONAY SAYFASI

Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ danışmanlığında Ömer Faruk AYDIN tarafından hazırlanan “Lifting Dalgacık Dönüşümü Tabanlı MIMO Sistemlerde Lineer Detektörler ile BER Analizi” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **yüksek lisans tezi** olarak kabul edilmiştir.

..... / /

JÜRİ:

Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

Üye : Doç. Dr. Mustafa TÜRKMEN

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Mehmet BİLİM

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Kurulunun tarih ve sayılı kararı ile onaylanmıştır.

..... / /

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, yakın ilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bugünlere gelmemde en büyük katkı sahibi sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ'e teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca; çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.



Ömer Faruk AYDIN
İmza

LİFTİNG DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ TABANLI MIMO SİSTEMLERDE LİNEER DETEKTÖRLER İLE BER ANALİZİ

Ömer Faruk AYDIN

Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Ocak 2021

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

ÖZET

Mobil veri kullanımındaki büyük artış sebebiyle yüksek verimli bir mobil ağı ihtiyaç duymaktayız. Fakat bu ihtiyaç beraberinde küresel bant genişliği sorununu getirmektedir. Mobil servis sağlayıcıları, yüksek kaliteli servis ve kablosuz uygulamalar için düşük gecikmeli multimedya uygulamaları sağlamak için kendi aralarında rekabet etmektedir. Bu rekabette karşılına çıkan temel engel her biri için belirlenmiş 700 MHz ile 2.6 GHz arasında sınırlanmış spektrum aralığıdır ve bu sınırlı spektrum sorunu milimetre dalga haberleşmesi (MM Wave) kullanılarak çözülebilir. Bunun yanı sıra, haberleşme sistemlerinde spektral verimlilik ve data hızı artırımını sağlamak üzere geliştirilmiş MIMO sistemlerde, bit hata oranı (Bit-Error-Rate, BER) cinsinden başarılı sonuçlar elde etmek için lifting dalgacık dönüşümü (Lifting Wavelet Transform, LWT) kullanılarak, lineer detektörler ile MIMO sistemlerde yapılan analizlerde ergodik spektral verimlilik analizi için gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) kanal üzerinde durularak LWT– MIMO sisteminin başarımları için sayısal olarak elde ettiğimiz gerçeklemeler, klasik sistemlere göre spektral verimlilikte artış olduğu tespit edilmiştir. Lineer detektörler de anten dizi yapısında gerçekleşen değişimler ile veri hızında oluşan değişimlerin oluşturduğu kanal etkileri incelenerek, uzaysal-çoğullama kullanılan çalışmada verici ve alıcıda izotropik anten kullanıldı ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) modülasyonu ile data modüle edilmiştir. Bu tez çalışmasın da milimetrik dalganın 5G hücrel ile nasıl kullanılabileceğini, yeni nesil mobil kullanıcıların MM-WAVE spektrumunda mevcut bant genişliğini özenle kullanarak nasıl yüksek oranda verim elde edilebilecekleri ortaya konulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Lifting Wavelet Transform, AWGN kanal, MIMO, BPSK Modülasyonu, İzotropik Anten.

BER ANALYSIS with LINEER DETECTORS in LIFTING WAVE- TRANSFORMATION BASED MIMO SYSTEMS

Ömer Faruk AYDIN

Nuh Naci Yazgan University, Graduate School of Sciences

Master Thesis, January 2021

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Asuman SAVAŞÇIHABEŞ

ABSTRACT

We need a high-cost, highly efficient mobile network in mobile data usage. However, this need brings along the problem of enlargement. Mobile service providers are competing among themselves to provide high quality service and low latency multimedia applications for wireless applications. In this report, this is the spectral range limited between 700 MHz and 2.6 GHz, and this spectrum can be resolved by millimeter wave communication (MM Wave). In addition, in order to achieve spectral efficiency and data rate in communication systems, the lifting wavelet transform (LWT) to achieve fast successful results with bit error rate (BER), linear detectors and ergodic analysis in MIMO systems. For spectral efficiency analysis, the realizations we have obtained numerically for Gaussian noise (AWGN) channels, it has been determined that there is an increase in spectral efficiency compared to classical systems. In linear detectors, the changes in the antenna array structure and the changes in data exchange and the channels in the formation of data exchange changes were examined and the data was modulated with the isotropic antenna option and binary phase shift keying (BPSK) modulation in the transmitter and receiver using spatial-multiplexing. In this thesis study, how the millimeter wave can be used with 5G cellular, how to achieve high efficiency with the existing bandwidth in the new generation mobile rotating MM-WAVE spectrum can be demonstrated.

Key Words: Lifting Wavelet Transform, AWGN Channel, MIMO, BPSK Modulation, Isotropic Antenna

İÇİNDEKİLER

LIFTING DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ TABANLI MIMO SİSTEMLERDE LINEER DETEKTÖRLER İLE BER ANALİZİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI	ii
KABUL ONAY SAYFASI	iii
ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR	iv
ÖZET	v
ABSTRACT.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	xii
1. GİRİŞ	1
2. SİSTEM MODELİ.....	4
2.1. Kanal Modeli	4
3. LIFTING TABANLI DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ TEKNİĞİ	10
4. MIMO-OFDM SİSTEM MODELİ	14
4.1. FFT Tabanlı ve LWT Tabanlı OFDM Sistemi	15
4.2. MIMO Uzaysal Çoğullama.....	19
5. ANTEN YAPISI VE MIMO DETEKTÖRLER.....	27
5.1. Dipol Anten.....	29
5.2. Temel Anten Parametreleri	34
5.2.1. Işıma Örüntüsü.....	34
5.2.2. Alan Bölgeleri.....	38

5.2.3. Yönlülük	39
5.2.4. Kazanç	39
5.2.5 Antenlerde Verimlilik Hesaplamaları	40
5.2.6 Antenin Giriş Empedansı ve Işıma Direnci	40
5.2.7. Bant Genişliği	45
5.2.8. Korelasyon	45
5.3. Sıfıra-Zorlamalı (Zero-Forcing, ZF) Detektör	51
5.4. Maksimum Olabilirlik (Maximum-Likelihood, ML) Dedektör	52
6. BİLGİSAYAR BENZETİM ÇALIŞMALARI	60
6.1 AWGN Kanal Benzetim Sonuçları	60
6.2 Rayleigh Sönümlü Kanal Benzetim Sonuçları	65
7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	69
EKLER	71
KAYNAKLAR	72
ÖZGEÇMİŞ	77

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Önerilen MXN MIMO-ZF LWT Sistemi.....	5
Şekil 2.2 OFDM sistem yapısı	8
Şekil 3.1. Lifting dalgacık dönüşümü.	12
Şekil 3.2. Ters Lifting dalgacık dönüşümü.	13
Şekil. 4.1. OFDM çerçeve yapısı [53].	15
Şekil 4.2. FFT tabanlı MIMO-OFDM verici yapısı.....	16
Şekil 4.3. FFT tabanlı MIMO-OFDM alıcı yapısı.....	17
Şekil 4.4. DWT tabanlı MIMO-OFDM verici yapısı.	18
Şekil 4.5 DWT tabanlı MIMO-OFDM alıcı yapısı.....	19
Şekil 4.6. Çok yollu yayılım etkileri: yansıma, kırılma ve saçılma.	20
Şekil 4.7. SISO sistem ve çoklu anten sistemleri.	21
Şekil 4.8. nt adet verici ve nr adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem.	22
Şekil 4.9. Darbant MIMO haberleşme linki yapısı	24
Şekil 5.1. Dipol Anten	29
Şekil 5.2. Anten ışıma desenleri a) Tekli dipol b) Anten dizisi	30
Şekil 5.3. Verici durumundaki bir antenin iletim hattı Thevenin eşdeğeri	31
Şekil 5.4. Bir kapasitör plakaları üzerindeki yükler	32
Şekil 5.5. Çeşitli açılardan levhalar arasındaki elektrik alan	32
Şekil 5.6. $t=0$ ve $t=1/4T$ anlarında antende oluşan elektrik alan.....	33
Şekil 5.7. Anten üzerindeki yük dağılımının tersine döndüğü zaman aralığı.....	34
Şekil 5.8. $\lambda/2$ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü.....	35
Şekil 5.9. λ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü	36
Şekil 5.10. $3\lambda/2$ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü.....	36
Şekil 5.11. 2λ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü	37

Şekil 5.12. Katlanmış dipol ışıma eğrisi	37
Şekil 5.13. Yagi-Uda anten için ışıma eğrisi	38
Şekil 5.14. Anten alan bölgeleri.....	39
Şekil 5.15. Antenin giriş empedans modeli	41
Şekil 5.16. a) Antenin Thevenin eşdeğer modeli.....	41
Şekil 5.16. b). Antenin Norton eşdeğer modeli	42
Şekil 5.17. Dipol Anten Tasarımı [52]	43
Şekil 5.18. a) Antenin azimuth açısına göre normalize korelasyon değişimi.....	46
Şekil 5.19 Dipol Antende İki Yansıtıcı Ortam İçin Açısal Yayılıma Karşın Korelasyon Değişimi.	48
Şekil 5.20 a) Dipol Antenin Azimuth Açısına Göre Korelasyon Değişimi (AS=20 derece).....	49
Şekil 5.20 b) Dipol Antenin Azimuth Açısına Göre Korelasyon Değişimi (Açısal yayılım=AS=60 derece)	50
Şekil 5.20 c) Dipol Antenin Azimuth Açısına Göre Korelasyon Değişimi (Açısal Yayılım=AS=5 derece)	50
Şekil 5.21. a) Açısal Yayılıma Karşılık Tek yansıtıcı(bozucu) varken Ergodik Kapasite Değişimi	52
Şekil 5.21. b) Açısal Yayılıma Karşılık Tek yansıtıcı(bozucu) varken Ergodik Kapasite Değişimi.....	53
Şekil 5.22. Korelasyon katsayısına göre 2X2 MIMO servis dışı kapasite değişimi	54
Şekil 5.23. Korelasyon katsayısına göre 4X4 MIMO servis dışı kesinti kapasite değişimi.....	55
Şekil 5.24 Korelasyon katsayısına göre 2X2 MIMO-4X4 MIMO servis dışı kesinti kapasite değişimi karşılaştırması.	56
Şekil 5.24 Maksimum Likelihood (ML) Detektör ile BER Analizi.	57
Şekil 5.25 X-4X4 MIMO Klasik sistemde dipol anten ile kapasite analizi (AS=20 derece).....	58
Şekil 5.25 X-4X4 MIMO Klasik sistemde dipol anten ile kapasite analizi (AS=5 derece).....	58

Şekil 5.25 X-4X4 MIMO Klasik sistemde dipol anten ile kapasite analizi (AS=90 derece).....	59
Şekil 6.1 Önerilen 2X2 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile AWGN Kanalda elde edilen BER başarımları	61
Şekil 6.2 Önerilen 4X4 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile AWGN Kanalda elde edilen BER başarımları	62
Şekil 6.3. 2X2 AWGN Kanalda MIMO-ZF LWT ile Klasik MIMO-ZF	63
Şekil 6.4. 4X4 AWGN Kanalda MIMO-ZF LWT ile Klasik MIMO-ZF	64
Şekil 6.5. Önerilen 2X2 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile Rayleigh Kanalda elde edilen başarımları	65
Şekil 6.6. Önerilen 4X4 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile Rayleigh Kanalda elde edilen başarımları	66
Şekil 6.7. 2X2 ve 4X4 MIMO Sistemi için Rayleigh Kanalda önerilen MIMO-ZF LWT ile Klasik MIMO-ZF karşılaştırılması	67

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
$\mathbf{x}$	İletilen Vektör Sembolleri
e_0	Toplam Verimlilik
e_r	Yansıma (uyumsuzluk) verimliliği= $(1 - \Gamma ^2)$
e_c	İletken verimliliği
e_d	Dielektrik verimliliği
Γ	Antenin giriş terminalinde gerilim yansıma katsayısı
Z_a	a-b terminalindeki anten empedansı
R_a	a-b terminalindeki anten direnci
X_a	a-b terminalindeki anten reaktansı
R_g	Kaynak direnci (ohm)
X_g	Kaynak reaktansı (ohm)
ρ	Uzaysal karmaşık normalize anten korelasyon katsayısı
kk	Kanal anten sayısını

Kısaltmalar	Açıklama
AWGN	Additive White Gauss Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
LWT	Lifting Wavelet Transform
MIMO	Multiple Input Multiple Output
SNR	Signal to Noise Ratio
ZF	Zero Forcing
DWT	Discrete Wavelet Transform
LOS	Line-Of-Sight
NLOS	Non-Line-Of-Sight
AoD/AoA	Angle of Departure/Angle of Arrival
FFT	Fast Fourier Transform

1. GİRİŞ

Son yıllarda haberleşme sistemlerinde artan bant genişliği, spektral verimlilik ve veri hızları gereksinimini karşılamak üzere çoklu-anten veri iletim sistemleri (MIMO) geliştirilmiştir. Bu sistemler ile gönderici ve alıcıda çoklu antenler kullanılarak sistem kapasitesi artırılmakta, sönümlenme etkisi azaltılmakta ve veri hızı artırılmaktadır [1]. MIMO sistemlerde alıcıda etkin sinyal alımı karmaşık bir işlem olup Maximum-likelihood detektöre göre hesaplama karmaşıklığı daha düşük olan sıfıra-zorlamalı lineer detektörler kullanılmaktadır [2]. ZF detektörün düz sönümlemeli kanallarda eşit sayıda gönderici ve alıcı anten kullanılan MIMO sistemlerin performansını artırdığını gösteren çalışmalar mevcuttur [3]. Haberleşme sistemlerinde, antenlerde elde edilen multimod ışımların alan oluşturacak şekilde doyurulması ve bu antenlerdeki bireysel veya toplu halde MIMO sistemleri meydana getirecek biçimde kullanılması son yıllarda üzerinde oldukça yoğun bir şekilde çalışmalar yapılan bir konu olmuştur [4] ve olumlu sonuçlar elde edilen çalışmalar kayda geçmiştir. Bir MIMO sistemdeki belirlenmiş bant genişliği içinde dikkate alınması önemsenmeyecek oranda hatayla iletilebileceği data hızında iletilen ve alıcıdaki anten sayılarının minimize ile kazandırıldığı bilinmektedir. Bu çalışmalardan ötürü MIMO sistemlerde kullanılan anten yapılarındaki sistem kapasitesindeki ve kalitesindeki uzaysal ilinti değerini azaltarak bu çalışmamızdaki karşılaşılan hata oranlarının azaltılmasını çoğullama ve çeşitlilik kazancı ile arttırmak mümkündür. MIMO uzaysal-çoğullama tekniği ile sistemlerdeki kapasitenin kazanç artışı sağlanmaktadır [5].

MIMO uzay-zaman sistemlerinin mobil cihazlarda kullanılma gereksinimi alıcı ve göndericide uçta kullanılan antenler daha düşük aralıklarla uygun yerlerde düzenlenmeye başlanmış ve elde edilen tasarımlar da alıcılara ulaşan sinyaller arası korelasyonu artırarak çeşitlilik kazancını en aza indirmiş, dolayısıyla bundan dolayı erişimdeki kalite düşürülmüştür [6].

İç ortamlarda kablosuz iletişim sistemlerindeki son gelişmeler, özellikle kablosuz yerel alan ağı (Wireless Local Area Network, WLAN) sistemlerindeki multimedya uygulamaları için yüksek veri hızı ve yüksek iletim kalitesi gerektirmektedir. Yeni nesil iletişim sistemlerinde, spektral verimlilik ve iletim kalitesi, MIMO iletişimi için hem verici hem de alıcıda düşük korelasyon bağlantı noktalarına sahip kompakt çoklu antenler kullanılarak büyük ölçüde artırılabilir.

İletişim bağlantısının hem verici hem de alıcı tarafında MIMO sistemlerinin kullanılması, herhangi bir ek bant genişliği veya ek iletim gücü olmaksızın çok sayıda anten elemanı kullanarak veri hızını artırır. MIMO sistemlerini kullanan zengin saçılma ortamları için etkileyici kapasite kazanımları teorik ve deneysel olarak gösterilmiştir. Bununla birlikte birkaç pratik yön, tahmin edilen yüksek veri hızlarına ulaşmak için sorun teşkil etmektedir.

Hem vericide hem de alıcıda anten dizilerinin kullanılması, terminallerin üretim maliyetini artırır, çünkü birçok ögeye sahip anten dizilerini üretmek, kalibre etmek ve sürdürmek pahalıdır ve aynı zamanda birkaç ögeyi küçük bir el cihazına yerleştirmek, anten tasarımında çeşitli zorluklar getirir. Bu nedenle, anten boyutu ve tasarımıyla ilgili temel sorunların üstesinden gelinmesi gerekir [7].

Son birkaç yıl içinde, MIMO sistemlerinin potansiyelinden yararlanmak için uzay-zaman kodlama ve uzamsal çoğullama dahil olmak üzere çeşitli bant genişliği açısından verimli iletişim teknikleri geliştirilmiştir. Uzay-zaman kodlaması, MIMO sistemlerinin çeşitlilik avantajına odaklanırken, Uzamsal çoğullama (SM), MIMO sistemlerinin hız avantajına odaklanır [8, 9].

M -iletimli N -alıcı antenleri olan zengin saçılımlı çok yollu solma kanalları için, MIMO SM tarafından elde edilen kazanç, bölün $R = \min(M, N)$ olarak minimum iletim alma elemanı olan kanal sırasına (R) bağlıdır. Böyle bir durumda, sistem kapasitesi hem verici hem de alıcıdaki minimum anten elemanlarının sayısı ile orantılı olarak artar. Ne yazık ki, anten portları arasındaki modal korelasyonlar artarsa, eşitlik (2.2)'de tanımlanan uzaysal-ilintili kanal kovaryans matrisinin sıralaması azalır ve bu paralel iletim kanallarının sayısını azaltarak arzu edilen seviyeden daha düşük spektral verimlilik ile sonuçlanır.

Geniş bantlı bir MIMO sistemi oluşturma zorluklarından biri alıcıda gerekli olan muazzam işlem gücüdür. Kodlanmış MIMO şemaları daha iyi performans sunarak tamamen ayrı kanal kodlama ve modülasyon şemasına göre çoklama ve çeşitlilik arasındaki değiş tokuşu nedeniyle, özellikle 4'ten fazla anteni olan geniş bant sistemi için hem verici hem de alıcı tarafında donanım karmaşıklığı pratikte olağanüstü fazla olabilir. Öte yandan, geleneksel kanal kodlama şemaları ve bununla ilgili metotlar kullanarak bir VLSI (Very-Large-Scale-Integration, çok büyük ölçekli entegrasyon) çözümü bulmak çok daha kolaydır. Bunlar, yüzlerce Mbps veri hızı için evrişimli kod ve Turbo kod teknikleridir. Bu nedenle, şekil 2.1'de gösterildiği gibi uzaysal çoğullama olarak da adlandırılan kodlanmamış MIMO şemalarını dikkate alarak bu tezi hazırlamış bulunmaktayız.

Bu tez çalışmasında, 2X2 ve 4X4 MIMO çalışmalarında öne sürülen lifting dalgacık dönüşümünün kullanılması ile MIMO-ZF LWT sistemlerindeki başarılı çalışmaların incelemeler sonucu analiz edildiği birbirinden farklı dalgacık aileleri ve bunların içlerinden en düşük hata ile iletme izin veren dalgacık ailesi için AWGN ve düz sönümlemeli-Rayleigh kanalda BER benzetim sonuçları 2X2 ve 4X4'lük anten konfigürasyonları için yapılmıştır.

İkinci bölümde sistem modeli detaylı anlatımla açıklanmış, kullanılan kanal modeline ait matematiksel bağıntılar sunulmuştur. Üçüncü bölümde lifting tabanlı dalgacık dönüşüm tekniği açıklanmış, dördüncü bölümde, Fourier dönüşümü tabanlı OFDM yapısı ile lifting dalgacık dönüşümü tabanlı OFDM sistemler anlatılarak MIMO-OFDM yapısı sunulmuştur. Beşinci bölümde, MIMO sistemlerde kullanılan anten türlerine değinilmiş ve tez kapsamında kullanılan dipol antene ait ışıma örüntüleri ve anten korelasyon grafikleri kanal senaryosundaki azimuth ve açisal yayılım değişimlerine karşın çizdirilerek açıklanmıştır. Altıncı bölüm önerilen LWT-MIMO sistem performans analizlerini içeren bilgisayar benzetim çalışmalarını kapsamaktadır. Son olarak yedinci bölümde elde edilen sonuçlar yorumlanmış ve tartışmalara yer verilmiştir.

2. SİSTEM MODELİ

Bu sistemlerde ele aldığımız dalgacık dönüşümündeki esnek yapı ve alt taşıyıcılar üzerindeki düzenlemesi mümkün olabilen zaman frekans aralıkları sayesinde ayrık dalgacık dönüşüm (Discrete Wavelet Transform, DWT) tabanlı BPSK (DWT-MIMO) yapısı FFT tabanlı MIMO yapısına ilaveten sonuçlarda farklılık elde edilmesi için ortaya çıkmaktadır. Önerilen yöntemde dalgacıkların üretilmesi için lifting diyagramı kullanılmış ve bu diyagramda lifting dalgacık dönüşümü (Lifting Wavelet Transform, LWT) adı verilen dalgacık dönüşümü ele alınmıştır.

Öne sürülen LWT-BPSK dalga formunun ele alındığı haberleşme sistemdeki gönderici ve alıcı blok diyagramı şekil 2.1’de gösterilmiştir.

2.1. Kanal Modeli

Bu çalışmada M adet gönderici, N adet alıcı anten kullanılan MIMO sistem için kümelenme tabanlı Kronecker kanal modeli kullanılmıştır. Bu model altında darbant MIMO haberleşme sistemi için M gönderici anten ve N alıcı anten tarafından alınan sinyal, SNR (Signal-to-noise ratio, sinyal gürültü oranı) ve iletilen sinyal vektörü cinsinden aşağıdaki eşitlikle ifade edilmektedir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{SNR}{M}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

Burada $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ alınan sinyal vektörü, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ gönderilen sinyal vektörü ve $\mathbf{n}$ ise sıfır ortalamalı Gauss kanal gürültüsünü simgelemektedir. Öne sürülen MIMO – ZF LWT sistem yapısı şekil.1’de gösterilmiştir.

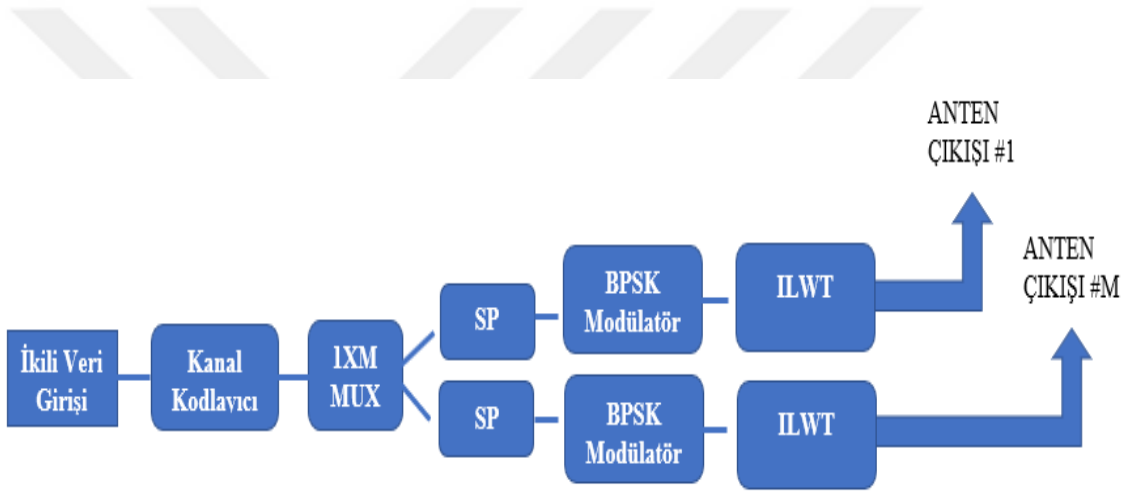
Uzaysal ilintili MIMO kanallar için $\mathbf{H}$ kanal matrisi formülize edilerek aşağıdaki gibi Ricean ifade eden K -faktör ile Rayleigh sönmülemeyi ifade eden $K=0$, olarak daha yüksek K değerleri için, Ricean ve AWGN kanalı da $K=\infty$ olarak belirtilen ifadeyi içine

alacak şekilde kanal matrisi $\mathbf{H}$ sıfır-ortalama stokastik değerler ile LOS bileşenlerini modelleyen bir $\mathbf{H}_{LOS}$ matrisi ve NLOS bileşenleri modelleyen bir $\mathbf{H}_{NLOS}$ matrisinin toplamalarının sonucu elde edilen eşitlik aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

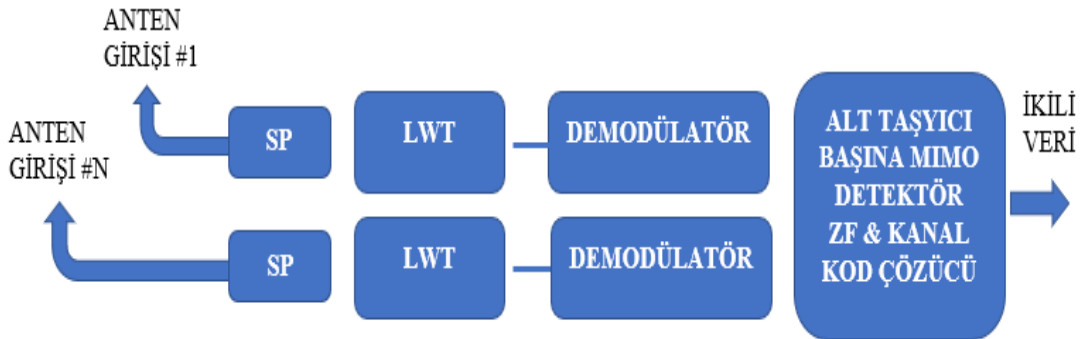
$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{NLOS} \quad (2.2)$$

Buradaki LOS ve NLOS sırasıyla kanal matrisi bileşenleridir [10]. Kanalın LOS bileşeni rank 1 olarak kabul edilir ve aşağıdaki eşitlikle tanımlanır:

$$\mathbf{H}_{LOS} = \mathbf{a}(\Omega_{LOS,N}) \cdot \mathbf{a}(\Omega_{LOS,M})^H \quad (2.3)$$



(a)



(b)

Şekil 2.1. Önerilen MXN MIMO-ZF LWT Sistemi

(a): Gönderici Yapısı, (b): Alıcı Yapısı

Burada (Ω) , $\Omega = (\phi, \theta)$ solid açının bir fonksiyonu olan dizi cevabıdır ve $\mathbf{a}(\Omega_{LOS,N})$ ve $\mathbf{a}(\Omega_{LOS,M})$ ise gönderici ve alıcıdaki LOS bileşenlerin AoD/AoA (Angle of Departure/Angle of Arrival) açılarıdır. Bunun yanı sıra $\mathbf{G}$ 'nin karmaşık Gauss rastgele kanal matrisi olarak, $\mathbf{R}$ 'nin gönderici ve alıcı tarafındaki korelasyon matrisleri olarak tanımlanırsa kanal matrisinin NLOS bileşeni aşağıdaki eşitlikle verilebilir:

$$\mathbf{H}_{NLOS} = \sqrt{R_N} \cdot \mathbf{H}_W \cdot \sqrt{R_M} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$\mathbf{G}$ matrisinin her bir elemanı $a = n + jm$ sıfır ortalamalı, 1/2 varyansa sahip karmaşık sayılardır. Kronecker model anten dizisinde 4 elemana kadar kanal modellemesi için uygundur.

Yakın zamana kadar, dalgacık dönüşümü büyük ölçüde sinyal işleme alanında; gürültü giderme, sıkıştırma ve çoklu çözünürlük analizlerinde kullanılmıştır. Dalgacık dönüşümü kullanılarak sinyalde çoklu çözünürlük gösterimi sağlanmakta, uzay-zamanda ilinti azaltılmaktadır. Lifting dalgacık dönüşümü, ayrık dalgacık dönüşümünden farklı olarak ikinci nesil dalgacık dönüşümü olarak bilinir, 1996'da Wim Sweldens tarafından önerilmiştir [11].

LWT-MIMO sisteminin iletili tarafından belirlenmeden rastgele çalışmalar sonucu elde edilen seri giriş dataları BPSK modülatör bloğ diyagramı çıkışında modülize edilerek ters LWT (Inverse LWT, ILWT) bloğunda formülize edilen (2.6) ile yayılım sağlamaktadır [12]:

$$Tx_{ILWT}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k^m 2^{\frac{m}{2}} \psi(2^m t - k) \quad (2.6)$$

Burada, X_k dalgacık bölgesindeki sinyal iken ψ 'da dalgacık fonksiyonunu göstermekte olup çevreye yayılan veri LWT-MIMO data paketleri olarak üretimi sağlanır. Üretilen LWT-MIMO data paketleri simgeler arası girişimle açık kanaldan yol bularak alıcıya iletilip alıcıya ulaşmadan önce AWGN ile bozulduktan sonra alıcıya ulaşmaktadır. Bozulan bu sinyaller uygun kanal denkleştirme çalışmaları ile belirlenmiş t ile onarılır, hemen sonrasında göndericide işlemlerin tersini yaparak $x(t)$ demodülatör

çıkışındaki sinyal üzerinden LWT bloğu çıkışında dalgacık bölgesindeki demodüle edilmiş $X_{LWT_k}^m(t)$ işareti eşitlik (2.7) deki gibi bulunur [12]:

$$X_{LWT_k}^m(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{m}{2} \psi(2^m t - k) dt \quad (2.7)$$

Alt-taşıyıcı başına MIMO detektör kullanılarak LWT bloğu çıkışında elde edilen sinyaller kanal kod çözücü ile işlenir ve bit hata oranları hesaplanır.

Yapılan çalışmada bior, sym, coif ve db dalgacık aileleri 1000 Monte Carlo iterasyonu için çalıştırılmış, 100.000 data uzunluğunda veri kullanılmıştır. Bilgisayar benzetimi sonuçları karşılaştırmalı olarak grafik analizi ile sunulmuştur ve bölüm 3'teki lifting tabanlı dalgacık dönüşümü tekniğinde detaylı olarak inceleyeceğiz.

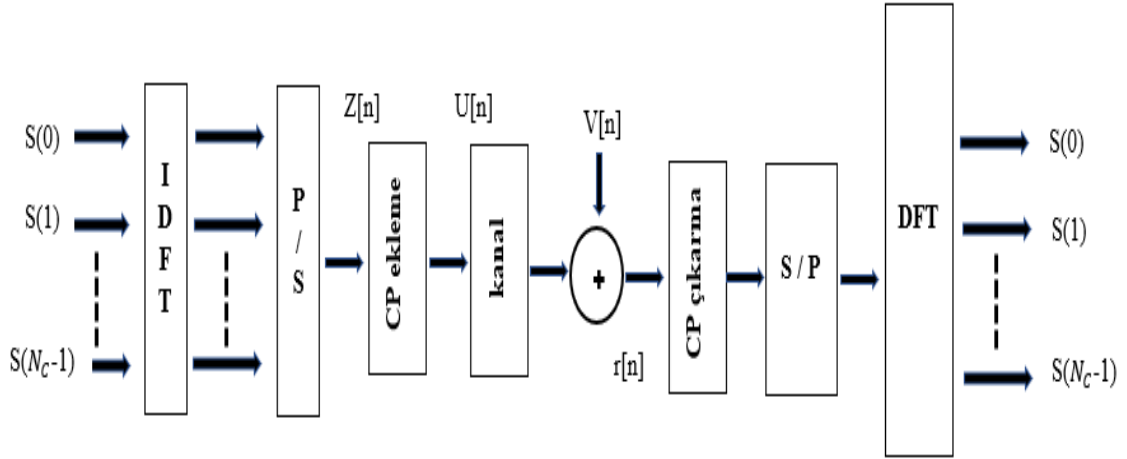
OFDM'in frekans-seçici sönmüleme sonuçları ve özellikle iç ortam haberleşme kanallarının frekans-seçici çok yollu sönmüleme nedeniyle uzaysal-çoğullamaya uygun kanallar olması MIMO-OFDM kombinasyonun WLAN sistemleri için potansiyeli çok yüksek bir teknik olması sonucunu doğurmaktadır.

Uzaysal çoğullama sistemlerinde değişik enformasyon sembolleri RF'e yükseltildikten sonra değişik antenlerden gönderilir ve dolayısıyla alıcıda RF indirgmeden sonra her alıcı antendeki sinyal tüm gönderici antenlerdeki sinyallerin kanal ile doğrusal dönüşümünden sonraki superpozisyonudur. Bu da kısaca uzaysal girişim olarak adlandırılır. Her zaman adımımda gönderilen vektör sinyalin uzaysal enterferans bastırımı için MIMO detektör olarak adlandırılan nonlinear veya lineer alıcılar kullanılır ve bu alıcılar tek-kullanıcı kanal eşitleyici (single-user equalizer) ve CDMA sistemlerinde zamansal girişim bastırımı için kullanılan çoklu-kullanıcı detektörlerinin (multiuser detector) multikanal belirlemeye ilerletilmiş halidir. En temel MIMO detektörler en büyük olabilirlik (ML), sıfıra-zorlamalı (ZF) ortalama karesel hata (MMSE) detektörlerdir. Tezin üçüncü bölümünde detektör yapıları daha detaylı tanımlanmıştır.

WLAN sistemler için öngörülen hava arayüzü metodu olan OFDM frekans-bölmeli çoklu erişimin spektral verimlilik açısından alt-taşıyıcıların spesifik dikgenlik koşullarına bağlı olarak kısmi olarak örtüşmesine izin veren gönderim metodudur.

Spektral verimliliği ve genişbant kanalı alt-taşıyıcılarda düz-sönümlmeli hale getirerek paralel transmisyonla frekans-seçici sönümlmeye karşı üstünlüğü nedeniyle son yıllarda yoğun AR-GE çalışmalarının odağı olmuş ve WLAN sistemleri hariç genişbant DAB/DVB ve 4. generasyon WIMAX MAN'lar için de hava arayüzü metodu olarak kullanılmıştır.

OFDM sistemlerinde alt-taşıyıcı gönderimi için kullanılan darbe dikdörtgensel darbe olarak seçilir ve bu da darbe oluşturma, modülasyon için IFFT ile basit biçimde uygulanabilecek IDFT'nin kullanılmasını sağlar. Ayrıca OFDM sistemlerinde IDFT ile modülasyon ve paralel/seri dönüştürümden sonra gönderilecek dizine semboller-arası (ISI) ve taşıyıcılar-arası enterferansı (ICI) engellemek açısından genişbant kanalın gecikme yayılımından daha uzun bir döngüsel önek (cyclic prefix, CP) eklenir.



Şekil 2.2 OFDM sistem yapısı

Alıcıda da demodülasyon DFT ile gerçekleştirilir ve N_c alt-taşıyıcılı bir OFDM sisteminin karmaşık temel bant gösterimi Şekil 2.2'de verildiği gibidir. Alt-taşıyıcılar arasındaki dikgensellik ayrıca IDFT modülasyon tanımından ileri gelmektedir. OFDM gönderiminde ayrıca alt-taşıyıcılar kullanıldığı için genişbant çok-yollu sönümlmeli kanal her alt-taşıyıcı için düz sönümlmeli N_c paralel kanal haline getirilir ve bu da frekans-seçici sönümlmeye karşı üstünlük sağlar.

Bir MIMO-OFDM sistem paralel gönderici antenler üzerinden M adet OFDM modüle sinyali gönderen ve N anten ile alan bir sistem olarak düşünülebilir. Tez kapsamında baz alınan alt-taşıyıcı başına vektör-gönderimli ve belirlemeli MIMO-OFDM sistemin gönderici ve alıcı yapısı kullanılan dipol antenin 2X2 MIMO ve 4X4 MIMO konfigürasyonunda kullanılmıştır.



3. LIFTING TABANLI DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ TEKNİĞİ

Tez çalışmasının temel motivasyonu Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (OFDM) tekniğini kullanan MIMO sistemlerde FFT tabanlı klasik MIMO sistem ile Wavelet tabanlı MIMO sistemlerin performanslarının karşılaştırılması ve dalgacık dönüşümünün döngüsel önek (CP) gerektirmeyen yapısının avantajını ortaya koymaktır. Bu motivasyonla yapılan çalışmada MIMO kanalda alıcı blokta Zero-Forcing (Sıfıra Zorlamalı, ZF) detektör kullanılmıştır.

Yakın zamana kadar dalgacık dönüşümü sinyal gürültü giderme, sıkıştırma ve çoklu çözünürlük analizi için yaygın olarak kullanılıyordu. Dalgacık dönüşümü sinyalin çok çözünürlüklü bir temsilini sağlamakta diğer taraftan uzay ve frekansta ilintisizliği sağlamaktaydı. Mallat [13], ayırık dalgacık dönüşümünün (Discrete Wavelet Transform, DWT) uygulanmasını mümkün kılan sayısal bir filtre bankası kullanarak piramidal bir dalgacık dönüşümü geliştirdi.

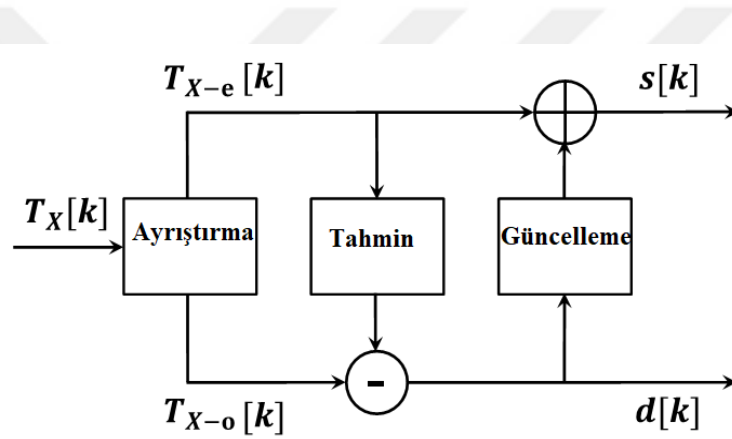
Tek boyutlu DWT, bir alçak geçiren ölçekleme fonksiyonu ve bir bant geçiş dalgacık fonksiyonunun kaymaları ve genişlemeleri açısından gerçek değerli bir ayırık zamanlı sinyali temsil eder [14]. DWT ayrışımı çok ölçekli $j, j= 1,2, \dots, J$ ölçeğinde bir dizi yaklaşık katsayı $c_{aj}[n]$ ve bir dizi detay katsayılarından $c_{dj}[n]$ oluşur. $c_{dj}[n]$ ve $c_{aj}[n]$ katsayıları sırasıyla j 'inci ölçeğin detay sinyal bilgisini ve yaklaşıklığını temsil eder. Ters dönüşüm, c_a ve c_d katsayılarını kullanarak sinyali hatalı olarak yeniden oluşturur. Bu tür dalgacık dönüşümü her zaman ilk nesil dalgacık dönüşümü olarak bilinir ve bu nedenle bazı dezavantajları vardır. İlk olarak DWT'nin çok sayıda karmaşık evrişim hesaplamasına ihtiyacı vardır ve çok fazla zaman tüketir ve çok fazla bellek kaynağı kullanır, bu da dalgacık analizini gerçek zamana uygulamanın zor olmasıyla sonuçlanır [15]. İkincisi, dalgacık dönüşümünün analiz sonucu, dalgacık tabanı farklı olduğunda farklı olacaktır ve bu dalgacıkların sinyal özelliği ne kadar eşleştiği ile belirlenir [16].

Bazen daha iyi bir sonuç elde etmek için, özellikle bu sonuç gürültü giderme uygulamalarında, uygun bir dalgacık seçmek hiçte kolay değildir. Üçüncüsü, birinci nesil dalgacık inşası her zaman ölçekleme işlevi ve dalgacık işlevinin inşası, diklik ve kompakt destek arasındaki çelişkiler gibi bazı zorluklarla karşı karşıyadır [17]. İkinci nesil dalgacık olarak da adlandırılan lifting dalgacık, 1996'da Wim Sweldens tarafından önerilmiştir [18, 19]. Lifting dalgacık dönüşümü (LWT), aynı zamanda çoklu çözünürlük analizi özelliğine sahip olan lifting şeması kullanılarak gerçekleştirilebilir. Lifting şeması, yeni dalgacık ayrıştırılmaları oluşturmak için çok genel ve oldukça esnek bir araçtır ve Fourier dönüşümüne bağlı değildir. Lifting dalgacık dönüşümü çok cazip olarak geleneksel dalgacıkların yarı hesaplama karmaşıklığına sahiptir ve ters dönüşümü gerçekleştirmek kolaydır [20]. LWT'nin sınırlaması, filtre yapısının sabit olması ve bu nedenle, sinyalin hem düzgünlüğünü hem de tekilliğini aynı anda hesaba katamamasıdır. Lifting şemasının sunduğu esneklik ve özgürlük, yeniden yapılandırma hatasını en aza indirmek ve sinyalin özelliğine uyma yeteneğine sahip olmak gibi LWT'nin özelliğini geliştirmek için kullanılabilir. Bunu yapmak için, doğrusal filtreleri doğrusal olmayanlarla değiştirilmeli ve LWT uyarlanmış hale getirilmelidir.

Uyarlanabilir ve doğrusal olmayan dalgacık dönüşümünün tasarım problemi literatürde hâli hazırda tartışılmıştır [21, 22]. Bazı araştırmalarda, tahmin operatörü veya güncelleme operatörü uyarlanabilir yapılmıştır [23, 24]. Claypoole ve arkadaşları [22] süreksizlikler arasında öngöründen kaçınmak ve sıçramalara yakın yaklaşım sırasını düşüren, uzay uyarlamalı dönüşüm adı verilen uyarlanabilir bir lifting şeması önermişlerdir. LWT daha uyarlanabilir hale getirilmeli ve faydalı bilgilerin ortadan kaldırılmasını önlemek için hala yapılacak çalışmalar gelişime açık durumda olup Zhi Zhong Han ve arkadaşları [25], sinyalin yerel özelliğine uyacak şekilde optimum tahmin operatörünü seçmeye ve operatörü güncellemeye olanak tanıyan yeni ve uyarlanabilir bir dalgacık dönüşümü önermişler, bu dönüşüm ile her ölçekte yerel sinyalin özelliğine uyarlamalı olarak eşleşen optimal kriterlere dayalı olarak ilk lifting şemasını tahmin etmek için enterpolasyon yöntemi kullanılmıştır. Burada yapılan sayısal deneyler, önerilen adaptif LWT metodunun verimli olduğunu yani adaptif yaklaşımın potansiyel faydasını ortaya koymuştur. Ancak bu çalışmada yalnızca önerilen adaptif dönüşümün kullanışlı olduğu ortaya konulmuş fakat algoritmanın hızı hakkında bir iyileştirme yapılmadığı belirtilmiştir.

Klasik dalgacık dönüşümünde yapılan işlemlerde tekniksel olarak filtreler ve alt örnekleme kullanılmaktadır. Filtrelerde kullanılan karmaşık matematiksel işlemlerini en aza indirmek için 1996 yılında Sweldens tarafından lifting yöntemi geliştirilmiş ve lifting yöntemi dalgacık dönüşümü için en basit ve en verimli yöntemlerden birisi olarak kabul edilmiştir.

Lifting yönteminde sinyaller örneklerine göre tek (odd, T_{X-o}) ve çift (even, T_{X-e}) olmak üzere ikiye ayrılır. Filtreler yerine daha basit olmak üzere uygulanan işlemlerden kestirim (prediction) ve güncelleme (update) olarak ele alınan bu işlemler için geleneksel yöntemlerdeki gibi karmaşık hesaplamalara gerek duyulmaz. Şekil 3.1’de lifting dalgacık dönüşümü görülmektedir [6].



Şekil 3.1. Lifting dalgacık dönüşümü.

Orijinal $T_X[k]$ sinyali ilk olarak denklem (3.1) ve (3.2)’de yer alan fomüllerdeki gibi tek ve çift bileşenlerine ayrılarak formülize edilmiştir.

$$T_{X-o}[k] = T_X[2k + 1] \quad (3.1)$$

$$T_{X-e}[k] = T_X[2k] \quad (3.2)$$

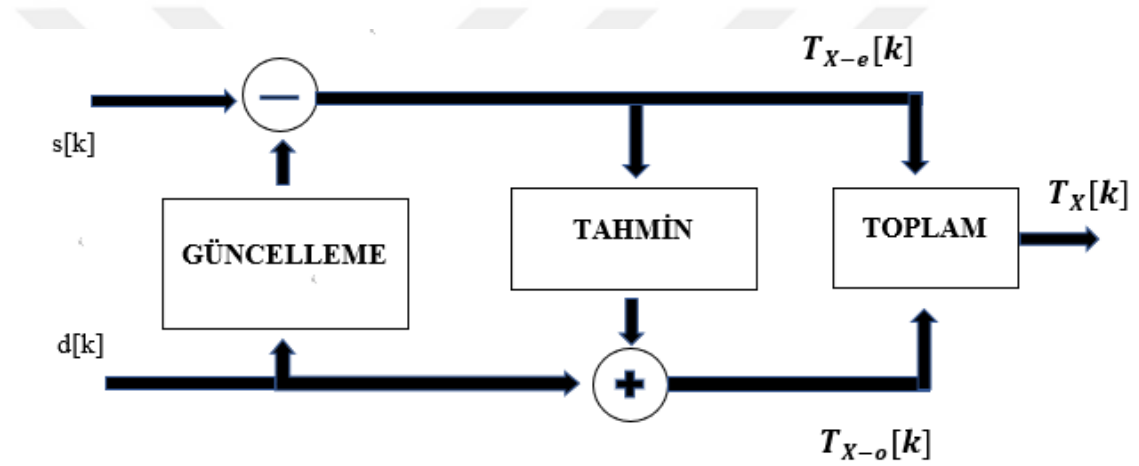
(3.1) ve (3.2) formüller ile belirtilmiş eşitlik arasında çok güçlü bir matematiksel bağıntı oluşmuştur. Kestirim adımında tek ve çift örneklerden yararlanılarak yaklaşık olarak elde edilmeye çalışılan bu çalışmadaki bu adım yüksek geçiren filtre görevini üstlenir ve bunun sonucunda sinyalin yüksek frekanslı bileşenleri olarak $d[k]$ ele alınır.

$$d[k] = T_{X-o}[k] - P(T_{X-e}[k]) \quad (3.3)$$

Bu çalışmalarda güncelleme adımı (update) verilen örnekleri düzene girdirebilmek için ölçeklendirilme yapılarak ve daha sonrasında dönüşüm için alçak geçiren filtreli değerleri sağlamak üzere çift örneklerle dönüşüm üzerine aktarılır. Bu örneklerdeki sinyal hakkındaki yaklaşık olarak elde edilen bilgiyi $s[k]$ veren düşük frekanslı bileşenler içermesi hedeflenmektedir.

$$s[k] = T_{X-e}[k] + U(d) \quad (3.4)$$

Elde edilen $d[k]$ ve $s[k]$ sinyallerine dönüşümde ele alınan işlemlerin tam tersi optimize edilerek ters dönüşüm elde edilir ve ters lifting dalgacık dönüşümünün oluşan blok diyagramı şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Ters Lifting dalgacık dönüşümü.

$$T_{X-o}[k] = d + P(T_{X-e}[k]) \quad (3.5)$$

$$T_{X-e}[k] = a - U(d) \quad (3.6)$$

Ters dönüşüm işleminden sonra, denklem (3.7)’de verildiği gibi tek indisli ve çift indisli örnekler M birleştirme operatörü ile birleştirilerek;

$$T_X[k] = M\{T_{X-o}[k], T_{X-e}[k]\} \quad (3.7)$$

orjinal sinyal elde edilir.

4. MIMO-OFDM SİSTEM MODELİ

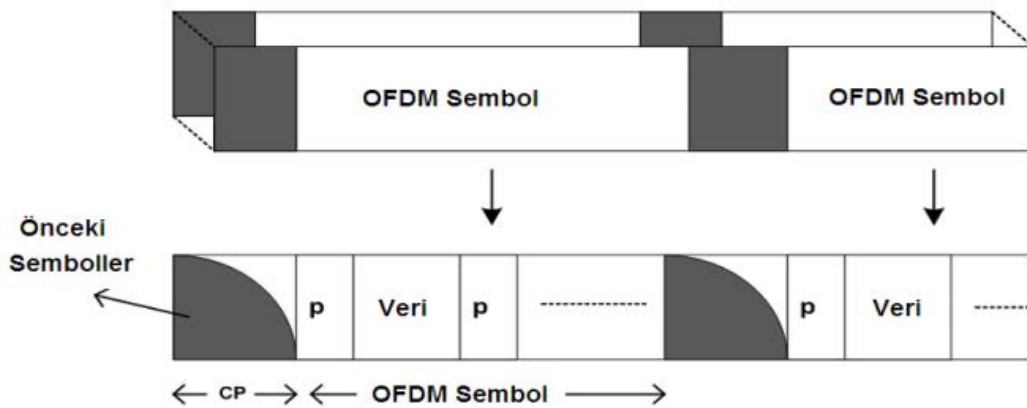
Eşzamanlı ve yeni nesil iletişim sistemlerinde, spektral verimlilik ve iletim kalitesi, çok girdili çok çıkıtlı (MIMO) iletişim teknikleriyle büyük ölçüde geliştirilebilir [1]. MIMO uzaysal çoğullama kullanan iletişim sistemlerinde, verici ve alıcı antenler arasında çok sayıda saçıcı, yani zengin saçılma ortamı olduğunda daha yüksek veri hızları elde edilebilir. Bununla birlikte, radyasyon paternleri (ışınma örüntüleri) gibi antene özgü parametrelere bağlı olan verici ve alıcı anten portları arasındaki uzamsal korelasyon ve MIMO uzaysal çoğullama sistemleri ile elde edilebilen kalite, anten elemanları arasındaki mesafenin yanı sıra saçıcıların elverişsiz uzamsal dağılımı ve açısal yayılma gibi kanal özellikleri, kapasiteyi ciddi şekilde düşürür. Ortamda tek veya birden fazla saçıcı olduğu durumlarda korelasyon değişimlerine ait analizler tez çalışmasında anten ile ilgili bölümde sunulmaktadır.

MIMO antenlerinin alan tüketimi özellikle WLAN ve WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) sistemlerinin erişim noktaları, modemler ve son kullanıcı terminal ekipmanları (dizüstü bilgisayarlar, PDA'lar vb.) gibi uygulamalarda hayati önem taşır. MIMO sistemlerinde düzenli aralıklı anten elemanları kullanıldığında, bir uzay çeşitleme sistemindeki anten elemanları arasındaki korelasyon ve dolayısıyla kanal kapasitesi ve iletim kalitesi, anten dizi elemanları arasındaki mesafeye, anten elemanlarının sayısına ve dizi geometrisine bağlıdır. Ancak fiziksel kısıtlamalar, ergonomi ve estetik kaygılar nedeniyle pratikte anten elemanları arasındaki mesafe belli bir seviyenin ötesine uzatılamamaktadır. Bu seviye, istenen spektral verimlilikleri ve iletim niteliklerini elde etmek için yalnızca alan çeşitliliğine sahip MIMO uzamsal çoğullama sistemlerinin kullanımını sınırlamaktadır. MIMO sistemlerinde bu sınırlı fiziksel kısıtlamayı sağlamak için alternatif bir çözüm olarak, literatürde alan çeşitliliği ile bağlantılı olarak desen çeşitliliği [26, 27], çok modlu çeşitlilik [28, 29] ve polarizasyon çeşitliliği [30, 31] teknikleri kullanılmalıdır.

Bu çalışmamızda MIMO-OFDM sistem modeli ile tasarlanan modellemelerde LWT tabanlı kullanılan anten kazançları, FFT tabanlı kullanılan anten kazançlarına göre grafik sonuçlarınada bakılarak kazanç elde edildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasında dipol antenlerin dizi (array) olarak kullanımı ile sistem analizleri gerçekleştirme yolu seçilmiştir.

4.1. FFT Tabanlı ve LWT Tabanlı OFDM Sistemi

Dalgacık tabanlı çok kullanıcı MIMO Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim sistemlerin hayata geçirilmesi ile FFT (Fast Fourier Transform, Hızlı Fourier Dönüşümü) tabanlı MIMO OFDM'in performansı ile karşılaştırılması üzerine literatürde çalışmalar mevcuttur. Dalgacık tabanlı OFDM, FFT tabanlı OFDM'e kıyasla birçok avantaja sahiptir [32]. Dalgacık dönüşümünün kullanıldığı sistemlerin incelenmesi sonucu döngüsel önek kullanımından doğan ekstra bant genişliğine gerek duyulmaktayken, esneklik ve optimum çözünürlüğe de ihtiyaç duyulmamaktadır. Dalgacık ile kablosuz iletişim şemasının sonraki uygulamalarında 3GPP ağlarında kablosuz iletişim ağlarında OFDM özellikle bit- hata oranı (Bit-error rate, BER) açısından oldukça avantajlı olmaktadır. Bir OFDM yapısında birçok taşıyıcı modülasyonun yanısıra benzer bir işleme yöntemini kullanan çoklama şeması birden çok alttaşıyıcının senkronize veri iletimine olanak sağlar.

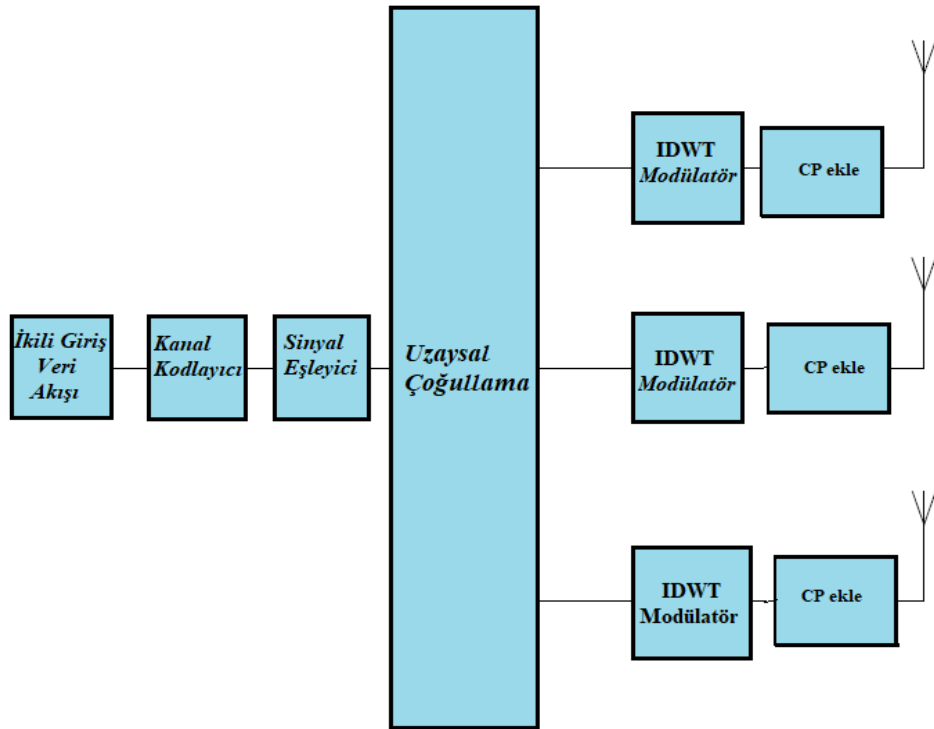


Şekil. 4.1. OFDM çerçeve yapısı [53].

Bozulma, çok yollu sönümlenme kanalının neden olduğu her tür iletişim sisteminin en büyük problemidir. Çok yollu sönümlenme, hem uzay-zaman alanında hem de frekans atlamalı sistemlerde meydana gelir. Ancak OFDM sistemlerde, veri alt-

taşıyıcıya bölündüğü için iletim hızı artmakta olup çok yollu sönmelenme büyük ölçüde azalmaktadır.

OFDM'in haberleşme sistemlerinde birçok avantajı vardır. Bunlardan en önemli olan avantajı spektral verimlilik, kanal üzerindeki dürtü gürültüsünü azaltmak için çok yüksek olması ve ortak kanal girişimine karşı gürbüzlük ve semboller arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) olarak bilinen ISI'ya karşı dayanıklı olmasıdır. FFT tabanlı MIMO – OFDM verici ve alıcı yapısı sırasıyla şekil 4.2 ve şekil 4.3'te verilmektedir.

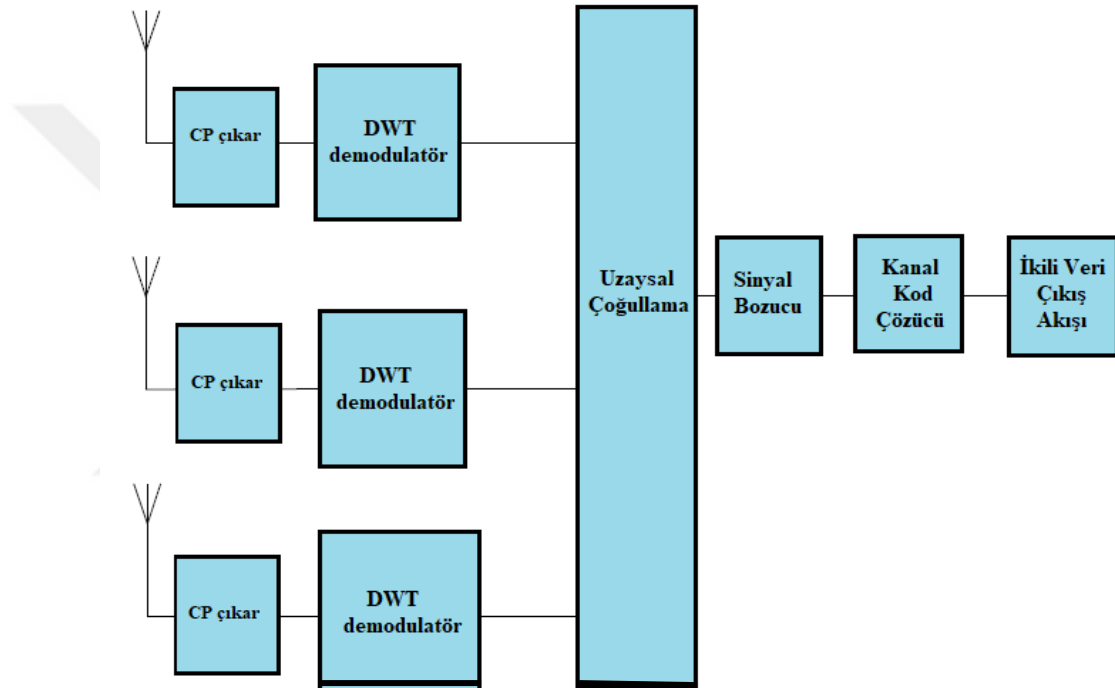


Şekil 4.2. FFT tabanlı MIMO-OFDM verici yapısı.

OFDM in bu avantajlarının yanı sıra döngüsel önek kullanımından veya koruma bandında fazlaca bant kullanımından kaynaklanan verimlilik kaybı dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Bu açıdan, dalgacık dönüşümleri OFDM bloğunun etkinliğini geliştirmek için önerilmiştir [33]. Şekil 4.4 ve şekil 4.5 sırasıyla wavelet dönüşümü kullanılan MIMO-OFDM verici ve MIMO-OFDM alıcı yapılarına ait blok diyagramları gösterilmektedir.

Dalgacık dönüşümü tekniği işaret işleme uygulamaları ile üzerinde yoğunlaşılacak çalışmalarda uzun yıllardır kullanılmaktadır ancak son yıllarda kablosuz haberleşme sistemlerinin birçok alanında da olumlu bir şekilde uygulanmaya başladığı görülmüştür

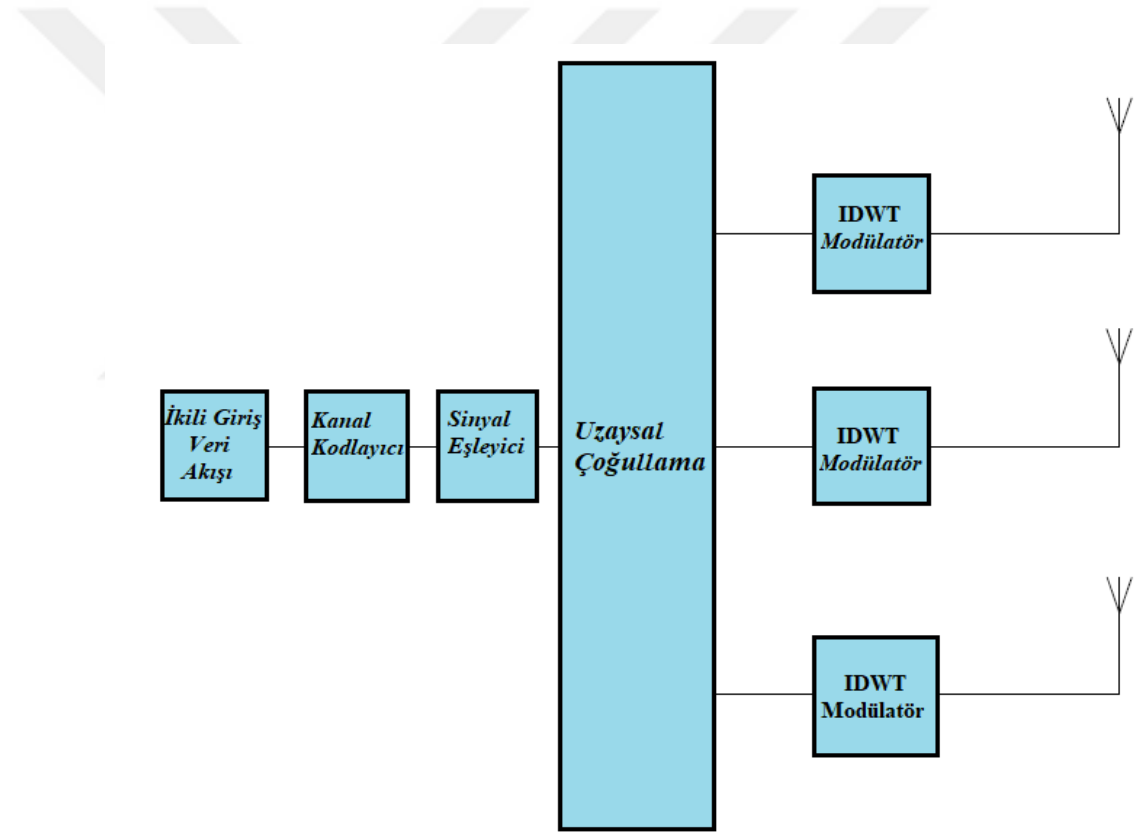
[34, 35]. Dalgacık dönüşümünün esnek yapısı ve alt taşıyıcılar üzerindeki uyarlanabilir zaman-frekans aralıkları sayesinde ayrık dalgacık dönüşümü (DWT) tabanlı OFDM (DWT-OFDM) yapısı FFT tabanlı OFDM yapısına alternatif olarak ortaya çıkmaktadır [36, 37]. DWT-OFDM sisteminde gönderilmek istenen datanın farklı frekans bantlarına ayrılması alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre çiftleri sayesinde gerçekleştirilmektedir. Filtre çiftleri, DWT-OFDM sistemlerinde ağaç budama yapısı olarak adlandırılmaktadır ve filtre yapısı bu sistemlerde frekans ve zaman çeşitliliği sağlayan yapı içerisinde kullanılmaktadır [36].



Şekil 4.3. FFT tabanlı MIMO-OFDM alıcı yapısı.

FFT tabanlı OFDM sistemlerinde dikgen alt taşıyıcılar sinüzoidal sinyallerden oluşmaktadır. Böyle bir uygulamada alt taşıyıcıların ayrılması için dikkörtgen pencereleme kullanılması yüksek yan bant gücü oluşmasına sebep olur ve alt taşıyıcılar frekans ekseninde sonsuz uzunluğa sahip Sinc fonksiyonundan oluşmaktadırlar. Bu nedenle FFT tabanlı OFDM sinyallerinde ISI ve taşıyıcılar arası girişim (ICI) problemleri görülmekte olup dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu dezavantajlar spektral verimliliğin azalmasına neden olsa da döngüsel önek dediğimiz CP eklenerek azaltılabilmektedir. Buna karşın, dalgacık tabanlı DWT-OFDM sistemlerinin yapısal avantajından dolayı, CP eklenmesine gerek bulunmamaktadır.

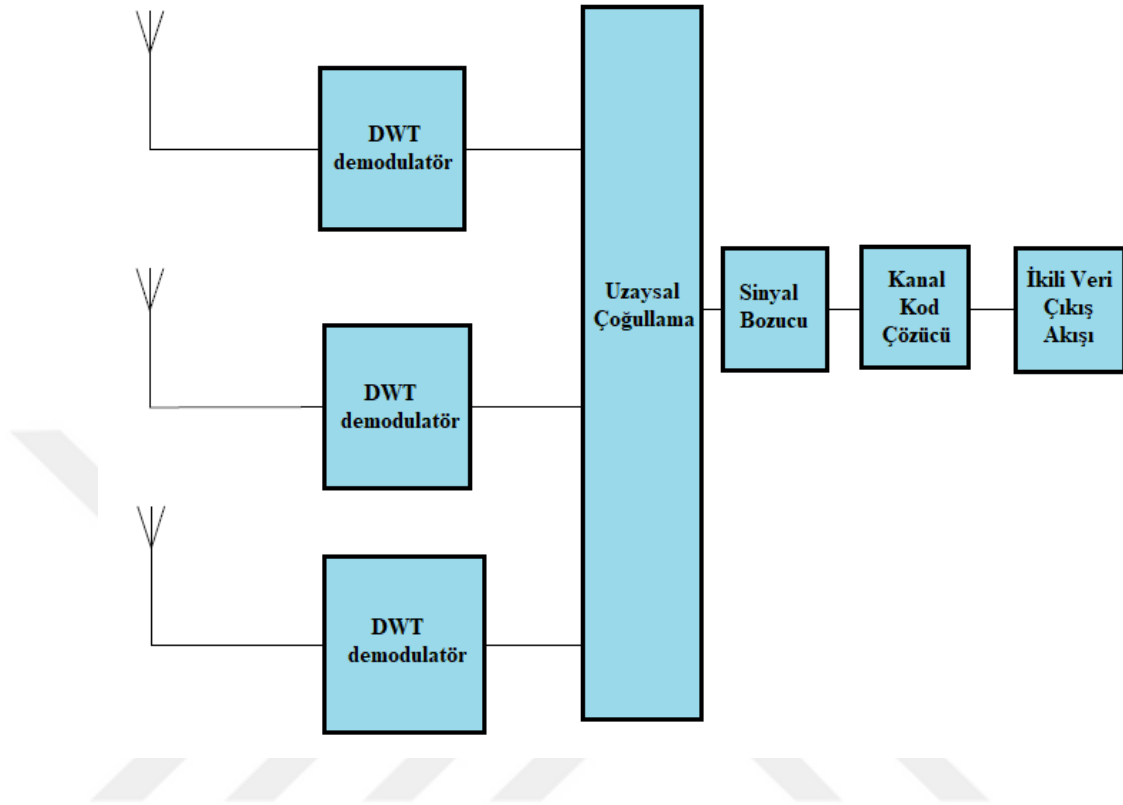
K adet sembolden oluşan bir $X = [X_0, X_1, \dots, X_{K-1}]$ iletim datası iletim ortamından transfer edilmek istendiğinde, FFT-OFDM yapısında bu işaretin her bir sembolü eşit bant genişliklerine sahip K adet alt taşıyıcı ile iletilmektedir. Buna karşın DWT-OFDM yapısında ise her bir sembol farklı bant genişliğine sahip alt taşıyıcılar ile iletebilecektir. Bu esneklik DWT-OFDM'nin alt taşıyıcı yapısının haberleşme ortamının durumuna göre uyarlanmasıyla sistemlerin performansının iyileşmesine olanak vermesi açısından önem taşımaktadır. Ayrıca, geleneksel ayrık dalgacık dönüşüm işlemlerinde kullanılan filtreler karmaşık matematiksel hesaplama gerektirmektedir ve bu zorluğu gidermek için lifting dalgacık dönüşümü (LWT) yöntemi geliştirilmiştir. Lifting yöntemi dalgacık dönüşümü için basit ve en verimli yöntemdir [37, 38]. Şekil 4.4 ve şekil 4.5'te sırasıyla DWT tabanlı MIMO-OFDM sistem bloğu gösterilmektedir.



Şekil 4.4. DWT tabanlı MIMO-OFDM verici yapısı.

FFT tabanlı geleneksel OFDM sistemi, sinyalleri birlikte çoğullamak ve ayrıca alıcı tarafından veri sembolünün kodunu çözmek için kullanılır. Döngüsel önek (CP), ICI'ya (Inter Carrier Interference, Taşıyıcılar Arası Girişim) ek olarak ISI'dan kaçınmak için iletim sinyalinin önüne eklenmektedir. Döngüsel önek, gecikme yayılımını artırmak için periyodik genişletme sağlar ancak kanalların spektral baskılamasını azaltmaktadır.

Bu aşamada, kayda değer iyileştirme sağlayan dalgacık dönüşümleri, FFT tabanlı OFDM sistemini değiştirmek için alternatif platformlar olarak kullanılır.



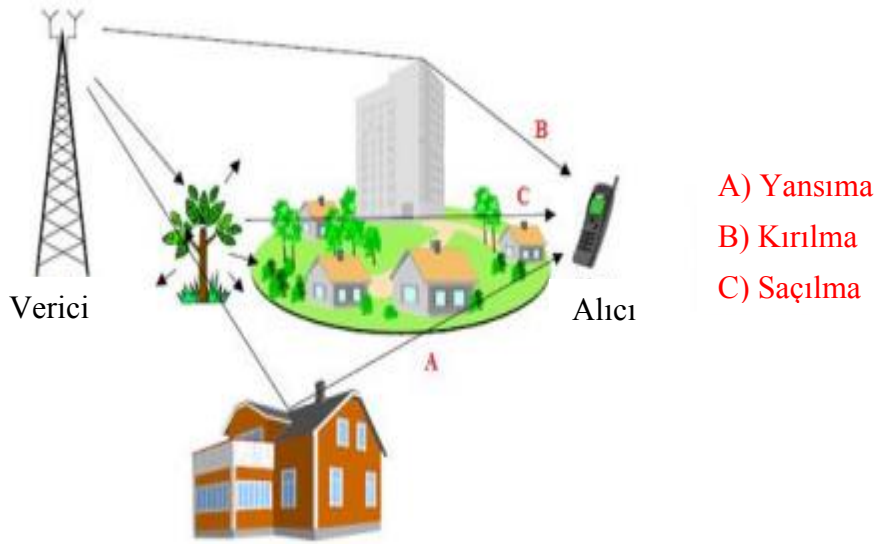
Şekil 4.5 DWT tabanlı MIMO-OFDM alıcı yapısı.

4.2. MIMO Uzaysal Çoğullama

Verici ve alıcıda çok sayıda anten kullanılarak yüksek çeşitlilik derecesi sağlayan MIMO (Multiple Input Multiple Output, Çoklu Giriş Çoklu Çıkış) sistemler, yüksek veri hızına erişim sağladıkları için özellikle son yıllarda kablosuz haberleşmede yoğun bir ilgi görmektedir. Çok yollu ortam haberleşmesinde kanaldan alıcıya gönderilen RF sinyali sistemin alıcı bloğuna farklı iletim açıları ile iletilmektedir.

Kablosuz haberleşmede çok yollu yayılım sonucu vericiden gönderilen sinyaller dalga boyuna eşit ya da daha büyük yüzeylerden yansyarak iletilir. Bu yansıma nesnelerin kenarlarından kırılarak iletilebildiği gibi, ayrıca pürüzlü yüzeylerden saçılarak veya farklı yoğunluktaki diğer ortamlardan geçerken kırılma yaparak transfer edilebilir. Şekil 4.6’da çok yollu yayılım özellikleri gösterilmiştir. Bunlar yansıma, kırılma ve saçılmanın oluşum biçimleridir ve şekil 4.6’da gösterilmiştir.

VERİCİ



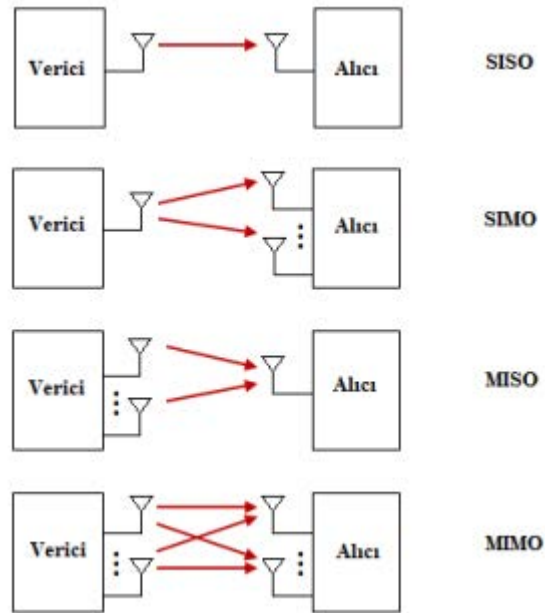
Şekil 4.6. Çok yollu yayılım etkileri: yansıma, kırılma ve saçılma.

Kablosuz haberleşmede alıcıya ulaşan sinyal çok yollu yayılım etkisinde kalır. Dolayısıyla alıcıya farklı zaman gecikmesi ile ulaşır. Sinyalin genlik ve fazında bozulmalar oluşur ve bunun sonucunda alıcıda elde edilen toplam sinyalin genlik cevabı ve faz cevabında istenmeyen bozulmalar meydana gelmektedir. Çok yollu sönümlenme adı verilen bu bozucu etkileri en aza indirmek için en etkili yöntem olarak çeşitleme yöntemi kullanılmaktadır. Çeşitleme ile sinyalin birden fazla kopyası bağımsız sönümlenmeli yollardan gönderilir. Bu sayede gönderilen sinyallerin aynı anda sönümlenmeye uğrama olasılığı düşürülür. Alıcı tarafında ise uygun birleştirme yöntemleri tercih edilerek (Maksimum Oran Birleştirme, MRC gibi) gerçek sinyale en yakın sinyal elde edilmiş olur.

Literatürde yer alan ve çok-yollu sönümlenme etkisini azaltmada etkin bir biçimde kullanılan en önemli çeşitleme yöntemlerinden biri uzaysal çeşitleme yöntemidir. Uzaysal çeşitleme yönteminde verici ve alıcıda çok sayıda anten kullanılarak birbirinden bağımsız birçok iletim kanalı elde edilmektedir. Uzaysal çeşitlemeyle bağımsız kanallar elde edebilmek için antenler arasında en az dalga boyunun yarısı kadar mesafe bulunması gerekmektedir. Uzaysal çeşitleme sinyal işleme tekniğinde çoklu anten kullanımı alıcı tarafta gerçekleştirilmiştir. Tek girişli çok çıkışlı (Single-Input, Multiple-Output, SIMO) sistem adı verilen bu sistemlerde alıcıda En büyük Oranlı Birleştirme (Maximal Ratio Combining, MRC) tekniği kullanılarak her bir alıcı antenden gelen sinyaller

hesaplanmaktadır. İletilen sinyalin güç oranı olan işaret-gürültü oranını (signal-to-noise ratio, SNR) en büyük yapacak şekilde RF dalga toplanmaktadır. Verici anten çeşitleme işlemi için kullanılan en temel metot ise alamouti kodlama metodudur [39]. Bu kodlama yöntemi ile verici tarafta çoklu anten kullanılarak karmaşık alıcı yapısına ihtiyaç duyulmadan gönderici anten çeşitlemesi sağlanmış olmaktadır.

Uzaysal çoğullama kullanılan iletim ortamlarında çeşitleme derecesi verici ve alıcı arasındaki bağımsız sinyal yollarının toplam sayısına eşittir. Uzaysal çoğullama yöntemi ile elde edilebilecek en yüksek çeşitleme derecesine hem verici hem de alıcı tarafta çok sayıda anten kullanan MIMO sistemler kullanılarak erişim sağlanmaktadır. K adet verici ve L adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistemde elde dlebilecek en yüksek çeşitleme derecesi $K * L$ 'dir. Şekil 4.7'de Tek girişli tek çıkışlı (SISO) sistem ve çoklu anten sistemleri birlikte gösterilmektedir.



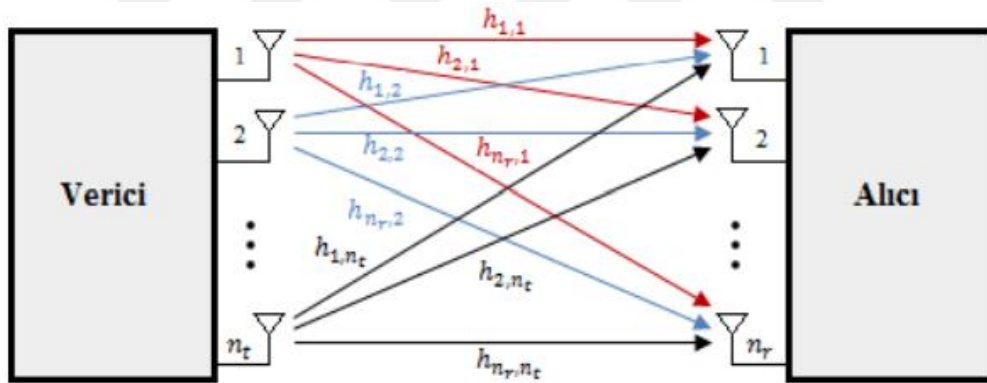
Şekil 4.7. SISO sistem ve çoklu anten sistemleri.

MIMO sistemlerde uzaysal çoğullama tekniği ile veri, bağımsız paralel veri dizileri şeklinde her bir antenden eşzamanlı olarak gönderilmekte ve böylece ilave güç tüketimi ve bant genişliği ihtiyacı olmadan veri hızı artışı sağlanmaktadır. MIMO sistemlerde verici ve alıcı arasında bağımsız iletim kanallarının kurulmasıyla tek antenli sistemlere göre oldukça yüksek kapasite artışı sağlandığı, yapılan çeşitli çalışmalarla gösterilmiştir [40, 41].

Kablosuz iletişimde mevcut frekans spektrumu az olduğundan, gelecekteki sistemler, MIMO sistemi kullanarak ağ kapasitesini artırmak için nispeten gelişmiş spektral verimlilik ile karakterize edilmelidir. Bu kapsamda MIMO, şekil 4.8’de gösterildiği gibi hem vericide hem de alıcıda birden fazla anten uygulayarak uzamsal boyuttan yararlanan bir iletişim tekniği olarak literatüre girmiştir.

Bu tezde, ilişkili Rayleigh kanalları altında, Kronecker kanal modeli kullanıldı. Bu model, yayılma yapısını ve tasarlanan anten yapılarının ışıma örüntüleri ile bu yayılma yapısı üzerinden çeşitlilik kanalları arasındaki ilişkiyi kapsamaktadır. Ayrıca Kronecker yapısı, IEEE standardı tarafından MIMO-OFMD WLAN 802.11n kanalları için standardize edilmiştir.

Şekil 4.8’de K adet verici ve L adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem gösterilmektedir. Bu aşamada n_t , gönderici anten sayısını, n_r ise alıcı anten sayısını ifade edecek şekilde MIMO sistem tasarımı aşağıdaki şekildeki gösterilen yapı ile tasarlanmıştır.



Şekil 4.8. n_t adet verici ve n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem.

Şekil 4.8’de gösterilen MIMO sistemde herhangi bir anında alıcıda alınan $n_r \times 1$ boyutlu sinyal vektörü $r[k] = [r_1[k], \dots, r_{n_r}[k]]^T$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$r[k] = \mathbf{H} s[k] + \mathbf{w}[k] \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)’de verilen $s[k] = [s_1[k], \dots, s_{n_t}[k]]^T$, k anında vericiden iletilen $n_t \times 1$ boyutlu sinyal vektörünü tanımlarken, $\mathbf{w}[k]$ ise $n_r \times 1$ boyutlu kanal gürültü vektörünü temsil eder. Gönderici ve alıcı blokta yer alan antenler arasındaki iletim yollarının genlik bilgisini ve faz bilgisini içeren $n_t \times n_r$ boyutlu kanal matrisi $\mathbf{H}$,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,n_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,n_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r,1} & h_{n_r,2} & \dots & h_{n_r,n_t} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Denklem 4.2’de yer alan kanal değişkenlerine bağlı matris elemanları olan $h_{i,j}$ ($i = 1, \dots, n_r, j = 1, \dots, n_t$) i ’inci alıcı ve j ’inci verici anten arasındaki kanal katsayısını temsil eder.

Bu tez çalışmasında $K > L$ olmak üzere K adet verici ve L adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem ele alınmıştır. Kanal gürültüsü σ^2 varyanslı, bağımsız ve özdeş dağılımlı (independent and identically distributed, i.i.d.), dairesel, karmaşık ve toplanabilir beyaz gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) olarak modellenmiş durumdadır. Gönderici bloğundaki sinyallerinin birim güce sahip olduğu kabul edilerek ortalama işaret gürültü oranı $\text{SNR } n_t/\sigma^2$ olarak tanımlanmıştır.

Tez kapsamında kanal modeli olarak, verici ve alıcıdaki antenler arasında korelasyon olduğu durumlarda kullanılan kanal modelinde, gönderici-alıcı korelasyon değerlerinin ayrılabilir olduğunu kabul eden kümelenme tabanlı Kronecker kanal modeli [42] kullanılmış, kanalın frekans seçici ve düz sönümlemeli olduğu kabul edilmiştir. Kullanılan Kronecker kanal modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}_r^{1/2} \mathbf{H}_G \mathbf{Q}_t^{1/2} \quad (4.3)$$

Burada $\mathbf{Q}_t$ ve $\mathbf{Q}_r$ verici ve alıcı $\mathbf{H}_G$ ilinti matrislerini, $\mathbf{H}$ ise bağımsız ve özdeş dağılmış sıfır ortalamalı birim varyanslı dairesel kompleks Gauss dağılımlı bir kazanç matrisini temsil etmektedir. (4.4) ve (4.5)’te verilmiş bu kanal ilinti modelinde verici ve alıcı ilinti matrisleri birer ilinti katsayısı ile tanımlanabilmektedir. Her iki ifade dikkate alındığında verici ve alıcı ilinti matrislerinin elemanları aşağıdaki eşitlikler ile ifade edilebilir:

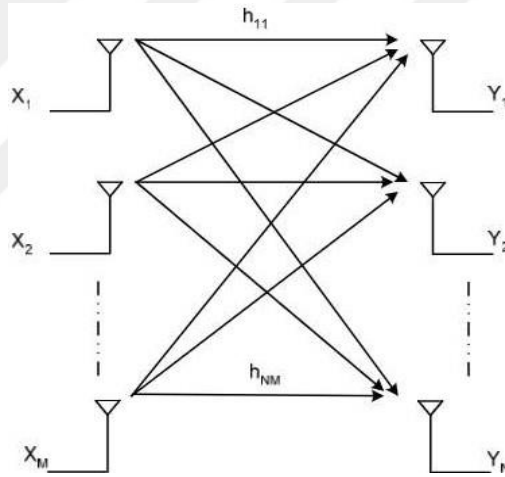
$$[\mathbf{Q}_t]_{ij} = \begin{cases} p_t^{j-i}, & i \leq j \\ [\mathbf{Q}_t]_{ji}^*, & j > i \end{cases} \quad (4.4)$$

$$[\mathbf{Q}_r]_{ij} = \begin{cases} p_r^{j-i}, & i \leq j \\ [\mathbf{Q}_r]_{ji}^*, & j > i \end{cases} \quad (4.5)$$

Burada p_t gönderici tarafında yer alan antenler arasındaki ilinti katsayısını, p_r ise alıcı bloğunda yer alan antenler arasındaki ilinti katsayısını ifade etmektedir.

Bu tez çalışmasında yapılan benzetimlerde kanal ilintilerinin etkisini daha iyi değerlendirebilmek amacıyla verici ve alıcı ilinti katsayılarının birbirine eşit olduğu ($p_t = p_r = p$) varsayılmaktadır. Bununla birlikte, $p = 0$ için kanal matrisi ilintisiz durumdaki bağımsız ve özdeşçe dağılmış sıfır ortalama birim varyanslı dairesel kompleks dağılımlı bir rassal matris olan $\mathbf{H}_G$ 'a indirgenmektedir. Bu nedenle ilintisiz kanal modeli Kronecker kanal modelinin özel bir versiyonu olarak ele alınabilir.

Tez kapsamında temel olarak darbant MIMO kanalları üzerinden iletişim kullanılmıştır. DARBANT bir noktadan-noktaya MIMO haberleşme yapısı şekil 4.9'da gösterilmiştir.



Şekil 4.9. DARBANT MIMO haberleşme linki yapısı

Bu tezde ele alınan ve MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde uygulama için sistem performansları analiz edilen MIMO (multiple-input multiple-output) haberleşme sistemleri temel olarak gönderici ve alıcılarda çoklu-anten dizinlerinin kullanılması sayesinde tasarlanmıştır. Bu yapı sayesinde haberleşme sisteminde ek gönderim gücüne ihtiyaç duyulmaz. Ayrıca sistemde ek gönderim bant genişliğine de ihtiyaç duyulmaz ve iletim kapasitesi ile erişim kalitesi artırılabilir. MIMO sistemlerle erişilebilecek yüksek kapasite ve kanal kazançları üzerine yapılan ilk çalışmalar Winters [43], Foschini [44], Gans [45] ve Telatar'ın [46] çalışmalarıdır. Bu kazançlar MIMO sistemlerinde genellikle kanal bilgisinin alıcıda ve belirli durumlarda da göndericide bilinmesini

gerektirir. MIMO sistemler ile elde edilen bu kazançların karşılığında ise çoklu anten tasarımının gerektirdiği uzaysal alan artışı ve çok-boyutlu sinyal işleme gereksiniminden kaynaklanan hesaplama karmaşıklığından doğacak işlem yükünün artması kaçınılmazdır.

Bu sistem kesikli matris-vektör notasyonunda :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

olarak veya :

$$y = Hx + n \quad (4.7)$$

şeklinde formülize olarak belirtilebilir. Denklem (4.7)'de $\mathbf{X}$ M-boyutlu iletim sembolleri vektör notasyonunda temsil edilirken, $\mathbf{H}$ NxM boyutlu kanal matrisini, $\mathbf{y}$ N-boyutlu alıcı sinyal vektörünü temsil eder ve $\mathbf{n}$ N-boyutlu kovaryans matrisi $E\{\mathbf{nn}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ olan bağımsız sıfır-ortalama simetrik kompleks Gauss dağılımlı gürültü vektörü olarak ifade edilir. $\mathbf{H}$ ile tanımlanan kanal matrisinin elemanları h_{ij} darbant kanal modeli adı altında i' inci gönderici anten ile j'inci alıcı anten arasındaki düz sönümleme istatistiksel kanal kazanç katsayıları olarak ifade edilir. Bu sistem yapısı içinde tüm antenler üzerinden güç limiti P ile ifade edilmek istenirse:

$$\sum_{i=1}^M E\{|\mathbf{x}_i|^2\} = P \quad (4.8)$$

Denklemini elde edilir. Her bir işaret için alınan ortalama işaret gücünün gürültüye oranı ise:

$$p = SNR_j^{av} = \frac{P}{\sigma_n^2} \quad (4.9)$$

ile tanımlanabilmektedir. Kanal katsayıları matrisinin gönderici ve alıcılarda kullanılması üzerine değişik yaklaşımlar literatürde yer almaktadır. Sadece alıcıda ya da hem alıcı hem de vericide kullanılması, kanal matrisinin göndericide bilinmesi genellikle ML detektör, lineer detektörler ve lineer olmayan detektörler ile belirleme için gereklidir ve bu duruma CSIR (channel state information receiver) adı verilir. Ayrıca, eğer alıcıdan göndericiye bir geri besleme hattı varsa, yani göndericide de

kanal matrisi biliniyor ise, bu durumda kanal durum bilgisi vericisi (Channel State Information Transmitter, CSIT) işlemi yapılabilir. CSIT özellikle zamanla değişen MIMO kanallar için uzay-zaman matris kanalın özdeğerlerinde adaptif güç dağılımı yapmak yani waterfilling (su doldurma) yöntemi yapmak için kaçınılmazdır.

Tüm bu anlatılanlar ışığında, MIMO sistemlerde, antenlerin değişik sistem yapıları kullanımında;

- Sinyal işleme,
- Modülasyon ve kodlama

ile kullanılmasında sistem kazançları değişim gösterir. Bu kazançlar temelde;

- Uzaysal-çoğullama (Spatial multiplexing)
- Çoğullama ve spektral verimlilik kazancı,
- MIMO ışın-oluşturma (MIMO beamforming),
- Çeşitlilik (diversity) kazancı,
- Kalite kazancı,
- Uzay-zaman modülasyon ve kodlama (space-time coding) kazancı,
- Çeşitlilik ve kodlama kazancı

kategorilerinde tanımlanmaktadır:

5. ANTEN YAPISI VE MIMO DETEKTÖRLER

Literatürde çoklu anten yapısında kullanılan çeşitli anten yapıları tanımlanmış ve uygulamalarda kullanılmıştır. Bunlardan en yaygın olanları mikroşerit antenler, yama antenler ve dizi antenlerdir.

Kablosuz haberleşme teknolojilerinde yüksek veri hızı ve erişim kalitesine MIMO sistemler kullanılarak erişilebilmektedir. Buna rağmen MIMO sistemlerin performansları anten veya diğer bir deyişle çeşitlilik kanalları arasındaki uzaysal ilinti değerlerinin artması ile düşmektedir. MIMO antenlerde çeşitlilik kanalları arasındaki ilinti değerleri, ışıma örüntüsü, anten elemanları arasındaki uzaklık gibi fiziksel anten yapısı özellikleri ile yansıtıcıların (cluster) uzaysal dağılımları ve açısız yayılım (Angular Spread, AS) gibi kanal karakteristiklerine bağlıdır.

MIMO sistemlerde kullanılacak anten yapılarında uzaysal ilinti değerini azaltarak sistem kapasite ve kalitesini çoğullama ve çeşitlilik kazancı ile arttırmak temel tasarım kriteridir. MIMO sistemlerinde eşit aralıklı anten elemanları kullanıldığında, kanal kapasitesi anten dizi elemanları arasındaki boşluğa, anten sayısına ve dizi geometrisine bağlıdır. Hedeflenen sistem performansının elde edilebilmesi ve ilintinin düşük tutulması için anten elemanları arasındaki boşluğun birkaç dalgaboyundan (λ) büyük olması gerekmektedir, ancak özellikle WLAN sistemlerinde erişim noktası ve mobil dizüstü bilgisayarlarda kullanılması açısından bu tür bir yerleştirim fiziksel ve mali kısıtlar nedeniyle mümkün değildir. Bu nedenle özellikle WLAN sistemlerinde MIMO uygulamaları için uzaysal çeşitlemeye alternatif olarak aynı alan içinde daha fazla çeşitlilik kanalı destekleme amacıyla ve kompaktlık açısından çoklu-mod çeşitleme ve polarizasyon/örüntü çeşitleme teknikleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Çoklu-mod çeşitlemede çeşitlilik kanalları olarak ışıma örüntüleri birbirinden farklı olan yüksek-seviye modları kullanılmaktadır ve çoklu-mod çeşitleme için de temel olarak; mikroşerit,

bikonik, helikal, spiral, sinüs ve log-periodik anten yapıları kullanılabilir. MIMO-OFDM sisteminde tel anten kullanılması zorluğu ve boyut büyüklüğü nedeniyle kolay-ucuz-esnek üretimleri, kolay sistem adaptasyonu ve toprak yüzey ile ekranlamadan doğan elektromanyetik izolasyon gibi avantajları ve özellikle kompaktlığı nedeniyle hibrid uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliği MIMO uzaysal-çoğullama için tez kapsamında bu özelliklerde mikroşerit antenlerin tasarımı üzerine çalışmalar gerçekleştirilmektedir. Ayrıca dairesel mikroşerit anten yapıları dörtgen mikroşerit yapılara benzer özellik ve performans sergilemektedir, ancak uygulama esnasında fiziksel alan önemli bir kriter olduğu için dairesel mikroşerit anten dörtgene göre daha az alanı sahip olduğu için tercih edilmektedir. Bu yüzden temel olarak dual-polarize multimod dairesel mikroşerit yama antenlerin tasarımı üzerinde duracağız. Bu antenlerin uzay, multimod ve polarizasyon çeşitliliği içerecek şekilde tasarımı için literatürde yer alan elektromanyetik özellikler açıklanmıştır [39].

Multimod antenler, kompakt MIMO sistemlerde ele alınan fiziksel yerleşimdeki avantajlarından dolayı önemli bir avantaj sağlamaktadır. Bu nedenle tez kapsamında, MIMO-OFDM WLAN sistemleri için uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliğine sahip anten yapıları üzerine yoğunlaşmıştır. Günümüzde multimod anten yapıları MIMO sistemlerde yaygın olarak kullanılmamasına ve konu hakkında literatürde çok kısıtlı kaynak bulunmasına rağmen, yeni nesil kablolu iletişim sistemlerinde anten yapısının multimod çeşitleme tekniğini destekleyebileceği öngörülmektedir.

Multimod anten yapılarında, birbirinden farklı yüksek-seviye modlar antenin azimut yerleşimine bağlı olarak, birbirinden farklı uzak alan yayılma özelliklerine sahiptir. Multimod çeşitlemede amaç farklı modlar kullanılarak tek frekansta ve tek anten ile birbirinden bağımsız ışıma örüntüleri yaratmaktır. Antenler, dalga kılavuzlarının enerji ışımasını sağlayan bir sınıfı olarak düşünülebilir. Dalga kılavuzları genellikle dalgaboyunun dalga kılavuzu kesit alanına yaklaştığı çok yüksek frekans değerlerinde kullanışlıdır. Dalga kılavuzlarında bir tane iletken kullanıldığı için iletilen elektrik enerjisinin özellikleri, iletim hattında iletilen elektrik enerjisinin özelliklerinden büyük farklılık göstermektedir.

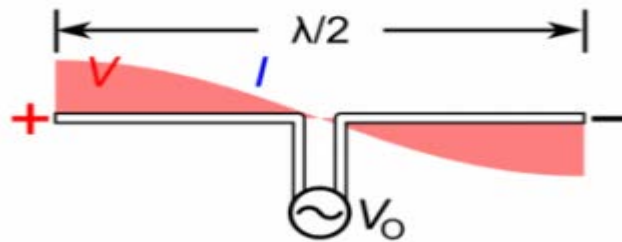
Elektromanyetik dalgalar yayılırken elektrik alan ve manyetik alan birbirine dik olarak aynı yöne doğru yayılmaktadır. İletim hatlarında TEM (Transverse Electric and Magnetic) özellikleri gösteren dalga yayılmaktadır. TEM modunda, elektrik ve manyetik

dalga aynı yönde, birbirine ve yayılma yönüne dik olarak yayılmaktadır. TEM modun yayılabilmesi için, iki iletkenli iletim hattının olması gerekmektedir. İletim hattının kesit alanı boyutları, sinyalin dalgaboyu ile kıyaslandığında küçük olmalıdır ancak dalga kılavuzlarında tek iletken kullanılmaktadır. Bu yapıda elektrik ve manyetik alan birbirine dik olurken, ikisi birden yayılma yönüne dik olmamaktadır. Dalga kılavuzlarında TE (Transverse Electric) veya TM (Transverse Magnetic) mod yayılmaktadır. TE modunda elektrik alanın bütün bileşenleri hem manyetik alana hem de dalganın yayılma yönüne dikken, manyetik alanın yayılma yönünde bileşeni bulunmaktadır. TM modunda ise manyetik alanın tüm bileşenleri hem elektrik alana hem de yayılma yönüne dikken, elektrik alanın yayılma yönünde bileşeni bulunmamaktadır.

Tez kapsamında yapılan çalışmalar dizi anten olarak kullandığımız anten türü, referans olarak kullanılan en yaygın kullanıma sahip dipol antendir.

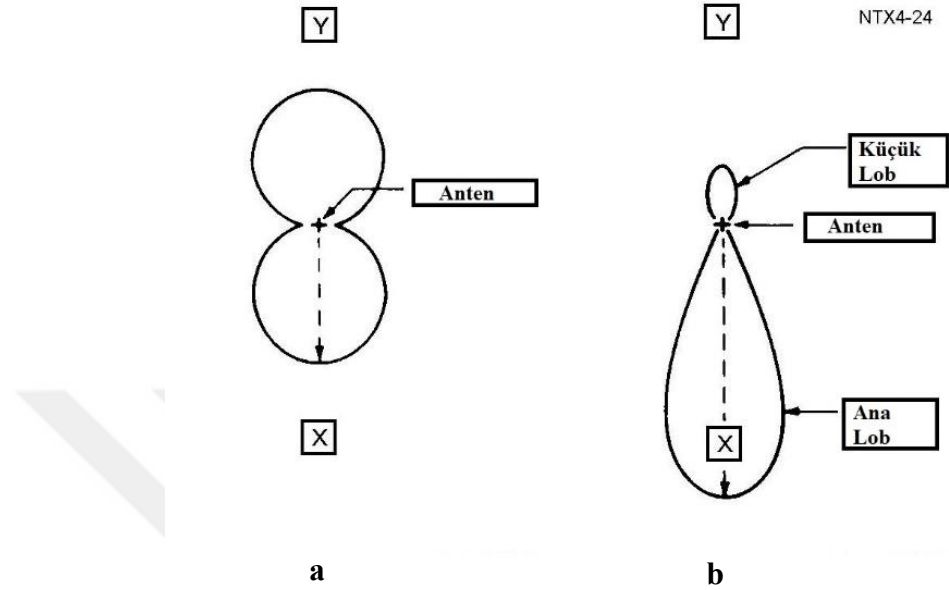
5.1. Dipol Anten

Dipol anten, en basit ve yaygın anten tiplerindendir. Çoğunlukla dipol anten yarım dalga dipol olarak da adlandırılır. Dipol anteni, bir sinyal kaynağı veya bir alıcıdan alınan besleme enerjisi ile beslenen metal teller veya çubuklar gibi iki iletken elemandan oluşur. En yaygın tasarımda iki adet eş metal iletken kullanılır. Bu iletkenler bir besleme noktası ile sisteme bağlanmaktadır. Yarı-dalga dipol anteni yaygın bir tasarıma sahiptir. Bu yapıda antenin yaklaşık boyu ışınım rezonans dalga boyunun yarısı kadar seçilir [39]. Enerji, dipol antene doğrudan veya elektronik parametrelerden birine aktarılabilir veya bir besleyici kullanılarak da belirli bir mesafeye aktarım sağlanabilir. Bu, çeşitli farklı anten yapıları için önemli bir yer bırakmaktadır. Özellikle dalga boyunun yarısı kadar mesafe çoğunlukla dipol uzunluğu olarak kullanılır.



Şekil 5.1. Dipol Anten

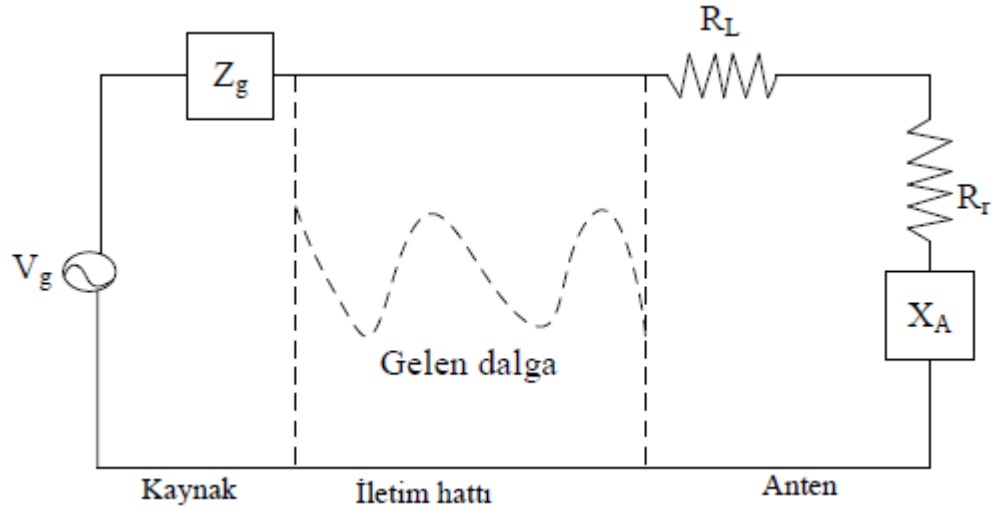
Elektromanyetik teori bilgisine göre, elektromanyetik dalgalarda ışıma yapmak için yüklerin ivme kazanması gerekir. İletim hatlarında ışıma eşlenmiş dalganın bir kesitten sızması ile gerçekleşmektedir [39, 47].



Şekil 5.2. Anten ışıma desenleri a) Tekli dipol b) Anten dizisi

Antenlerin ışıma örüntüleri genellikle ışıma örüntüsü grafiği ile gösterilmektedir. Bu çizimlerde küresel koordinat sisteminde θ 'ya göre azimuth düzlem örüntüsü veya $\theta = \pi / 2$ 'ye sabitlenmiş bir biçimde θ 'ye göre elevasyon verilir. Bir antenin belirli bir yöne ışıması yönlü kazanç parametresi ile desibel cinsinden belirtilir; kazanç, elektrik devreler ve amfilerin aksine ana radyasyon lobunun genişliğini temsil eder. Işıma şiddeti ise yönlü kazanç ile ilişkilidir ve steradyan başına düşen ortalama güç ile ifade edilebilir [48].

Anten, radyo dalgalarını alan veya yayan bir cihaz olarak yapılmaktadır [48]. IEEE elektromanyetik dalgaları almak veya yaymak için tasarlanmış verici veya alıcı bir sistem parçası olarak tanımlamaktadır [49]. Antenlerin kullanılma nedeninin sinyalleri almak ve göndermek için olduğu görülmektedir. Dağlık bölgelerde veya geniş alanlarda iletişimin sağlanması için kablo kullanımının pahalı ve kurulumun uzun zaman alması nedeniyle anten kullanılması hem ekonomik hem de uygulanabilirlik açısından avantaj sağlamaktadır [34]. Verici durumundaki bir antenin iletim hattı Thevenin eşdeğer devresi şekil 5.3'te görünmektedir.



Şekil 5.3. Verici durumundaki bir antenin iletim hattı Thevenin eşdeğeri

Şekil 5.3'te kaynak ideal bir üreteç, iletim hattı da karakteristik empedansı Z_c ve anten iletim hattına bağlanmış olan Z_A yükü ile ifade edilmiştir. R_L direnci antenin yapısıyla ilgili iletim ve dielektrik kayıplarını gösteriyorken ışıma direnci olarak adlandırılan R_r direnci ise antenden yayılan ışımaları göstermektedir. X_A reaktansı ise anten ışımaları ile ilgili empedansın imajiner kısmını göstermektedir. İdeal durumda kaynak tarafından üretilen enerjinin tamamı antenin ışıma resistansı olan R_r direnci üzerinde harcanır. Ama pratik sistemlerde anten ve hat arasındaki ara yüzde yansıma kayıpları (eşleşmeme) nedeniyle ve iletim hattının doğal kayıpları nedeniyle iletim ve dielektrik kayıpları bulunmaktadır.

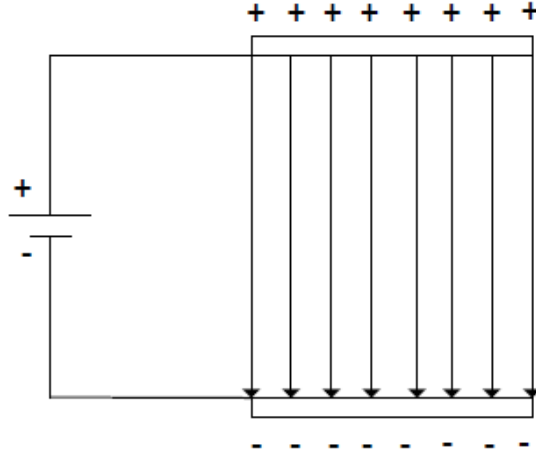
Antenlerin tasarımı ve analizinde hesaplamalı elektromanyetizma teknikleri sıklıkla kullanılır. En çok kullanılan teknikler arasında moment metodu (MoM) ve zamanda sonlu farklar yöntemi (FDTD) bulunmaktadır [39, 50].

Elektrik alan yük başına düşen kuvvet olarak tanımlanır [51]. Bu tanımlamadan ve Coulomb kanunlarından yola çıkarak bir noktadaki Q yükünden r uzaklıkta oluşacak elektrik alan 5.1 denklemindeki gibi hesaplanabilir.

$$E = \frac{F}{Q} = \frac{Q}{4\pi\epsilon r^2} \hat{r} \text{ (V/m)} \quad (5.1)$$

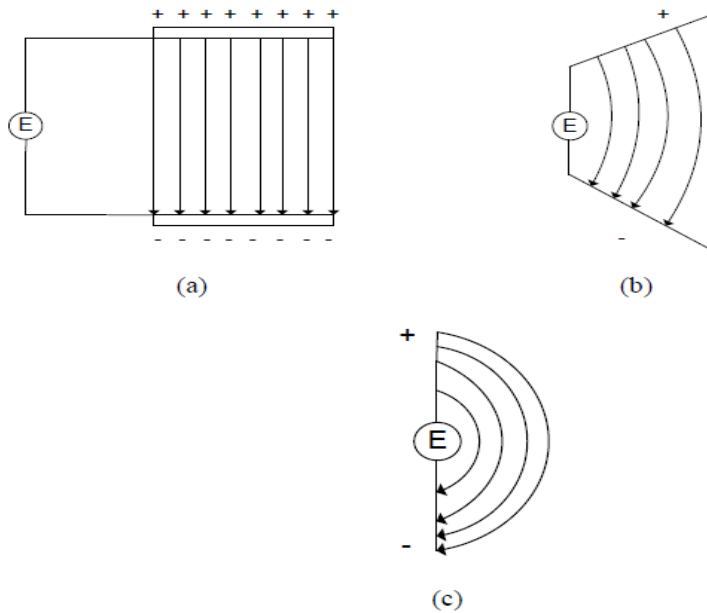
Denklem 5.1'de F , Coulomb kanununda elektrik kuvveti; $\hat{r}$, r yönünde veya elektrik alan yönünde bir birim vektör; ϵ , malzemenin elektrik geçirgenliğidir. Elektrik alanın oluşumu pratik olarak şekil 5.4'teki bir kapasitör üzerinde gösterilebilir.

Şekil 5.4'teki kapasitör, gerilim kaynağına bağlandığında kapasitansın değerine ve gerilimine bağlı olarak şarj olmaya başlar. Bataryanın gücü nedeniyle negatif yükler alttaki plakaya pozitif yükler de üstteki plakaya doğru hareket ederler. Yüklerin bu şekildeki gibi bir arada verilen birikimleri ile pozitif ve negatif yükler arasında bir elektrik alan oluşmaktadır.



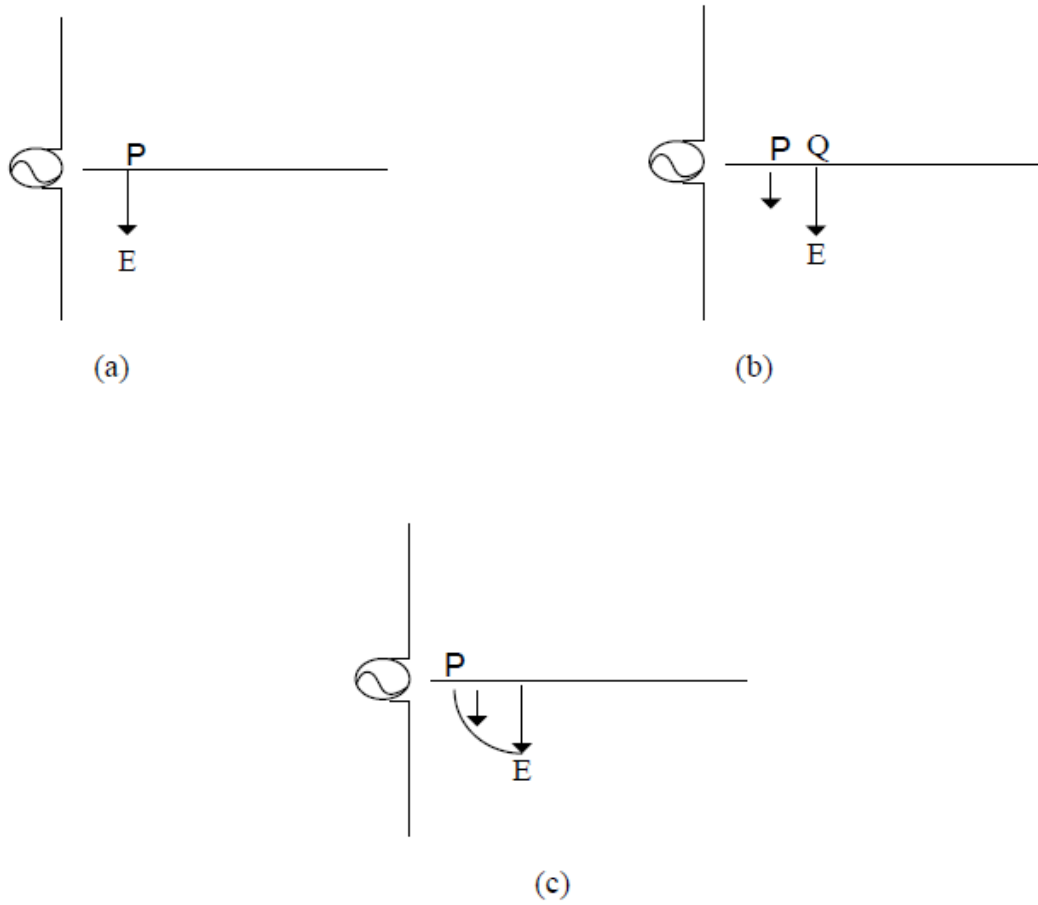
Şekil 5.4. Bir kapasitör plakaları üzerindeki yükler

Eğer bu iki plaka arası mesafe artırılırsa, plakalar arasındaki açı dik açı olana kadar elektrik alan kavis çizer. Şekil 5.5.a'daki dik açılı inen düz çizgiler b'de kavisli bir hale gelirler, c'de ise yaklaşık olarak yarım daire şeklini alırlar. İki eleman düz metal plaka yerine, metal tel veya çubuk şeklini alabilirler.



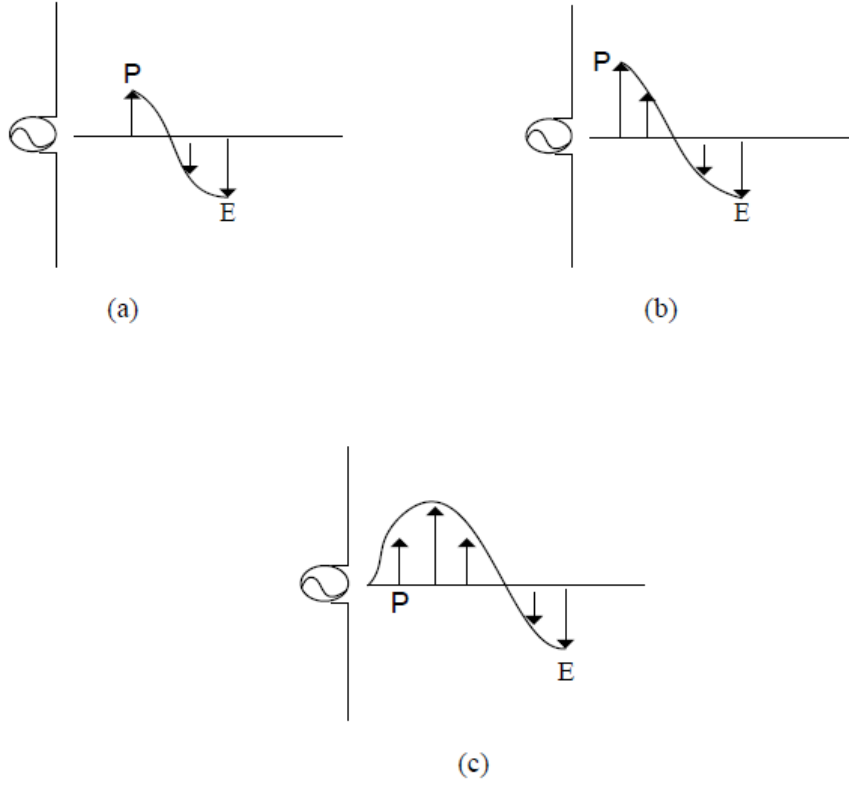
Şekil 5.5. Çeşitli açılardan levhalar arasındaki elektrik alan

Anten çift yönlü bir dönüştürücüdür. Yani verici olarak kullanıldığı zaman besleme noktalarına uygulanan gerilimi elektrik alana dönüştürmektedir. Aynı zamanda alıcı olarak kullanıldıkları zaman ise ortamdaki elektromanyetik dalgaların etkisi ile anten uçlarında bir gerilim farkı oluşturmaktadır. Alıcı ve verici antenler incelendiği zaman yapı bakımından pek bir farkları olmamakla birlikte bazı uygulamalar için bir antenin hem alıcı hem de verici olarak görev yaptığı görülmektedir. Şekil 5.6'da $t=0$ ve $t=1/4T$ anlarında antende oluşan elektrik alan gösterilmektedir [48].



Şekil 5.6. $t=0$ ve $t=1/4T$ anlarında antende oluşan elektrik alan

$t=0$ anında P noktasında oluşan elektrik alanın aşağı doğru olduğu kabul edilsin. Bir süre sonra P noktasındaki elektrik alan aşağı doğru olmasına rağmen genlikte azalma olmuştur. $t=0$ anında oluşan elektrik alan artık Q noktasına doğru kaymıştır. Çeyrek dalga ($1/4T$) süresi sonunda P noktasındaki elektrik alan sıfır olmuştur. Anten üzerindeki yük dağılımı tersine döndüğü zaman oluşan elektrik alan şekil 5.7'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.7. Anten üzerindeki yük dağılımının tersine döndüğü zaman aralığı

Şekil 5.7’de anten üzerindeki yük dağılımı tersine döndüğü için P noktasındaki elektrik alan bileşeni yukarı doğru yönelmiştir. $t=T/2$ ve $t=3T/4$ zamanları için b ve c grafiklerinde elektrik alan bileşenleri gösterilmektedir.

5.2. Temel Anten Parametreleri

Bir antenin performansını iyi bir şekilde açıklayabilmek için çeşitli anten parametrelerinin tanımlanması gereklidir. Bazı parametreler birbiriyle ilişkilidir ve anten performansının tam olarak açıklanması için tümünün açıkça belirtilmesine gerek yoktur [48]. Bazı anten parametreleri; ışıma örüntüsü, alan bölgeleri, ışıma gücü şiddeti, ışıma yoğunluğu, hüzmeye genişliği, yönlülük, anten verimliliği, kazanç, ışıma verimliliği, bant genişliği, polarizasyonu, giriş empedansı, ışıma direnci şeklinde sıralanabilmektedir [48].

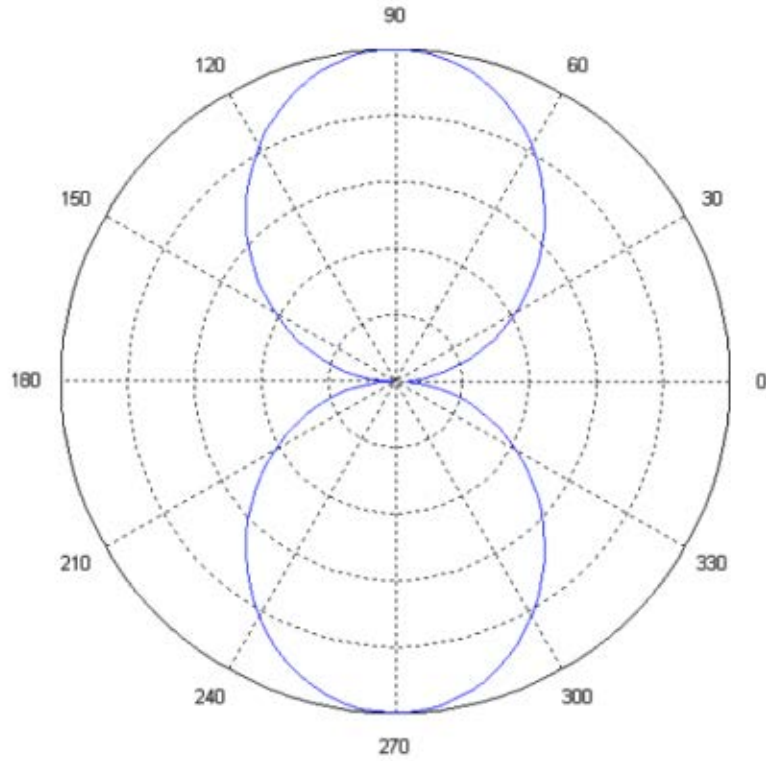
5.2.1. Işıma Örüntüsü

Bir antenin ışıma örüntüsü, sabit aralıklarda açının bir fonksiyonu gibi ışıyan alan veya gücün grafiksel olarak gösterimidir [51]. Birçok durumda ışıma örüntüsü uzak alan bölgelerinde belirlenir. Işıma özellikleri, güç akı yoğunluğu, ışıma yoğunluğu, alan şiddeti gibi özellikleri içerir [48]. İzotropik bir ışılayıcı bütün yönlerde eşit ışıma yapan

bir ışınlıyıcıdır. Doğrusal bir dipolün E-düzlemi ışıma örüntüsü (5.1) denklemi kullanılarak çıkarılabilir.

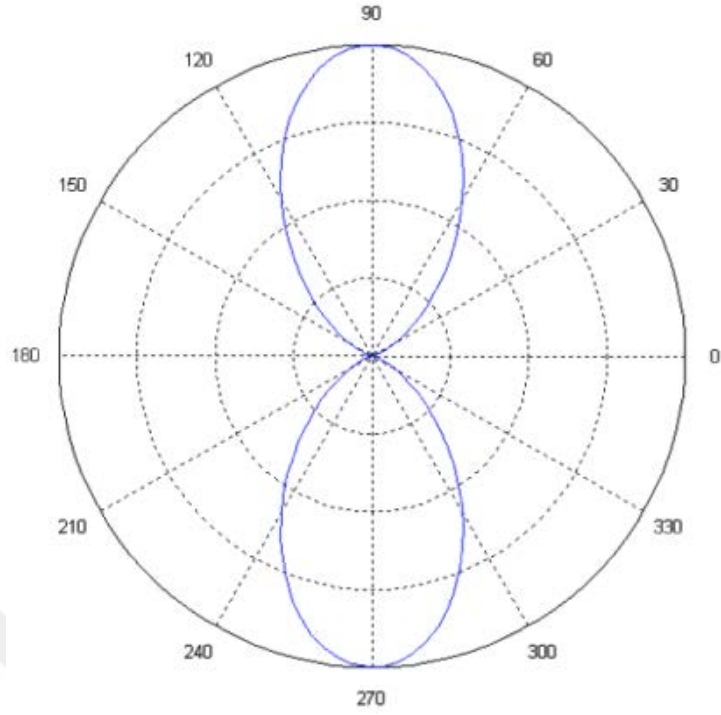
$$F(\theta) = \frac{\cos(\beta h \cos \theta) - \cos \beta h}{\sin \theta} \quad (5.2)$$

Işıma örüntüsü çizdirilecek olan antenin boyuna göre βh değeri farklı değerler almaktadır. Denklem (5.2)'de β faz sabitini, h anten boyunu ve θ ' da yönelme açısını ifade etmektedir. Yarım dalga boyu dipol anten için $\beta h = \pi/2$ değerini alırken tam dalga boyu dipol anten için $\beta h = \pi$ değerini almaktadır. Yarım dalga boyu dipol anten, tam dalga boyu dipol anten, $3\lambda/2$ boyundaki ve 2λ boyundaki dipol antenler için (5.2) denkleminin kullanılmasıyla elde edilen temel E-düzlem örüntüleri sırasıyla şekil 5.8, şekil 5.9, şekil 5.10 ve şekil 5.11' de matlab programı kullanılarak çizdirilmiştir.



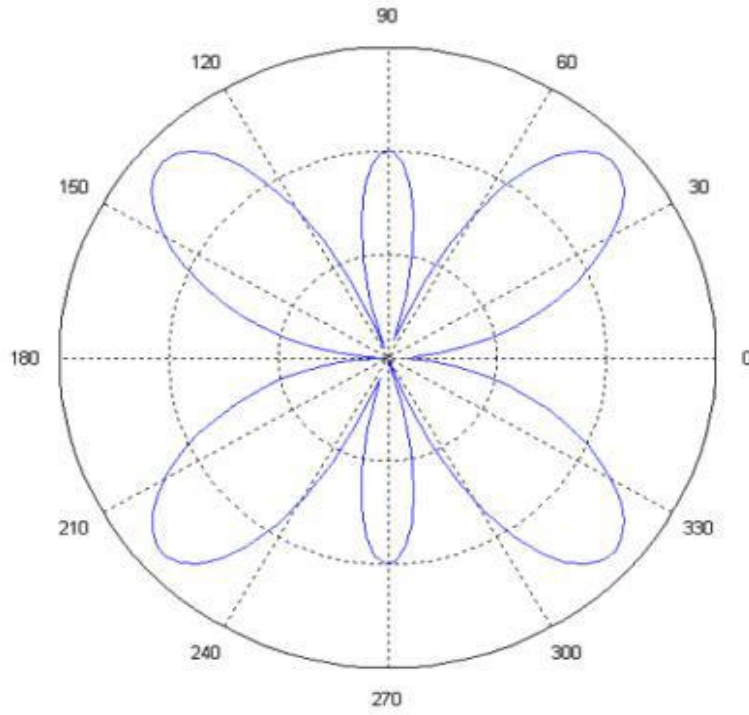
Şekil 5.8. $\lambda/2$ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü

$\beta h = 1$ değeri için tam dalga boyu uzunluğundaki (λ) dipol antenin ışıma örüntüsü şekil 5.9'da gösterilmektedir.



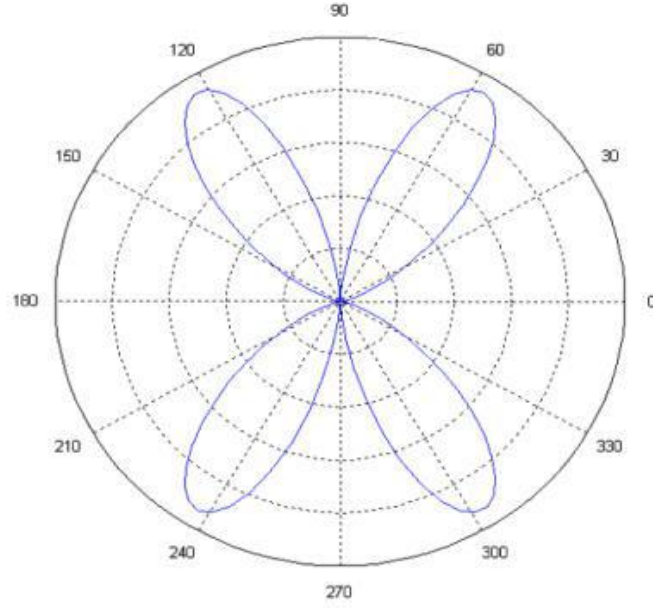
Şekil 5.9. λ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü

$\beta h = 3/2$ değeri için $3\lambda/2$ dipol antenin ışıma örüntüsü şekil 5.10'da gösterilmektedir.



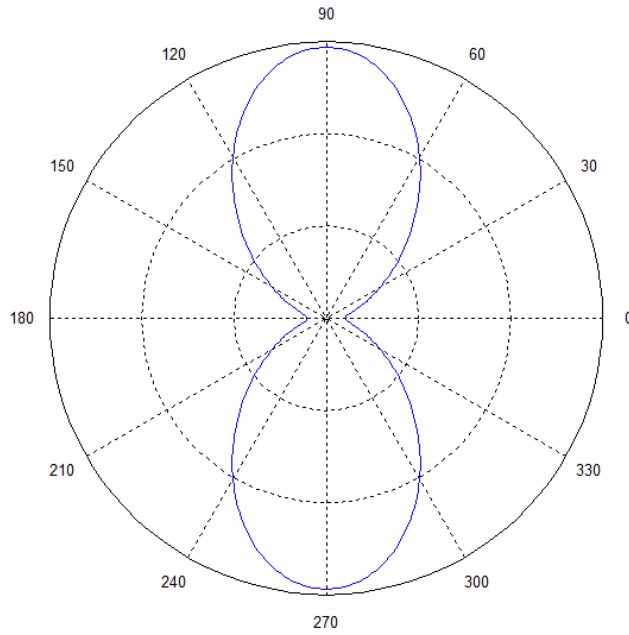
Şekil 5.10. $3\lambda/2$ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü

$\beta h=2$ değeri için 2λ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü şekil 5.11’de gösterilmektedir.



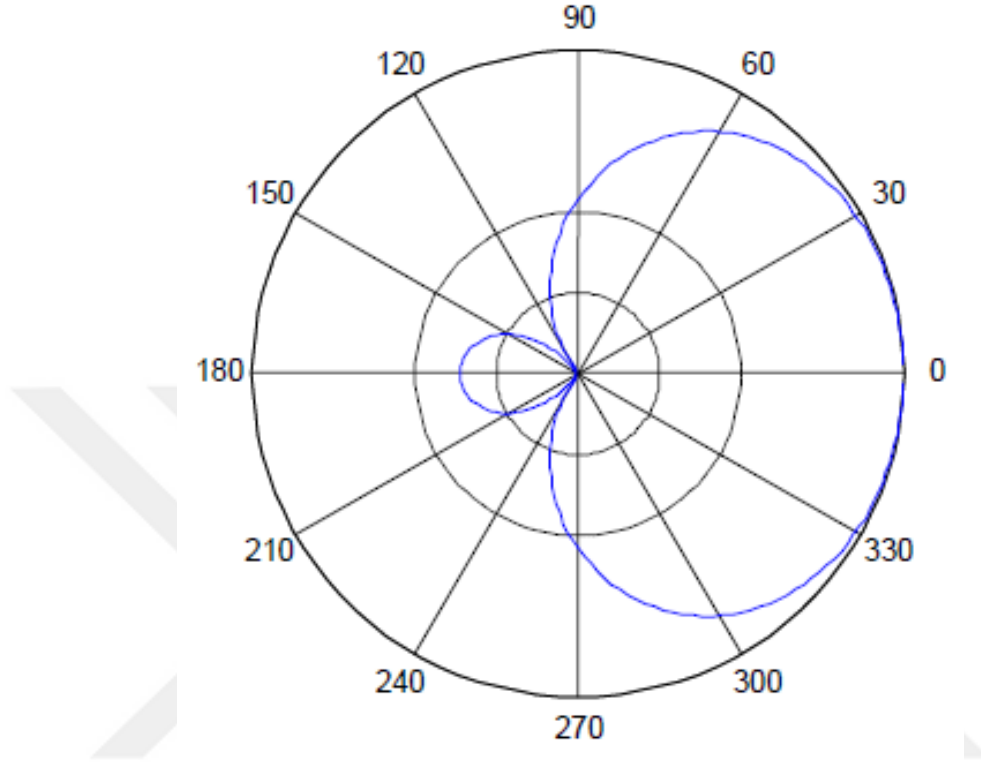
Şekil 5.11. 2λ uzunluğundaki dipol antenin ışıma örüntüsü

Şekil 5.8, 5.9, 5.10 ve 5.11’deki dört anten için verilen ışıma örüntüleri dikkatle incelendiğinde dipolün boyunun uzamasıyla $\theta=90^\circ$ düzleminde en yüksek ışımanın yönünün azaldığı görülmektedir.



Şekil 5.12. Katlanmış dipol ışıma eğrisi

Ayrıca dipolün boyu uzadıkça 3 dB bant genişliğinin de azaldığı görülmektedir. Şekil 5.12 temel bir katlanmış dipol anten için oluşması gereken ışıma örüntüsünü gösterirken şekil 5.13 Yagi-Uda anten için oluşması gereken ışıma eğrisini vermektedir.



Şekil 5.13. Yagi-Uda anten için ışıma eğrisi

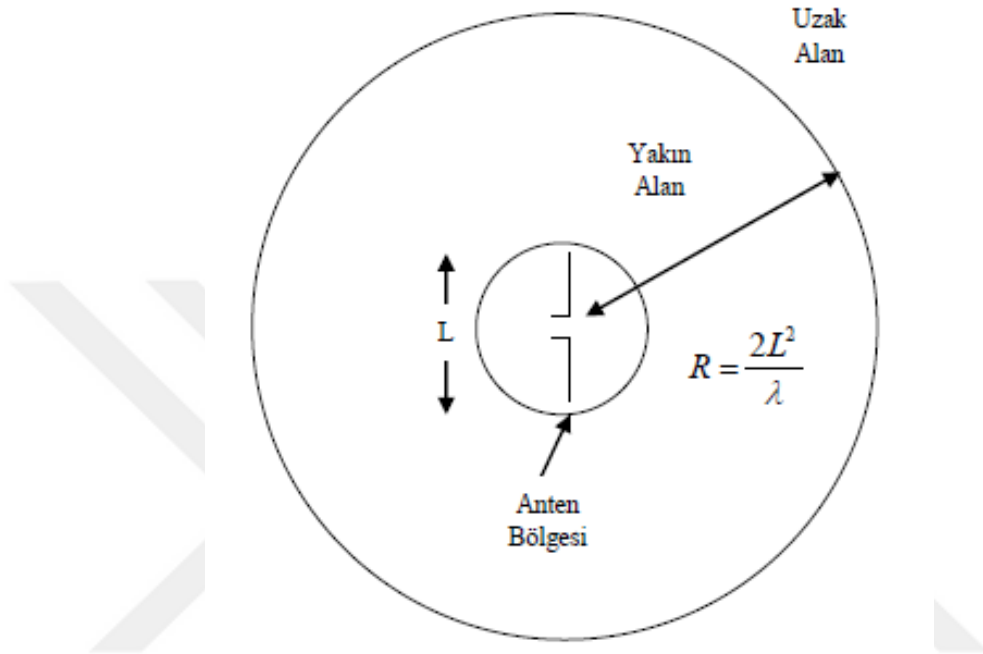
5.2.2. Alan Bölgeleri

Işıma alanlarıyla ilgili hesaplamalar yapıldığı zaman bu alanların değerlendirildiği anten için uzaklıkların da düşünülmesi gerekmektedir. Serbest bölgede anteni çevreleyen üç ana bölge vardır: Reaktif yakın alan, ışıyan yakın alan (Fresnel) ve uzak alan (fraunhofer) [48]. Antene yakın olan, enerjinin antene geri döndüğü ve yüklü olduğu bir bölge bulunmaktadır. Bu bölge reaktif yakın alan bölgesi olarak adlandırılır [51]. Reaktif yakın alan bölgesi ve uzak alan bölgesi arasında kalan anten alan bölgesine ışıyan yakın alan (Fresnel) denilmektedir [48]. Eğer anten boyutları maksimum düzeyde olursa, yani dalga boyu anten boyutları ile karşılaştırılamayacak kadar küçük olursa bu bölge oluşmamaktadır [48]. Uzak alan bölgesi hem ışıyan alanlar içerisinde en baskını olmakla birlikte aynı zamanda açısız alan dağılımının antene olan uzaklıktan bağımsız olduğu bölgedir [34]. Eşitsizlikler (5.3), (5.4) ve (5.5) sırasıyla reaktif yakın alan, ışıyan yakın alan ve uzak alan bölgelerini ifade etmektedir.

$$R < 0.62\sqrt{D^3 / \lambda} \quad (5.3)$$

$$R \geq 0.62\sqrt{D^3 / \lambda} \quad (5.4)$$

$$R < 2D^2 / \lambda \quad (5.5)$$



Şekil 5.14. Anten alan bölgeleri

5.2.3. Yönlülük

Antenin en önemli sayısal bilgilerinden birisi olan yönlülük, belirli bir yönde ışıyan gücün yoğunlaşmasının bir ölçümü olarak tanımlanabilir [49]. Verilen bir yönde ışıma şiddetinin bütün yönlerdeki ışıma şiddetinin ortalamasına oranıdır. Ayrıca ortalama ışıma şiddeti, toplam ışıma gücünün 4π ile bölümüdür. Matematiksel olarak yönlülük eşitlik (5.6) gibi yazılabilir.

$$D = \frac{U(\theta, \phi)}{U(\theta, \phi)_{ort}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_t} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\oint_{\Omega} U d\Omega} \quad (5.6)$$

5.2.4. Kazanç

Pratikte bir anten için toplam giriş gücü kolayca gösterilebiliyorken bir antenden ışıyan toplam güç gerçekte kolayca gösterilmemektedir [35]. Anten kazancı bu problemin

çözümünü kolaylaştırmaktadır. Anten kazancı, verilen bir yönde antenin ışıma gücünün antenin toplam giriş gücüne oranıdır. Eğer yön belirli değilse maksimum ışıma yönü kastedilmektedir. Matematiksel olarak anten verimliliği eşitlik (5.7)'de görüldüğü gibidir.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (5.7)$$

5.2.5 Antenlerde Verimlilik Hesaplamaları

Antenin verimlilik faktörü hem iletken maddenin kaybı hem de dielektrik kaybını dikkate almakta olup ayrıca besleme hattı ve anten arasındaki empedans uyumsuzluğunun neden olduğu yansımaları da hesaba katmaktadır [49]. Matematiksel olarak verimliliği eşitlik (5.8)'de görüldüğü gibi yazılabilir.

$$e_0 = e_r \cdot e_c \cdot e_d \quad (5.8)$$

e_0 = Toplam verimlilik (birimsiz)

e_r = Yansıma (uyumsuzluk) verimliliği = $(1 - |\Gamma|^2)$ (birimsiz)

e_c = iletken verimliliği (birimsiz)

e_d = dielektrik verimliliği (birimsiz)

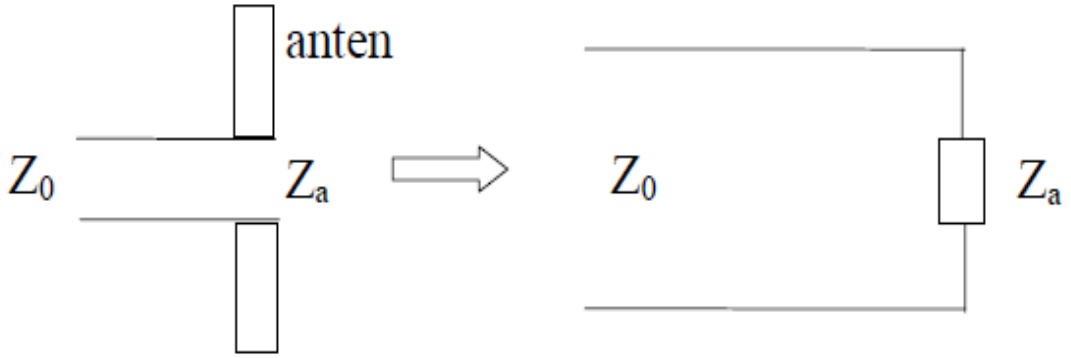
Γ = antenin giriş terminalinde gerilim yansıma katsayısı

5.2.6 Antenin Giriş Empedansı ve Işıma Direnci

İletim hattının sonunda anten beslemesinin yapıldığı yerde akımın üzerinden aktığı bir yük bulunmakta olup bu yük giriş empedansı olarak adlandırılmaktadır [51]. Bu giriş empedansı ayrıca anten terminalindeki gerilimin akıma oranı olarak da tanımlanmaktadır [35]. Denklem (5.9) bir antenin giriş empedansının matematiksel olarak ifadesi görülmektedir.

$$Z_a = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (5.9)$$

V_{in} ve I_{in} sırasıyla anten girişindeki akım ve gerilimdir. Şekil 5.15'te bir antenin giriş empedans modeli gösterilmektedir.

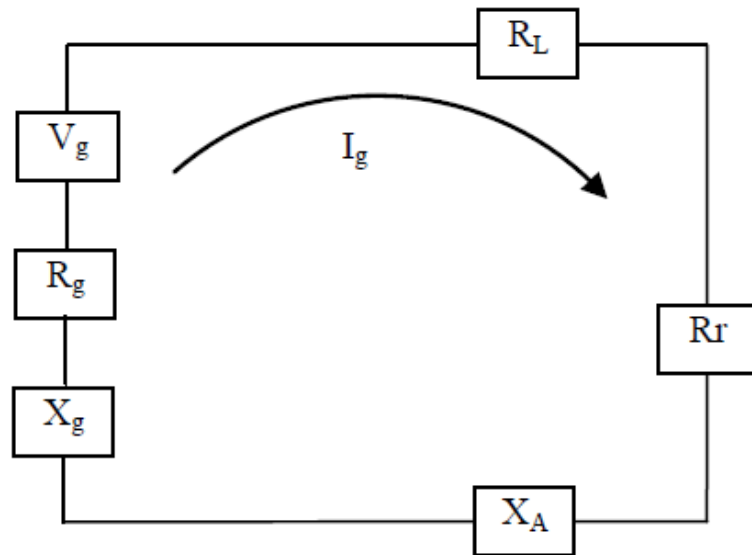


Şekil 5.15. Antenin giriş empedans modeli

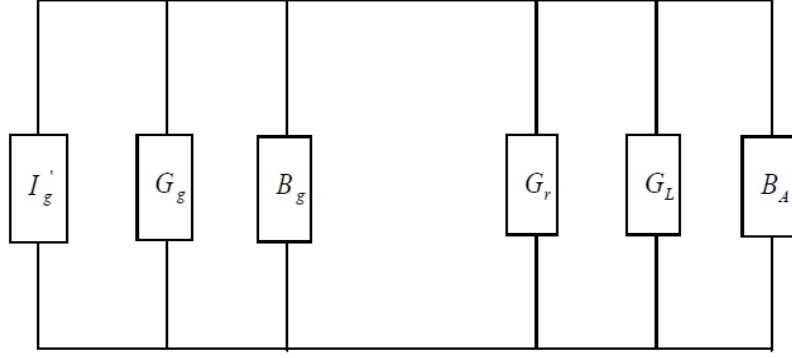
Giriş empedansı karmaşık bir sayı olmak üzere iki reel bileşenden oluşmaktadır [51]. Denklem (5.10)' da bu bileşenlerin arasındaki eşitlik gösterilmektedir.

$$R_a = R_r + R_L \quad (5.10)$$

Denklem (5.10)'da R_r ışıma direnci ve R_L ise antenin kayıp direncidir. Verici durumundaki bir antenin Thevenin eşdeğer devresi ve Norton eşdeğer devresi sırasıyla şekil 5.16.a'da ve şekil 5.16.b'de verilmiştir.



Şekil 5.16. a) Antenin Thevenin eşdeğer modeli



Şekil 5.16. b). Antenin Norton eşdeğer modeli

Z_a = a-b terminalindeki anten empedansı

R_a = a-b terminalindeki anten direnci

X_a = a-b terminalindeki anten reaktansı

Eğer antene, bir kaynak bağlanırsa kaynağın iç empedansı eşitlik (5.11)'de olduğu gibi yazılabilir.

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (5.11)$$

R_g = Kaynak direnci (ohm)

X_g = Kaynak reaktansı (ohm)

Işıma için R_r üzerinden harcanan ısı ve diğer nedenlerden dolayı R_L üzerinde harcanan toplam gücü bulmak için öncelikle devre üzerinden akan akım hesaplanacak olursa;

$$I_g = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_g + Z_a} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_a + X_g)} \quad (A) \quad (5.12)$$

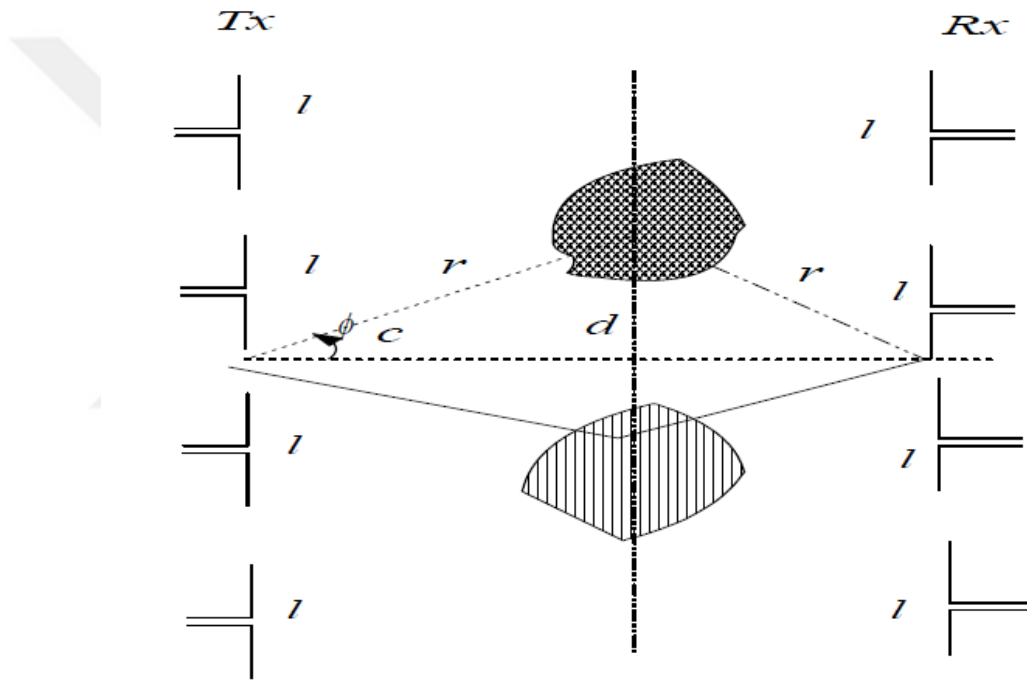
$$|I_g| = \frac{|V_g|}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + j(X_a + X_g)^2]^{1/2}} \quad (5.13)$$

V_g kaynağın tepe gerilim değeri olmak üzere ışıma için antene gönderilen toplam güç eşitlik (5.14)'te ifade edilmiştir.

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} = \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + j(X_a + X_g)^2} \right] (W) \quad (5.14)$$

Geriye kalan güç, kaynağın iç direnci R_g üzerinde harcanan güçtür. Bu güç ifadesi denklem (5.15)'te olduğu gibi verilebilir.

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + j(X_a + X_g)^2} \right] (W) \quad (5.15)$$



Şekil 5.17. Dipol Anten Tasarımı [52]

Antene uygulanan maksimum güç aktarımının gerçekleşebilmesi için empedans uyumunun olması gerekmektedir [52]. Maksimum güç aktarımı için denklemler yeniden düzenlenirse.

$$R_r + R_L = R_g \quad (5.16)$$

$$X_a = -X_g \quad (5.17)$$

(5.16) ve (5.17) denklemleri kullanıldığı zaman (5.18), (5.19) ve (5.20) denklemleri elde edilebilir.

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{8} = \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (5.18)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} = \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (5.19)$$

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (5.20)$$

Denklem (5.21) ışıma gücünü göstermektedir.

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r \quad (5.20)$$

Denklem (5.2)'de verilen örüntü fonksiyonu ile uzak alandaki alan fazörü denklem (5.21)'de olduğu gibi yazılabilir.

$$E_\theta = \eta_0 H_\phi = \frac{j60I_m}{R} e^{-j\beta R} \left\{ -\frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \right\} \quad (5.21)$$

(5.21) denkleminde R antenden uzaklığı belirtirken β faz sabitini göstermektedir. Zamanda-Ortalama Poynting vektörünün genliği ise (5.22) denkleminde gösterildiği gibidir [34].

$$P_{ort}(\theta) = \frac{1}{2} E_\theta H_\phi^* = \frac{15I_m^2}{\pi r^2} \left\{ \frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \right\}^2 \quad (5.22)$$

Yarım dalga dipol antenden yayılan toplam güç Zamanda-Ortalama Poynting vektörünün integralinin büyük bir küre yüzeyinde alınmasıyla denklem (5.23)'teki gibi elde edilebilmektedir [53].

$$P_r = \iint_0^{2\pi} P_{ort}(\theta) R^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (5.23)$$

(5.22) denklemini de kullanılarak denklem (5.23) çözülmek istenirse eşitlik (5.24) elde edilmiş olur.

$$P_r = 36.54 I_m^2 \quad (5.24)$$

(5.20) denklemi kullanılarak kayıplar ihmal edilirse yarım dalga boyu dipol antenin ışıma direnci eşitlik (5.25)'teki gibi olmaktadır.

$$36.54 I_m^2 = \frac{1}{2} I_m^2 R_r \quad (5.25)$$

(5.25) eşitliğinden de ışıma direnci yaklaşık olarak 73.1 Ω çıkmaktadır.

Şekil 5.17'de gönderici ve alıcıda 4 elemanlı merkez beslemeli dik-oriente dipol dizin ve yansıtıcıdan oluşan birçok elemanlı anten geometrisini içermektedir. Burada d, antenler arası mesafedir.

5.2.7. Bant Genişliği

Anten bant genişliği işaret distorsiyonu gibi işaretin iletim kalitesini ölçmek için önemli parametrelerden birisidir. Bir antenin bant genişliği, farklı frekanslar için ışıma veya ışıının alınmasının kabiliyetinin bir ölçüsüdür. Genellikle çalışma frekansı aralığı, maksimum ışıma yönünde yarım güç noktaları arasında kalan alandır [48].

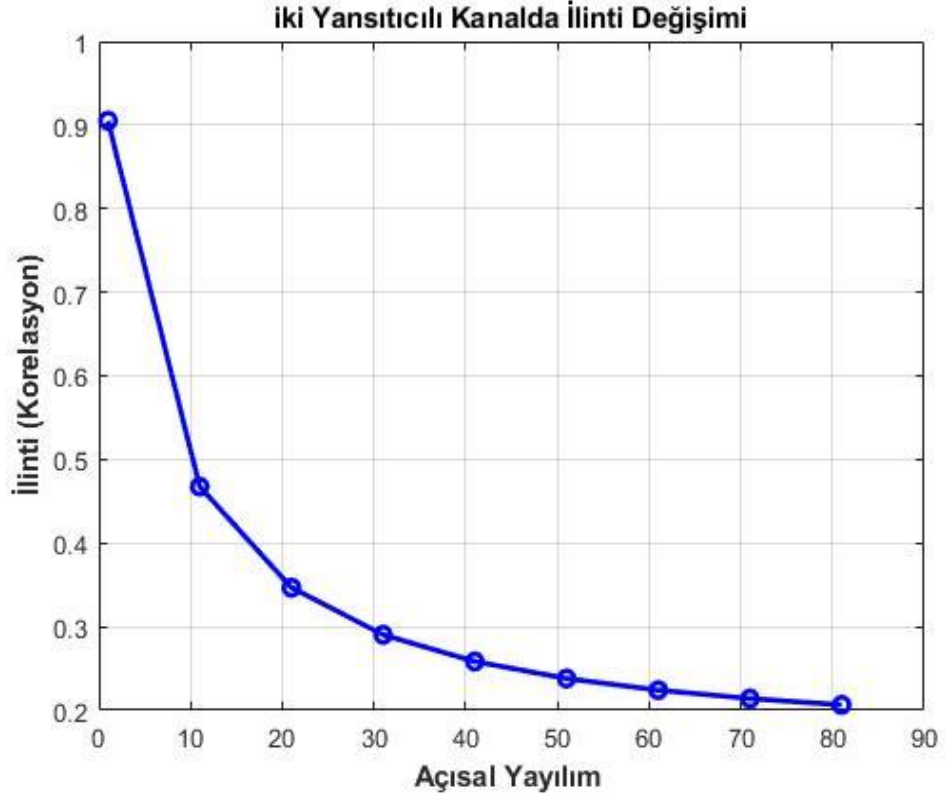
5.2.8. Korelasyon

Erişim noktalarında, modemlerde veya son kullanıcı terminal ekipmanlarında kullanıldığında MIMO-OFDM iletişimleri için tek tip doğrusal olarak kullanılan anten ile elde edilen kazanımları değerlendirmek için, uzamsal / modal güç korelasyonları şekil 5.15'teki merkez beslemeli çift kutuplu antenlerin (DP-ULA) düzgün doğrusal dizilerinin uzamsal / modal güç korelasyonları analiz edilmiştir.

Tek küme açısız yayılma ve düzgün dağıtılmış ortalama varış açısı (AoA) ve dizi geniş kenarlara göre hareket açısı (AoD) ile istatistiksel olarak kümelenmiş bir kapalı yayılma ortamı için bu tip antenin uzaysal / modal normalleştirilmiş karmaşık korelasyon katsayısı aşağıda verilen denklem ile hesaplanmıştır:

$$\rho = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} E_1(\phi) E_2^*(\phi) PAS(\phi; \phi_c, \sigma_c^2) \exp(-jk_f d(n_2 - n_1) \sin(\phi)) d\phi}{\sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} |E_1(\phi)|^2 PAS(\phi; \phi_c, \sigma_c^2) d\phi} \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} |E_2(\phi)|^2 PAS(\phi; \phi_c, \sigma_c^2) d\phi}} \quad (5.26)$$

Burada ρ ilinti katsayısını E elektrik alan ifadesini PAS (power azimuth spectrum) ise değerlerini temsil etmektedir. Yayılım açısı ve azimuth açısı ise sırasıyla σ_c^2 ve ϕ_c ile verilmektedir [54].

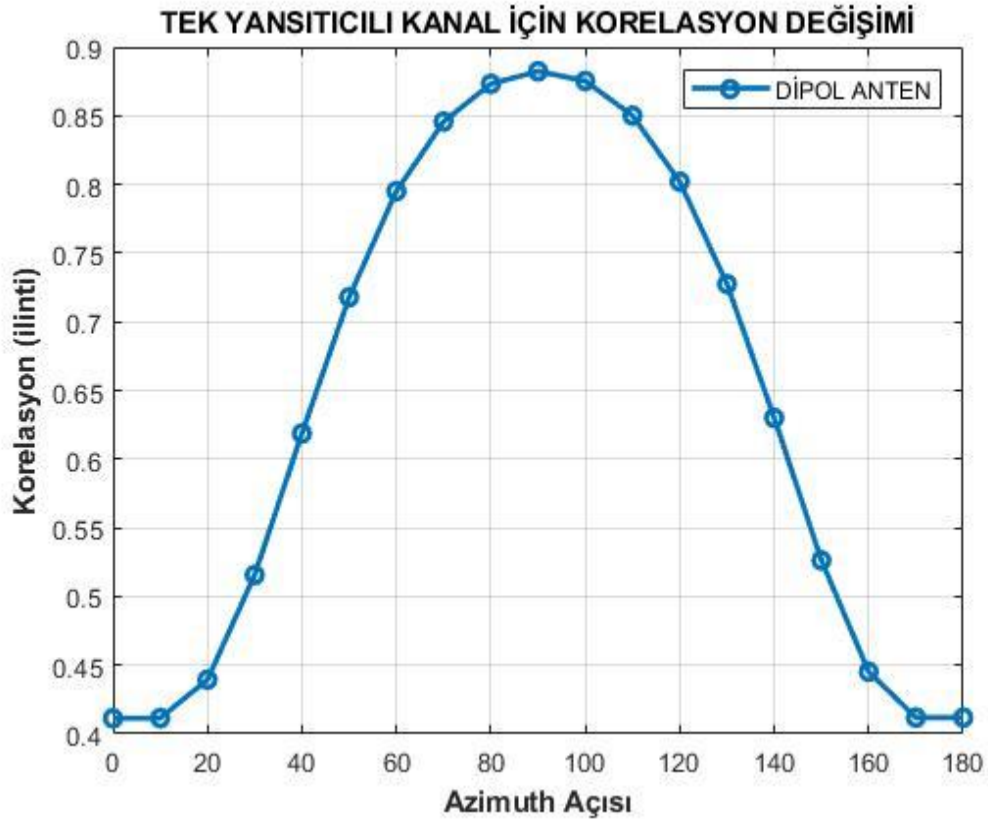


Şekil 5.18. a) Antenin azimuth açısına göre normalize korelasyon değişimi.

Şekil 5.17’de verilen sistem anten tasarımı dikkate alınması durumunda ortamda iki yansıtıcı varken açısal yayılıma karşı ilinti değişimi şekil 5.18.a’daki değişime sahiptir. Bununla birlikte anten dizi elemanları göndericide iki anten ve alıcıda iki anten kullanıldığı senaryo için açısal yayılımın 20 derece değerinde azimuth açısının tüm aralıkları için incelendiğinde şekil 5.18.b’deki değişime sahiptir.

Mekansal korelasyonun kendisi, MIMO kablosuz iletişim sistemlerindeki sistem performansını, hizmet kalitesi ve daha önce araştırılan teorik kanal kapasitesi açısından belirleyen uzamsal çeşitliliğin temel parametresidir. Literatürde çeşitli yayılma ortamlarında kanal uzamsal korelasyonunu ve geliş açısına göre alınan gücün istatistiksel dağılımı olan güç açısal spektrumunu araştıran çalışma bulunmaktadır. Bu bölümde verilen modal karmaşık korelasyon katsayısı denklemi kullanılarak yapılan hesaplamalarda 2X2 Dipol MIMO konfigürasyonunda uzaysal ilintinin açısal yayılımın artışı ile 0,9 değerinden 0,2 değerine azaldığı, ayrıca sabit açısal yayılım için ise yansıtıcı

konumlarındaki değişim dikkate alındığında azimuth açısında 90 derecelik konum için korelasyonunun maksimum değerine ulaştığı simülasyon sonuçları elde edilmiştir.



Şekil 5.18. b) Antenin açısai yayılıma göre güç korelasyon değişimi.

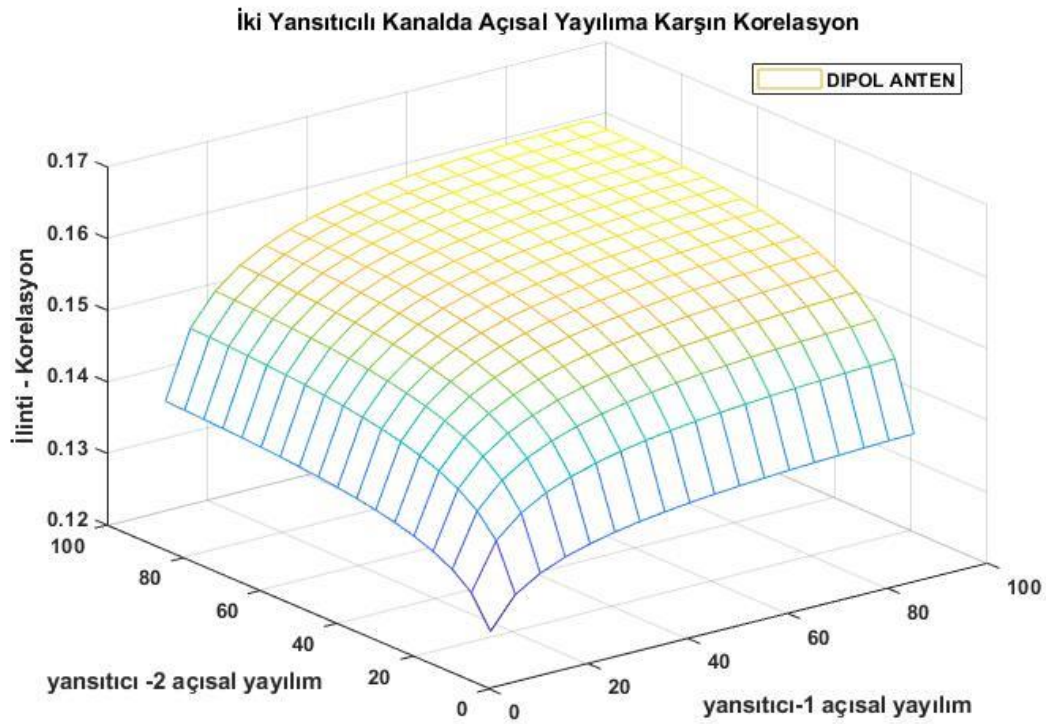
Şekil 5.18.a ve Şekil 5.18.b sırasıyla dipol antenin azimuth açısına göre sabit açısai yayılımda normalize korelasyon değişimini ve açısai yayılıma karşın güç korelasyon değişimini göstermektedir. Her iki grafik dipol antenin dizi olarak kullanıldığı 2X2 MIMO konfigürasyona aittir.

Yukarıda açıklanan istatistiksel dağılımlardan biri ve en çok bilineni, Rayleigh sönüm kanalları için iki boyutlu düzlemde düzgün dağılmış güç açısai spektrumudur.

İki boyutlu uzaydaki iki rastgele nokta arasındaki düzgün dağıtılmış güç açısai spektrumu altındaki uzaysal korelasyonun çözümü, noktalar arasındaki mesafenin bir fonksiyonu olarak birinci türden sıfırıncı derece Bessel fonksiyonuna eşittir ve bu popüler uzaysal korelasyon model Jakes' Modeli olarak bilinir.

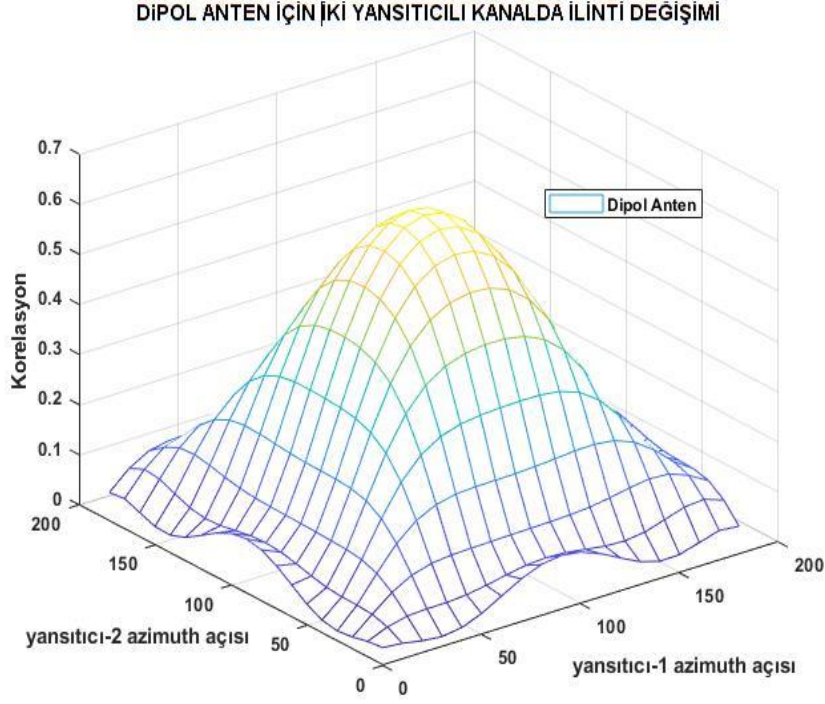
Zengin saçılımlı Rayleigh sönem kanallar için, bu korelasyon modeli literatürde sıklıkla kullanılmaktadır. Antenler birbirine yakın konumlandırıldığında, voltaj ve akım

dağılımları diğer antenlerin varlığıyla değişecek ve bunun sonucunda antenlerin giriş empedanslarında ve uzak alan radyasyon (ışınım) özelliklerinde değişiklik yapacaktır. Antenler arasındaki bu karşılıklı bağlantı etkisi, uzamsal korelasyon hesaplanırken de dikkate alınmalıdır. MIMO sistemleri için hem verici hem de alıcı taraf için antenler arasındaki karşılıklı bağlantının etkileri yine iyi bir şekilde araştırılmıştır. Ancak hücresel iletişim sistemlerinde antenlere özgü çalışmalar çok nadirdir. Karşılıklı kuplajın uzamsal korelasyon üzerindeki etkisini araştıran çalışmalar, çoğunlukla hem verici hem de alıcı tarafında bulunan çift kutuplu antenlere dayanmaktadır ancak hücresel iletişim sistemleri için pratik değildir.



Şekil 5.19 Dipol Antende İki Yansıtıcı Ortam İçin Açısal Yayılıma Karşın Korelasyon Değişimi.

Bir küme içindeki alt çok yollu bileşenler üzerindeki gücün dağılımını tanımlayan güç azimuth spektrumu (PAS), ortalama azimuth açısı ve açısal yayılma ile kesik Laplasiyen yoğunluğu olarak kullanılır. Şekil 5.19 iletim ortamında birden fazla yansıtıcı bulunduğu kanal için açısal yayılıma (0-90 derece) karşın ilinti (korelasyon) değişimini gösterirken, şekil 5.20 iletim ortamında birden fazla bozucu (yansıtıcı) varken azimuth açısına (0-180 derece) göre anten korelasyon değişimlerinin gösterimini içermektedir.



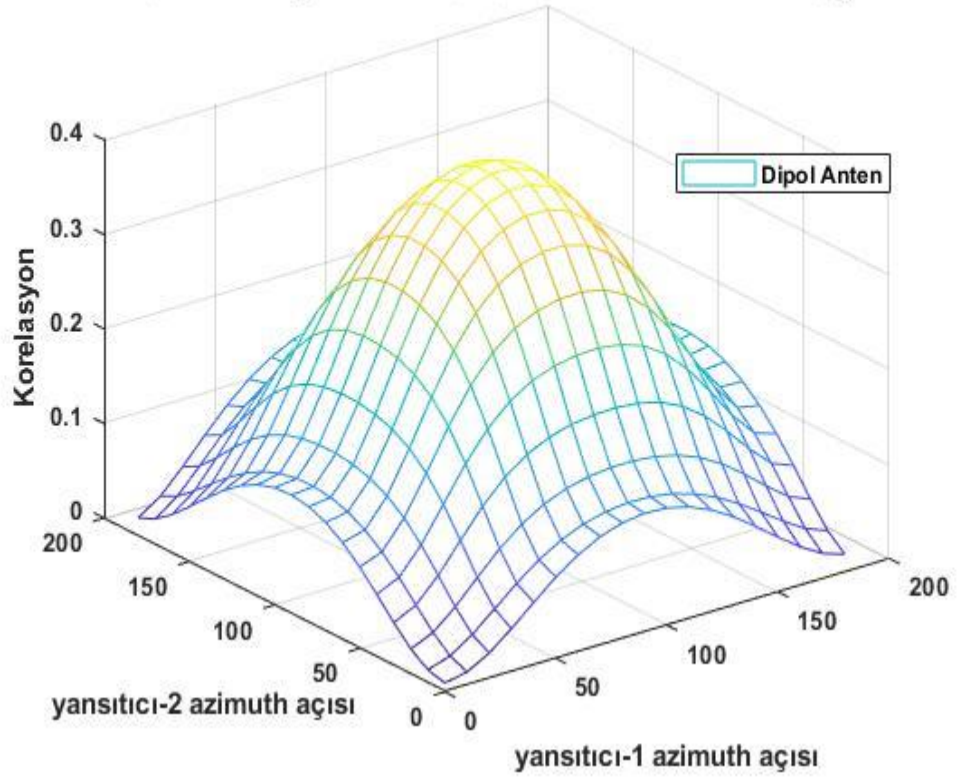
Şekil 5.20 a) Dipol Antenin Azimuth Açısına Göre Korelasyon Değişimi
(AS=20 derece)

Multimod anten yapılarında, birbirinden farklı yüksek-seviye modlar antenin azimuth yerleşimine bağlı olarak, birbirinden farklı uzak alan yayılma özelliklerine sahiptir. Multimod çeşitlemede amaç farklı modlar kullanılarak tek frekansta ve tek anten ile birbirinden bağımsız ışıma örüntüleri yaratmaktır. Antenler, dalga kılavuzlarının enerji ışımasını sağlayan bir sınıfı olarak düşünülebilir. Dalga kılavuzları genellikle dalga boyunun dalga kılavuzu kesit alanına yaklaştığı çok yüksek frekans değerlerinde kullanışlıdır. Dalga kılavuzlarında bir tane iletken kullanıldığı için iletilen elektrik enerjisinin özellikleri, iletim hattında iletilen elektrik enerjisinin özelliklerinden büyük farklılık göstermektedir.

Elektromanyetik dalgalar yayılırken elektrik alan ve manyetik alan birbirine dik olarak aynı yöne doğru yayılmaktadır. İletim hatlarında TEM (Transverse Electric and Magnetic) özellikleri gösteren dalga yayılmaktadır.

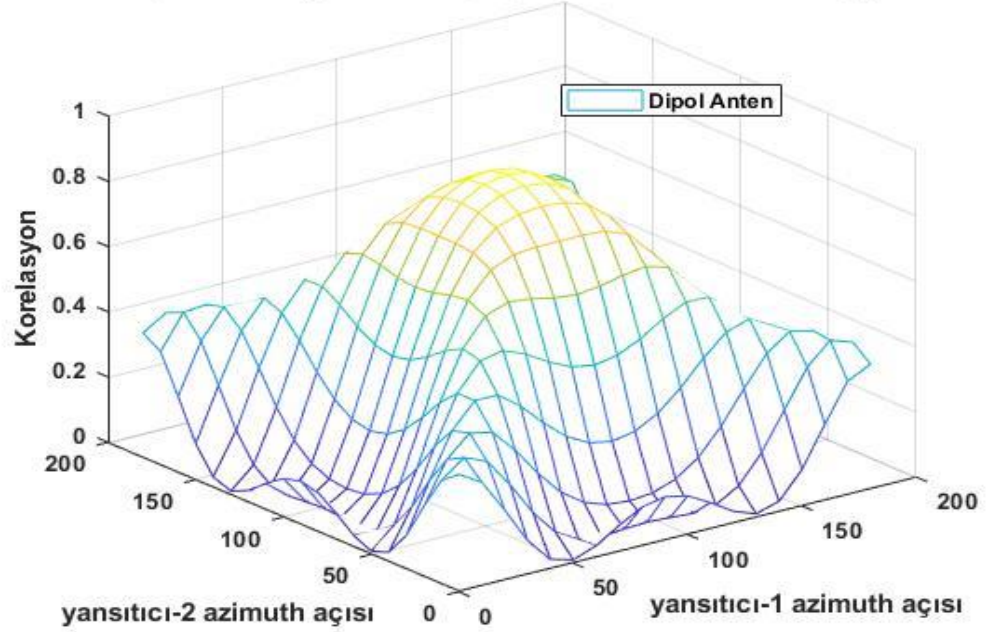
Azimuth açısının 20, 60 ve 5 derece seçilmesi ile iki yansıtıcılı (cluster) iletim kanalında güç korelasyon değişimleri şekil 5.20’de verilmiştir. Yansıtıcıların farklı konumları için güç ilintisinin değiştiği görülmektedir.

DİPOL ANTEN İÇİN İKİ YANSITICILI KANALDA İLİNTİ DEĞİŞİMİ



Şekil 5.20 b) Dipol Antenin Azimuth Açısına Göre Korelasyon Değişimi
(Açısal yayılım=AS=60 derece)

DİPOL ANTEN İÇİN İKİ YANSITICILI KANALDA İLİNTİ DEĞİŞİMİ



Şekil 5.20 c) Dipol Antenin Azimuth Açısına Göre Korelasyon Değişimi
(Açısal Yayılım=AS=5 derece)

Antenlerin multimod ışıma alanları yaratacak şekilde beslenmesi ve bu antenlerin tekil veya dizin halinde MIMO sistemleri oluşturacak şekilde kullanılması üzerine oldukça yoğun araştırmalar yapılmıştır. Yapılan çalışmalar göstermektedir ki klasik anten dizinleriyle oluşturulan MIMO uzay-zaman sistemleri mobil cihazlarda kullanıma isteğiyle daha düşük aralıklarda yerleştirilmeye başlanmış ve bu durumda alınan sinyaller arası ilişkiyi arttırarak çeşitlilik kazancı azaltılmış, dolayısıyla erişilebilecek kapasite ve kalite de azalmıştır. Bir MIMO sistemin belirli bant genişliği içinde ihmal edilebilir oranda hatayla gönderebileceği veri hızının gönderici ve alıcıdaki anten sayılarının minimumu ile verildiği bilinmektedir. MIMO sistemlerde kullanılan anten yapılarında uzaysal ilinti değerini azaltılarak sistem kapasitesi ve kalitesini çoğullama kazancı ile arttırmak mümkündür.

5.3. Sıfıra-Zorlamalı (Zero-Forcing, ZF) Detektör

ZF detektör, kanal transfer matrisinin terslenebilir olduğu durumlar için alıcıda kullanılan lineer MIMO tekniğidir. ZF detektör için kanal matrisi H 'ye bağlı olarak alıcıda kullanılan lineer kestirici işlem matrisi M :

$$M = H^+ = (H^H H)^{-1} H^H \quad (5.26)$$

olarak yazılabilir. Bu kestirici tanımı kanal matrisinin sözde-tersi olarak tanımlanır. Uzaysal çoğullamada spektral verimlilik için her gönderici anten başına SNR ise:

$$\gamma_s^{ZF} = \frac{\rho}{[(H^H H)^{-1} H^H H (H^H H)^{-1}]_{kk}} \quad (5.27)$$

$$\gamma_s^{ZF} = \frac{\rho}{[(H^H H)^{-1}]_{kk}}, \quad kk = 1, 2, \dots, M \quad (5.28)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada ρ uzaysal/modal karmaşık normalize anten korelasyon katsayısı ve kk ise kanal anten sayısını ifade etmektedir. Erişilir kapasite tanımı ise M adet anten üzerinden aşağıdaki Eşitlik (5.29) ile hesaplanabilir [11]:

$$C_e^{ZF} = E(\sum_{k=1}^M \log_2(1 + \gamma_s^{ZF})) \quad (5.29)$$

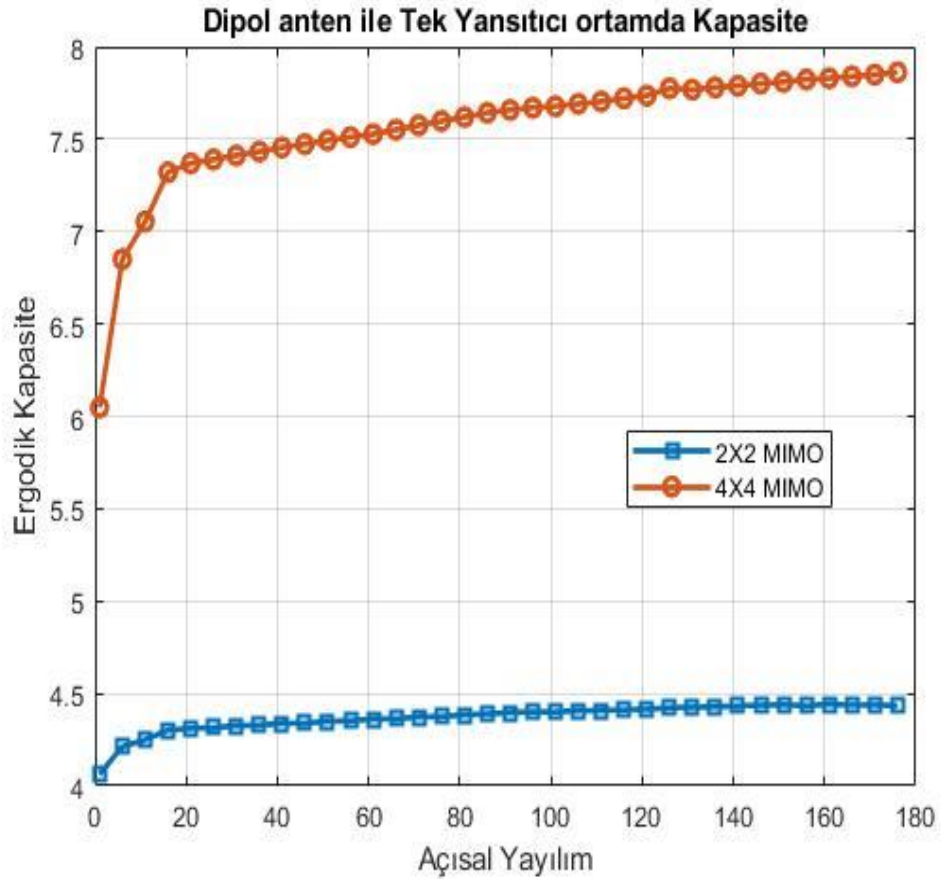
5.4. Maksimum Olabilirlik (Maximum-Likelihood, ML) Dedektör

ML belirleyici için ergodik kapasite ifadesi;

$$C_e^{ML} = E \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 \left(\det \left(I_N + \frac{SNR}{M} H_c H_c^H \right) \right) \right\} \quad (5.30)$$

şeklinde ifade edilir.

Şekil 5.21’de ML detektör ile Dipol anten için Kanal Kapasitesi analizi yapılmış ve açısall yayılımının farklı değeri için grafik olarak gösterilmiştir. Burada hem 2X2 kanal hem de 4X4 kanal için kapasite değışimleri sunulmaktadır.

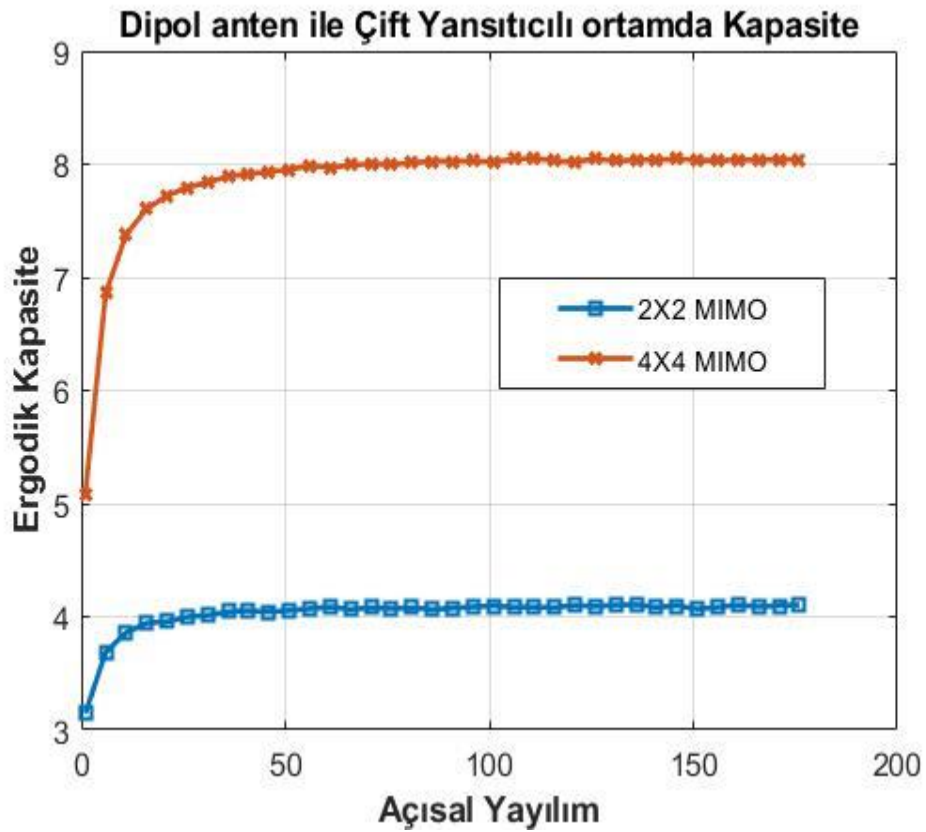


Şekil 5.21. a) Açısall Yayılıma Karşıllık Tek yansıtıcı(bozucu) varken Ergodik Kapasite Değışimi

Maximum-Likelihood (ML) detektör kullanılarak dizi anten dipol için Ergodik spektral verimlilik analizi Denklem (5.30) ile hesaplandığında 2X2 MIMO kanal ile 4X4 MIMO kanalda belirlenen tek yansıtıcılı (tek cluster) iletim ortamı için açısall yayılımının 0-180 derece değışiminde analizler incelendiğinde, düşük açılarda (20 derece açısall

yayılımı) kapasitenin 2X2 konfigürasyonda yaklaşık 4,5bps/Hz olduğu ve 4X4 konfigürasyonda 7,5bps/Hz değerine yükseldiği görülmektedir.

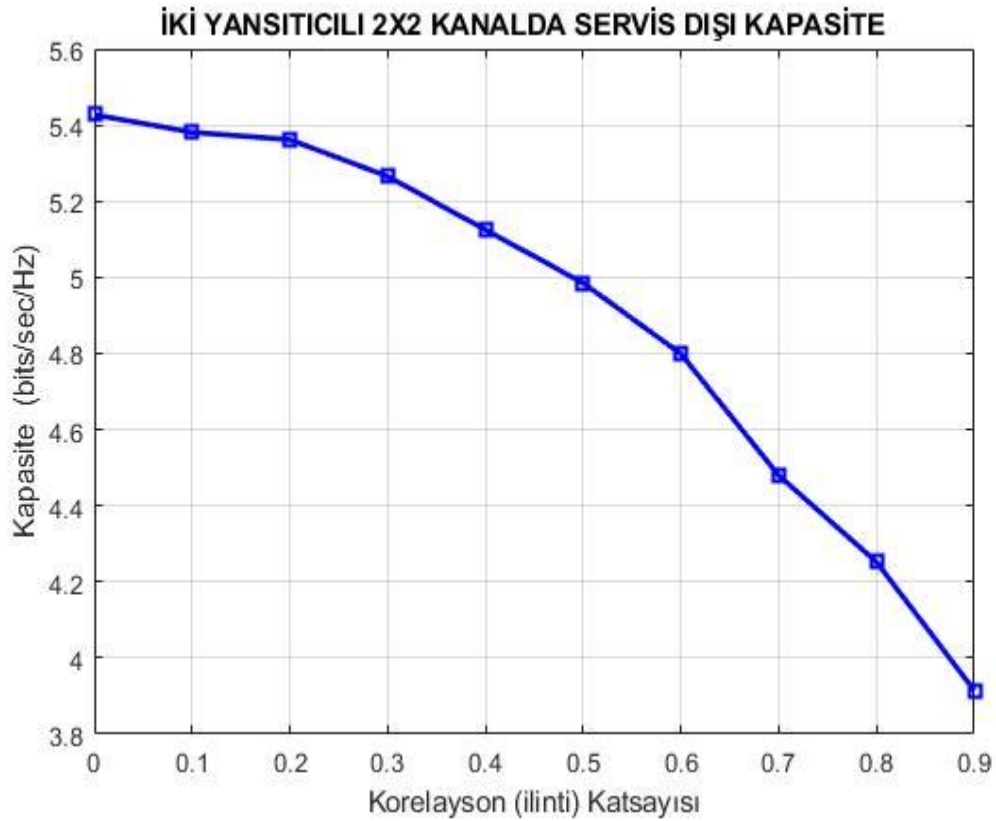
İletim ortamında bir yansıtıcı ve iki yansıtıcının bulunduğu her iki senaryo için tez çalışmasında ilinti ve kapasite etkileri grafik analizler ile gösterilmiş durumdadır. Ayrıca iletim ortamında birden fazla bozucu (cluster) bulunduğu ortamda, tez kapsamında ele alınan çift yansıtıcılı ortam için Maximum-Likelihood (ML) detektör kullanılarak dizi dipol anten için ergodik spektral verimlilik analizi denklem (5.30) ile hesaplandığında 2X2 MIMO kanal ile 4X4 MIMO kanalda 2 yansıtıcılı (çift cluster) iletim ortamı için açısız yayılımın 0-180 derece değişiminde analizler yapılmıştır.



Şekil 5.21. b) Açısız Yayılıma Karşılık Tek yansıtıcı (bozucu) varken Ergodik Kapasite Değişimi

Şekil 5.21.b’de verilen grafik incelendiğinde düşük açılarda kapasitenin 2X2 konfigürasyonda yaklaşık 4bps/Hz olduğu ve 4X4 konfigürasyonda 8bps/Hz değerine yükseldiği görülmektedir. 60 derece açısız yayılımda kapasite değeri, hertz başına maksimum veri hızı değerine ulaştığı görülmüştür.

Bu aşamada servis dışı kapasite değerleri incelenecektir. Bundan sonraki her iki sonuçta kapasite değişimleri açısal yayılımın değişimine göre simule edilmektedir.



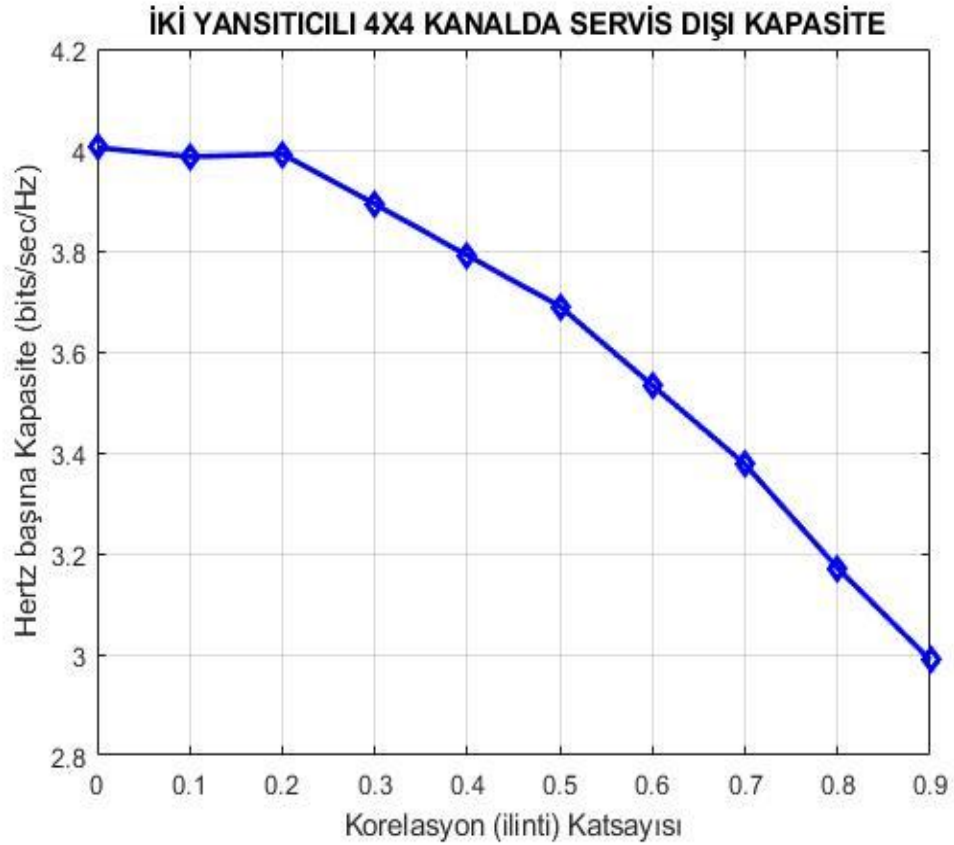
Şekil 5.22. Korelasyon katsayısına göre 2X2 MIMO servis dışı kapasite değişimi

Şekil 5.22’de iki yansıtıcı ortamda Dipol anten kullanılan konfigürasyonda hertz başına servis dışı kapasitenin ilinti katsayısına karşın değişim grafiği verilmektedir.

Antenler arası modal ilinti (korelasyon) arttıkça sistem ilintili kanallarda ISI ve ICI etkisiyle kapasitenin 5,4bps/Hz seviyelerinden 3,8bps/Hz seviyelerine kadar azaldığı gözlenmiştir. Dolayısıyla MIMO kanallarda dizi halinde kullanılan dipol antende modlar arası ilintinin artması iletim kalitesini düşüren bir etmen olarak karşımıza çıkmaktadır.

İletim ortamındaki bozucu etmenlerden kaynaklanan çok yollu sönmelenme etkisi dikkate alındığında, iletim ortamında iki bozucu bulunduğu durumda ise antenler arası ilintiye karşın servis dışı kesinti (outage) kapasite değişimi şekil 5.23’te gösterildiği gibi ilintinin düşük olduğu değerlerde maksimum kapasite değeri olan 4bps/Hz seviyesinde spektral verimlilik sağlanırken, ilinti değerinin maksimum olduğu durumlarda kapasite

değeri 3bps/Hz seviyesine düşmektedir. Elde edilen sonuçlar bu bölümde verilen korelasyon değişim grafikleri ile sunulmuştur.



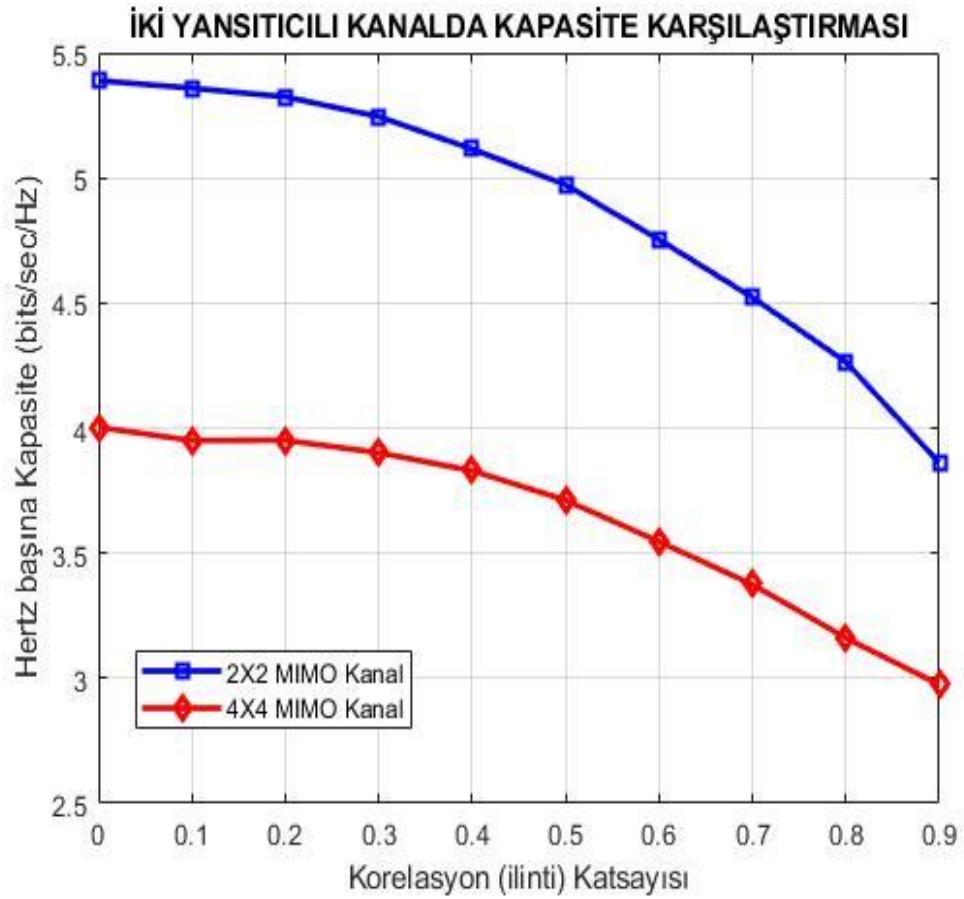
Şekil 5.23. Korelasyon katsayısına göre 4X4 MIMO servis dışı kesinti kapasite değişimi

Her iki durum birden dikkate alındığında ise artan anten boyutuna karşılık kapasite değişimlerinin gösterimi şekil 5.24'te karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Burada anten dizisinde geometride antenler arası mesafe dalga boyunun yarısı kadar seçilmiştir. Literatürde iki elamanlı anten dizilerinin boyuttan kazanç sağlamak üzere bindirilmiş yapıda kullanıldığı konfigürasyonlar mevcuttur.

Bu çalışmalarda kullanılan anten türü mikroşerit antenler olarak seçilmektedir. MIMO haberleşme sistemlerinde antenlerin yüksek spektral verimlilik sağlamanın yanı sıra, boyut-performans ödünleşimi de oldukça önem arz etmektedir. Bu nedenle kompakt tasarımlar ile yüksek verimlilik sağlayan yapılara yönelimin özellikle yüksek hızlı data transferi sağlayan yapılarda son yıllarda oldukça artmakta olduğu gözlenmektedir.

Tez kapsamında dipol anten dizilerine ait sonuçlar FFT-MIMO-OFDM sistemi ve LWT-MIMO-OFDM sisteminin hata başarımlarının analiz edilmesi üzerine

yoğunlaştığından diğer anten yapılarına ait incelemeler yapılmamış sadece dipol anten dizilerinin analizleri ile elde edilen sonuçlar yorumlanmış ve kullanılmıştır.

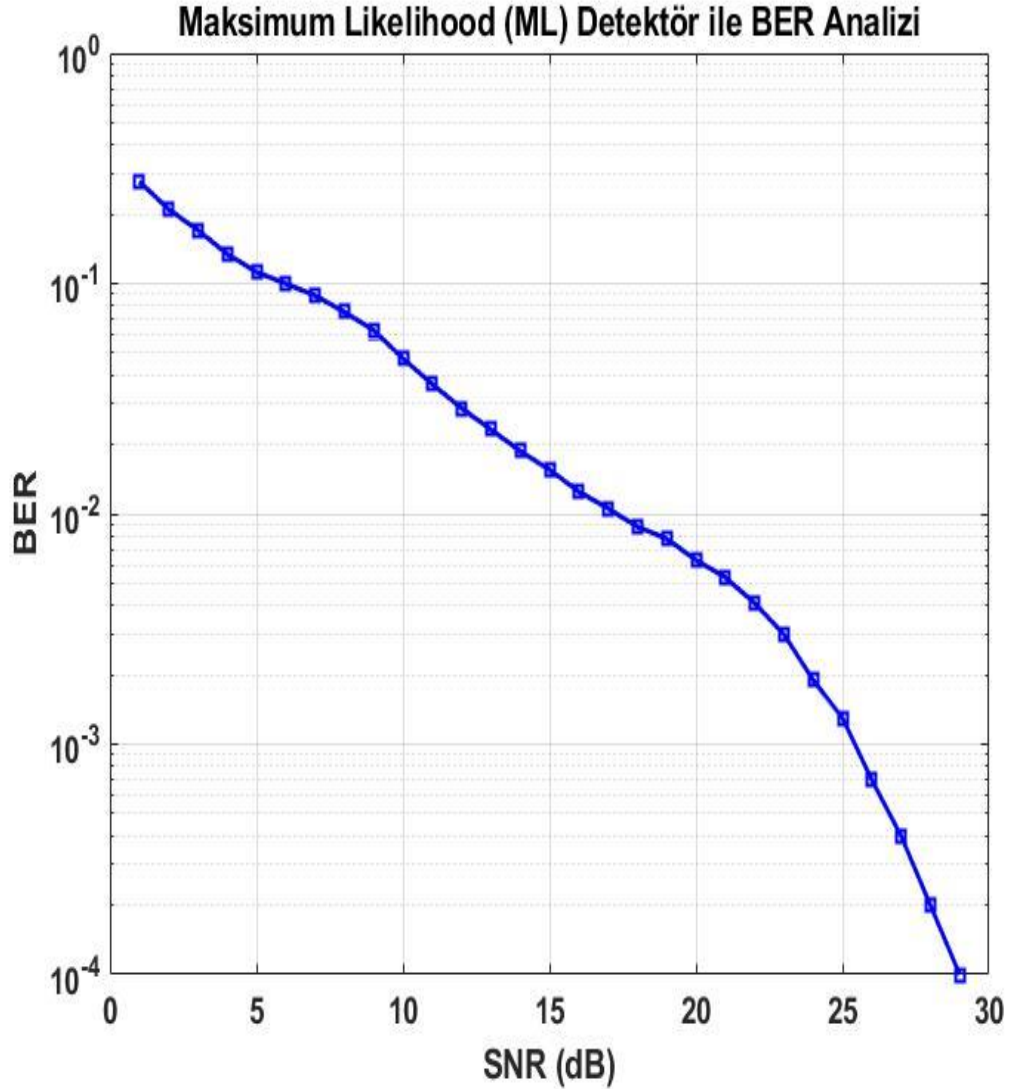


Şekil 5.24 Korelasyon katsayısına göre 2X2 MIMO-4X4 MIMO servis dışı kesinti kapasite değişimi karşılaştırması.

10dB SNR değerinde doğrudan görüş bulunmayan Rayleigh sönümlü kanallarda yapılan Monte-Carlo simülasyonlarında elde edilen spektral verimlilikler incelendiğinde şekil 5.24'te verilen değişimin antenler arası ilinti artışı ile sistem verimliliğinin azaldığı görülmektedir. Bilgisayar benzetimlerinde denklem (4.3) ile verilen kanal matrisleri incelenmiş ve ilinti parametreleri kullanılmıştır.

BER analizlerinde 20 derece açisal yayılım ve 20 derece azimuth açısı için BPSK modüleli data ile Ricean K faktör $K=5$ dB altında kodlamasız (uncoded) sistem yapısı kullanılmıştır. Klasik FFT-MIMO sistem için BER analizi Maksimum likelihood detektör ile şekil 5.25'te sunulmuştur. Burada kodlamasız OFDM sistemde BPSK modülasyonu altında yapılan analizde $1E-4$ BER seviyesinde 28 dB SNR değerine karşılık gelmektedir.

Tez çalışmasının altıncı bölümünde önerilen LWT – MIMO Sistem yapısı için bilgisayar benzetimleri sunulmuştur. Bu çalışmaların tamamında MIMO sistemin alıcı bloğunda matematiksel karmaşıklığı düşük olması ve ergodik kapasite analizlerindeki verimli performansları nedeniyle sadece ZF detektör kullanılmıştır.

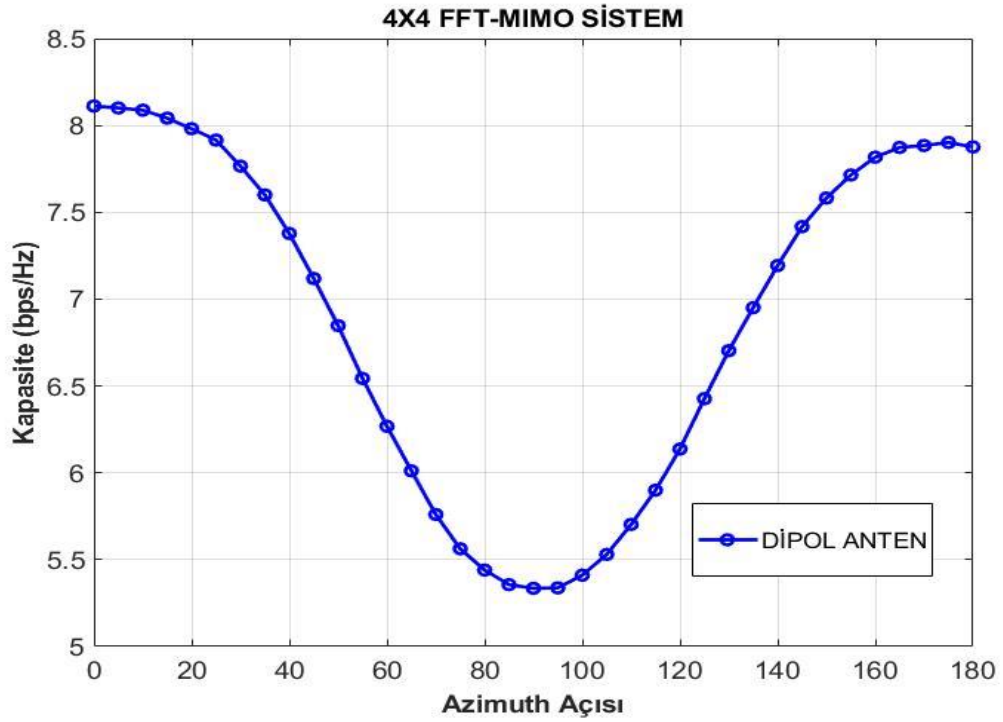


Şekil 5.24 Maksimum Likelihood (ML) Detektör ile BER Analizi.

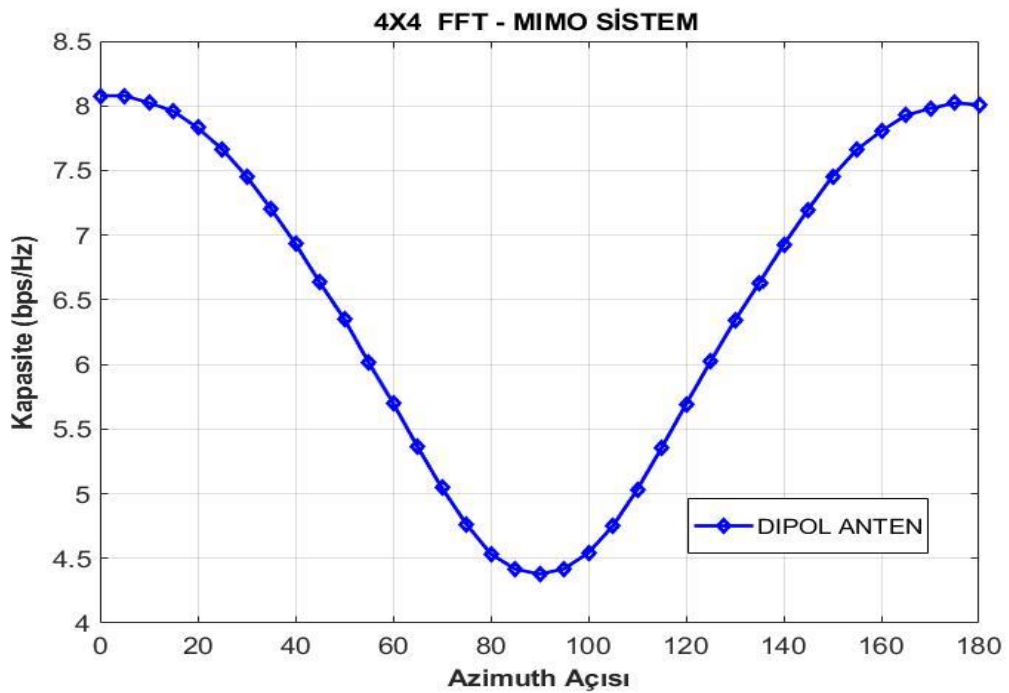
Dipol anten ile artan fiziksel boyut artışına karşılık kanal kapasitesi incelendiğinde ML detektör için ergodik spektral verimlilik analizleri yapılmış ve açısız yayılımın üç farklı değeri için bu sonuçlar grafik olarak sunulmuştur.

Şekil 5.23- şekil 5.25 sonuçları incelendiğinde azimuth açısının $[0,180]$ derece arası değişimine karşılık sabit açısız yayılım (AS=20, 5 ve 90) değerinde her azimuth noktası için 1000 iterasyon gerçekleştirilmiştir. Dipol anten dizilerine ait ergodik spektral

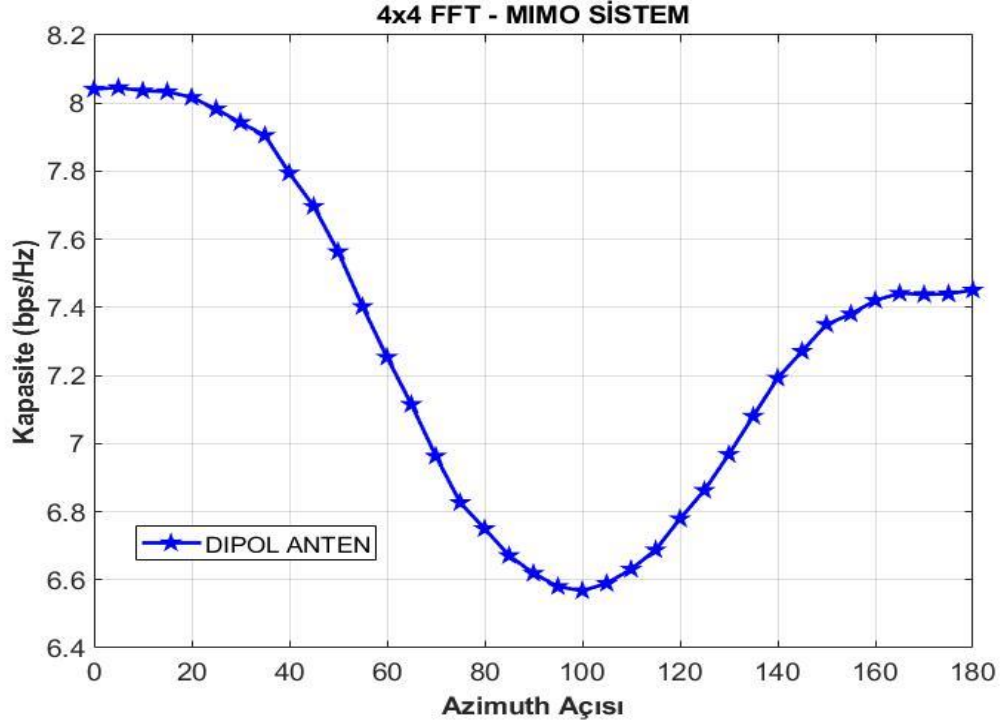
verimlilik değerleri verilmiştir. Monte-Carlo iterasyonlar sabit aı değişimlerinde elde edilen iliti matrisleri kullanılarak elde edilmiş ve sonuçlar grafik olarak sunulmuştur.



şekil 5.25 X-4X4 MIMO Klasik sistemde dipol anten ile kapasite analizi (AS=20 derece)



şekil 5.25 X-4X4 MIMO Klasik sistemde dipol anten ile kapasite analizi (AS=5 derece)



Şekil 5.25 X-4X4 MIMO Klasik sistemde dipol anten ile kapasite analizi (AS=90 derece)

Grafiklerden görülmektedir ki yansıtıcı broadside konumunda (dizin normalinde; $\phi_c = 90^\circ$) iken daha düşük spektral verimliliğe ulaşmaktadır ve bu durumda dipol dizinin spektral verimlilikleri en düşük noktalarına düşmüş durumdadır. Bununla beraber diğer bir tercih edilmeyen kanal durumu olan yansıtıcının uç noktalarda olması durumunda ise ($\phi_c = 0^\circ$ veya $\phi_c = 180^\circ$) dipol dizinin spektral verimlilikleri daha da yüksektir.

6. BİLGİSAYAR BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bilgisayar benzetim çalışmaları iki bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde AWGN kanalda yapılan işlemler ikinci bölümde ise Rayleigh kanalda yapılan çözümler sunulmuştur.

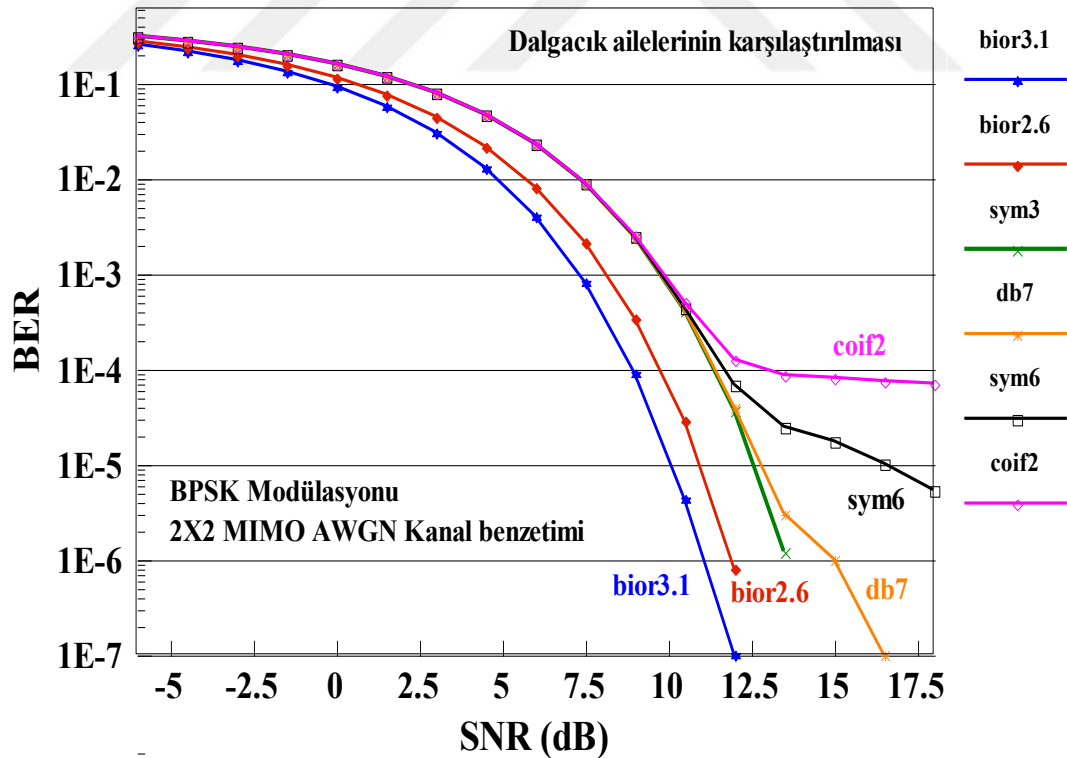
AWGN kanal ortamında 10X1024 paket uzunluğunda veri kullanılarak, BPSK modülasyonunda, 2X2 MIMO-ZF için farklı lifting dalgacık aileleri ile BER hesaplanmıştır. Ayrıca gönderici ve alıcıda kullanılan anten boyutu artırılarak 4X4 MIMO-ZF için aynı dalgacık aileleri ile BER analizi yapılmış anten çeşitliliğinin artışına karşılık sistem performansının değişimi incelenmiştir. İkinci aşamada ise ilintili kanalda düz Rayleigh sönümlmeli ortamda yine 2X2 ve 4X4 MIMO-ZF için lifting dalgacık ailelerinin BER başarımları 100.000 veri uzunluğu için BPSK modülasyonunda 1000 Monte Carlo iterasyonu için gerçekleştirilmiştir. İzotropik anten olarak dipol anten kullanılmıştır. Önerilen yöntem, klasik MIMO-ZF ile benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

6.1 AWGN Kanal Benzetim Sonuçları

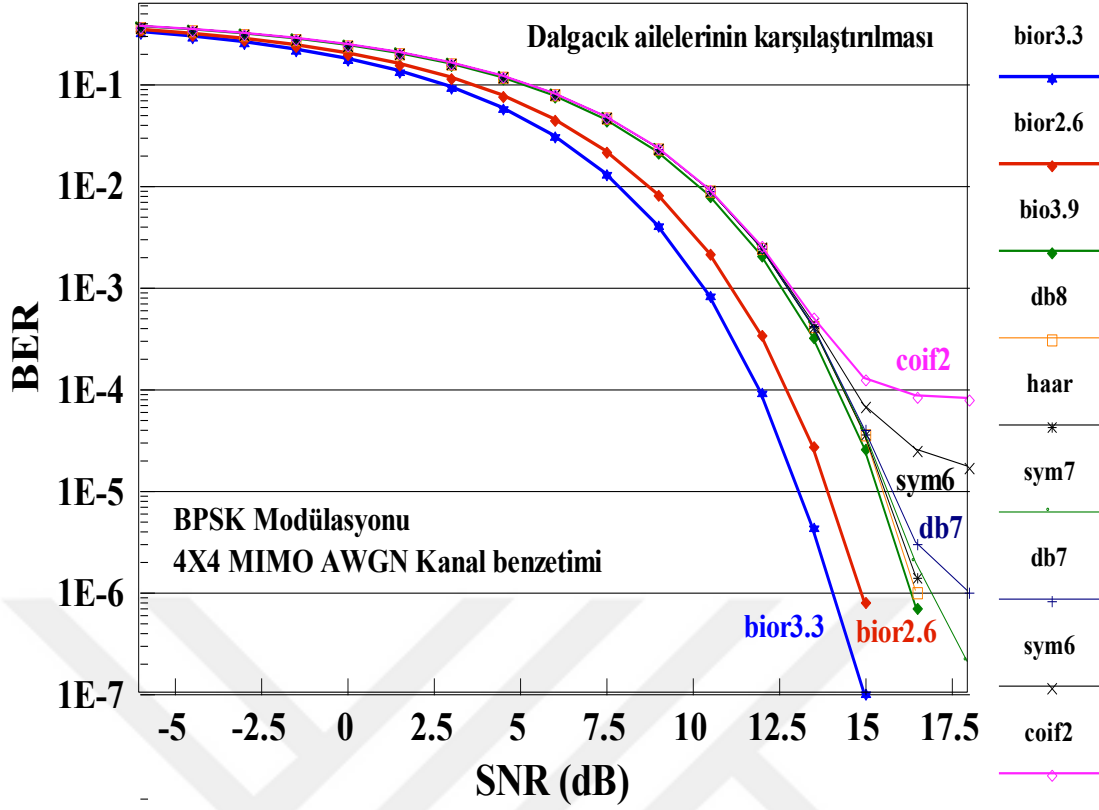
FFT tabanlı OFDM sistemlerinde dikgen alt taşıyıcılar sinüs/kosinüs işaretlerinden oluşmaktadır. Böyle bir uygulamada alt taşıyıcıların ayrılması için dikdörtgen pencereleme kullanılması yüksek yan bant gücü oluşmasına neden olmaktadır. Ayrıca alt taşıyıcılar frekans ekseninde sonsuz uzunluğa sahip sinc fonksiyonundan oluşmaktadır. Bu iki durum ise FFT tabanlı OFDM işaretlerinde ISI ve taşıyıcılar arası girişim (ICI) problemlerine yol açmaktadır. Bu dezavantajlar spektral verimliliğin düşmesine yol açan CP eklenerek giderilebilmektedir. Dalgacık tabanlı OFDM sistemlerinin yapısal avantajından dolayı, CP eklenmesine gerek yoktur. Bununla birlikte, klasik ayrık dalgacık dönüşüm işlemlerinde kullanılan filtreler karmaşık matematik işlemleri içerir.

Bunu azaltmak için lifting dalgacık dönüşümü (LWT) yöntemi geliştirilmiştir. Lifting yöntemi dalgacık dönüşümü için basit ve en verimli yöntemdir [38]. Tez çalışmasında, klasik OFDM, yeni nesil dalga formlarından LWT-OFDM yöntemlerinin kullanıldığı kablosuz haberleşme sistemlerinde BER performansı incelenmiş ve analizlerde BER performanslarında kayda değer başarımların elde edildiği bilgisayar benzetim sonuçları ile ortaya konulmuştur.

Benzetim sonuçları iki aşamada gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada klasik MIMO sistemlerin FFT tabanlı model altında BER analizleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar SNR-BER değişimleri ile 1000 Monte-Carlo iterasyonunda BPSK modülerli data için kodlamasız sistemde uzaysal-çoğullama altında simule edilmiştir. İkinci aşamada ise bu tez kapsamında önerilen LWT tabanlı modele ait sistem parametreleri sabit tutularak SNR-BER analizleri sunulmuştur. Önerilen MIMO-ZF LWT çalışmasının ilk bölümünde AWGN kanaldaki başarımlar karşılaştırılmaktadır. Şekil 6.1’de 2X2 ve 4X4 kanal için lifting dalgacık ailelerinden coif2, sym6, db7, sym3, bior2.6, bior3.1, bior3.3, bior3.9, db8, haar ve sym7 dalgacık aileleri için karşılaştırmalar verilmektedir.



Şekil 6.1 Önerilen 2X2 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile AWGN Kanalda elde edilen BER başarımları



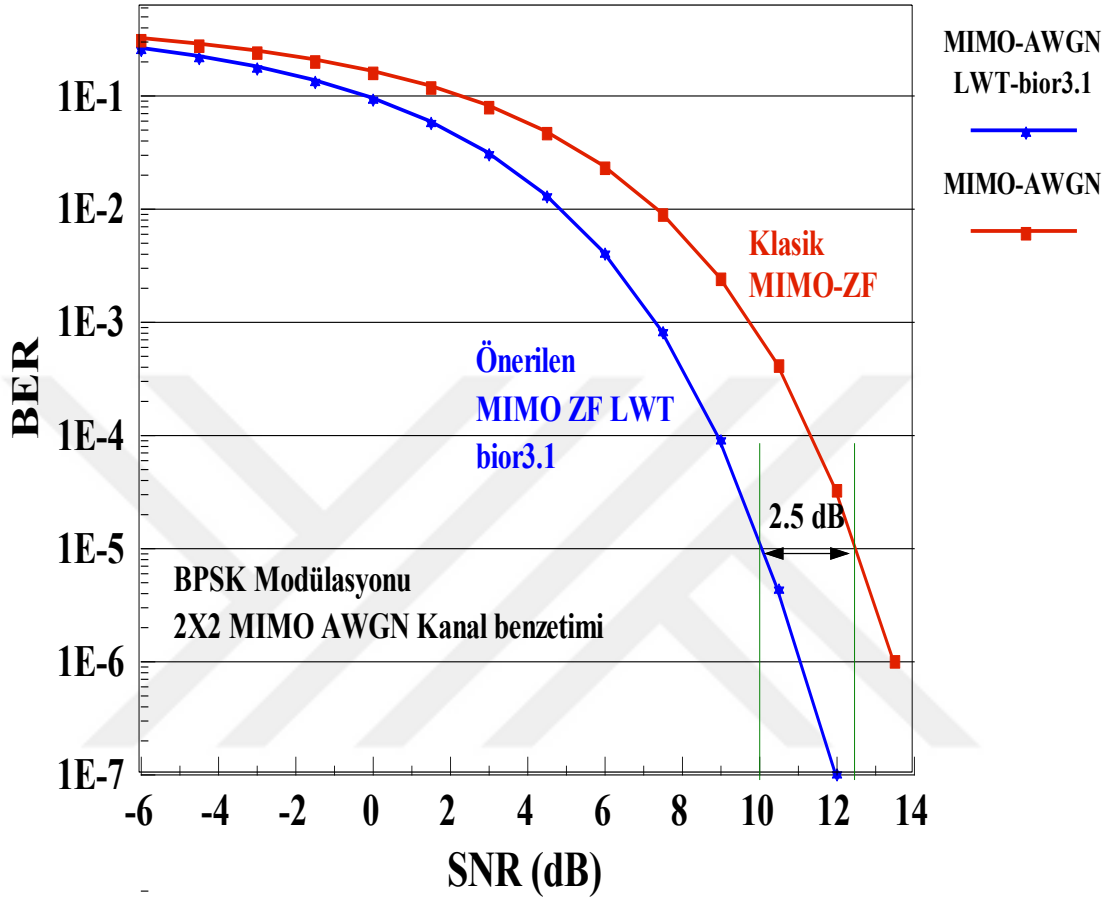
Şekil 6.2 Önerilen 4X4 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile AWGN Kanalda elde edilen BER başarımları

Şekil 6.1’de BPSK modülasyonu için 2X2 MIMO AWGN kanalda bior3.1 dalgacık ailesi ile yapılan analizlerde 1E-6 BER değeri için db7’ye göre yaklaşık 3 dB SNR kazancı elde edilmiştir. Ayrıca 4X4 MIMO yapısı için bu değer 2 dB kazanç olarak elde edilmiştir.

Şekil 6.1’de coif2, sym6, db7, bior2.6 ve bior3.1 gibi farklı dalgacık ailelerinin önerilen LWT-MIMO OFDM dalga formunun AWGN kanalda BPSK modülasyonu için elde edilen BER performansına etkileri incelendiğinde, en iyi performansın bior3.1 dalgacık ailesiyle en kötü performansın da coif2 dalgacık ailesiyle elde edildiği görülmektedir. Diğer dalgacık ailelerinin başarımları bu iki dalgacık ailesinin başarımları arasında kalmaktadır. Bu çalışmada en iyi başarımın bior3.1 dalgacık ailesiyle elde edilmesinden dolayı bundan sonraki karşılaştırmalarda bior dalgacık aileleri önerilen LWT-MIMO OFDM dalga formunda diğer benzetimlerde de kullanılmaktadır.

Şekil 6.2’de elde edilen analizler sonucu, yapılan incelemede BER-SNR performansı açısından en iyi performansı sergileyen dalgacık ailesi olarak seçilen bior3.1

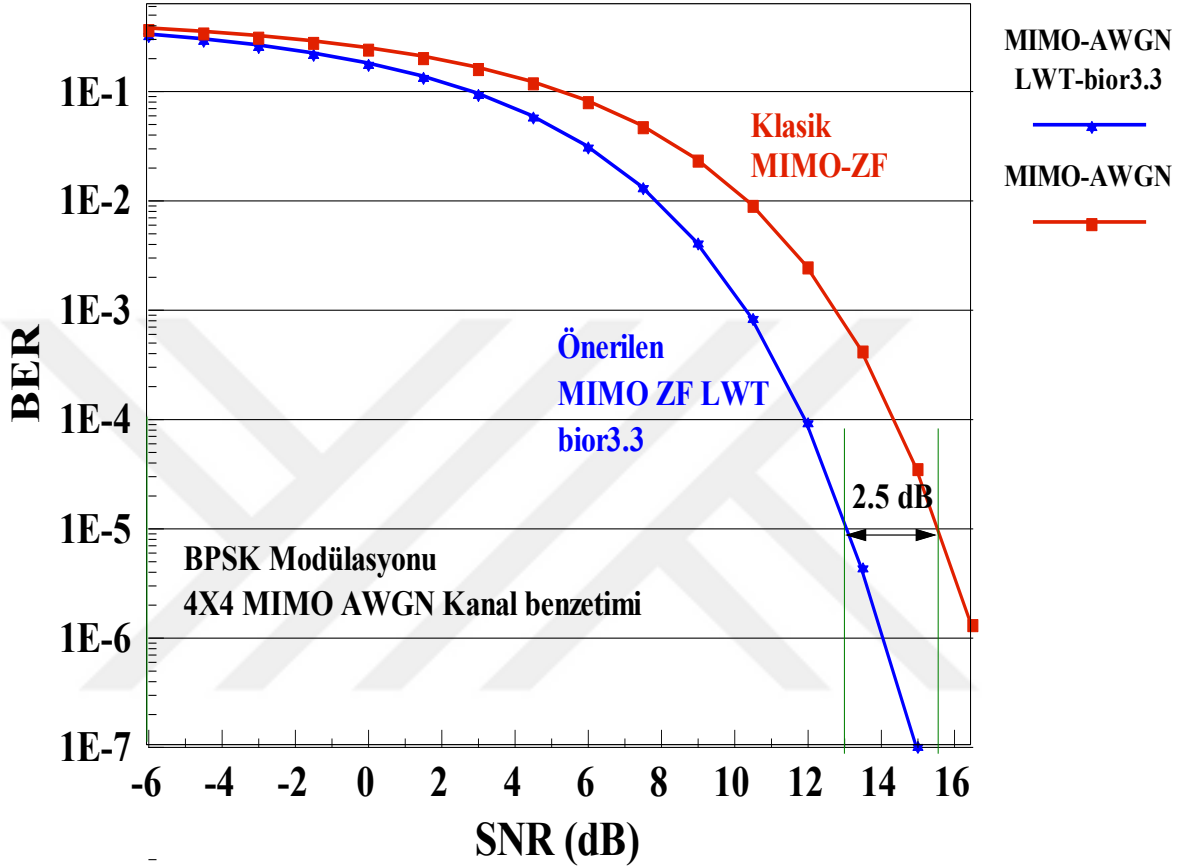
ile $1E-5$ seviyesinde sym6 dalgacık ailesinin başarımlarına göre yaklaşık 6 dB SNR kazancı sağlandığı görülmektedir.



Şekil 6.3. 2X2 AWGN Kanalda MIMO-ZF LWT ile Klasik MIMO-ZF

Şekil 6.2’de coif2, sym6, db7, sym7, haar, db8, bior3.9, bior2.6 ve bior3.3 gibi farklı dalgacık ailelerinin önerilen LWT-MIMO OFDM dalga formunun AWGN kanalda BPSK modülasyonu için 4X4 MIMO altında elde edilen BER performansına etkileri incelendiğinde, en iyi performansın bior3.3 dalgacık ailesiyle en kötü performansın da coif2 dalgacık ailesiyle elde edildiği görülmektedir. Diğer dalgacık ailelerinin başarımları bu iki dalgacık ailesinin başarımları arasında kalmaktadır. Bu çalışmada en iyi başarımın bior3.3 dalgacık ailesiyle elde edilmesinden dolayı bundan sonraki karşılaştırmalarda bior dalgacık aileleri önerilen LWT-MIMO OFDM dalga formunda diğer benzetimlerde de kullanılmaktadır.

Bu aşamada, tez çalışmasında önerilen MIMO-ZF LWT sistemi için LWT ailelerinden en iyi performansın 2X2’de bior3.1 dalgacık ailesi ile ve 4X4 sisteminde ise bior3.3 dalgacık ailesi elde edildiği tespit edilmiştir.



(b)

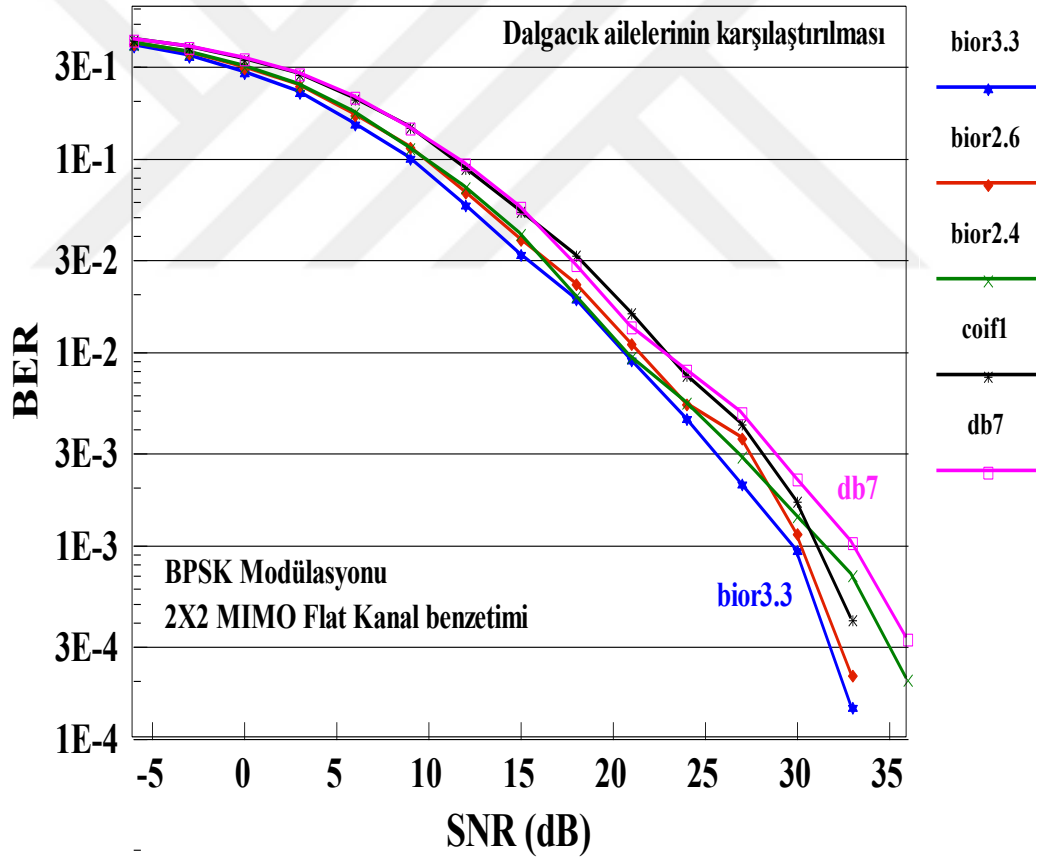
Şekil 6.4. 4X4 AWGN Kanalda MIMO-ZF LWT ile Klasik MIMO-ZF

Klasik MIMO-ZF için bu dalgacık ailelerinin performansı kodlamasız kanal 2X2 MIMO-ZF ile karşılaştırıldığında 1E-5 hata tabanında yaklaşık olarak 2.5 dB SNR iyileştirmesi olduğu, 4X4 MIMO-ZF ile karşılaştırıldığında 1E-5 hata tabanında yaklaşık olarak 2.5 dB SNR iyileştirmesi olduğu sırasıyla şekil 6.3 ve şekil 6.4’te sunulmuştur. Bu kazanç değeri kodlamasız uzaysal çoğullama MIMO sistemleri için oldukça iyi bir iyileştirmedir.

6.2 Rayleigh Sönümlü Kanal Benzetim Sonuçları

Tez kapsamında gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarının ikinci aşamasında klasik MIMO-ZF ile önerilen MIMO-ZF-LWT yönteminin performans analizleri yapılmıştır. BPSK modülasyonu ve 100,000 veri boyutu kullanılan çalışmada 1000 Monte Carlo iterasyonu yapılmış 2X2 ve 4X4 sistemlere ait bior3.3, bior2.6, bior2.4, coif1, db7 ve sym3 dalgacık aileleri için BER performansları şekil 6.3'te sunulmuştur.

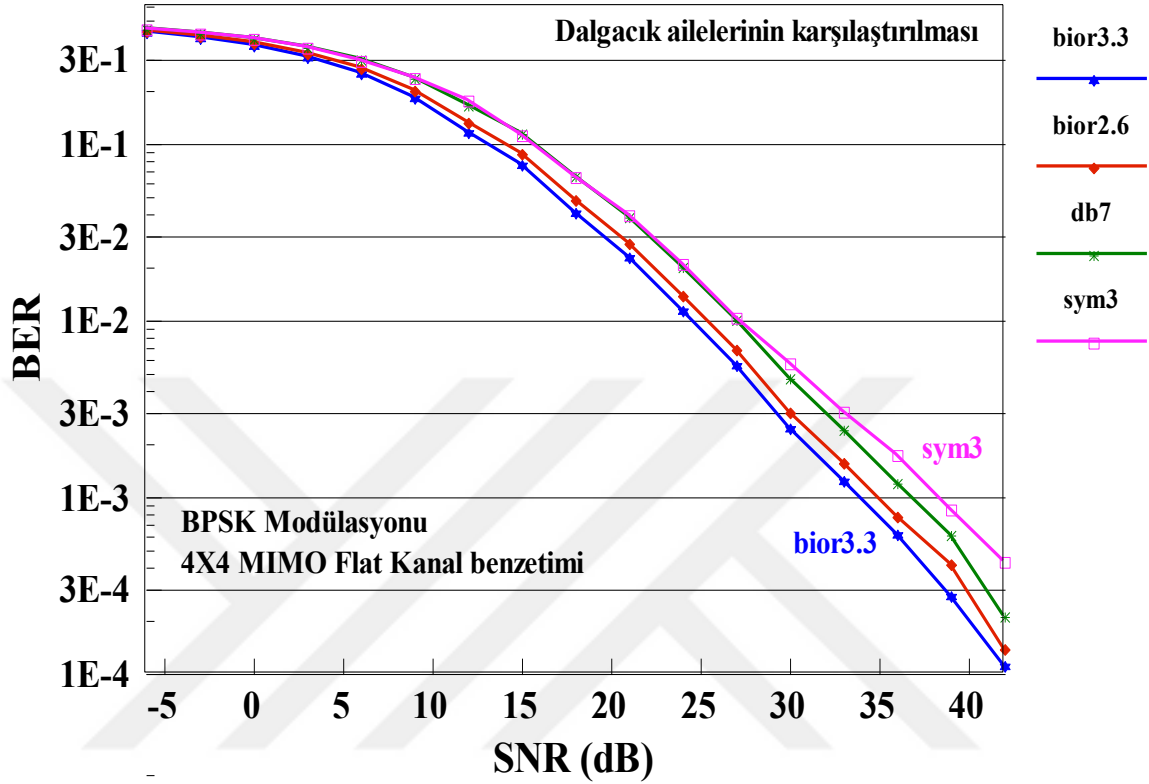
Şekil 6.5'te db7, coif1, bior2.4, bior2.6, ve bior3.3 gibi farklı dalgacık ailelerinin önerilen LWT-MIMO OFDM dalga formunun Rayleigh kanalda BPSK modülasyonu için 2X2 MIMO altında elde edilen BER performansına etkileri incelendiğinde, en iyi performansın bior3.3 dalgacık ailesiyle en kötü performansın da db7 dalgacık ailesiyle elde edildiği görülmektedir.



Şekil 6.5. Önerilen 2X2 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile Rayleigh Kanalda elde edilen başarımları

Diğer dalgacık ailelerinin başarımı bu iki dalgacık ailesinin başarımları arasında kalmaktadır. Bu çalışmada en iyi başarımın bior3.3 dalgacık ailesiyle elde edilmesinden

dolayı bundan sonraki karşılaştırmalarda bior dalgacık aileleri önerilen LWT-MIMO OFDM dalga formunda diğer benzetimlerde de kullanılmaktadır.



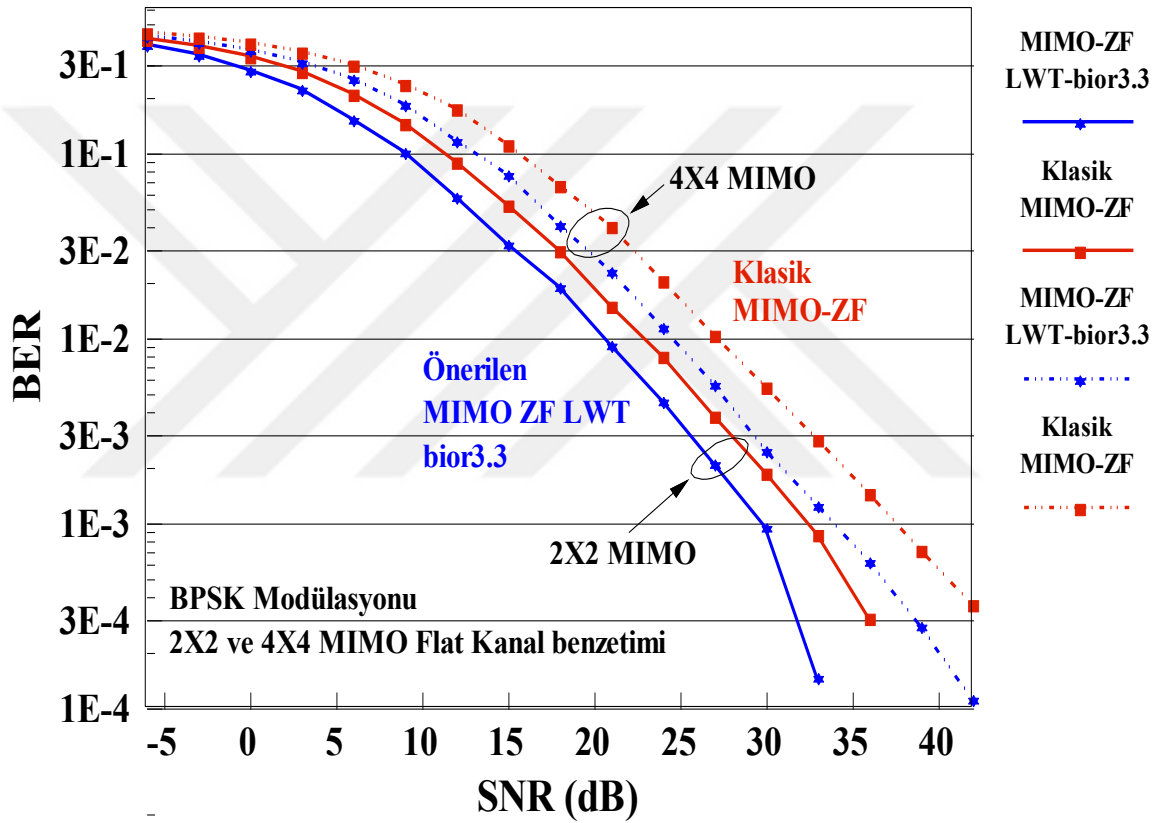
(b)

Şekil 6.6. Önerilen 4X4 MIMO-ZF LWT sistemin farklı dalgacık aileleri ile Rayleigh Kanalda elde edilen başarımları

Bu tez kapsamında ilk kez lifting dalgacık dönüşümünün MIMO sistemlere uygulaması yapılmış olup tez çalışması bu kapsamda özgündür. Klasik MIMO-ZF sistemlerin başarımlarına LWT-MIMO-ZF sistemlerin kayda değer BER kazançları elde edilmiş olduğundan tez çalışmasının lineer detektörler yardımıyla kodlamasız çoklu ortam haberleşmesinde başarımların üstünlüğü gösterilmiş durumdadır.

Şekil 6.5'te yer alan sonuçlara bakıldığında hem 2X2 MIMO sistem hem de 4X4 MIMO sistem için klasik MIMO-ZF ile önerilen MIMO-ZF-LWT sistemin en iyi sonuçları karşılaştırılarak 1E-3 hata tabanında yaklaşık olarak 3 dB SNR iyileştirmesi sağlandığı görülmektedir. Bu karşılaştırmalı analiz için şekil 6.7 detaylı karşılaştırma sunmaktadır.

Benzetim çalışmalarında buraya kadar sunulan analizlerin ışığında, önerilen LWT-MIMO yönteminin BER başarımı açısından üstünlüğü ortaya konulmuştur. Yapılan analizlerde ele alınan senaryo için hem AWGN hem de Rayleigh sönümlmeli kanalda önerdiğimiz LWT-MIMO yöntemi, klasik FFT-MIMO sistemlerde kullanılan OFDM dalga formu ile 5G ötesi çalışmaları için OFDM dalga formuna alternatif olarak ortaya çıkan ZT-DFT-s OFDM dalga formları üzerinde denenmiştir. Önerilen tekniğin her 2 dB ile 5 dB arasında önemli iyileştirmeler sağladığı ortaya konulmuştur.



Şekil 6.7. 2X2 ve 4X4 MIMO Sistemi için Rayleigh Kanalda önerilen MIMO-ZF LWT ile Klasik MIMO-ZF karşılaştırılması

Bununla birlikte, önerilen LWT-MIMO-OFDM tekniğinin klasik OFDM dalga formlarının BER-SNR performanslarına da önemli katkılarının olduğu anlaşılmıştır. Özellikle BPSK hem modülasyonunda hem 2X2 hem de 4X4 AWGN kanal ve düz Rayleigh sönümlmeli kanal ortamlarında yaklaşık olarak 3 dB'lik SNR kazancı sağlanması bu çalışmanın en önemli sonuçlarından birisidir. Böylece, önerilen yöntem

sayesinde hem BER performanslarında hem de hesaplama karmaşıklığının azatılmasında önemli kazançlar elde edilmiştir. Yani, bu çalışmada inceleme sonucunda dikkate alınan dalga formlarının BER performansından ödün vermeden sistem performanslarını önemli ölçüde iyileştirdiği gösterilmiştir.

Bu çalışmada, haberleşme sistemlerinde spektral verimlilik ve veri hızı artışı sağlayan MIMO sistemlerin performansını arttırmak için lifting dalgacık dönüşümü tekniği önerilmiştir. Önerilen sistem, LWT dalga formu ile klasik MIMO yapısının birleşiminden oluşmaktadır. MIMO alıcı bloğunda hesaplama karmaşıklığı açısından avantajı bulunan lineer ZF detektör kullanılmıştır. Önerilen sistem ile AWGN kanalda yaklaşık olarak 2.5 dB SNR kazancı sağlanması kayda değer bir iyileştirmedir. Ayrıca önerilen yöntemin hem AWGN kanalda hem de Rayleigh kanalda artan MIMO sistem boyutundan kaynaklanan antenler arası modal ilinti ve girişim etkisine rağmen klasik MIMO sistemlere nazaran SNR kazancı olarak üstünlük sağladığı benzetim çalışmaları ile ortaya konulmuştur.

7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasına, haberleşme sistemlerinde spektral verimlilik ve veri hızı artışı sağlayan MIMO sistemlerin performansını arttırmak için lifting dalgacık dönüşümü tekniği önerilmiştir. Önerilen sistem, LWT dalga formu ile klasik MIMO yapısının birleşiminden oluşmaktadır. Klasik dalgacık dönüşümü tekniğinde filtreler ve alt örnekleme kullanılır ancak filtrelerde kullanılan karmaşık matematiksel hesaplamaları gidermek için Sweldens tarafından lifting yöntemi önerilmiştir. Lifting yöntemi dalgacık dönüşümünün uygulanmasında basit aynı zamanda verimli bir metot yöntemidir. Lifting yönteminde sinyalin tek ve çift örnekleri kullanılır, filtre işlemi yerine daha basit olan bir yöntem olan kestirim işlemi kullanılır. Adı geçen teknikte yer alan işlemlerde klasik yöntemlerdeki gibi karmaşık hesaplamalara gerek duyulmamaktadır. Tez çalışmasında sistem tasarımı açısından MIMO alıcı bloğunda hesaplama karmaşıklığı açısından avantajı bulunan lineer ZF detektör kullanılmıştır. Önerilen LWT-MIMO-ZF yönteminin kullanıldığı sistem tasarımı ile AWGN kanalda simülasyonlar sonucunda 2.5 dB SNR kazancı elde edilmesi kayda değer bir iyileştirme olarak değerlendirilmektedir. Ayrıca önerilen yöntemin hem AWGN kanalda hem de Rayleigh kanalda artan MIMO sistem boyutundan kaynaklanan antenler arası modal ilinti ve girişim etkisine rağmen klasik MIMO sistemlere nazaran SNR kazancı olarak üstünlük sağladığı benzetim çalışmaları ile ortaya konulmuştur.

Bilgisayar benzetim çalışmaları iki aşamada sunulmuştur. Birincisi, AWGN kanal ortamında 10X1024 paket uzunluğunda veri kullanılarak, BPSK modülasyonunda, 2X2 MIMO-ZF için farklı lifting dalgacık aileleri ile BER hesaplanmıştır. Ayrıca gönderici ve alıcıda kullanılan anten boyutu artırılarak 4X4 MIMO-ZF için aynı dalgacık aileleri ile BER analizi yapılmış anten çeşitliliğinin artışına karşılık sistem performansının değişimi incelenmiştir. İkinci aşamada ise ilintili kanalda düz Rayleigh sönümlmeli ortamda yine 2X2 ve 4X4 MIMO-ZF için lifting dalgacık ailelerinin BER başarımlarındaki 100.000 veri

uzunluğu için BPSK modülasyonunda 1000 Monte Carlo iterasyonu için gerçeklenmiştir. İzotropik anten olarak dipol anten kullanılmıştır. Önerilen yöntem, klasik MIMO-ZF ile benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Bu tezde, haberleşme sistemlerinde spektral verimlilik ve veri hızı artışı sağlayan MIMO sistemlerin artan anten boyutlarında performans artırımını sağlamak üzere lifting dalgacık dönüşümü tekniği önerilmiştir. Önerilen sistem, LWT dalga formu ile klasik MIMO yapısının birleşiminden oluşmaktadır. MIMO alıcı bloğunda hesaplama karmaşıklığı açışından avantajı bulunan lineer ZF detektör kullanılmıştır. Önerilen sistem ile AWGN kanalda 2.5 dB SNR kazancı sağlanırken Rayleigh sönümlü kanalda 3 dB kazanç elde edilmiştir. Ayrıca önerilen yöntemin hem AWGN kanalda hem de Rayleigh kanalda artan MIMO sistem boyutundan kaynaklanan antenler arası modal ilinti ve girişim etkisine rağmen klasik MIMO sistemlere nazaran SNR kazancı olarak üstünlük sağladığı benzetim çalışmaları ile ortaya konulmuştur. Lifting dalgacık dönüşümü tabanlı yaklaşımın artan anten boyutu ile yeni nesil kablosuz sistemlerde yüksek performans gereksinimleri için umut verici bir yaklaşım olduğu gösterilmiştir.

EKLER

```

% LWT – MIMO sistemi AWGN / Rayleigh kanal uyumlandırılması
%-----wavewlet transform
%          %%%%%%%%%%INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
CA2=x(1,:);
CD2=zeros(1,length(CA2));
CA1 = ilwt(CA2,CD2,'haar');% single level inverse dwt
CD1 = zeros(1,length(CA1));
y2 = ilwt(CA1,CD1,'haar'); % single level inverse dwt
%-----wavwlet transform
%          %%%%%%%%%%INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
CA3=x(2,:);
CD3=zeros(1,length(CA3));
CA4 = ilwt(CA3,CD3,'haar');% single level inverse dwt
CD4 = zeros(1,length(CA4));
y3 = ilwt(CA4,CD4,'haar'); % single level inverse dwt
%          %%%%%%%%%%INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
% wavelet cikislarinin matrise donusturulmesi
newdata(1,:)=y2;
newdata(2,:)=y3;
%rsig=H*x; % H*x
%rsig=H*newdata; % H*x datalar kanaldan geçiriliyor
rsig=newdata; % awgn channel
% receiver
%for s = snrlow:numsnr
exparray(s)=expnr;
alpha=M/(10^((snr(s)+10*log10(numbitspersymbol))/10)); % alpha of noise
%s
r=rsig+sqrt(alpha)*Noise; % kanaldan geçirilen datalara gürültü ekleniyor
% r= received array
estimate = r; %awgn channel
datest3=estimate(1,:);
datest4=estimate(2,:);
%          %%%%%%%%%%INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
[CA1,CD1] = lwt(datest3,'haar');
[CA2,CD2] = lwt(CA1,'haar');

x2=CA2;

[CA6,CD6] = lwt(datest4,'haar');
[CA9,CD9] = lwt(CA6,'haar');

x3=CA9;

```

KAYNAKLAR

1. Mei, C. Y. and Huang, W. J., 2017. Low-Complexity Zero-Forcing Detector for large-scale MIMO-OFDM Systems, 838-84. *APSIPA2017, Annual Summit and Conference*, , December 12-15, 2017, Malaysia.
2. Kumar, S., Pandey U., Kumar, S., Singh, R.K., 2015. MIMO Signal Detection in Multipath Environment, *UPCON2015, IEEE UP Section Conference on Electrical Computer and Electronics* , December 4-6, 2015, India.
3. Apanasenko, N., V., Burkov, A. A., Turlikov, A. M., Performance Analysis of ZF and MMSE Algorithms for MIMO Systems, 2018. *WECONF, Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems*, November 26-30, 2018, Russia.
4. Savaşçıhabeş, A., Ertuğ, Ö., 2014. Capacity Improvement of IEEE802.11n MIMO-OFDM WLANs using Joint Transmit/Receive Antenna Selection over Spatially Multiplexing Correlated Channels, *SIU2014, 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference*, April 23-25, 2014, Turkey.
5. Wang, J., Daneshrad, B., A Comparative Study of MIMO Detection Algorithms for Wideband Spatial Multiplexing Systems, **IEEE Wireless Communications and Networking Conference**, 408-411, 2005.
6. Zheng, L., Tse, D., Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple antenna channels, **IEEE Transactions on Information Theory**, **49**(5): 1073-96, May 2003.
7. Biglieri, E., Taricco, G., Transmission and Reception with Multiple Antennas: Theoretical Foundations, **Foundations and Trends in Communications and Information Theory**, **1**(2): 83-332.
8. Foschini, G., Gans, M., On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas, **Wireless Personal Communications** **6**, 311–335.
9. Tarokhi, V. , Jafarkhani, H. ve Calderbank, A. R., 1999. Space-time block codes from orthogonal designs, **IEEE Transactions on Information Theory**, **45**(5): 1456-1467.
10. Svantesson, T., Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimode Antennas, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **51**(6): November 2002.
11. Sweldens, W., The lifting scheme: A Custom-Design Construction of Biorthogonal Wavelets, **Applied and Computational Harmonic Analysis**, **3**(2): 186-200, 1996.

12. Maras, M., Ayvaz, E.N., Gömeç, M., Özen, A., Improving the Performance of GFDM Waveform Employing Lifting Wavelet Transform, *27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2019.
13. Mallat, S., A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation, **IEEE Transaction on Pattern Analysis Machine Intelligence**, **11**(7): 674–693, July 1989.
14. Daubechies, I., Ten lectures on wavelets, *New York: SIAM*, 1992.
15. Sun, F., DongXiang, J., Sun, T., Huang, T., Algorithm of lifting wavelet package in real-time fault diagnosis system, *Proceedings of the 2003 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, 1, 340-344, November 2003.
16. Wang, W., De-noising by Self-Adaptive Lifting Algorithm Based on Modulus Maximum Analysis, *2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, 1, 449-452, 2009.
17. Zheng, Y., Nonlinear wavelets and BP neural networks Adaptive Lifting Scheme, *International Conference on Apperceiving Computing and Intelligence Analysis Proceeding*, 316-319, 2010.
18. Sweldens, W., The Lifting Scheme: A Custom-Design Construction of Biorthogonal Wavelets, **Applied and Computational Harmonic Analysis**, **3**(2): 186–200, 1996.
19. Coifman, R., Wickerhauser, V., Entropy-based algorithms for best basis selection, **IEEE Transaction on Information Theory**, **38**(2), 713-718, 1992
20. Hu, W., A new adaptive lifting scheme and its applying to fault current denoising, *Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 3572-3575, June 2008
21. Claypoole, R., Baraniuk, R., Nowak, R., Lifting construction of non-Linear wavelet transforms, **IEEE SP Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis**, Pittsburgh, 49-52, 1998.
22. Claypoole, R., Baraniuk, R., Nowak, R., Adaptive wavelet transforms via lifting, **IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing**, 3, 1513-1516, 1998.
23. Piella, G., Heijmans, H., Adaptive lifting schemes with perfect reconstruction, **IEEE Transactions on Signal Processing**, **50**(7): 1620-1630.
24. Trappe, W., Liu, K., Adaptivity in the lifting scheme, *Proceedings of the 33rd Conference on Information Science and Systems*, 950–955, 1999, Baltimore.

25. Han, Z., Liu, Z., Xu, Y., A new adaptive wavelet transform using lifting scheme, *International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition*, 224-229, September 08, 2011, China
26. Forenza, A., Heath, R., 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, May 2006.
27. Fernandez, M., Iglesias, E., Teruel, O., Gonzalez, M., Spectral Efficiency in MIMO Systems Using Space and Pattern Diversities Under Compactness Constraints, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. **57**(3): 1637-1645, May 2008.
28. Svantesson, T., Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimode Antennas, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **51**(6): 1304-1312, November 2002.
29. Mukherjee, A., Kwon, H., Compact Multi-user Wideband MIMO System Using Multiple-Mode Microstrip Antennas. *Proceedings of Vehicular Technology Conference Spring- 2007*, 584-588, April 2007.
30. Waldschmidt, C., Kuhnert, C., Schulteis, S., Wiesbeck, W., Compact MIMO-Arrays Based on Polarization-Diversity, **IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium**, 2, 499-502, June 2003.
31. Svantesson, T., On the Capacity and Correlation of Multi-Antenna Systems Employing Multiple Polarizations, **IEEE Antennas and Propagation Symposium**, 3, 202-205, June 2002.
32. Meenakshi, D., Prabha, S., Raajan, N., Compare the performance analysis for FFT based MIMO –OFDM with DWT based MIMO-OFDM, **IEEE International Conference ON Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology**, 2013
33. Yavanoğlu, A., Ertuğ, Ö., Capacity Improvement Of IEEE802.11n MIMO-OFDM Wlans Using Joint Transmit/Receive Antenna Selection Over Spatially Multiplexing Correlated Channels, **Proceedings of Signal Processing and Its Applications Conference (SIU'14)**, 361-364, 2014
34. Hubregt, J., Visser, A., Phased Array Antenna Basics, *John Wiley and Sons*, 2005
35. Stutzman, W., Thiele, G., Antenna Theory and Design, *2nd edition, Wiley, New York*, 1998
36. Lakshmanan, M., Nikookar, H., A review of wavelets for digital wireless communication, **Wireless Personal Communications**, **37**(10): 387-420, 2006.

37. Negash, B., Nikookar, H., Wavelet-based multicarrier transmission over multipath wireless channels, **IEE Electronics Letters**, **36**(21): 1787-1788, 2000
38. Coşkun, Y., Design of parallel image compression system based on discrete wavelet transform, Master Thesis, *Maltepe University Science and Engineering Graduate School*, 2019.
39. Balanis, C., Antenna theory: analysis and design, *New York: John Wiley and Sons*, 2005
40. Telatar, I., Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, *European Transaction on Telecommunications*, **10**, 585–595, 1999
41. Foschini, G., Gans, M., On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas, *Wireless Personal Communications*, **6**, 311-335, 1998
42. Shiu, D., Foschini, G., Gans, M., Kahn, J., Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems, **IEEE Transactions on Communications**, **48**(3): 502-513, 2000
43. Winters, J., On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment, **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **5**(1): 871- 878, 1987
44. Foschini, G., Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas, **Bell Labs Technical Journal**, **1**(2): 41- 59, 1996
45. Foschini, G., Gans, M., On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, **Wireless Personal Communications**, **6**(1): 311- 355, 1998
46. Telatar, E., Capacity of multi-antenna Gaussian channels, **European Transactions on Telecommunications**, **10**(6): 585- 596, 1999
47. Cheng, D., Fundamentals of Engineering Electromagnetics, Pearson, 1993
48. Balanis, C., Antenna Theory Analysis and Design, **3rd Edition, Wiley&Sons, New York**, 2005.
49. Milligan, T., Modern Antenna Design, **IEEE Wiley-Interscience**, Hoboken, 2005
50. Kinayman, N., Aksun, İ., Modern Microwave Circuits, **Norwood: Artech House**, 141-177, 2005
51. Huang, Y., Boyle, K., Antenna from Theory to Practice, **John Wiley & Sons Ltd**, (2008)
52. Vittanen, A., Radiation impedance of half wave length dipole antenna in terms of Bessel functions, **IEEE 10th Mediterranean Electrotechnical Conference**, 2000

53. Cheng, D., Field and Wave Electromagnetics Second Edition, **Pearson Edition**, 2004
54. Zelst, A., Nee, R., Awater, G., Space-Division Multiplexing for OFDM Systems, **IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings**, 2, 1070-1074, May 2000.



ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı : Ömer Faruk AYDIN
Uyruğu : T.C.
Doğum Tarihi ve Yeri: 08/05/1995, Kocasinan
Şehir : Kayseri
Medeni Durumu : Bekar
Tel : 352 222 41 41
GSM :530 068 27 33
Email : omerfarukaydin38@gmail.com

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet
Yüksek Lisans	Nuh Naci Yazgan Üni.	2020
Lisans	Nuh Naci Yazgan Üni.	2017

İŞ DENEYİMLERİ

Derece	Kurum	Görev
2020 - Halen	MS YAPI DENETİM	Elk. Elctr. Müh. Şeflik
2018 - 2020	MET ELEKTRİK	Elk. Elctr. Müh. Şeflik

YABANCI DİL

İngilizce

TEZDEN ÜRETİLEN YAYINLAR

1. **Ömer Faruk Aydın**, Asuman Savaşcıhabeş, “Lifting Dalgacık Dönüşümü Tabanlı MIMO Sistemlerde Lineer Detektörler ile BER Analizi” International Conf. On Access to Recent Advances in Engineering and Digitalization, ARACONF 2020, 5-7 Mart 2020, Kayseri (2020)
2. **Ömer Faruk Aydın**, Mehmet Hökelek, Asuman Savaşcıhabeş, “5G Mobil Haberleşme Ağları için Milimetre-Dalga Tabanlı İletişim Sistemi”, 6. Uluslararası Multidisipliner Çalışmaları Kongresi, Multicongress2019, 26-27 Nisan, Gaziantep (2019).



EKLER

```

% LWT – MIMO sistemi AWGN / Rayleigh kanal uyumlandırılması
%-----wavewlet transform
%          %%%%%%%%%%          INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
CA2=x(1,:);
CD2=zeros(1,length(CA2));
CA1 = ilwt(CA2,CD2,'haar');% single level inverse dwt
CD1 = zeros(1,length(CA1));
y2 = ilwt(CA1,CD1,'haar'); % single level inverse dwt
%-----wavwlet transform
%          %%%%%%%%%%          INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
CA3=x(2,:);
CD3=zeros(1,length(CA3));
CA4 = ilwt(CA3,CD3,'haar');% single level inverse dwt
CD4 = zeros(1,length(CA4));
y3 = ilwt(CA4,CD4,'haar'); % single level inverse dwt
%          %%%%%%%%%%          INVERSE          DWT
%%%%%%%%%
% wavelet cikislarinin matrise donusturulmesi
newdata(1,:)=y2;
newdata(2,:)=y3;
%rsig=H*x; % H*x
%rsig=H*newdata; % H*x datalar kanaldan geçiriliyor
rsig=newdata; % awgn channel
% receiver
%for s = snrlow:numsnr
    exparray(s)=expnr;
    alpha=M/(10^((snr(s)+10*log10(numbitspersymbol))/10)); % alpha of noise
    %s
    r=rsig+sqrt(alpha)*Noise; % kanaldan geçirilen datalara gürültü ekleniyor
    % r= received array
    estimate = r; %awgn channel
    datest3=estimate(1,:);
    datest4=estimate(2,:);
%          %%%%%%%%%%          DWT
%%%%%%%%%
[CA1,CD1] = lwt(datest3,'haar');
[CA2,CD2] = lwt(CA1,'haar');

x2=CA2;

[CA6,CD6] = lwt(datest4,'haar');
[CA9,CD9] = lwt(CA6,'haar');

x3=CA9;

```