

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

**ÇOK KULLANICILI MİLMETRE DALGA MIMO
SİSTEMLERDE KAPASİTE ANALİZİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan
Mehmet HÖKELEK**

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

**Temmuz 2021
KAYSERİ**

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

**ÇOK KULLANICILI MİLMETRE DALGA MIMO
SİSTEMLERDE KAPASİTE ANALİZİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan
Mehmet HÖKELEK**

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

**Temmuz 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.

Mehmet HÖKELEK
İmza

(Faint, stylized signature watermark)

YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI

“ Çok Kullanıcılı Milimetre Dalga MIMO Sistemlerde Kapasite Analizi ” adlı Yüksek Lisans tezi, Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan
Mehmet HÖKELEK
İmza

Tez Danışmanı
Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ
İmza

YÜKSEK LİSANS BİTİRME TEZİ KABUL VE ONAY SAYFASI

Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ danışmanlığında Mehmet HÖKELEK tarafından hazırlanan “Çok Kullanıcılı Milimetre Dalga MIMO Sistemlerde Kapasite Analizi” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

08 / 07 / 2021

JÜRİ:

Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

Üye : Doç. Dr. Zeki ORALHAN

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Nurcan Sarıkaya BAŞTÜRK

ONAY:

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

..... / /

Prof. Dr. Serhan YAMAÇLI
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 ailem en içten teşekkürlerimi sunarım.

Mehmet HÖKELEK
İmza



ÇOK KULLANICILI MİLMETRE DALGA MIMO SİSTEMLERDE KAPASİTE ANALİZİ

Mehmet HÖKELEK

Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2021

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

ÖZET

Mobil trafik ağı son yıllarda hızla büyümekte, mobil ağlarda daha fazla kapasite talebi giderek artmaktadır. Beşinci nesil (5G) mobil haberleşme teknolojisi, kullanıcıların yüksek hızlı ve düşük gecikmeli veri kullanımını destekler. Güç azaltma ise, 5G teknolojisi için önemli bir faktör olduğundan, milimetre dalga büyük ölçekli anten sistemlerinin güç performansını tam dijital temel bant ön kodlayıcılara kıyasla minimum spektral verimlilik kaybıyla geliştirir. Bu amaçla, hibrit ön kodlama uygulanır. Hibrit önkodlayıcıları hesaplamak için alternatif minimizasyon algoritmaları geliştirilmiştir. 60 GHz bandındaki milimetre dalga iletişimi, yüksek yol kaybına karşı koymak için ışın oluşturma (beamforming) kazançları elde etmek için hem gönderme hem de alma terminallerinde büyük anten dizileri gerektirir. Tamamen dijital teknikler, bu tür frekanslardaki donanım kısıtlamaları nedeniyle büyük anten dizileri ile mümkün değildir, ancak tamamen analog çözümler ciddi performans sınırlamalarına maruz kalmaktadır. Hibrit analog / dijital ışın şekillendirme, özellikle çok kullanıcılı bir senaryoya genişletildiğinde umut verici bir çözümdür.

Bu tez çalışmasında, çok-kullanıcılı milimetre dalga MIMO sistemlerde hibrit önkodlama, ışın oluşturma teknikleri altında önerilen sistemi alternatif yöntemlerle karşılaştırmak için farklı senaryolar için ergodik spektral verimlilik açısından gerçekleştirilen simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Veri hızı artışının spektral verimlilik analizi ile incelendiği bu tez çalışmasında 16x4 mm-dalga MIMO sistemleri için tek-dallı kanal olan çok-yolluluk etkisinin dâhil edilmediği senaryo ve 5-dallı çok-yollu kanal senaryosu için SNR değişimine karşı ergodik kapasite değişimi beamforming, girişimsiz iletim ve sıfıra-zorlamalı detektör kullanılarak incelenmiş, elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: 5G, milimetre-dalga, çok kullanıcılı MIMO, spektral verimlilik.

CAPACITY ANALYSIS IN MULTI-USER MILLIMETER WAVE MIMO SYSTEMS

Mehmet HÖKELEK

Nuh Naci Yazgan University, Graduate School of Sciences

Master Thesis, July 2021

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Asuman SAVAŞÇIHABEŞ

ABSTRACT

Mobile traffic network has been growing rapidly in recent years, and there is a demand for more capacity in network. Fifth generation (5G) mobile communication technology supports users' high-speed and low-latency data usage. As power reduction is an important factor for 5G technology, it improves the power performance of millimeter wave large scale antenna systems with minimal loss of spectral efficiency compared to full digital baseband pre-encoders. For this purpose, hybrid precoding is applied. Alternative minimization algorithms have been developed to calculate hybrid pre encoders. Millimeter wave communication in the 60 GHz band requires large antenna arrays at both the transmit and receive terminals to achieve beamforming gains to counter the high path loss. All-digital techniques are not possible with large antenna arrays due to hardware limitations such as frequencies, but purely analog solutions suffer severe performance limitations. Hybrid analog/digital beamforming is a promising solution, especially when there is an extended multi-user communication system.

In this thesis, the simulation results performed in terms of ergodic spectral efficiency for different scenarios are shown to compare the proposed system under hybrid precoding, beamforming techniques in multi-user millimeter wave MIMO systems with alternative methods. In this thesis study, in which the data rate increase is examined by spectral efficiency analysis, for the single-branch channel and 5-branch multipath channel scenario for 16x4 mm-wave MIMO systems, ergodic capacity change versus SNR change is used using beamforming, interference-free transmission and zero-forced detector. Analyzed, and the results were compared.

Key Words: 5G, millimeter-wave, multi user MIMO, spectral efficiency.

İÇİNDEKİLER

ÇOK KULLANICILI MİLİMETRE DALGA MIMO SİSTEMLERDE KAPASİTE ANALİZİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI	iii
YÜKSEK LİSANS BİTİRME TEZİ KABUL VE ONAY SAYFASI.....	iv
ÖZET	vi
ABSTRACT	vii
TABLolar LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLER LİSTESİ	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv

1. BÖLÜM

GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı ve Önemi.....	1
1.2. Milimetre Dalga Haberleşmesinin Özellikleri	1
1.3. Mobil Hücresel Ağların Gelişimi	3
1.4. Nesil Kavramı.....	7
1.5. Beşinci Nesil (5G) Gereksinimleri.....	13

2. BÖLÜM

SİSTEM MODELİ

2.1. Kalkınma / Kombinasyon için Kalman Formülasyonu	18
2.2. Kalman Merkezli Hibrit Ön Kodlama	19
2.2.1. Hibrit Ön Kodlama Optimizasyon Formülasyonu.....	19

2.2.2. RF Ön Kodlama ve Kombinasyon Matrisi	20
2.2.3. İteratif Kalman Temel Bant Ön Kodlama	21

3. BÖLÜM

MİLİMETRE DALGA HABERLEŞMESİ

4. BÖLÜM

ÇOK KULLANICILI MIMO SİSTEM MODELİ (MULTI-USER MIMO SYSTEM)

4.1. Çok Kullanıcı MIMO Sistemi için Matematiksel Model.....	33
4.2. Çok Kullanıcı MIMO Sisteminin Kanal Kapasitesi	35
4.2.1. MAC Kapasitesi.....	35
4.2.2. BC'nin Kapasitesi	37
4.3. Yayın Kanalı İçin İletim Yöntemleri.....	39
4.3.1. Kanal Ters Çevirme	39
4.3.2. Blok Diyagonalleştirme	40
4.3.3. DPC (Dirty Paper Coding) Kodlama.....	44
4.3.4. Tomlinson – Harashima Ön Kodlama.....	48
4.4. Lineer MIMO Detektörler	53
4.4.1. ML Detektör.....	53
4.4.2. ZF Detektör	53
4.4.3. MMSE Detektör.....	54

5. BÖLÜM

BENZETİM SONUÇLARI

5.1. Spektral Verimlilik Analizi	56
5.2. Darband Hibrid Önkodlamalı Kanalda Anten Sayısının (MIMO anten boyutunun) Kapasite Üzerindeki Etkisi.....	58

6. BÖLÜM

SONUÇLAR VE TARTIŞMA

6.1. Bulgular.....	70
6.2. Değerlendirme	72
KAYNAKLAR	73
ÖZGEÇMİŞ	77



TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Nesillere göre kablosuz ağların karşılaştırılması	9
Tablo 3.1. 1G'den 4G hücresel sistemlere kadar gereksinimleri ve yorumları.....	24
Tablo 3.2. Milimetre dalganın tarihsel gelişimi [29],[30].....	24
Tablo 3.3. Spektrum ve band genişliği tahsis tablosu [32]	26



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Milimetre dalga hibrit analog / dijital ön kodlamalı ve analog birleştirmeli çok kullanıcıli sistem	16
Şekil 3.1.	Milimetre Dalga Frekanslarında İletişim [33]	26
Şekil 4.1.	Çok kullanıcıli MIMO iletişim sistemleri: $K=4$	33
Şekil 4.2.	Çok kullanıcıli MIMO sistemi için yer-uydu bağı kanal modeli çoklu erişim kanalı (MAC).	34
Şekil 4.3.	Çok kullanıcıli MIMO sistemi için aşağı bağlantı kanalı modeli yayın kanalı (BC).	35
Şekil 4.4.	MAC'nin kapasite bölgesi: $K = 2$ ve $NM = 1$ [34].	36
Şekil 4.5.	İki kanallı ters çevirme yöntemlerinin BER performansı.	39
Şekil 4.6.	Sıfıra zorlama detektörü kullanılarak blok diyagonalleştirme yönteminin BER performansı alıcı: $NB = 4$, $K = 2$ ve $NM, 1 = NM, 2 = 2$	43
Şekil 4.7.	16-QAM takımyıldızı.	49
Şekil 4.8.	Simetrik modüler çalışmasının gösterimi (sadece x' 'in gerçek kısmı için). .	49
Şekil 4.9.	BER performansı: DPC ve THP.	52
Şekil 5.1.	Tek Dallı Kanalda Ergodik Kapasite Analizi (Gönderici Anten Sayısı=16, Alıcı Anten Sayısı=4, Kanal Türü= Tek Dallı Kanal, SNR=20 dB, İterasyonSayısı=500)	56
Şekil 5.2.	Beş Dallı Kanalda Ergodik Kapasite Analizi (Gönderici Anten Sayısı=16, Alıcı Anten Sayısı=4, Kanal Türü= Beş Dallı Kanal, SNR=20 dB, İterasyon Sayısı=500)	57
Şekil 5.3.	256 X 64 milimetre dalga sistem 2 RF zincir MMSE ($NS = 1, NS = 1$) ...	58
Şekil 5.4.	256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($NS = 1$)	59
Şekil 5.5.	256 X 64 milimetre dalga sistem 6 RF zincir MMSE birleştirme ($NS = 1, NS = 1$)	59
Şekil 5.6.	256 X 64 milimetre dalga sistem 8 RF zincir ve MMSE ($NS = 1$)	60

Şekil 5.7.	64 X 4 milimetre dalga sistem 2 RF zincir MMSE ($NS = 1, NS = 1$)	60
Şekil 5.8.	64 X 4 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($NS = 1, NS = 1$)	61
Şekil 5.9.	256 X 64 milimetre dalga sistem 2 RF zincir MMSE ($NS = 1, NS = 1$) ...	61
Şekil 5.10.	256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($NS = 1, NS = 1$) ...	62
Şekil 5.11.	256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($NS = 1, NS = 1$) ...	62
Şekil 5.12.	Milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşımın diğer tekniklere göre ergodik spektral verimlilik kazanç değişimi. 4X4 MIMO kanal	66
Şekil 5.13.	Milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşımın diğer tekniklere göre ergodik spektral verimlilik kazanç değişimi. Tek kullanıcılı SISO kanal	66
Şekil 5.14.	Milimetre dalga haberleşmesinde 2 RF zincir için 64X64 MIMO kanalda spektral verimlilik değişimi	67
Şekil 5.15.	Milimetre dalga haberleşmesinde 4 RF zincir için 64X64 MIMO kanalda spektral verimlilik değişimi	68

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
N_b	Kanal akış sayısı
M	Kullanıcı sayısı
$N_t \times N_b$	MIMO kanal boyutu
$x = F_{RF}F_{BB}^s$	Temel bant ön kodlayıcı giriş sinyali
r_m	Alınan sinyal vektörü
H_m	Kanal matrisi
$\hat{s}_m$	Tahmini alınan semboller vektörü
$\alpha_{m,l}$	Baz istasyonu ile mobil istasyon arasındaki yol kazancı
$\hat{s}_m(n)$	Kalman filtresi girişi
$K(n)$	Kalman kazancı
$C_e^{(ZF)}$	ZF detektör kapasitesi
$\gamma_s^{(MMSE)}(m)$	MMSE detektör için işaret gürültü oranı
$M^{(MMSE)}$	MMSE detektöre ait doğrusal matris ifadesi

Kısaltmalar	Açıklama
3GPP	Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi
AMPS	Gelişmiş Cep Telefonu Sistemi
AoA	Gelme Açısı
AoD	Ayrılma Açısı
AWGN	Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü
BER	Bit Hata Oranı
BSC	Baz İstasyon Kontrolör
BSS	Baz İstasyonu Alt Sistemi
BTS	Baz Alıcı Verici İstasyonu
CDMA	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
DECT	Sayısal Geliştirilmiş Kablosuz Telekomünikasyon
EHF	Son Derece Yüksek Frekans
G	Nesil
GPRS	Genel Paket Radyo Servisi
GSM	Mobil İletişim İçin Küresel Sistem

HLR	Yerel Konum Yazmacı
HSPA	Yüksek Hızlı Paket Erişimi
IOT	Nesnelerin İnterneti
ISDN	Tümleşik Hizmetler Dijital Ağı
ITU	Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
LAN	Yerel Alan Ağı
MAC	Çoklu Erişim Kanalı
MIMO	Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
M-MIMO	Çok Kullanıcılı Çoklu-Giriş Çoklu-Çıkış
mmWave	Milimetre Dalga
MS	Mobil İstasyon
MSA	Meta Yüzey Anteni
NMT	Kuzey Cep Telefonu
NSS	Şebeke Anahtarlama Alt Sistemi
PDC	Kişisel Sayısal Hücreseli
PSTN	Paket Anahtarlama Şebekelere Çıkış Kapısı
RAN	Radyo Erişim Ağı
RF	Radyo Frekansı
SHF	Süper Yüksek Frekans
SNR	İşaret Gürültü Oranı
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
WCDMA	Genişband Kod Bölmeli Çoklu Erişim

1. BÖLÜM

GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı ve Önemi

Önceki yıllara göre ciddi bir artış gösteren akıllı mobil cihaz sayısı buna bağlı olarak mobil veri trafiğinin de önemli derecede artış göstereceği öngörülmektedir. Artış göstermesi öngörülen mobil veriye ait trafik yoğunluğunu mikrodalga banttaki spektrum sınırlı olduğundan ötürü yetersiz olup karşılayamayacağı düşünülmektedir.

Mobil geniş band ağlarının kullanıcılar tarafından sürekli artış gösteren veri hızı taleplerini karşılayabilmesi ve buna bağlı olarak mobil verilere ait trafik hacimlerinde yaşanan hızlı artışa bir çözüm bulunması gerekmektedir.

Günümüzdeki hücresel iletişim ağlarının kablosuz haberleşme aygıtları için yüksek kaliteli, düşük gecikmeli, video ve multimedya uygulamaları sağlamaya çalışmasına rağmen 700 MHz ile 2.6 GHz arasında değişmekte olan bir taşıyıcı frekans spektrumu ile sınırlı kalması durumuna da çözüm bulunması gerekmektedir.

Kablosuz taşıyıcıların yaşadığı küresel band genişliği sorunu ileriki yıllarda daha geniş band hücresel iletişim ağları için yetmeyecek olması bizi üzerinde çalışıyor olduğumuz milimetre dalga frekans spektrumunun araştırılması konusunda teşvik etmiştir.

Yaptığımız çalışmalar ileriki yıllarda milimetre dalga spektrumunu kullanacak olan beşinci nesil hücresel ağların yapısal tasarımı ve hayata geçirilmesi için önem arz etmektedir.

1.2. Milimetre Dalga Haberleşmesinin Özellikleri

Milimetre dalga haberleşmesinin zorlukları aşağıda yer alan maddelerde açıklanmıştır;

- Milimetre dalga haberleşmesi ile frekanslarda yaşanacak olan değişim dördüncü nesil teknolojilere nazaran çok daha küçük boyutlu bir hücreye ihtiyaç duyulmasını gerektirecektir. Bu sebeple kablolu baz istasyonu sahalarının eskiye nazaran ciddi ölçüde daha büyük ölçekli olarak yerleştirilmesi gerekecektir.
- Daha iyi kapsama alanı ve daha güvenli bir haberleşme sistemi sunabilmek için sistemi tasarlarken önemli değişiklikler yapılması gerekmektedir. İletim aralığını artırmak için yüksek yönlü antenler ve yönlendirebilir anten ışınları gereklidir.
- Milimetre dalga, iç mekanlarda veya engele uğramayacağı noktalarda kolayca kullanılabilse de verici-alıcı noktalarının hareketli olduğu mobil kanallarda milimetre dalga iletişimi kullanmak zor olmaktadır.
- Her noktada en iyi ve en yüksek veri hızı sunabilmek adına yani saniyede çoklu gigabit, üstün mobil hizmetler ve daha önce sunulmamış yenilikçi teknoloji bileşenleri ile birlikte bu haberleşme sistemi mimarileri geliştirilmektedir.
- Yenilikçi teknoloji gelişimi ile buna bağlı olarak mobil servisler için mevcut spektrum bölünmektedir. Bu durum mobil cihaz tasarımında sorunlara neden olmaktadır. Örneğin çok sayıda band kombinasyonu gibi, alan anten sayısını, özellikle frekans azaldıkça sınırlamaktadır. Yeni mobil servisler için mevcut spektrum kalabalıklaşmaktadır.
- Bu teknolojide ağ alt yapısı karakteristiklerinin ve mimari yapısının kökten değişmesi gerekmektedir.

Milimetre dalga haberleşmesinin avantajları aşağıda yer alan maddelerde açıklanmıştır;

- Daha yüksek iletim hızı ve yayılma spektrumu kapasitesi milimetre dalgalarının geniş band genişliği sayesinde parazite ve girişimlere karşı daha fazla direnç sağlamaktadır.
- Birbirlerine yakın mesafede olan kullanıcılar için bir yere çoklu vericiler yerleştirilmesiyle kullanıcıların çok yüksek frekans aralıklarında birbirlerini etkilemeden aynı frekansta birden fazla kısa mesafe elde edilmektedir.
- Işın genişliği azalan anten boyutu için frekans arttırıldığında, giriş genişliği daha dar olmaktadır.
- 5G teknolojisinde frekans kanallarının her birinde 40 GHz'den fazla olan spektral band genişliği mevcuttur.

- Antenin frekans değeri arttıkça boyutu azalmakta olup, antenin frekans değeri azaldıkça boyutu artmaktadır. Bu bahsedilen durumda ters orantı söz konusu olup milimetre dalga haberleşmesinde donanımın boyutu en aza indirilmektedir.
- İleri giyilebilir bilgisayar teknolojisi yapay zekanın 5G'ye entegre edilmesi ile mümkün kılınabilmektedir.
- 5G teknolojisinin alt başlıklarından biri olan çoklu giriş ve çoklu çıkış (MIMO) sayesinde enerji tasarrufu sağlanmaktadır.
- Haberleşme konusunda önem arz eden çok geniş bir kapsama alanına ulaşmak hususunda daha az pil tüketirken bu durumu daha ucuz ağ maliyetle sağlamaktadır.
- 5G teknolojisinde 4G teknolojisine nazaran daha fazla verimlilik yüksek güvenilirlik sağlanmaktadır.

Milimetre dalga haberleşmesinin dezavantajları aşağıda yer alan maddelerde açıklanmıştır;

- Bu teknolojiye yüksek hassasiyetlere sahip küçük boyutlu elemanlar olması üretim maliyetini artırmaktadır.
- Haberleşme sisteminde uzun mesafeye sahip kullanıcılar arasında aşırı yüksek frekanslarda önemli ölçüde zayıflamalar meydana gelmektedir.
- Milimetre dalgası beton duvarlar, binalar, iş merkezleri gibi yapılarda daha az nüfus etme gücüne sahiptir.

1.3. Mobil Hücresel Ağların Gelişimi

Kablosuz ağ teknolojileri son birkaç yıldan beridir heyecan verici yeniliklere tanık olmuştur ve yakın gelecekte hızla büyüyen bir sektörü temsil etmeye devam edecektir. Son teknolojiler, bir şirketin mevcut fiziksel pozisyonundan bağımsız olarak müşterilere erişim kapasitesini artırmıştır. 2G de yer alan mevcut kablosuz ağ teknolojisini genişleten 3G mobil ağları, dünyanın bazı bölgelerinde saniyede 2 Mbps'ye varan hızlarda geniş band iletimi sunmaktadır [1-4]. Bununla birlikte, telekomünikasyon satıcıları ve hizmet sağlayıcıları, dördüncü nesil veya sadece 4G olarak bilinen yeni nesil, gerçek geniş band kablosuz hücresel sistemi araştırılıp gelişimi tamamlanmıştır. Kablosuz hizmet sağlayıcıları ve uygulama satıcıları, yeni teknolojileri ilerleyen zamanların kablosuz ağlarını oluşturacak şekilde geliştirdikçe beklentileri karşılamaya çalışacaktır. Yeni nesil kablosuz teknolojilerin (3G, 4G kablosuz ağlar ve geniş band sabit kablosuz iletişim gibi) önünde yatan şey, kablosuz hizmetler ve

uygulamalar, yani m-ticaret, m-iş, her yerde bulunan iş ve yaygın sağlık hizmetleri için büyük fırsatlar yaratır [5-7].

Gezgin haberleşme sistemlerinin gelişimi konusunda son yıllarda yürütülen araştırmalar; daha yüksek iletim hızlarının sağlanması, band genişliğinin daha verimli kullanılması ve servis sağlama çeşitliliğinin artırılması gibi yaklaşımlarla sürekli olarak artan kablosuz ve gezgin haberleşme taleplerini karşılamaya çalışmıştır. Hücresel gezgin haberleşme sistemleri, sistemin analog veya dijital olup olmadığının yanı sıra ses veya çoğul ortam verisiyle ilgilenilip ilgilenilmediğine bağlı olarak genel anlamda 1., 2., 3., 4. ve 5. nesil servisler olarak sınıflandırılmıştır.

Aşağıda çekirdek şebeke, erişim şebekesi, işaretleme şebekesi olmak üzere 3 çeşit şebeke türünden bahsedilmiştir.

Çekirdek şebekesi; arayan kullanıcıların çağrı istemlerini anahtarlayan ve bu çağrıları hedef kullanıcılara yönlendiren şebeke elemanları ve bu elemanlar arasındaki iletim hatları çekirdek şebekeyi oluşturmaktadır. Erişim şebekesi; kullanıcıların hizmet aldıkları şebekeye erişmelerini sağlayan alt şebeke, erişim şebekesi olarak adlandırılır. İşaretleme şebekesi; taşınan çağrıların başlatılması, kurulması, sonlandırılması ve yönlendirilmesi gibi işlemlerin gerçekleştirilmesi için gerekli işaretlerin şebeke elemanları arasında iletilmesini sağlar.

1. nesil gezgin haberleşme sistemleri NMT-450 olarak bilinir ve 450 MHz frekans aralığını kullanmaktadır. NMT-900, geliştirilen bir standart olup 900 MHz frekans bandında tanımlanmıştır. AMPS ise, 800 MHz iletim bant aralığında tanımlı bir standart olarak karşımıza çıkmaktadır ve bunların yanı sıra, bazı güney Amerika ülkelerinde, Avustralya ve bazı uzak doğu ülkelerinde kullanılmıştır. İkinci nesil mobil sistemler ise data aktarımında dijital radyo transferini kullanmaktadır. Dolayısıyla, 1G ve 2G sistemler arasındaki fark açıkça ortaya konulmuş durumdadır. Yani, analog iletim ile dijital iletim en temel farkı oluşturur. İkinci nesil sistemler ile çok yüksek veri iletim kapasitesine ulaşılabilmiştir. İkinci nesil sistemlerde bir frekans bandı, birden çok kullanıcıya aynı anda kullanım fırsatı sunar. Dolayısıyla bu senkron iletim sinyal işleme teknikleri ile kod bölücü ya da zaman bölücü sistemler üzerinden gerçekleştirilmektedir. İkinci nesil iletişim için var olan temel standartlar; mobil iletişim için küresel sistem (GSM), Sayısal AMPS (Dijital-AMPS), Kod bölmeli çoklu erişim tekniği (CDMA) Kişisel sayısal hücreli (PDC) standardı olmak üzere dört adettir.

Sayısal kablosuz sistemlerin iyi bilinen 3 örneği: CT2, Sayısal Geliştirilmiş Kablosuz Telekomünikasyon (DECT) ve kişisel Handyphone sistemi (PHS)'dir. Genel olarak ikinci nesil sistemlerden bahsedildiğinde, sayısal kablosuz sistemlere de değinilir. Bu sistemler, herhangi bir ağ bileşenine sahip değildir. Tipik bir sistem konfigürasyonu, bir baz istasyonu ve bir grup el setini içerir. Baz istasyonu, sabit veya hareketli olabilen diğer bazı ağlara dahil edilmiştir. Kapsama alanı, kent merkezleri veya ofis binalarını içerecek şekilde oldukça sınırlandırılmıştır. GSM şebekesi; gezgin istasyon (MS), baz istasyonu alt sistemi (BSS) ve şebeke anahtarlama alt sistemi (NSS) olmak üzere yapısal olarak üç ana bileşene ayrılabilir.

Gezgin İstasyon (Mobile Station, MS), abonenin haberleşme için kullanması gereken gezgin telefon cihazı, faks cihazı vb. terminal cihazlardır. MS, aboneyi ve aldığı hizmetleri Yerel Konum Yazmacı'na (Home Location Register, HLR) bildirmek üzere Abone Kimlik Modülü (Subscriber Identity Module, SIM) kartını içerir.

Baz İstasyonu Alt Sistemi (Base Station Subsystem, BSS), bir veya daha fazla BSS, abonenin şebekeye erişimini sağlayan MS ile santral arasındaki kablosuz bağlantıyı sağlayan erişim şebekesini oluşturur. Erişim şebekesi olan BSS, bir Baz İstasyonu Denetleyicisi (Base Station Controller, BSC) ve birden fazla Baz Alıcı-Verici İstasyonu'ndan (Base Transceiver Station, BTS) oluşur. Bir BSS birden fazla hücreye hizmet verebilir. BSS; kanal tahsisi, bağlantı kalitesi, güç yönetimi, işaretleşme ve çağrı trafiği denetimi, BTS'ler arası geçişlerin başlatılması ve frekans atlamasından sorumludur.

Kullanıcının şebekede ya da diğer şebekelerde yer alan kullanıcılarla veri transferini mümkün kılan şebeke Anahtarlama Alt Sistemi (Network Switching Subsystem, NSS) aynı zamanda abonelik süreçlerini yöneten, çekirdek şebeke olarak isimlendirilmektedir. GSM, PSTN gibi devre anahtarlmalı bir çekirdek şebekeye sahiptir, yani şebeke NSS elemanları arasındaki bağlantılar zaman bölmeli çoğullama (TDM) ile sağlanmaktadır. NSS, ara bağlantının gerçekleştiği şebeke parçası olması nedeniyle GSM şebekesinin PSTN, ISDN (Integrated Services Digital Networks) ve paket anahtarlmalı şebekelere çıkış kapısıdır. VLR aboneye ait aktif işlemleri gerçekleştirmede kullanılan geçici kütüktür. Yapı olarak HLR'nin kopyasıdır. Genellikle MSC ile tümleşik olarak imal edilmektedir.

Analog şebeke ile karşılaştırıldığında GSM şebekesinin dijital yapısı ve yüksek kapasite ve düşük hata oranları temel avantajlarıdır. GSM, ISDN'in bir uzantısıdır ve

hücresel şebeke ile gezgin kullanıcı cihazı arasında sayısal bir radyo arabirimi kullanır. Analog sistemler ile karşılaştırıldığında GSM'in çok daha yüksek bir kullanıcı kapasitesine sahip olduğu görülür. GSM, konuşmanın sayısal olarak transferi ve yüksek performanslı sayısal işaret işleyici işlemciler arasında oldukça iyi bir konuşma iletim kapasitesine sahiptir. Analog sistemler ile karşılaştırıldığında, girişimin ve gürültünün mevcut ortamlarda konuşma kalitesi hissedilebilir derecede iyidir. Gürültü ve girişim sebebiyle yok olan konuşma çerçevelerine rastlandığında hata düzeltme işlemi yapılır; eğer kaybolan bilgi çok fazla ise, sayısal bir ekstrapolasyon algoritması ile bu boşluk doldurulur.

GPRS konusunda, halihazırda kullanılmakta olan GSM şebekesi üzerinden artırılmış hızlarla paket data gönderimini gerçekleştiren bir oluşumdur ve internet gibi paket data iletim ağlarına kablosuz olarak iletimde olmayı büyük oranda kolaylaştıran bir taşıyıcı hizmetidir. Kullanıcı açısından, veri transfer hızlarının düşük olması, bağlantının kurulmasının pek çok kullanıcıya karmaşık gelen işlemler içermesi ve uzun sürmesi, bunların ötesinde sağlanan hizmetin pahalı olması mevcut şebeke üzerinden veri iletiminin dezavantajıdır.

GPRS'in başlıca kullanıcı özellikleri; hız, süreklilik, yeni uygulamalar, paket anahtarlama, spektrum verimliliği, internet erişimi olmak üzere 6 adet olup aşağıda açıklanmıştır.

Hız; GPRS devre anahtarlama data aktarımı ile SMS hizmeti ile karşılaştırıldığında en düşük maliyete sahip olan veri iletim hizmetidir.

Kesintisizlik; GPRS'in kullanıcıya sunduğu en temel özellik sürekli şebekeye bağlı olmak, yani sürekli çevrimiçi (online) olmaktır. Süreklilik, devre anahtarlama veri iletimi ile kıyaslandığında GPRS'in en büyük avantajlarından biridir.

Yeni nesil uygulamalar; GPRS, mevcut GSM şebekesi üzerinden, devre anahtarlama data hızındaki (9.6 Kbps) ve SMS veri boyutu (160 Karakter) gibi sınırlamalar nedeniyle önceden gerçekleştirilemeyen birçok yeni uygulamaya imkân vermiştir.

Paket anahtarlama; GPRS sisteminde gönderilmek istenilen data, gönderilmeden evvel paket olarak bilinen birbirinden bağımsız ancak birbiri ile ilgili veri paketlerine bölünür. Alıcı tarafında ise bu parçalar tekrar birleştirilir. Örneğin internet kullanımında paket iletim yapılmaktadır.

Spektrum verimliliği; GPRS sistemi, kullanılabilir radyo kanallarını belli bir süre kullanıcıya tahsis etmek yerine, kullanıcı sadece veri gönderirken veya alırken meşgul eder veya kullanır. Böylece mevcut kanallar diğer kullanıcılar tarafından da kullanılabilir. Bu sayede sınırlı olan band genişliğini ve radyo kanallarını daha çok kullanıcı paylaşır.

İnternet erişimi; GPRS bugün sabit şebekeler üzerinden erişebildiğimiz tüm uygulamalara hareketli olarak erişme imkânı sağlamaktadır. Dolayısıyla GPRS hizmeti sunan şebeke işleticileri aynı zamanda birer internet servisi sağlayıcısı haline gelmişlerdir.

Pratikteki hız düşüklüğü; teorideki veri iletim hızı olan 172.2 Kbps'a ulaşabilmek için tek bir kullanıcının tüm sekiz zaman dilimini herhangi bir hata koruması olmaksızın kullanması gerekir. Ancak uygulamada hiçbir operatör bir tek GPRS kullanıcısının tüm zaman dilimlerini kullanmasına müsaade etmez. Bunun yanında gezgin GPRS terminallerinin de iki ya da üç zaman dilimini desteklerler. Dolayısıyla band genişliği sınırlıdır.

1.4. Nesil Kavramı

Toplam hücresel, Kişisel İletişim Sistemi (PCS) ve diğer kablosuz abone sayısı 2006 yılı sonunda 2 milyara ulaşmış ve 1,7 milyardan fazla kablosuz abone sayısına ulaşılmıştır. Günümüzdeki mobil taleplerde, bugün yeryüzünde var olan birçok farklı standart kullanılarak hizmet verilmektedir. Bu hizmetler daha çok farklı sinyal işleme teknikleri olan Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA), Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA), Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) ve 3G ile bunlara ilave olarak CDMA 2000 ya da Geniş Band Kod Bölmeli Çoklu Erişim (WCDMA) teknikleri ile, kablosuz iletişim protokollerinin birden çok sürümlerine bağlı olarak geliştirilen birinci nesil (1G) ile ikinci nesil (2G) ağırları kapsamaktadır [8].

3G spesifikasyonlarının, hem mevcut operatörlerin birinci ve ikinci nesil ağırlarını 3G hizmetlerine doğru geliştirmeleri için hem de uydu veya karasal sağlayıcılar tarafından yeni 3G sistemleri tasarlamada ihtiyaç duydukları esnekliği sunduğuna dikkat edilmelidir. İletim kanalları üzerinden, birinci nesil ile ikinci nesil kablosuz sistemlerin 3G ile entegre olarak çalışmasına ya da bu sistemlere dönüşmesine yardımcı olmak için özenle geliştirilmiş durumda bulunan beş farklı alternatifte izin verir. Bununla birlikte, operatörlerin sınırlı pazar ihtiyaçları algısı, taşıyıcılara ve operatörlere yönelik teşvik

eksikliği, mevcut birinci ve ikinci nesil kablosuz sistemlere yapılan ağır sermaye yatırımı ve birçok ülkede kablosuz operatörlerin tekeli nedeniyle dünya çapında 3G'ye geçiş bu kadar hızlı olmamıştır. Daha geniş bir bakış açısına göre ise, mobil ve kablosuz ağlar ayrıca kablosuz yerel alan ağları (LANs) uyduları, sabit kablosuz ağları ve kişisel alan ağlarını içerir. Bunların her biri için günümüzde birden fazla standart mevcuttur ve hizmet kalitesi, birçok mevcut ve gelişmekte olan ağın mobilite düzeyini ve erişim kalitesi her konum ve sağlayıcıya göre değişir. Örneğin, mevcut kablosuz LAN'ların çoğu 1 ila 11 Mbps (802.11 ve 802.11b) aralığında toplam bit hızları sunsada, iki yeni kablosuz LAN standardı – 802.11a ve 802.11g – 54 Mbps'ye kadar bit hızları sunar. Bu oranların mümkün olan en iyi verimi temsil ettiği ve erişim noktasından uzaklaştıkça azalmaya tabi olduğu belirtilmelidir. Toplamsal veri hızı, tek bir kullanıcı ile sınırlı bir bit hızına sahip durumda bulunan çok sayıda kullanıcı arasında dağıtılmaktadır. Ortaya çıkan bir sorun, üst düzey uygulamaları desteklemek için kullanıcı başına bit hızını artırma ihtiyacı ve gereksinimlerin nasıl karşılanacağıdır. Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (IEEE) Yüksek Verimli Görev Gücü (yakında 802.11n olacak), gelecekteki kablosuz LAN'ların taleplerini karşılamak için bit hızlarını 108 Mbps'ye ve muhtemelen 320 Mbps'ye artırmanın yolları düşünülmüştür. Bu örnek, aslında, kablosuz mobil teknolojilerin gelişimlerine ait ön bir aşamanın örneği olabilir.

4. nesil (4G) konusunda 4G kablosuz ağların tasarımına ve geliştirilmesine, heterojen kablosuz ağlar, multimedya servisleri ve kablosuz bağlantılar için çok yüksek bit hızları ve paket anahtarlama kablosuz ağlar arasında dolaşımı desteklemek için artan bir ilgi vardır. 4G kablosuz ağlar, kullanıcıların çok ağı cihazlar veya birbirine bağlı kablosuz ağlar kullanarak bir tür kablosuz ağdan diğerine geçmesine izin verecektir. Örneğin, kullanıcı evdeyken, Genel Anahtarlama Telefon Şebekesi'ne (PSTN) erişmek için cihazı kablosuz telefon olarak kullanabilir.

Örneğin hareketli mobil halinde iken, hücresel bir ağ ile bağlantı kurulur. Bu hizmetin kapsamadığı bir alanda iken, uydu tabanlı bir şebekeye geçebilir. Kapalı bir alana geçildiğinde ise, bağlantı, yüksek band genişliğine sahip bir kablosuz yerel alan ağına taşınabilir. 4G ağlarını ayıran faktörler, hücresel, kablosuz LAN'lar, Kablosuz WAN'lar, uydular ve diğerleri; IP birlikte çalışabilirliği; 50 Mbps veya daha fazla aralıkta daha yüksek bit hızları; birden fazla ağda konum izleme ve dinamik hizmet kalitesi görüşmesi dahil olmak üzere çok sayıda heterojen ağda dolaşımdır. 4G ağları, son dekat içinde araştırmacılar ve şirketler arasında büyük ilgi ile karşılanmıştır. 3G

ağları şu anda konuşlandırılırken, 4G ağlarının 2008 ile 2010 arasındaki dönemde devreye alınmış, dört neslin bir karşılaştırması ve gelişimi Tablo 1.1'de gösterilmektedir [9].

3GPP sürüm 10 ile tanımlanan LTE-A teknolojisi geliştirme çalışmaları Mart 2008'de başlamış ve ilk fazı Haziran 2011'de tamamlanmıştır. Ticari kullanımının ise 2013 ile 2015 yılları arasında gerçekleştiği bilinmektedir. LTE-A veri transfer hızının 2015 yılında 1.6 Gbps değerine ulaşması öngörülmektedir [10-12]. Yüksek hızlı hareketlilik (araba ve trenle seyahat durumunda) için ise 100 Mbps gibi yüksek hızlarda veri transferine imkân sağlar.

Tablo 1.1. Nesillere göre kablosuz ağların karşılaştırılması

Nesil	Protokol	Anahtar Özellikleri	Gelişimi
1G	FDMA	Analog, ses iletimi, düşük güvenli, düşük bit veri hızı desteği.	Tek tip analog kablosuz ağlara erişim ve bunlar arasında dolaşım.
2G ve 2.5G	TDMA, CDMA	Sayısal, artırılmış güvenlik, ses ve data.	Tek tip sayısal kablosuz ağlara erişim ve bunlar arasında dolaşım, 1G'ye erişim
3G	CDMA2000/W-CDMA	Sayısal, çoklu-ortam servisi (multimedia), tek tip kablosuz ağ üzerinden küresel erişim (hücreli ağlar), 258 Kbps veya daha yüksek (Mbps) veri hızı.	Tek tip multimedia kablosuz ağlarına erişim ve bunlar arasında dolaşım, 2G ve 1G'ye erişim.
4G	TBD	Çoklu kablosuz ağlar üzerinden küresel erişim, 50 Mbps ve daha yüksek veri hızı, Kesintisiz mobil internet için IP birlikte çalışabilirliği.	Çok sayıda yüksek band genişliğine sahip multimedia kablosuz ağlarına erişim ve bunlar arasında dolaşım + 3G, 2G ve 1G'ye erişim

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde 4G sonrası gelişim gösteren 4.5G tamamen IP tabanlı olarak çalışmakta olup, Wimax teknolojisinin devamı niteliğindedir. Data hızı sabit alıcılar için 1 Gbps hareketli alıcılar için 100 Mbps hızlarına kadar çıkabilir.

4.5G, kullanıcılara farklı uygulamalar arasında sorunsuz geçiş yapabilme, gezgin multimedia hizmetlerinden faydalanma, geniş kapsama alanında düşük enerji tüketimi

ile artırılmış kalitede çevrimiçi olma özellikleri sunmaktadır. Böyle hizmetler ile bağlantı sürekliliğinde ve yüksek çözünürlükte video aktarımı, yüksek çözünürlükte görüntülü iletişim, ayrıca 3D oyun uygulamaları kullanabilme gibi veri hızının artırıldığı data transferlerine imkân sunmaktadır. Veri hızının artışı ile data transferi ve düşük gecikmelerle kullanıcı talebini karşılamaya çalışan birtakım uğraşlar yeni nesil 5G olarak isimlendirilmektedir. Artırılmış data iletimini sağlayabilmek üzere daha yüksek frekans bandına ihtiyaç duyulan 5G iletişiminin bu yılın sonlarına doğru Amerika gibi bazı ülkelerde kullanıcılar için hizmete konulması planlanmaktadır. Dünya genelinde ve ülkemizde geçişin 2020 yılı sonrası gerçekleşeceği öngörülen 5G'nin; Nesnelerin İnterneti teknolojisinde gereksinim duyulan hızlı data transferini, bulut sistemini kullanan akıllı otomobiller gibi mobil sistemlerin ihtiyaç duyduğu düşük gecikmeli (low latency) iletim gibi yenilikleri hizmete sağlaması öngörülmektedir.

Daha yüksek veri hızları için sürekli artan talep, kullanıcı sayısı ve dolayısıyla geleceğin mobil iletişim sistemleri için kapasite nedeniyle, daha fazla bant genişliği için önemli bir ihtiyaç olarak ortaya çıkmıştır. Bu tür geniş bant genişlikleri son derece yüksek veri hızı küçük hücre mimarileri ile yalnızca dalga boyunun 100 mm (3 GHz'de) ve 1 mm (300 GHz'de) arasında değiştiği milimetre dalga (mmDalga) frekanslarında mevcut olduğundan, mobil operatörler ve düzenleyici kurumlar bu frekanslara odaklanmaktadır. Ek bant genişliğine ek olarak, gelişmiş anten ve Çok Sayıda-Çoklu-Giriş-Çoklu-Çıkış (M-MIMO) sistemlerini oluşturan çeşitlilik teknikleri, gerekli veri hızlarını sağlamak için en popüler adaylardır.

Bununla birlikte, bu tür sistemlerin karmaşıklığı önemli ölçüde arttığında, sistem karmaşıklığını, yüksek yol kaybını ve küçük hücreli milimetre dalga sistemlerine özgü güç tüketimini azaltmak için yeni yöntemlerin tanıtılması zorunlu hale gelmektedir.

Örneğin, temel bantta dijital hibrit ön kodlama, hüzmeye oluşturma kazancını arttırmak için kullanılan büyük milimetre dalga anten dizileri nedeniyle büyük ölçekli anten sistemleri donanım maliyetini azaltmak için önerilmektedir. Ön kodlama olarak bilinen çoklu veri akışlarıyla hüzmeye oluşturma (beam forming), milimetre dalga spektral verimliliğini daha da geliştirmek için kullanılmıştır. Radyo Frekansı (RF) alanındaki analog işlemenin, ortaya çıkan maliyeti azalttığı ve verici ön kodlamasının ve alıcının büyük anten dizileriyle birleştirilmesinin düşünüldüğü milimetre dalga sistemlerinde karışık sinyalli cihazların güç tüketimiyle mücadele ettiği kanıtlanmıştır [13]. Literatürde milimetre dalga kanallarının uzamsal yapısı, ön kodlama/birleştirme

problemini seyrek bir yeniden yapılandırma problemi olarak formüle etmek için kullanıldığı çalışmalar bu alanda öncü olmuştur.

[13]'te sunulan çalışma, MIMO tekniklerinin kablosuz bir sistemde bağlantı güvenilirliğini arttırmada ve hem vericiye hem de alıcıya kurulan çoklu antenler nedeniyle kapsama alanını iyileştirmede etkili olduğunu ileri sürmektedir. Alt bağlantı çok kullanıcı milimetre dalga sistemleri için, tüm sistem donanımının azaltılmış güç tüketimini sağlayan analog ve dijital işlemenin bir kombinasyonunu içeren, düşük karmaşıklıkta bir hibrit analog/dijital ön kodlama tekniği geliştirilmiştir. Tez kapsamında incelenen bu yaklaşımda kullanılan hibrit yöntem, vericide hibrit ön kodlayıcıları ve küçük bir eğitim dizisine sahip alıcılarda hibrit birleştiricileri kullanır ve yalnızca analog hüzmeleme çözümlerine kıyasla daha yüksek performans sağlar. Genel sistem performansı, nispeten küçük kod çizelgeleri ile kısıtlanmamış dijital hüzme şekillendirmenin performansına yaklaşır.

Milimetre dalga M-MIMO sistemi, daha yüksek veri hızları ve spektral verimlilik elde etmek için çok sayıda anten gerektirir. Çok sayıda antenle, antenlerin güç tüketimi ve boyutlarının azaltılması birincil hedef olmuştur. Mikroşerit yama antenler, çok yönlülükleri nedeniyle son birkaç on yılda en çok araştırılan antenlerden biridir. Yama antenler düşük profilleri, daha az güç tüketimi, daha az maliyetli olmaları, uygunlukları, imalat kolaylığı ve Monolitik Mikrodalga Entegre Devreler (MMIC) ile uyumlulukları açısından oldukça avantajlıdır.

Yama antenler, baskılı devre teknikleri kullanılarak bir metal levhanın bir alt tabaka üzerine aşındırılmasıyla kolaylıkla imal edilen, yayılan yama, dielektrik alt tabaka ve toprak düzlemi olmak üzere üç temel parçaya sahip düzlemsel rezonans boşluklarıdır. Yama antenler, hafif olmaları ve uyumlu alt tabakaları nedeniyle şok ve titreşim gibi zorlu çevre koşullarına dayanabilir. Teknolojideki gelişmelerle birlikte çoğu elektronik cihazın boyutları küçülmektedir, bu nedenle günümüz elektronik ve iletişim cihazlarında yama antenler en çok kullanılan antenlerden biridir. Mobil baz istasyonlarında yama antenlerin kullanımı, fabrikasyonları açısından oldukça kullanışlı hale gelmektedir. MIMO teknolojisi, yüksek veri hızları ve kapasite elde etmek için birden fazla anten elemanından oluşur, ancak anten elemanları arasında karşılıklı bağlantı maliyeti vardır. Birbirine yakın yerleştirilen anten elemanlarında karşılıklı eşleşme ortaya çıkar. Antenler birbirine ne kadar yakınsa, anten performansının düşmesine neden olan daha yüksek karşılıklı bağlantı şansı o kadar fazladır.

Birleştirmenin varlığında dizideki her eleman komşu elemanların performansını etkiler.

Karşılıklı kuplaj problemini sınırlamak için, ya elemanlar birbirlerini etkilemeyecek şekilde yeterince uzakta tutulurlar ya da anten boyut optimizasyonu, ışıyan yamanın üzerinde dielektrik katmanlar, kısa devre pimleri, Elektromanyetik Bant Boşluğu (EBG) ve metamalzeme teknikleri kullanılmaktadır. [14].

Anten elemanlarını birbirinden uzak tutmak istenmeyen yan loblar ve hatta ızgara lobları üretir. Bahsedilen tüm teknikler karşılıklı kuplajı başarılı bir şekilde azaltır, ancak kusurlu zemin yapısı, antenin boyutunu kompakt tutmak ve kazanç, yönlülük, bant genişliği vb. gibi gerekli parametreleri bozmamak açısından avantajlıdır. Kusurlu bir zemin yapısı, zemin düzleminde kusurlar olarak adlandırılan yuvalar yerleştirilerek elde edilir. Kusurlar, belirli bir boyuttaki zeminin metalik kısımları kaldırılarak oluşturulur. Yuvalar, antenin endüktansını ve kapasitansını değiştirme eğilimindedir ve yuvalar yolunda akan akım dağılımını bozar, bu da anten elemanları arasındaki karşılıklı bağlantıyı azaltırken kazanç ve bant genişliği gibi anten özelliklerini geliştirir.

Yarıklı bölgeyi artırarak, endüktans ve kapasitans değişme eğilimindedir ve rezonans frekansı azalır, bu da bir antenin boyutunun küçülmesine yardımcı olur. Metasurface Anten (MSA) ayrıştırması, birbirine yakın yerleştirilmiş anten elemanları arasındaki paraziti önlemek için yaygın olarak kullanılan başka bir tekniktir. Tekrarlayan şekilli ince metalik katmanlar ve abartılı köşeler veya kıvrımlar, istenmeyen bağlantı ve müdahalelerin bastırılmasına yardımcı olan belirli bir geçirgenliğe ve geçirgenliğe sahip manyetik bir ortam gibi davranan bir dielektrik alt tabaka üzerine kazınır. Literatüre uygun olarak, birçok çalışmada kusurlu zemin yapıları ve meta yüzey kullanan milimetre dalga M-MIMO sistemleri için yeni bir düzgün uyarılmış koaksiyel beslemeli yama anten dizileri tasarımı önerilmektedir. Ancak tez kapsamında simülasyon sonuçları alınırken literatürde çokça kullanılan dipol anten dizinleri ile çalışılmış durumdadır. Yama anten kullanımı ileriki çalışmalarda ele almayı planlamaktayız. Ayrıca, Eşlenik Gradyan (CG) ve Ortogonal Procrustes Problemi (OPP) algoritmalarına dayalı manifold optimizasyonunu Barzilai-Borwein (BB) Gradient Yöntemi literatürde yer alan teknikler olarak karşımıza çıkmaktadır. Bit Hata Oranı (BER), kapsama olasılığı ve spektral verimlilik performansları değerlendirilerek BB yönteminin OPP'den daha iyi bir performans gösterdiği ve CG ile hemen hemen aynı

performansa sahip olduđu gösterilmiřtir. BB ve CG algoritmaları benzer řekilde alıřsada, BB algoritmasının dűřűk karmařıklıđı onu pratik kullanım için daha uygun hale getirir.

1.5. Beşinci Nesil (5G) Gereksinimleri

4G hűcresel ađların tasarımında ve evriminde kaydedilen ilerlemelere rađmen, yeni pazar trendleri, bizi 5G mobil ađın gerekliliđine daha da iten, eři benzeri gűrűlmemiř derecede zorlu gereksinimler dayatıyor. DOCOMO'nun 5G hedefleri; yűksek sistem kapasitesi, yűksek veri hızları, bűyűk bađlantı desteđi, azaltılmıř RAN gecikmesi, dűřűk maliyet daha yűksek enerji verimliliđi ve acil durumlara karři dayanıklılık [20] olup bu hedefler ařađıda açıklanmıřtır.

Yűksek sistem kapasitesi; 5G, bugűnűn ađlarından çok daha bűyűk olan trafik hacimlerini yűnetebilmelidir. Buradaki hedef LTE'ye kıyasla kilometrekare bařına 1000 kat sistem kapasitesi elde etmektir.

Yűksek veri hızları; 5G, bugűnűn dađtımlarından pratik olarak daha yűksek veri hızları sađlamalıdır. Ayrıca, 5G, LTE'ye gűre daha tekdűze kullanıcı deneyimi (QoS) ile birlikte daha yűksek veri hızı hizmetleri sunmayı hedeflemelidir.

Bűyűk bađlantı desteđi; 5G, tűm zamanların bađlı bulut hizmetlerini ve IoT için daha fazla makine tipi cihazı desteklemek için çok sayıda cihazın aynı anda ađa bađlanmasına izin vermelidir.

Azaltılmıř RAN gecikmesi; 5G, yalnızca daha yűksek veri hızı sađlamakla kalmamalı, aynı zamanda radyo eriřim ađı (RAN) űzerinden 1 ms'den daha dűřűk bir kullanıcı dűzlemi gecikmesi sađlamalıdır; bu, LTE'nin 5 ms deđerinden bűyűk bir sıçramadır.

Azaltılmıř maliyet ve yűksek enerji verimliliđi ve acil durumlara karři robust olma gibi avantajlar ile; 5G, ađ maliyeti bařına yűkseltilmıř kapasite oluřturmalı, enerji açısından verimli olmalı, ayrıca dođal afetlere karři da daha gűlű bir yapıda tasarlanmalıdır. Dolayısıyla yeni nesil mobil sistemlerde ve mobil iletiřim taleplerini karřılamada bu konu ayrıca műhim olarak deđerlendirilmektedir.

Mobil ve kablosuz servisler konusunda, mobil iletiřimde son yıllarda geliřen teknoloji ve kullanılan teknolojik cihazların sayısındaki ve çeřitliliđindeki artıř sebebiyle bu teknolojileri desteklemek amaçlı band geniřliđi talebinin arttıđı gűrűlmektedir. Bu teknolojilere bakıldıđında; mobil gűrűntűlű telefonlar, yűksek

teknolojili TV'ler, video konferans ve yüksek hızlı internet erişimini örnek olarak verilebilmektedir. Yine günümüzde popüler bir konu olan IoT (internet of things) teknolojisinin de gelişmesi band genişliği talebinin artmasına sebep olmaktadır. 5G radyo erişimi için benzersiz olan özelliklerin başında önceki nesillere kıyasla çok çeşitli taşıyıcı frekansları ve dağıtım seçenekleri, çok farklı kullanıcı gereksinimlerine sahip çeşitli kullanım durumları, küçük boyutlu baz istasyonları, kendi kendine taşıma, büyük MIMO ve büyük kanal band genişlikleri yer almaktadır.



2. BÖLÜM

SİSTEM MODELİ

Sistem modeli aşağıdaki maddelerde gösterilmiştir.

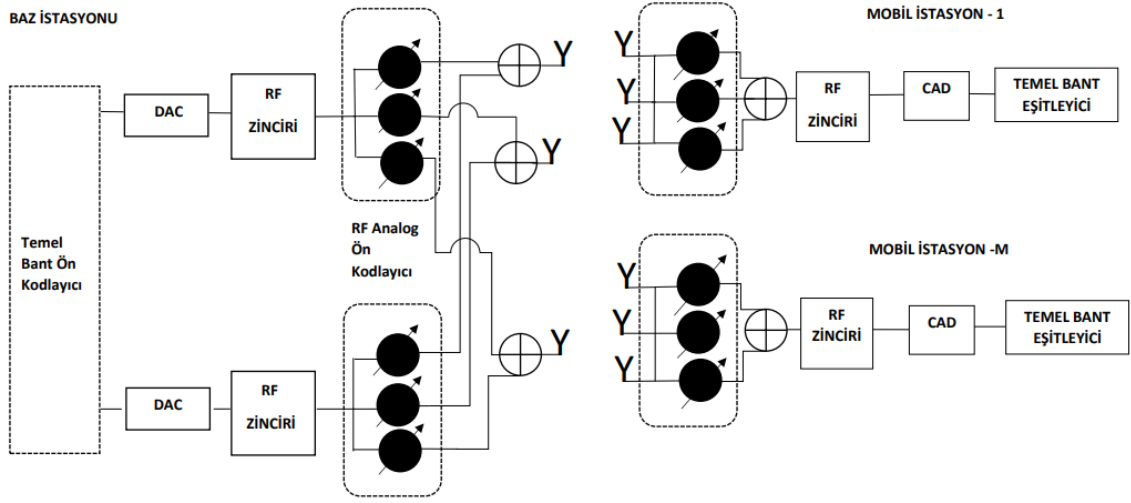
- $\mathbf{A}$ bir matris, $\mathbf{a}$ bir vektör α bir skaler, ve A bir kümedir.
- $\|\mathbf{A}\|_F$ $\mathbf{A}$ 'nın Frobenius formu iken $\mathbf{A}^T, \mathbf{A}^H, \mathbf{A}^{-1}$ sırasıyla onun transpozunun, Hermitian'ı ve tersidir.
- $\mathbf{I}$, kimlik matrisidir ve $\mathbf{N}(\mathbf{m}, \mathbf{R})$, ortalama $\mathbf{m}$ ve kovaryans $\mathbf{R}$ ile karmaşık bir Gauss rastgele vektörüdür.
- $E[.]$ beklentiye belirtmek için kullanılır.

Dijital şemalarda bulunan RF zincirlerinin sayısı hibrit çözümlerinde ki anten sayılarına göre daha az görüldüğünden dolayı RF zincirlerinin enerji tüketiminin azaltma sebebi sinyal işleme karmaşıklığıdır [21]. Ağ mimarisi, baz istasyonunun N_{BS} akımları ve her biri N_{MS} antenleri ve bir RF zinciri olan $N_b < N_t < N_{BS}$ ile M mobil istasyonları sunmak için N_b akışları ve N_t RF zincirleri gönderdiği milimetre dalga tabanlı büyük bir MIMO hücreli sistemidir [22],[23].

Yapısal fiziki durumunu bozmadan mobil istasyonda sadece bir RF zincirinin daha basit bir yapısını kabul etmekteyiz. Bu varsayım kullanıcı cihazları uygulanırken çok az miktarda bulunan karmaşıklıklardan dolayı maliyet ve güç tüketimi gereksinimine maruz kaldığı için geçerli sayılmaktadır. Bu kapsamda, baz istasyonu birden çok eşzamanlı data aktarımını desteklemek için daha gelişmiş sayısal sinyal işleme özelliğini taşıyor olabilir.

Milimetre dalga hibrit analog ve sayısal ön kodlamalı ve analog birleştirmeli çok kullanıcı sistemine ait blok diyagram Şekil 2.1 de verilmiştir. Buna göre Baz istasyonu ile Mobil istasyon arasında yer alan veri aktarım aşamasında RF zincir sayısı ve temel

band eşitleyici önemli rol oynamakta iletim beyaz gauss gürültülü kanal üzerinden gerçekleştirilmektedir.



Şekil 2.1. Milimetre dalga hibrit analog / dijital ön kodlamalı ve analog birleştiricili çok kullanıcı sistem

Baz istasyonu, her bir mobil istasyon ile bir akış yolu aracılığıyla iletişim kurmaktadır. Kurulan bu iletişimin sonucunda akış sayısı $N_b = M$ şeklinde olmaktadır. Baz istasyonu ucunda mobil alıcılar eş zamanlı olarak sunulabilecek en fazla kullanıcı sayısı M olarak belirtilmiştir. Alıcı mobil birimlerin sayısı RF zincirlerine sayıca eşit durumdadır. Kısacası $M \leq N_t$ şeklindedir. Belirtilen bu mimari yapının, mekânsal çoğullama ve birden fazla miktarda kullanıcıya sahip MIMO'ya izin vererek hibrit şemasını desteklemektedir. Baz istasyonları hibrit şemasının desteklenmesinden dolayı çok miktardaki ışın yoluyla birden fazla mobil istasyonu ile iletişim halindedir [21].

Aşağıda verilen baz istasyonuna ait denklem 2.1 de $N_t \times N_b$ boyutunda hem temel bant ön kodlayıcı F_{BB} 'yi uygulayan bir senkronizasyon mesajı içerir ve $N_{BS} \times N_t$ boyutunda analog ön kodlayıcı F_{RF} , böylece örneklenmiş iletilen sinyale gönderilmektedir.

$$x = F_{RF}F_{BB}s \quad (2.1)$$

Burada s , $N_b \times 1$ iletilen sembol vektörüdür, öyle ki $E[ss^H] = \frac{P}{M}I_M$, iletilen güç P ve $N_b = M$ olur. P 'nin farklı kullanıcıların akışları arasında eşit olarak tahsis edildiğini varsayıyoruz.

Daha kolay olması için dar bantlı bir blok sönmüleme kanalını benimseriz.

Böylece, mobil istasyonu-m'de alınan sinyal denklem 2.2'de gösterilmiştir;

$$r_m = H_m F_{RF} F_{BB} s_m + n_m \quad (2.2)$$

Burada H_m , baz istasyonu ve mobil istasyon-m arasındaki milimetre dalga kanalının $N_{MS} \times N_{BS}$ matrisidir ve $n_m \sim N(0, \sigma^2 \mathbf{I})$ Gauss gürültü vektörüdür.

Denklem 2.2 'de alınan sinyal r_m 'si, istenen katkıyı ve paraziti aşağıda verilen denklem 2.3'te ki gibi göstererek yeniden yazılabilir;

$$r_m = H_m F_{RF} f_{BB_m s_m} + H_m \sum_{j \neq m}^M F_{RF} f_{BB_j s_j} + n_m \quad (2.3)$$

Burada $F_{RF} f_{BB_m}$, mobil istasyon-m için baz istasyonu ön kodlama vektörüdür. f_{BB_m} , F_{BB} matrisinin sütun m'sidir ve s_j , s'nin j^{th} elementidir. Mobil istasyon sadece $w_{RF_m} = w_m$ birleştiren RF analogu kullandığından, birleştirme işleminden sonra Mobil İstasyon-m'nin tahmini sembolü denklem 2.4'de ki gibi ifade edilebilir;

$$\hat{s}_m = w_m^H H_m F_{RF} F_{BB} s_m + w_m^H n_m \quad (2.4)$$

Burada $(.)^H$, konjugat aktarımını temsil eder denklem 2.4 'de ki tahmini sinyal $\hat{s}_m$ istenen katkıyı ve parazit olanları gösteren denklem 2.5'de ki gibi yazılabilir;

$$\hat{s}_m = w_m^H H_m F_{RF} f_{BB_m s_m} + w_m^H H_m \sum_{j \neq m}^M F_{RF} f_{BB_j s_j} + w_m^H n_m \quad (2.5)$$

Denklem 2.4'de ki, sinyal modeli denklem 2.5'e benzerdir, ancak ön kodlayıcıların ve birleştiricilerin rolü değiştirilir. Bu nedenle, H_m yerine H_m^T 'yi koyarız, burada $(.)^T$ transpozu, kanal karşılıklılığı ilkesini kullanarak transpozu temsil eder [22].

Milimetre dalga kanalları sınırlı saçılma gösterdiğinden [24], m. mobil istasyon için L_m saçıcıları olan geometrik bir kanal modeli kullanılmaktadır. Her saçılımcının baz istasyonu ve mobil istasyon-m arasındaki tek bir yayılma yoluna katkıda bulunduğu varsayılarak [24], denklem 2.4'de ki H_m kanalı denklem 2.6'da ki gibi ifade edilir;

$$H_m = \sqrt{\frac{N_{BS} N_{MS}}{L_m}} \sum_{l=1}^{L_m} \alpha_{m,l} a_{MS}(\theta_{m,l}) a_{BS}^H(\phi_{m,l}) \quad (2.6)$$

Burada $\alpha_{m,l}$, $E[|\alpha_{m,l}|^2] = \bar{\alpha}$ ile baz istasyonu ve mobil istasyon-m arasındaki yol kaybını içeren l . yolunun karmaşık kazancıdır. $\phi_{m,l}$ ve $\theta_{m,l} \in [0, 2\pi]$ değişkenleri, l . yolunun geliş ve ayrılma açıları AoAs / AoDs'dir. $a_{BS}(\phi_{m,l})$ ve $a_{MS}(\theta_{m,l})$ sırasıyla baz istasyonu ve mobil istasyon-m'deki anten dizisi yanıt vektörleridir.

Baz istasyonu ve mobil istasyonlarda muntazam doğrusal diziler olduğu varsayılırsa, $a_{BS}(\phi_{m,l})$ denklem 2.7'de ki gibi ifade edilebilir;

$$a_{BS}(\emptyset) = \frac{1}{N_{BS}} [1, \exp^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\emptyset)}, \dots, \exp^{j(N_{BS}-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\emptyset)}] \quad (2.7)$$

Burada λ sinyal dalga boyu ve d anten elemanları arasındaki mesafedir ve mobil istasyon-m $a_{MS}(\theta_{m,l})$ 'deki dizi tepki vektörleri de benzer şekilde yazılabilir.

2.1. Kalkınma / Kombinasyon için Kalman Formülasyonu

Kalman filtresi tabanlı bir yaklaşım ile ışın şekillendirme ve birleştirme sorunu formüle edilerek Kalman tabanlı bir hibrit ön kodlamaya çözüm sunulmaktadır. Baz istasyonundaki hibrit bir analog ve dijital ön kodlayıcıdan ve sadece RF analog birleştirmeli basit mobil istasyon cihazlarının bir araya gelmesi bahsedilen sistemin mimari yapısını oluşturmaktadır. s başlangıç mesajı baz istasyonu tarafından gönderildikten sonra mobil istasyondaki tahmini sinyal $\hat{s} = [\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M]^T$, mobil istasyon-m'de element $\hat{s}_m$ ögesi tekrarlandıktan sonra n olarak tanımlanabilen gözlem vektörünü denklem 2.8'de verilmiştir;

$$\hat{s}_m(n) = (w_m^H H_m F_{RF} F_{BB})s(n) + n_m(n) \quad (2.8)$$

$s(n)$, bir eğitim vektörü olup denklem 1'de ifade edildiği gibi baz istasyonundan iletilmiş olup, $w_m^H H_m F_{RF} = h_m^H$, baz istasyonundan mobil istasyon-m'ye kadar etkili aşağı bağlantı kanalını temsil eder; burada $H_e = [h_1, \dots, h_M]^H$, etkili kanal matrisidir ve gözlemci matrisini temsil eder.

Kalman filtresi algoritması, denklem 2.1'de ifade edildiği gibi baz istasyonu tarafından farklı ışınlarda iletilen sinyal arasındaki kare farkı olarak tanımlanan eğitim vektörünün toplam MSE $E\{\|s - \hat{s}\|^2\}$ değerini minimize eder ve tahmini mobil istasyonlarda sinyal, yani denklem 2.8'de temsil edilen tüm tahmin edilen değerlerin toplanmasıdır. n . Kalman yinelemesinde $e(n)$ hatası böylece denklem 2.9'da gösterilmiştir;

$$e(n) = \frac{s(n) - \hat{s}(n)}{\|s(n) - \hat{s}(n)\|_F^2} \quad (2.9)$$

Temel bant ön kodlama matrisi F_{BB} 'yi Kalman filtre durumu olarak kabul ederken, analog ön kodlayıcı F_{RF} , algoritmanın 1'in önceki adımında.

Önerilen Kalman durum denklem 2.10'da aşağıdaki gibidir;

$$F_{BB}(n \setminus n) = F_{BB}(n \setminus n-1) + K(n)E\{\text{diag}[e(n)]\} \quad (2.10)$$

Buradaki $K(n)$, Kalman kazanımlarını temsil eder ve $\text{diag}\{s(n) - \hat{s}(n)\}$, denklem 2.9'da tanımlanmış hatanın matris temsilidir ve ortalaması denklem 2.8'de

kullanılarak hesaplanır ve etkili kanal gösterimi H_e böylece denklem 2.11'de gösterilmiştir;

$$E\{diag[e(n)]\} \frac{I - \hat{H}_e F_{BB(n \setminus n-1)}}{\|I - \hat{H}_e F_{BB(n \setminus n-1)}\|_F^2} \quad (2.11)$$

Burada $\hat{H}_e$, Algoritma 1'de belirtildiği şekilde tahmin edilir. Denklem 2.10'da yararlanarak denklem 2.11'i elde ederiz. Denklem 2.12'de aşağıda verilmiştir;

$$F_{BB(n \setminus n)} = F_{BB(n \setminus n-1) + K(n) \frac{1 - \hat{H}_e F_{BB(n \setminus n-1)}}{\|I - \hat{H}_e F_{BB(n \setminus n-1)}\|_F^2}} \quad (2.12)$$

2.2. Kalman Merkezli Hibrit Ön Kodlama

Çok kullanıcıli hibrit sistemde, her mobil istasyon için analog birleştirici w_m matrisini ve baz istasyonundaki hibrit analog ve dijital ön kodlamalı F_{RF} ve F_{BB} matrisleri hesaplanmaktadır.

2.2.1. Hibrit Ön Kodlama Optimizasyon Formülüzasyonu

Şimdi, hibrit milimetre dalga ön kodlama matrisini Kalman tabanlı yaklaşımla tasarlanması hedeflenmektedir. Denklem 2.9' dan yararlanılarak denklem 2.13 aşağıda ki gibi verilmiştir;

$$\text{Minimize } E\|s - \hat{s}\|^2 F_{RF}, F_{BB}$$

$$\|F_{RF} F_{BB}\|_F^2 \leq P$$

$$F_{RF} \in \{f_1, \dots, f_L\} \quad (2.13)$$

Burada $s(n)$, denklem 2.1'de ifade edildiği gibi baz istasyonundan iletilen eğitim vektörüdür, n'inci Kalman tekrarlama ve $\hat{s}(n)$, tekrarlama n'de denklem 2.5'de ifade edilen mobil istasyon-m'deki tüm tahmin edilen verilerin toplanmasıdır. Denklem 2.13'de ki ilk koşul $\|F_{RF} F_{BB}\|_F^2 \leq P$ güç kısıtlamasına işaret ederken, ikincisi RF ön kodlayıcının sütunlarını L temel vektörleri $\{f_1, \dots, f_L\}$ içinde aramayı sınırlamaktadır. Dolayısıyla, milimetre dalga sisteminde sistem çıkış açısındaki (AoD) iletim dizisi cevaplarına ait vektörlerinden, göndericideki iyi bilinen açı olan AoD değeri ya da RF ön kodlama vektörlerinin bir kod durum tablosu kullanılarak F değeri atanabilmektedir.

Denklem 2.11'de verilen hata analizi dikkate alınarak, en iyileme problemi denklem 2.13'de optimize edilir $\|I - H_e F_{BB(n \setminus n-1)}\|_F^2, F_{RF}, F_{BB}$.

$$\|F_{RF} F_{BB}\|_F^2 \leq P$$

$$F_{RF} \in \{f_1, \dots, f_L\} \quad (2.14)$$

En iyileme derivasyonları burada ifade edilen denklem 2.14’de herhangi bir data gönderimi ve data belirleme işlemi $s(n)$ ve $\hat{s}(n)$ içermez, sadece ön kodlama ve birleştirme matrislerini barındırmaktadır, i. e., F_{BB} , F_{RF} ve H_e ’de yer alan w_m değerleri ve ayrıca, $h_m^H = w_m^H H_m F_{RF}$ ‘in mobil birime katkısı aşağıdaki burada verilen kanalı temsil ettiği için $H_e = [h_1, \dots, h_M]^H$ olarak tanımlanan eşdeğer kanal matrisidir. Mobil istasyon-m denklem 2.8’de ifade edildiği haliyle kullanılmıştır.

Denklem 2.14’de ki sorunda F_{RF} , F_{BB} ve w_m değişkenlerinin çarpımı nedeniyle konveks değildir. Ancak, F_{RF} ve w_m ’yi sabitlenirse, optimizasyon problemi çözülebilir ve F_{BB} ’yi hesaplanabilir.

2.2.2. RF Ön Kodlama ve Kombinasyon Matrisi

Her bir baz istasyonu – mobil istasyon bağlantısı için RF ışın oluşturma ve birleştirme matrislerini ilk olarak [22]’ye benzer şekilde bağımsız olarak belirlenir ve daha sonra çok kullanıcı etkileşimi azaltmak için temel bant ön kodlaması ile devam edilir.

İlk adımda, baz istasyonu ve her mobil istasyon-m, mobil istasyonu-m için sinyal gücünü en üst düzeye çıkararak RF ışın oluşturma ve vektörleri f_{RF_m} ve w_m birleştirerek hesaplanmaktadır. (Algoritma 1’de ki 3-6. Aşamalar arası). Mevcut tek kullanıcı RF ışın şekillendirme çözümleri, açık kanal tahmini olmadan RF ışın şekillendirme, birleştirme vektörlerini tasarlamak ve düşük eğitim yükünü korumak için bu amaçla kullanılmaktadır [25],[26].

Birleştirici vektörler w_m , tüm mobil istasyonlar ve baz istasyonlarındaki analog ön kodlayıcı F_{RF} belirlendikten sonra, dijital temel bant ön kodlayıcı F_{BB} aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

Aşağıda 17 aşamadan oluşan Kalman Tabanlı Hibrit Işın Şekillendirmesi Algoritma 1 olarak verilmiştir;

1. Aşama Giriş: Baz İstasyonu RF kod kitabı F , Mobil İstasyon RF kod kitabı W
2. Aşama Çıkış: F_{BB} , F_{RF} ve $w_m \ \forall m = 1, \dots, M$
3. Aşama Adım 1 - RF Analog Tasarım: Tek Kullanıcı F_{RF} ve $w_m \ \forall m$
4. Aşama Baz İstasyonu ve Mobil İstasyon-m $\tilde{v}_m, \tilde{g}_m \ \forall m$ ’yi seçer.
5. Aşama $\tilde{g}_m, \tilde{v}_m = \arg \max \ ||g_m^H H_m v_m||$
 $\forall g_m \in W, \forall v_m \in F$

6. Aşama Baz İstasyonu; $F_{RF} = [\tilde{v}_1, \dots, \tilde{v}_M]$ ve Mobil İstasyon-m; $w_m = \tilde{g}_m \forall m$
7. Aşama Adım 2 - BB Dijital Tasarım: Çok Kullanıcı F_{BB}
8. Aşama Mobil İstasyon-m tahminleri $\tilde{h}_m^H = w_m^H H_m F_{RF}$ ve $H \forall m$ bir kod kitabı kullanarak $\tilde{h}_m$ 'i nicelleştirir.
9. Aşama Mobil İstasyon-m hesaplar ve Baz İstasyonu $\hat{h}_m \forall m$ 'ye gönderir.
10. Aşama $\hat{h}_m = \arg \max ||\tilde{h}_m^H \hat{h}_m||$
 $\hat{h}_m \in H$
11. Aşama Baz İstasyonu; $H_D = \hat{H}_e = [\hat{h}_1, \dots, \hat{h}_M]^H$
12. Aşama Baz İstasyonunda; $n \leq N$
13. Aşama $e(n) = \frac{I - H_D F_{BB}(n \setminus n-1)}{||I - H_D F_{BB}(n \setminus n-1)||_F^2}$
14. Aşama $F_{BB}(n \setminus n) = F_{BB}(n \setminus n-1) + K(n) \in (n)$
15. Aşama $K(n) = R(n \setminus n-1) H_D^H [H_D R(n \setminus n-1) H_D^H + Q_n]^{-1}$
16. Aşama $R(n \setminus n) = [I - K(n) H_D] R(n \setminus n-1)$
17. Aşama $F_{BB} = \sqrt{P} \frac{F_{BB}}{||F_{RF} F_{BB}||_F}$

2.2.3. İteratif Kalman Temel Bant Ön Kodlama

Yukarıda gösterilen Algoritma 1'de bulunan 8-10. aşamalar arasında baz istasyonu etkin kanal olan $h_m^H = w_m^H H_m F_{RF} \forall m$ 'yi kullanır. Kullanılan her bir mobil birim, etkili kanal cevabını belirlemek için bir kanal matrisi H kullanır ve örneklenen kanal vektörünün indisini baz istasyonuna bildirir.

Yukarıda gösterilen Algoritma 1' de bulunan 11-18. aşamalar arasında baz istasyonu Kalman tabanlı dijital ön kodlayıcı F_{BB} 'sini sayısallaştırılmış kanallara göre tasarlamaktadır.

$F_{BB}(n)$ durum matrisinin koşullu ortalama $F_{BB}(n \setminus n)$ ve $R(n \setminus n) = E[F_{BB}(n) F_{BB}^H(n)]$ varyansı hesaplanmaktadır. Kalman $K(n)$ kazancı, sırasıyla denklem 2.15, denklem 2.16 ve denklem 2.17 aşağıda verilmiştir;

$$F_{BB}(n \setminus n) = F_{BB}(n \setminus n-1) + K(n) \frac{I - H_D F_{BB}(n \setminus n-1)}{||I - H_D F_{BB}(n \setminus n-1)||_F^2} \quad (2.15)$$

$$K(n) = R(n \setminus n-1) H_D^H [H_D R(n \setminus n-1) H_D^H + Q_n]^{-1} \quad (2.16)$$

$$R(n \setminus n-1) = [I - K(n) H_D] R(n \setminus n-1) \quad (2.17)$$

Burada H_D , eşdeğer kanal matris tahminine eşit olarak ayarlanır $\hat{H}_e$ ve Q_n , gürültü $n(n)$ 'nin kovaryans matrisidir. $Q_n = \left(\frac{1}{SNR}\right) * I$ ayarlanmıştır, burada SNR sinyalin gürültüye bölümüyle elde edilmiş olan orandır. Önerilen çözüm, ZF [22] ve MMSE [23] kapalı form denklemlerine kıyasla bazı iterasyonlar gerektirmesine rağmen, hibrit bir mimaride ön kodlama matrisinin ayarlanmasında daha iyi performans sağlamaktadır. Son olarak, Kalman formülasyonunda yer alan tüm matrislerin, i. e., H_D , $\mathbf{K}$, Q_n ve $\mathbf{R}$, M kullanıcı sayısı olduğu küçük boyutlu $M \times M$ boyutuna sahiptir ve büyük MIMO sisteminin çok sayıda N_{BS} ve N_{MS} anteninden bağımsızdır.



3. BÖLÜM

MİLİMETRE DALGA HABERLEŞMESİ

Günümüze kadar ABD’de dört nesil hücresel iletişim sistemi kullanılmıştır. Her yeni mobil nesil 1980’lerden itibaren yaklaşık olarak her 10 yılda bir ortaya çıkmaktadır. 1981’de birinci nesil analog FM hücresel sistemler ortaya çıkmıştır. 1992’de ikinci nesil dijital teknoloji ortaya çıkmıştır. 2001 yılında 3G ve 2011 yılında 4G LTE-ileri ortaya çıkmıştır [28]. Geçmişi 1980’li yıllara dayanan milimetre dalga teknolojisinin birinci nesilden dördüncü nesile kadar ihtiyaç duyulan gereksinimlere ve bu gereksinimlere bağlı yorumların yer aldığı gelişim süreci aşağıda yer alan Tablo 3.1’de ve tarihsel gelişimi de Tablo 3.2’de gösterilmiştir.

Birinci nesil hücresel ağlar, iletme yolu ile iletişim için dizayn edilmiş temel analog sistemlerdir. İkinci nesil sistemlerde ise dijital modülasyonlar ve zaman ya da kod bölmeli çoklu erişiminden faydalanılarak erken veri servislerine ve geliştirilmiş spektral verimliliğe geçiş süreci tamamlanmıştır. Birinci nesil hücresel sistemler yalnızca tuğla telefonları veya çanta telefonları ile sesli iletişim için temel analog sistemleri ifade etmiştir.

Tamamen dijital olan ikinci nesil ağları ise cep telefonu kullanımında önemli bir artışa sebep olmuştur. İkinci nesil ağları ile ses kalitesinde gelişim kaydedilmiş olup kısa mesaj servisi (SMS) olanağı sağlanmıştır. E-posta ve internette dolaşmak gibi basit işlemler 9,6 kb/s /19,2 kb/s aralığındaki hızlarda kullanılabilir duruma gelmiştir. 2G standartları arasında TDMA (zaman bölmeli çoklu erişim) GSM (mobil iletişim için küresel sistem) ve CDMA (kod bölmeli çoklu erişim) tabanlı IS-95 (Interim Standard 95) yer almaktadır.

Hücresel sistemlerde 1G den 4G ye kadar hücresel sistemlere gereksinimler ve yorumlar Tablo 3.1 de verilmiştir. Bununla birlikte Milimetre Dalga Haberleşmenin

tarihsel gelişim sürecine ait bilginin yer aldığı Tablo 3.2’de ise temel gelişim süreçlerine yer verilmiştir.

Tablo 3.1. 1G’den 4G hücresel sistemlere kadar gereksinimleri ve yorumları

NESİL	GEREKSİNİMLER	YORUMLAR
1G	Resmi bir gereklilik yoktur. Analog bir teknolojidir.	1980’ler de ortaya çıkmıştır.
2G	Resmi bir gerekliliği yoktur. Dijital bir teknolojidir.	İlk dijital sistemler 1990’lar da ortaya çıkmıştır. SMS ve düşük oranlı tarih gibi yeni hizmetler vardır. Birincil teknolojiler IS-95 ve GSM’dir.
3G	ITU’nun IMT – 2000 için 144 kbps mobil, 384 kbps yaya, 2 mbps iç mekân	Birincil teknolojiler arasında CDMA2000 1X/EV-DO ve UMTS-HSPA bulunur. WiMAX artık resmi bir 3 G teknolojisidir.
4G	ITU’nun IMT – İleri gereksinimleri, 40 MHz’e kadar radyo kanallarında ve çok yüksek spektral verimlilikle çalışma yeteneğini içerir.	IEEE 802.16m ve LTE – İleri, gereksinimleri karşılayacak şekilde tasarlanmıştır.

Tablo 3.2. Milimetre dalganın tarihsel gelişimi [29],[30]

YIL	MİLMETRE DALGA GELİŞİM SÜRECİ
1897	Milimetre dalgasından ilk bahseden kişi J. C. Bose’dir.
1960	Radyo astronomide kullanıldı.
1970	Askeri uygulamalarda kullanıldı.
1980	Ticari uygulamalar için milimetre dalga IC
1990	40 GHz üzerindeki milimetre dalgalarının tüketici odaklı kullanımı
2003	FCC yetkili lisanslı noktadan noktaya iletişim için frekans aralıkları 71 – 76 GHz & 81 – 86 GHz

Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim (W-CDMA) ve Yüksek Hızlı Paket Erişimi (HSPA) teknolojileri kullanılarak yüksek hızlı internet erişimi, yüksek düzeyde gelişmiş video ve ses akışı özelliklerine üçüncü nesil hücresel ağlar ile geçilmiştir. Üçüncü nesil teknolojiye erişmemizi sağlayan HSPA (HSPA + olarak da bilinir) ve WCDMA protokollerinin yanı sıra üçüncü nesil telekomünikasyon ağlarının performansını artıran ve geliştiren yüksek hızlı downlink paket erişimi ve yüksek hızlı uplink paket erişiminden oluşan iki mobil telefon protokolünün birleşmesinden meydana gelmiştir.

3G'nin geliştirilmiş hali olan 3GPP (3. Nesil Ortaklık Projesi) standardı olan Evolved HSPA'dır. (HSPA + olarak da bilinir). 3GPP projesi 2008'in sonunda piyasaya sürülmüş olup dünya çapında kullanılması ise 2010 yılını bulmuştur.

LTE radyo erişim teknolojisi, 3GPP teknolojisi tarafından tamamen 4G özellikli bir mobil geniş bant platformu sunmak için geliştirilmiştir.

LTE, 20 MHz'e kadar ölçeklenebilir bir iletim bant genişliği ve gelişmiş çoklu anten iletimini destekleyen dikey frekans bölmeli çoğullama (OFDM) tabanlı bir radyo erişim teknolojisidir.

4G sistemlerinde yüksek veri hızlarına ulaşabilmek için çoklu giriş çoklu çıkış MIMO sisteminden yararlanılmıştır. LTE standardı dördüncü nesil mobil iletişim sistemlerine aittir.

Bu standartın içeriğinde Dikey Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM), Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO), kapasite yaklaşan kodlar, saf paket anahtarlı çekirdek ağ ve diğer teknolojiler ile 4G ağları, 100 Mb/s'den 1 Gb/s'ye kadar veri hızları sunmayı amaçlamaktadır.

LTE ileri ile birlikte içeriğinde bulunan makroseller, pikoseller, femtoseller ve röle düğümleri ile heterojen ağları destekler ve bu düşük güç noktalarını ekleyerek ağı son kullanıcılara yaklaştırmaktadır.

Uluslararası Telekomünikasyon Birliği'ne (ITU) göre, Şubat 2013 itibariyle dünya çapında 6.8milyar mobil abonelik yer almaktaydı [31].

Mobil geniş bant iletişimde kullanıcı sayısı ve buna bağlı olarak kapasite her geçen yıl önemli derecede arttığından dolayı önümüzdeki yıllarda yaşanacak olan yoğun mobil trafikten ötürü bu yoğun talebi karşılayabilmek için 4G'nin ilerisinde yeni çalışmalar yapılmalıdır.

Mevcut LTE ağını geliştirmek adına teorik olarak saniyede 1 Gigabit'i (Gbps) aşan en yüksek verim oranlarına erişilmelidir.

Tablo 3.3. Spektrum ve band genişliği tahsis tablosu [32].

GRUP	Yukarı Bağlantı UPLINK (MHz)	Aşağı Bağlantı DOWNLINK (MHz)	TAşIYICI BAND GENIşLİğİ (MHz)
700 MHz	743 – 763	776 – 793	1-10
AWS	1710 - 1755	2110 – 2155	5-15
IMT Uzantısı	2500 - 2570	2620 – 2690	5-20
GSM 900	880 - 915	925 – 960	1-5
UMTS Çekirdeęi	1920 - 1980	2110 – 2170	5-10
GSM 1800	1710 - 1785	1805 – 1880	1-5
PCS 1900	1850 - 1910	1930 – 1990	1-5
Hücresel 850	824 - 849	869 – 894	1-5
Dijital Kazanç Oranı	470	854	1-5

Tablo 3.3.'de gösterildiği gibi, tüm hücresel teknolojiler için global spektrum bant genişliği tahsisi 780 MHz'i geçmez, burada her bir büyük kablosuz sağlayıcı, mevcut farklı hücresel spektrum bantlarının tamamında yaklaşık 200 MHz'e sahiptir.

GSM

Cep Telefonu

Mikrodalga Fırın

Uydu İletişimi

Mikrodalga İletişimi	Milimetre İletişimi
1 GHz	20 GHz
	100 GHz
	300 GHz

Mikrodalga Frekansı ← Milimetre Dalga Frekansı →

şekil 3.1. Milimetre Dalga Frekanslarında İletişim [33]

Şekil 3.1.'de 30-300 GHz bandında çalışan milimetre dalgası hücresel sistemlerini içermektedir. Servis sağlayıcılar kanal bant genişliğini önemli ölçüde artırmak için milimetre dalga spektrumunu kullanmaktadır. Veri kapasitesinin artırılması için RF kanalının bant genişliğinin genişletilmesi gerekmektedir.

Saniyede gigabit başına veri hızıyla milimetre dalga (mmWave) iletişimi, 5G kablosuz sistemler için uygun bir teknoloji olarak büyük ilgi görmektedir. Milimetre dalga bandına ait frekans aralığı son derece yüksek frekans (EHF) olarak da ifade edilen 30 GHz ile 300 GHz frekans aralığını ifade etmektedir. 3-30 GHz frekans aralığına süper yüksek frekans (SHF) ismi verilmektedir. SHF ve EHF frekans aralığındaki radyo dalgaları benzer yayılma özelliklerine sahiptir.

Genel olarak 3-300 GHz spektrumunda yer alan milimetre dalga bantları 1-100 milimetre aralığında değişmekte olan dalga boylarına sahiptir. Milimetre dalga frekansındaki antenlerin fiziksel boyutu çok küçük olduğundan dolayı karmaşık anten dizileri meydana getirebilmek ve bunları yongalara veya PCB'lere (baskılı devre kartı) entegre etmek daha kolay bir hale gelir. Kısıtlı iletim aralığı ve elde edilebilecek dar ışın genişlikleri nedeniyle milimetre dalga iletiminin güvenliği ve gizliliği iyi bir seviyededir.

Milimetre dalga (mmWave) sinyalleri deneyimi mikrodalga sinyallerinin verimliliğine ve frekans aralığına bakıldığında büyüklük dereceleri daha fazla olup, yol kaybı daha azdır. Şu anda çoğu kablosuz uygulamada ve tüm hücresel sistemleri için bu durum söz konusudur. Milimetre dalga sistemlerinde bu sebepler doğrultusunda büyük antenlerden yararlanmalıdır. Dalga boyundaki azalmayla mümkün kılınan dizilerle savaşmak ışın şekillendirme ile kazanç için artış sağlayıp, yol kaybı için ise azalma sağlamaktadır. Çoklu ışın şekillendirme ve ön kodlama olarak bilinen veri akışları, milimetre dalga spektral verimliliğini artırmaktadır. Hem ışın şekillendirme hem de ön kodlama, geleneksel çoklu girişte dijital olarak temel bantta yapılmaktadır. Anten sistemleri, yüksek maliyet ve güç tüketimi milimetre dalga sistemlerindeki karışık sinyal cihazları ancak analog yapar RF alanında kullanılması daha doğru sonuçlar doğurmaktadır. Bu donanım sınırlaması, uygulanabilir ön kodlayıcı ve birleştirici setini kısıtlamaktadır. Pratik milimetre dalga alıcı-vericileri tarafından uygulanabilmektedir. Milimetre dalga sistemlerinde geniş anten dizilerinin olduğu durumda ön kodlamanın iletimi ve alıcı birleştirilmesi düşünülmektedir. Milimetre dalga kanallarının uzamsal yapısını önceden formüle etmek için seyrek bir rekonstrüksiyon problemi olarak

kodlama / birleştirme problemi konusuna da değinilmiştir. Temel takibi ilkesini kullanarak, optimum sınırlandırılmamış ön kodlayıcıları doğru bir şekilde yaklaşık olarak belirlendikten sonra düşük maliyetli RF'de uygulanabilecek şekilde birleştiriciler donanımına dahil edilmelidir. Bu durumundan sonra performansına ilişkin sayısal sonuçlar elde edilmektedir. Önerilen algoritmalar ve milimetre dalgaya izin verdikleri kısım gösterilmelidir. Kısıtlanmamış performans sınırlarına yaklaşacak sistemler, alıcı-verici donanım kısıtlamaları dikkate alındığında bile görülmektedir. Dizin terimleri, milimetre dalga, çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO), anten dizileri, ışın şekillendirme, ön kodlama, hücresel iletişim haberleşme, seyreklik, seyrek yeniden yapılanma, temel takip, sınırlı geri bildirim önemli noktalarlardır.

Bu kablosuz ağların kapasitesi şimdiye kadar öncelikle geliştirilmiş alan nedeniyle artan veri trafiği spektral verimliliğinden ($\text{bit} / \text{sn} / \text{Hz} / \text{m}^2$) dolaydır. Kanal ve kaynak kodlama ile çoklu anten kullanımı gibi teknikler özellikle bit hata oranını düşürmede temel teşkil etmektedir. Bunun yanı sıra, iletim kanalının özellikleri ve kullanılan gönderici-alıcı anten boyutu da kapasite artışına etki eden temel faktörler arasında yer almaktadır. Mevcut iletişim ağlarında var gibi görüldüğünden fiziksel katmanda daha fazla kazanç için çok az alan ve heterojen ağların yaygın kullanımı zorluklar olmadan, bu teknikler tek başına gelecekteki trafik taleplerini karşılamak için yeterlidir. Sonuç olarak, artan ticari kablosuz sistemler için mevcut spektrumu belirlemek, potansiyel olarak yeni daha az sıkışık spektrum bantlarını keşfederek, ağ kapasitesini artırmak için umut verici bir çözümdür. Milimetre dalga (mmWave) iletişimi, örneğin, iç mekân kablosuz sistemlerinde saniyede gigabit veri hızlarını destekler ve böyle sistemler için olduğu kadar aynı zamanda dış sistemler için de yüksek veri hızını desteklemektedir. Son zamanlarda, milimetre dalga donanımındaki gelişmeler ve mevcut potansiyel spektrum yeteneği, kablosuz endüstrisini dış mekân hücresel sistemindeki erişim bağlantısı için milimetre dalgada dikkate alınmıştır.

Milimetre dalga sistemlerde bir ana ayırt edici faktör haberleşme, taşıyıcı frekansındaki on kat artış, kablosuz sistemlerin mevcut çoğunluğuyla karşılaştırıldığında, milimetre dalga sinyallerinin büyüklük sıraları yaşadığını boş alan yol kaybında artış görülmektedir. İlginç bir çözüm olarak ise milimetre dalga sistemlerindeki özellik, bununla birlikte, dalga boyunda çok sayıda antenin paketlenmesini sağlayıp öğelerin küçük form faktörlerine dönüşmesini sağlamaktadır. Büyük diziler, yol kaybının üstesinden gelmek ve makul sinyal-gürültü

oranı (SNR) ile bağlantılıdır. Daha ileri, büyük diziler, birden çok veri akışının önceden kodlanmasını sağlayabilir. Spektral verimliliği artırabilen ve sistemlere izin veren yaklaşma kapasitesi ön kodlamanın temelleri aynı olsa da daha az taşıyıcı frekansı, milimetre dalga sinyal işlemede tems içerisinde, önemsiz olmayan bir dizi pratik kısıtlamaya tabidir. Örnek olarak, geleneksel çok girişli çoklu çıkış (MIMO) işleme genellikle dijital olarak temel bantta gerçekleştirilir. Hem sinyalin fazının hem de genliğinin kontrol edilmesini sağlamaktadır. Bununla birlikte, dijital işleme özel bir ana bant gerektirir ve her anten elemanı için RF donanımı ne yazık ki milimetre dalga karışık sinyalinin yüksek maliyeti ve güç tüketimi donanım şu anda böyle bir alıcı-verici mimarisini engelliyor ve milimetre dalga sistemlerini büyük ölçüde analog veya RF'e güvenmeye zorlar niteliktedir. Analog ön kodlama genellikle uygulanır sabit yerleştiren faz kaydırıcıları kullanma RF ön kodlayıcının elemanları üzerindeki modül kısıtlamalarıdır. Ön kodlama için çeşitli yaklaşımlar düşünülmüştür. Bu tür düşük karmaşıklık alıcı-vericiler için yapılan çalışmalarda anten (veya anten alt kümesi) seçimini dikkate alır. Faz değiştiricileri daha basit bir şekilde değiştirmenin avantajı analog anahtarlardır. Ancak seçim, sınırlı dizi sağlar gibi ilişkili kanallarda düşük performans gösterir ve kazanır milimetre dalga haberleşmesinde deneyim kazanmıştır. Performansı artırmak için ilişkili kanallar üzerinde ışın demetleri üzerinde çalışılmalıdır.

Faz değiştiricilerin en iyi şekilde kullanıldığı direksiyon çözümleri bir dizinin uzaydaki yanıtını potansiyel olarak temel alarak istatistiksel kanal bilgisinde ki stratejiler, ancak, yalnızca girişin yönlendirilmesi nedeniyle genel olarak yetersizdir kanalların baskın öz kodlarını mükemmel bir şekilde yakalayamaz. Yapılan çalışmalarda, yinelemeli ön kodlama algoritmaları geliştirir analog işlemeden yararlanan sistemler için ve daha fazlası için basit analitik çözümler önerir. Daha fazla donanım sınırlaması konusunda da çalışmalar yapılmıştır. Örneğin, yalnızca nicelenmiş analog alıcı işlemeye odaklanır ve faz kontrolü, sonlu hassasiyetli analogdan dijitale dönüştürücülerdir. Ancak yapılan çalışmalarda milimetre dalga haberleşmesi için özel bir çalışma değildir. Büyük anten dizilerine sahip MIMO sistemleri, milimetre dalga haberleşmesinde bulunan yapıdan yararlanmamaktadır. MIMO kanalları ve tam olarak yakalayamayan modelleri benimser, sınırlı milimetre dalga saçılmasının etkisi ve sıkı bir şekilde paket dizilerdir.

Bu tez çalışmasında, ön kodlama anlayışına odaklanılmış ve bu kapsamda türetilebilecek çözümler aşağıdaki 3 maddede özetlenmiştir;

- RF donanım kontrolü ile ön kodlama gerilmeler
- Büyük anten dizilerinin kullanımı
- Milimetre dalga kanallarının sınırlı saçılma doğası

Düşünüyoruz ki pratik bir alıcı-verici mimarisi için tek kullanıcılı ön kodlama büyük bir anten dizisinin sınırlı sayıda tahrik edildiği gönderme / alma zincirlerinin durumudur. Böyle bir sistemi, vericiler yüksek boyutlu uygulama kabiliyetine sahiptir. Uzun RF ön kodlayıcılar, analog faz değiştiriciler aracılığıyla uygulanmaktadır.

Bunu düşük boyutlu (küçük) dijital ön kodlayıcılar izlemektedir. Temel bantta uygulanabilmektedir. Gerçekçi bir kümelenmeyi benimsiyoruz ve yüksek hızda hem sınırlı saçılmayı yakalayan kanal modeli milimetre dalgada bulunan frekans ve anten korelasyonu anten dizileridir. Kullanılan pratik uygulamaya uyumlu kanal modellemesi ile gerçekleştirilecek olan ön kodlama çalışmaları buna bir çözüm olmaktadır.

Daha önceki çalışmalarda bu çalışmalara benzer nitelikte düşük karmaşıklığa sahip melez analog – dijital alıcı – vericiler olduğunu görmekteyiz.

Bir dizi baskın olan ışın alanı MIMO kavramı dikgen yayılma yolları seçilip daha ileri temel bantta dijital olarak birleştirilmiştir.

Milimetre dalga kanalının seyrek saçılma yapısından yararlanılmaktadır. Hibrit RF / temel bant ön kodlayıcılarının tasarımını formüle etmeye çalıştığımızda seyreklik kısıtlı matris rekonstrüksiyon problemi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu ön kodlama yaklaşımına ilişkin ilk sonuçlar üzerinde daha önce çalışmalar yapılmıştır. Bu tez çalışmasında, milimetre dalga ön kodlaması incelenmiştir.

Sorun ve bunu doğrudan karşılıklı maksimize etmek yerine bilgi, en iyi seviyelere yakın hibrit ön kodlayıcılar seyrek sinyal sorununa benzeyen bir optimizasyon ile bulunabilir.

Birden fazla ölçüm vektörü ile kurtarma, aynı zamanda eşzamanlı seyrek yaklaşım problemi olarak karşımıza çıkabilmektedir. Bu nedenle, aşağıdakilere dayalı bir algoritmik ön kodlama çözümü sağlanmaktadır. Dikgen eşleştirme arayışı kavramı bunlardan biridir.

Algoritma, en uygun kısıtsız ön kodlayıcıyı ve alıcıda ise RF'de uygulanabilen (ve dijital olarak birleştirilebilen) vektörler kullanarak temel band habereleşmesini gerçekleştirmek üzere kurulmuştur.

Alıcı tarafta sinyal işleme ve hibrit tasarımın minimum ortalama kare hatası (MMSE) birleştiricileri tekrar eden eşzamanlı seyrek bir yaklaşım problemi olarak değerlendirilebilir ve önkodlama ile çözülmüştür. Buna ek olarak tartışılan pratik yakın optimal ön kodlayıcılar ile iletişimi sağlamak için önerilen sistemde hybrid önkodlama, ışın oluşturma (beamforming) ve MMSE detektör ile MSE kestirimi işlemleri uygulanmıştır.

Gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında ele alınan $M \times N$ boyutlu senaryolarda alıcıda mükemmel kanal bilgisi olduğu kabul edilmiştir. Oluşturulan ön kodlayıcılar basit skaler vektörel işlemler kullanılarak verimli bir şekilde sıkıştırılabilir niceleyiciler (kiriş yönlendirme vektörlerinin argümanları için) ve düşük boyutlu Grassmannian alt uzay niceleyiciler (kullanılmış temel bant ön kodlayıcıyı nicelemek için) kullanılarak sistem tasarımına dahil edilmiştir. Kısaca bu benzetim çalışması senaryolarında elde edilen kapasite artırımları ve bunların karşılaştırmalarından edinilen sonuçlar, sınırlı geri bildirim kodlayıcılarının yapısını açıklayan ancak sınırlı geri bildirim performansının analizini erteleyen gelecekteki çalışmalara ışık tutmaktadır.

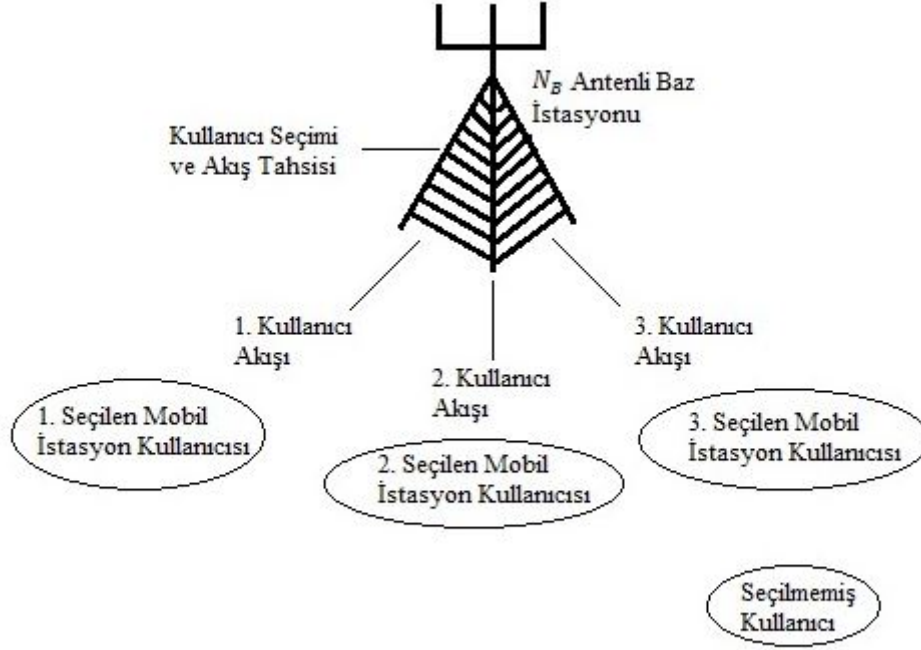
4. BÖLÜM

ÇOK KULLANICILI MIMO SİSTEM MODELİ (MULTI-USER MIMO SYSTEM)

Yüksek SNR formunda kapasite değerini yükseltebilmenin önemli bir yolu, MIMO sistemi için maksimum miktarda N_{min} uzamsal serbestlik derecesini sağlamaktır. Tek kullanıcı MIMO sistemi ile uzamsal çeşitlilik kazancı sağlanırken, bir noktadan diğer bir noktaya yüksek hıza sahip veri hızı iletimi sağlayabilmek için ise çok kullanıcı MIMO sistemi ve uzamsal çoğullama sayesinde gerçekleştirilebilir. Ancak çoğu iletişim sisteminde birden çok kullanıcı yer alıp, bu kullanıcılar aynı radyo kaynaklarını kullanmaktadırlar. Şekil 4.1.'de hücrel bir sistem içerisinde yer alan bir baz istasyonu tarafından çok kullanıcı mobil istasyonlara sunulan bir iletişim ortamı yer almaktadır. Şekil 4.1.'de kullanıcı olarak yer alan 4 adet mobil istasyondan 3 adet mobil istasyon seçilerek zaman, frekans ve mekânsal akış şeklinde bir iletişim kaynağı olarak belirlenmiştir.

Baz istasyonunda ve her mobil istasyonda sırasıyla N_B ve N_M antenleri bulunmaktadır. K bağımsız kullanıcıları N_B antenleri ile tek bir baz istasyonu ile uçtan uca iletişim kuran $K \cdot N_M$ anten grubu oluşturdıklarından, MIMO sistemi için $(K \cdot N_M) \times N_B$ şeklinde veya $N_B \times (K \cdot N_M)$ şeklinde olabilmektedir. Bu çok kullanıcı iletişim sisteminde, birden fazla anten, bağımsız kullanıcıların kendi bağlantılarını aynı anda yukarı bağlantı olarak da ifade edilen çoklu erişim kanalı (MAC) veya baz istasyonunda, her biri tarafından çözülecek çok sayıda kullanıcı veri akışını iletmelerine izin verir. Aşağı bağlantı olarak da ifade edilen yayın kanalı (BC)'da ki kullanıcıdır. Bu, tek kullanıcı MIMO sistemindeki gibi çoklu antenlerle serbestlik derecesindeki artışa bağlanmaktadır.

K bağımsız kullanıcılarının sahip oldukları tüm veri akışları, MAC’de ki baz istasyonunun tek bir alıcısı için mevcut olduğundan dolayı, çok kullanıcılı MIMO sisteminde, yer – uydu bağlantısında yer alan tek bir kullanıcı $(K.N_M) \times N_B$ MIMO sistemine eşdeğer olmaktadır. Bu sebeple, çok kullanıcılı MIMO sisteminde yer alan MAC kapasitesinin, tek kullanıcıya sahip MIMO sistemine benzer şekilde olup $\min(N_B, K.N_M)$ ile orantılı olduğu gösterilebilmektedir.



Şekil 4.1. Çok kullanıcılı MIMO iletişim sistemleri: $K=4$.

4.1. Çok Kullanıcılı MIMO Sistemi için Matematiksel Model

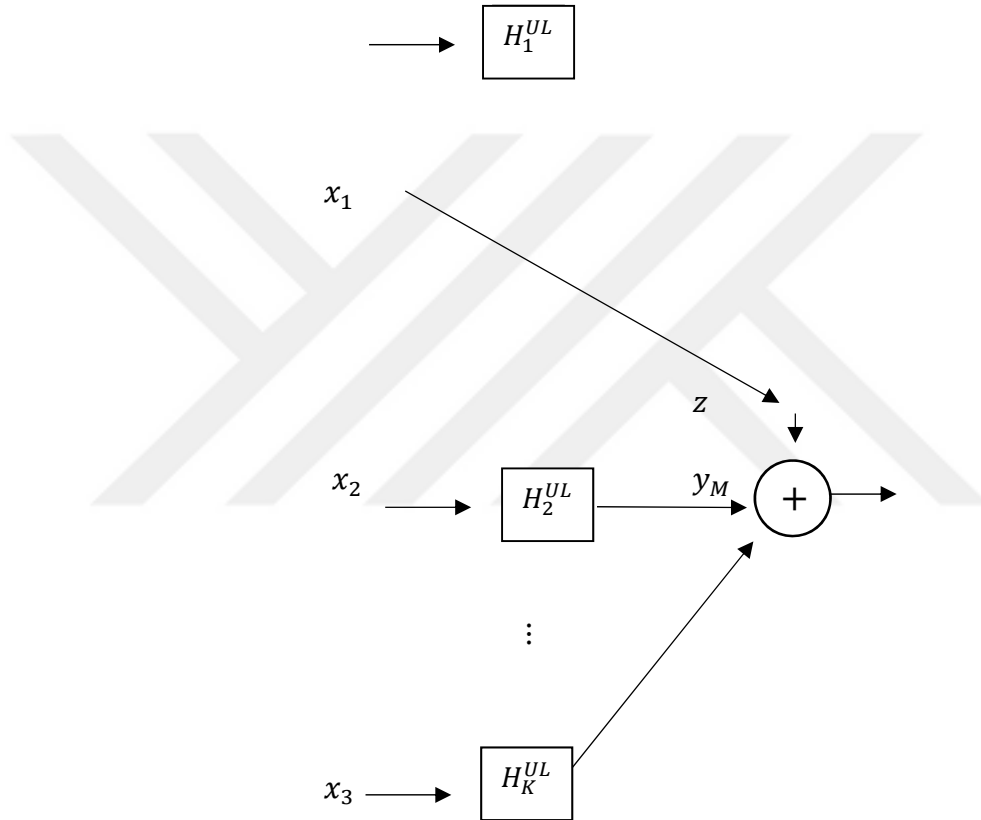
Çok kullanıcılı MMO sisteminde K bağımsız kullanıcıları bulunmaktadır. Baz istasyonları N_B antenlerine, mobil istasyonlarda N_M antenlerine sahiptir. Şekil 4.2.’de K bağımsız kullanıcıları için çoklu erişim kanalı (MAC) olarak da bilinen yukarı bağlantı kanalı gösterilmektedir. $x_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ ve $y_{mac} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ $u = 1, 2, \dots, K$ u. kullanıcıdan gelen iletim sinyalini ve baz istasyonundan alınan sinyali gösterir. u . kullanıcı, mobil istasyon ve baz istasyonu arasındaki kanal kazancı $H_u^{UL} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_M}$, $u = 1, 2, \dots, K$ ile gösterilmektedir. Şekil 4.1 de gösterildiği üzere, çok-kullanıcılı MIMO haberleşme sisteminde, tipik olarak çoklu mobil istasyonlar tek bir baz istasyonu tarafından hücresel sistem içerisinde ağ tahsisinde yer almaktadır. Şekil 4.2 M-MIMO kanallarının yer-uydu bağı kanal modeli için çoklu erişim kanalını temsil etmektedir. Bu senaryoda

kullanıcılardan üçü ve zaman frekans ve uzaysal olarak sinyalizasyona dahil edilmiştir. Alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.1 de ifade edilmektedir.

$$y_{MAC} = H_1^{UL}x_1 + H_2^{UL}x_2 + \dots + H_K^{UL}x_K + z$$

$$= [H_1^{UL} H_2^{UL} \dots H_K^{UL}] \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z = H^{UL} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z \quad (4.1)$$

Denklem 4.1’de verilen $[H_1^{UL} H_2^{UL} \dots H_K^{UL}]$ matrisi, H^{UL} olarakta ifade edilmektedir.



Şekil 4.2. Çok kullanıcılı MIMO sistemi için yer-uydu bağı kanal modeli çoklu erişim kanalı (MAC).

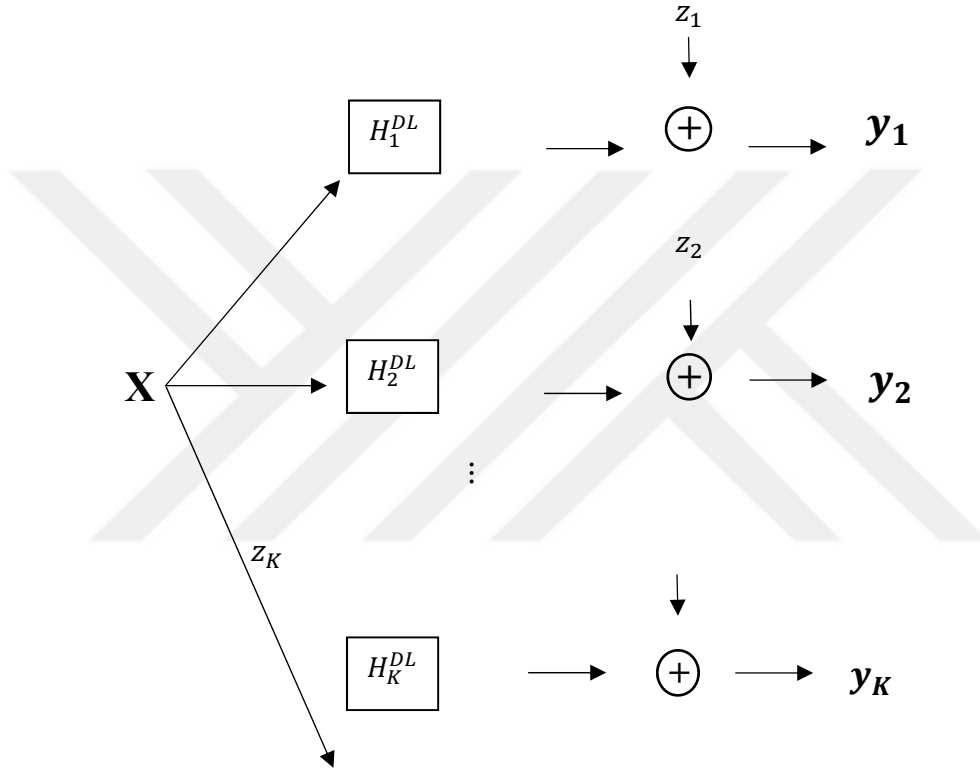
Burada $z \in \mathcal{C}^{N_B \times 1}$, sıfır ortalama dairesel olarak modellenmiş alıcı tarafında yer alan katkı gürültüsü olan simetrik kompleks Gauss (AWGN) rastgele vektörüdür.

Diğer taraftan, Şekil 4.3.’te, yayın kanalı (BC) olarak bilinen uydu – yer bağlantı kanalını göstermektedir. Burada BC $x \in \mathcal{C}^{N_B \times 1}$, baz istasyonundan gelen iletim sinyali $y_u \in \mathcal{C}^{N_M \times 1}$ ve alınan u . kullanıcıdaki sinyal $u = 1, 2, \dots, K$ şeklindedir. $H_u^{DL} \in \mathcal{C}^{N_M \times 1}$, baz istasyonu ile u . kullanıcı arasındaki kanal kazancını ifade etmektedir. MAC’de u . kullanıcıdan alınan sinyal ise aşağıda yer alan denklem 4.2’de gösterilmiştir;

$$y_u = H_u^{DL} x + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (4.2)$$

Burada $z_u \in \mathcal{C}^{N_M \times 1}$, u . kullanıcıdaki eklenen AWGN gürültüsüdür. Tüm kullanıcı sinyallerinin genel sistemi tek bir vektör ile denklem 4.3'te ki gibi gösterilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix} \quad (4.3)$$



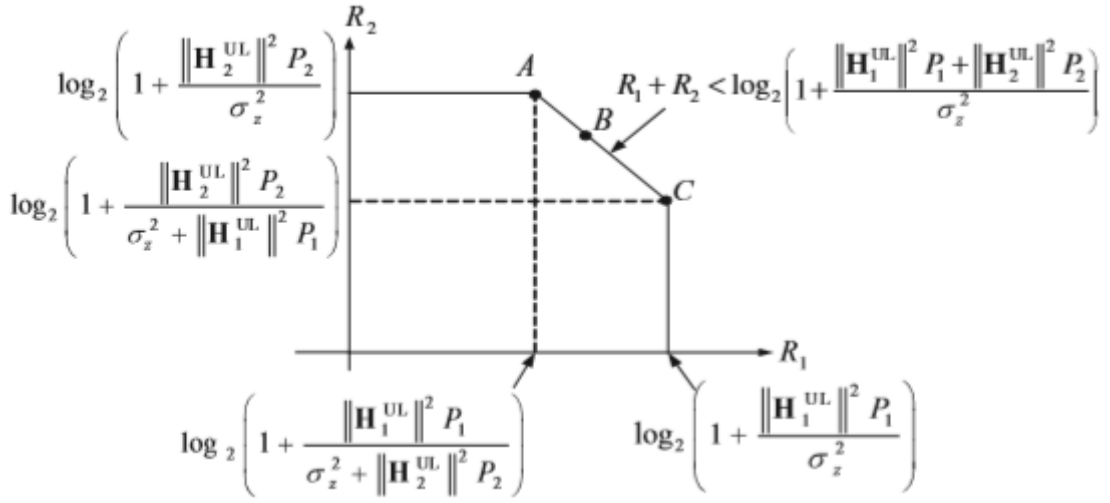
Şekil 4.3. Çok kullanıcılı MIMO sistemi için aşağı bağlantı kanalı modeli yayın kanalı (BC).

4.2. Çok Kullanıcılı MIMO Sisteminin Kanal Kapasitesi

4.2.1. MAC Kapasitesi

Şekil 4.2.'ye $K = 2$ ve $N_M = 1$ olarak belirlendiğinde MAC kapasitesi için denklem 4.4'te ve Şekil 4.4'te bağlantılar aşağıda verilmiştir;

$$\begin{aligned} R_1 &\leq \log_2(1 + ||H_1^{UL}||^2 P_1) \\ R_2 &\leq \log_2(1 + ||H_2^{UL}||^2 P_2) \\ R_1 + R_2 &\leq \log_2(1 + ||H_1^{UL}||^2 P_1 + ||H_2^{UL}||^2 P_2) \end{aligned} \quad (4.4)$$



Şekil 4.4. MAC'nin kapasite bölgesi: $K = 2$ ve $N_M = 1$ [34]

$$\begin{aligned}
 & \log_2\left(1 + \frac{\|H_2^{UL}\|^2 P_2}{\sigma_z^2}\right) & R_1 + R_2 < \log_2\left(1 + \frac{\|H_1^{UL}\|^2 P_1 + \|H_2^{UL}\|^2 P_2}{\sigma_z^2}\right) \\
 & \log_2\left(1 + \frac{\|H_1^{UL}\|^2 P_1}{\sigma_z^2}\right) \\
 & \log_2\left(1 + \frac{\|H_2^{UL}\|^2 P_2}{\sigma_z^2 + \|H_1^{UL}\|^2 P_1}\right) \\
 & \log_2\left(1 + \frac{\|H_1^{UL}\|^2 P_1}{\sigma_z^2 + \|H_2^{UL}\|^2 P_2}\right)
 \end{aligned}$$

Bu durumda alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.5'te verilmiştir;

$$\begin{aligned}
 y_{MAC} &= H_1^{UL} x_1 + H_2^{UL} x_2 + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \\
 &= [H_1^{UL} H_2^{UL}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Burada x_u , u . kullanıcıdan iletilen sinyaldir. $u = 1, 2$. A noktasını elde edebilmek için Şekil 4.4.'te, x_1 sinyali, 2. kullanıcıdan gelen sinyale müdahale edildiği tahmin edilerek tespit edilmiştir. İletim hızının, karşılık olarak gelen kanal kapasitesinden daha az olabilmesi için x_1 sinyalinin doğru olarak algılanabilmesi gerekmektedir.

$R_1 = \log_2\{1 + \|H_1^{UL}\|^2 P_1 / (1 + \|H_2^{UL}\|^2 P_2)\}$, alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.6'da ki gibi iptal edilebilir;

$$\tilde{y}_{MAC} = y_{MAC} - H_1^{UL} x_1 = H_2^{UL} x_2 + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

Denklem 4.6'da yer alan parazitsiz sinyal olan $\tilde{y}_{MAC}$ değeri sayesinde, x_2 'nin $R_2 = \log_2(1 + ||H_2^{UL}||^2 P_2)$ değerini elde ettiği belirlenmiştir.

Yukarıdaki parazitsiz sinyal $\tilde{y}_{MAC}$ 'den, x_2 'nin $R_2 = \log_2(1 + ||H_2^{UL}||^2 P_2)$ 'yi elde etmiştir. C noktasına tam tersi şekilde ulaşılmaktadır. Şekil 4.4'te B noktası, zaman paylaşımı veya A noktasındaki ve C noktasındaki çoklu erişim şemaları arasında hız paylaşımı ile elde edilebilir.

4.2.2. BC'nin Kapasitesi

Burada $N_B = 2$, $N_M = 1$ ve $K = 2$ değerleriyle kirli kağıt kodlaması (DPC) yöntemi kullanılarak aşağı bağlantı kanal kapasitesi aşağıda yer alan denklem 4.3'te alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.7'de ifade edilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Denklem 4.7'de verilen $\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$ matrisi y_{BC} olarak, $\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \end{bmatrix}$ matrisi ise H^{DL} olarak ifade edilmektedir.

$H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{1 \times 2}$, baz istasyonu ve u . kullanıcı arasındaki kanal matrisini belirtmektedir. $u=1,2, \tilde{x}_u$

u . kullanıcı sinyalini temsil etmektedir. x_i , i . verici anten tarafından iletilen sinyaldir $i = 1,2$. Kanal bilgisi baz istasyonunda tamamen mevcutsa, tüm kanal L - Q olarak ayrıştırılmıştır.

$$H^{DL} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Denklem 4.8'de verilen $\begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}$ matrisi L olarak, $\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}$ matrisi ise Q olarak ifade edilmektedir.

Burada;

$$l_{11} = ||H_1^{DL}||, q_1 = \frac{1}{l_{11}} H_1^{DL},$$

$$l_{21} = q_1 \cdot (H_2^{DL})^H,$$

$$l_{22} = ||H_2^{DL} - l_{21}q_1||,$$

$$q_2 = \frac{1}{l_{22}} (H_2^{DL} - l_{21}q_1) \quad (4.8)$$

Denklem 4.8’de yer alan $\{q_i\}_{i=1}^2$ ’in dik birim satır vektörleridir. Kanal bilgilerinden $\{q_i\}_{i=1}^2$ verildiği zaman, iletilen sinyalin ön kodlaması aşağıda yer alan denklem 4.9’da verilmiştir;

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = Q^H \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 - \frac{1}{l_{22}} l_{21} \tilde{x}_1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Denklem 4.9’da $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ olarak verilen matris x olarak ifade edilmektedir. Denklem 4.9’da verilen önceden kodlanmış sinyali ileterek, alınan sinyal denklem 4.10’da verilmiştir;

$$\begin{aligned} y_{BC} &= H^{DL} x + z \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} [q_1^H \ q_2^H] \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 - \frac{1}{l_{22}} l_{21} \tilde{x}_1 \end{bmatrix} + z \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ 0 & l_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + z \\ &= \begin{bmatrix} \|H_1^{DL}\| & 0 \\ 0 & \|H_2^{DL} - l_{21}q_1\| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + z \end{aligned} \quad (4.10)$$

Denklem 4.10 da, iki sanal parazitsiz kanal oluşturulduğu görülmektedir. Toplam güç ifadesi olan P ; birinci kullanıcılar için αP olarak, ikinci kullanıcılar için ise $(1 - \alpha)P$ olarak bölünmüş olup aşağıda verilmiştir;

$$E\{|x_1|^2\} = E\{|\tilde{x}_1|^2\} = \alpha P$$

$$E\{|x_2|^2\} = E\left\{\left|\tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}} \tilde{x}_1\right|^2\right\} = (1 - \alpha)P, \quad \alpha \in [0,1].$$

Birinci kullanıcı kapasitesi R_1 olarak denklem 4.11’de, ikinci kullanıcı kapasitesi R_2 olarak denklem 4.12’de verilmiştir;

$$R_1 = \log(1 + \|H_1^{DL}\|^2 \frac{\alpha P}{\sigma_z^2}), \quad (4.11)$$

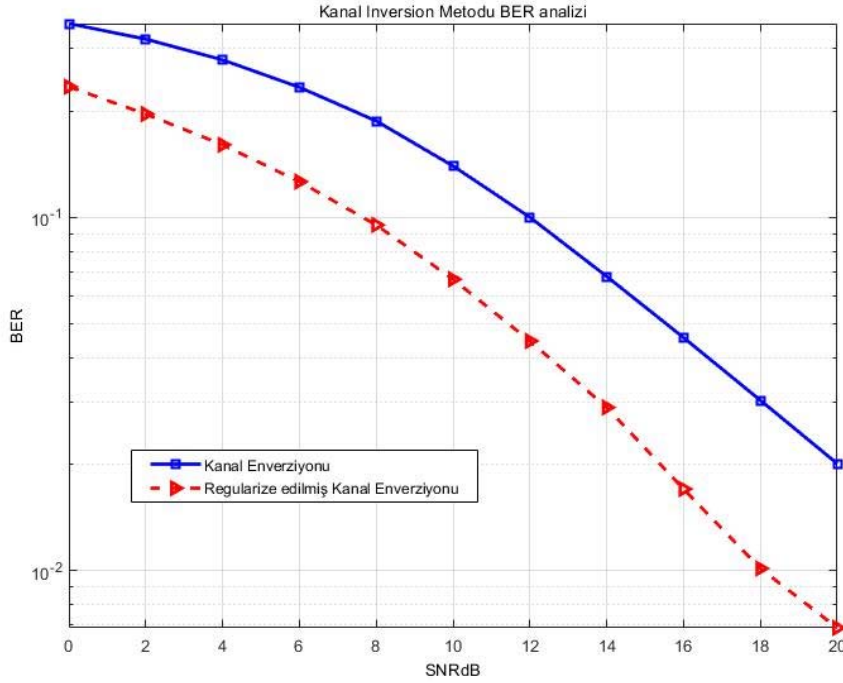
$$R_2 = \log_2(1 + \|H_2^{DL} - l_{21}q_1\|^2 \frac{(1-\alpha)P}{\sigma_z^2}). \quad (4.12)$$

İkinci kullanıcıda $l_{21} = 0$, olarak belirlendiğinde ikinci kullanıcının kapasitesi denklem 4.13’te verilmiştir;

$$R_2 = \log_2(1 + ||H_2^{DL}||^2 \frac{(1-\alpha)P}{\sigma_z^2}). \quad (4.13)$$

4.3. Yayın Kanalı İçin İletim Yöntemleri

Yayın kanalında veri aktarımı konusundaki temel zorluk, yayın kanalında koordineli bir sinyal tespitinin olmasından dolayıdır. Alıcı tarafı basit bir durumda olmadığı için baz istasyonunda parazitlerin önlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla dört farklı iletim yöntemi vardır. Bu yöntemler; kanal ters çevirme, blok diyagonalleştirme, kirli kağıt kodlama (DPC) ve Tomlinson – Harashima Ön Kodlama (THP) yöntemleridir. Şekil 4.5'te kanal enverziyonu yapılan sistem ile regüle edilmiş kanal enverziyonu tekniklerinin BER – SNR grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 4.5. İki kanallı ters çevirme yöntemlerinin BER performansı.

4.3.1. Kanal Ters Çevirme

Bu yöntemde tüm kullanıcılar için $N_M = 1$, $K = N_B$ olarak belirlenmiştir. $\tilde{x}_u$, u . kullanıcı sinyalini göstermektedir. $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$, baz istasyonu ve u . kullanıcı arasındaki kanal matrisini göstermektedir, $u = 1, 2, \dots, K$. u . kullanıcıdan alınan sinyal denklem 4.14'te verilmiştir;

$$y_u = H_u^{DL} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix} + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K. \quad (4.14)$$

Tüm kullanıcılardan alınan sinyal denklem 4.15'te verilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Denklem 4.15'te yer alan $\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix}$ matrisi y_{BC} olarak, $\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix}$ matrisi H^{DL} olarak,

$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_K \end{bmatrix}$ matrisi x olarak, $\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix}$ matrisi ise z olarak ifade edilmektedir. Denklem 4.15'te tüm

kullanıcılardan alınan sinyal skalerdir. Denklem 4.2'de alınan sinyal ise bir vektördür. Her kullanıcı tek bir antene sahip olduğu için diğer sinyallerden kaynaklanan parazitler iptal edilememektedir. Çok kullanıcılı MIMO sisteminde, kanal ters çevirme yöntemi ile ZF ön eşitleme işlemi aynı işlemdir.

Tek kullanıcılı MIMO sisteminde ki gibi, gürültüyü azaltıp iletişim kalitesini arttırabilmek için MMSE kriteri kullanılmıştır. Fark olarak denklem 4.16'da ki H 'nin denklem 4.15'te ki şekliyle H^{DL} ile değiştirilmesidir. Bahsedilen kanal ters çevirme işlemi, çok kullanıcılı MIMO sisteminde düzenli bir kanal ters çevirme işlemi olarak ifade edilmektedir. Şekil 4.5'te (multi user MIMO) ile çok kullanıcılı bir MIMO sisteminin kanal ters çevirme yöntemi ile matlab ortamında çalıştırıldığında elde edilen bit-hata oranı cinsinden SNR'a karşın BER performansı grafiği elde edilmiş ve sunulmuştur. Buna göre Şekil 4.5'e bakıldığında düşük BER seviyesinde (1E-1) regularize edilmiş kanal enverziyonu altında sistem performansının kanal enverziyonuna nazaran 4 dB SNR kazancı sağladığı açıkça görülmektedir.

4.3.2. Blok Diyagonalleştirme

Kanal ters çevirme yönteminde, hedef dışında yer alan tüm sinyaller x_{u_T} sinyali (i.e., $x_u, u \neq u_T$) girişim olarak kabul edilmektedir ve ön kodlama yöntemi ile y_{u_T} 'den arındırılmaktadır. Benzer bir yöntem, her biri birden çok antene sahip birden çok kullanıcı için uygulanabilir. Kanal ters çevirme yönteminde kendi sinyalinde yer alan

girişimi ve diğer kullanıcıların girişimleri engellendiğinden ya da azaltıldığından dolayı hedef kullanıcı girişimi iyileştirme açısından çok önemli bir rol oynamaktadır. Blok diyagonalleştirme yöntemi içerisinde, kanal ters çevirme yöntemlerinden farklı olarak, sadece diğer kullanıcıdan gelen girişim sinyalleri ön kodlama işleminde engellenmektedir.

$N_{M,u}$, u . kullanıcı için anten sayısını göstermektedir, $u = 1, 2, \dots, K$. u . kullanıcı sinyali olan $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times 1}$ için alınan sinyal $y_u \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times 1}$ olarak verilmektedir.

$$\begin{aligned} y_u &= H_u^{DL} \sum_{k=1}^K W_k \tilde{x}_k + z_u \\ &= H_u^{DL} W_u \tilde{x}_u + \sum_{k=1, k \neq u}^K H_u^{DL} W_k \tilde{x}_k + z_u \end{aligned} \quad (4.16)$$

Burada, $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times N_B}$ baz istasyonu ile u . kullanıcı arasında yer alan kanal matrisidir. $W_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M,u}}$, u . kullanıcı için ön kodlama matrisiyken z_u ise girişim vektörüdür. Üç kullanıcının yer aldığı durum (i.e., $K = 3$) için alınan sinyaller aşağıda yer alan denklem 4.17’de gösterilmiştir;

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} H_1^{DL} & H_1^{DL} & H_1^{DL} \\ H_2^{DL} & H_2^{DL} & H_2^{DL} \\ H_3^{DL} & H_3^{DL} & H_3^{DL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \tilde{x}_1 \\ W_2 \tilde{x}_2 \\ W_3 \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} H_1^{DL} W_1 & H_1^{DL} W_2 & H_1^{DL} W_3 \\ H_2^{DL} W_1 & H_2^{DL} W_2 & H_2^{DL} W_3 \\ H_3^{DL} W_1 & H_3^{DL} W_2 & H_3^{DL} W_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Burada $\{H_u^{DL} W_k\}$, u . kullanıcı alıcısı ve k . kullanıcı alıcısı için önemli bir kanal matrisi oluşturulmuş olan iletim sinyalidir ($u, k = 1, 2, \dots, K$). $\{H_u^{DL} W_k\}_{u \neq k}$ kullanıcıyla etkileşime girmektedir. Denklem 4.16’da $\{H_u^{DL} W_k\} = 0_{N_{M,u} \times N_{M,u}}, \forall u \neq k$ şeklinde olmadığı sürece $0_{N_{M,u} \times N_{M,u}}$ bir sıfır matris olmaktadır. Başka bir şekilde ifade etmek gerekirse, bu durum etkili olduğu müddetçe girişimsiz iletim garanti edilmektedir. Denklem 4.17’de yer alan kanal matrisi ise aşağıda yer alan denklem 4.18’de ki gibi blok diyagonalleştirme işlemi yapılabilir;

$$\{H_u^{DL} W_k\} = 0_{N_{M,u} \times N_{M,u}}, \forall u \neq k \quad (4.18)$$

Toplam iletim gücü kısıtlamasını önleyebilmek için, üniter yapıda olan $W_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M,u}}$ ön kodlayıcılarının olması gerekmektedir. Denklem 4.18 koşulu altında, alınan sinyal

Denklem 4.16 artık girişimsiz olarak denklem 4.19’da ki gibi verilmektedir;

$$y_u = H_u^{DL} W_u \tilde{x}_u + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (4.19)$$

Denklem 4.19'da girişimsiz sinyaller elde edilerek daha sonra da $\tilde{x}_u$ tahmin edilmiştir.

Denklem 4.18'de yer alan $\{W_k\}_{k=1}^K$ ifadesine nasıl ulaşıldığı ve u . kullanıcı için tümünün kanal kazançlarını kapsayan kanal matrisi aşağıda yer alan denklem 4.20'de gösterilmiştir;

$$\tilde{H}_u^{DL} = [(H_1^{DL})^H \dots (H_{u-1}^{DL})^H (H_{u+1}^{DL})^H \dots (H_K^{DL})^H]^H \quad (4.20)$$

Baz istasyonu antenlerinin sayısı ile tüm aktif kullanıcılar tarafından kullanılan toplam anten sayısının eşit olduğu $N_{M,total} = \sum_{u=1}^K N_{M,u} = N_B$ ifadesi ile gösterilmektedir. Ayrıca bu eşitlik denklem 4.18 ile eşdeğerdir.

$$\tilde{H}_u^{DL} W_u = 0_{(N_{M,total}-N_{M,u}) \times N_{M,u}}, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (4.21)$$

$W_u \in \mathbb{C}^{N_B \times N_{M,u}}$ ön kodlayıcı matrisinin boş uzayda $\tilde{H}_u^{DL}$ olarak tasarlanması gerekmektedir. Denklem 4.21'de yer alan ifade için $K = 3$ olduğu durumda denklem 4.17'de alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.22'de ki gibi gösterilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} W_1 & 0 & 0 \\ 0 & H_2^{DL} W_2 & 0 \\ 0 & 0 & H_3^{DL} W_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Sıfır matris uygun ebatlardadır.

Denklem 4.21'de yer alan ön kodlayıcıların tasarımında $N_{M,total} = N_B$, $(\min N_{M,total} - N_{M,u}, N_B)$ şeklinde olduğunda $\tilde{H}_u^{DL} \in \mathbb{C}^{(N_{M,total}-N_{M,u}) \times N_B}$ 'nin boyutu $\min(N_{M,total} - N_{M,u}, N_B)$ 'den küçük olmaktadır ve ardından $\tilde{H}_u^{DL}$ 'nin tekil değer ayrışması olan SVD ise aşağıda yer alan denklem 4.23'te gösterilmektedir;

$$\tilde{H}_u^{DL} = \tilde{U}_u \tilde{\Lambda}_u [\tilde{V}_u^{non-zero} \tilde{V}_u^{zero}]^H \quad (4.23)$$

Burada $\tilde{V}_u^{non-zero} \in \mathbb{C}^{(N_{M,total}-N_{M,u}) \times N_B}$ ve $\tilde{V}_u^{zero} \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times N_B}$ sağ tekil vektörlerinden oluşmaktadır. $\tilde{V}_u^{non-zero} \in \mathbb{C}^{(N_{M,total}-N_{M,u}) \times N_B}$, sıfır olmayan tekil değerlere karşılık gelmektedir. $\tilde{V}_u^{zero} \in \mathbb{C}^{N_{M,u} \times N_B}$ ise sıfır tekil değerlere karşılık gelmektedir. $\tilde{H}_u^{DL}$ ile $\tilde{V}_u^{zero}$ arasındaki çoğullama durumu aşağıda yer alan denklem 4.24'de ifade edildiği gibi gelişmektedir;

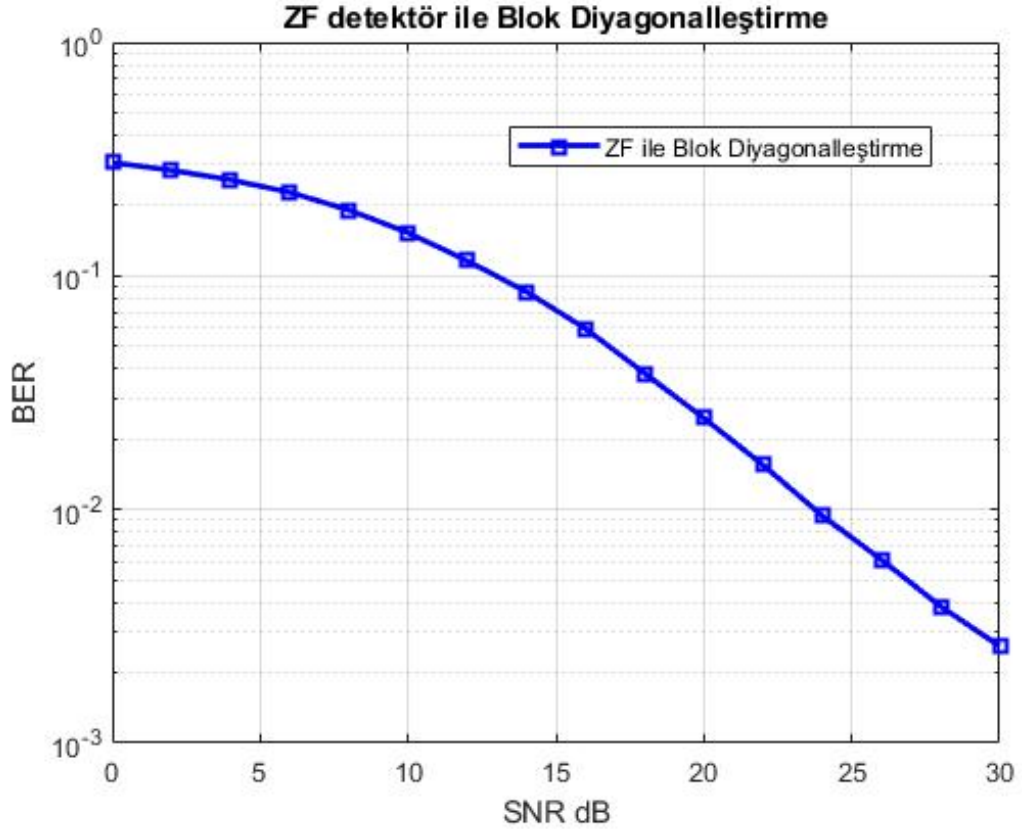
$$\tilde{H}_u^{DL} \tilde{V}_u^{zero} = \tilde{U}_u [\tilde{\Lambda}_u^{non-zero} \ 0] \begin{bmatrix} (\tilde{V}_u^{non-zero})^H \\ (\tilde{V}_u^{zero})^H \end{bmatrix} \tilde{V}_u^{zero}$$

$$\begin{aligned}
&= \tilde{U}_u \tilde{\Lambda}_u^{non-zero} (\tilde{V}_u^{non-zero})^H \tilde{V}_u^{zero} \\
&= \tilde{U}_u \tilde{\Lambda}_u^{non-zero} 0 = 0
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Denkem 4.24'e göre $\tilde{v}_u^{zero}$, $\tilde{H}_u^{DL}$ 'nin boş uzayında yer almaktadır ve bir sinyal olduğunda görülebilmektedir. $\tilde{v}_u^{zero}$ yönünde iletilmektedir fakat u . kullanıcı hiç sinyal almamaktadır. $W_u = \tilde{V}_u$ ifadesi u . kullanıcı sinyalinin ön kodlaması için kullanılmaktadır.

$N_B = 4$, $K = 2$ ve $N_{M,1} = N_{M,2} = 2$ değerleri kullanıldığında aşağıda yer alan denklem 4.25 ve denklem 4.26'da ki ifadeler oluşmaktadır;

$$\tilde{H}_1^{DL} = \tilde{U}_1 \tilde{\Lambda}_1 [\tilde{V}_1^{non-zero} \tilde{V}_1^{zero}]^H$$



Şekil 4.6. Sıfıra zorlama detektörü kullanılarak blok diyagonalleştirme yönteminin BER performansı alıcı: $N_B = 4$, $K = 2$ ve $N_{M,1} = N_{M,2} = 2$

$$= [\tilde{u}_{11} \ \tilde{u}_{12}] \begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\lambda}_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{11} \ \tilde{v}_{12} \ \tilde{v}_{13} \ \tilde{v}_{14}]^H \tag{4.25}$$

$$\tilde{H}_2^{DL} = \tilde{U}_2 \tilde{\Lambda}_2 [\tilde{V}_2^{non-zero} \tilde{V}_2^{zero}]^H$$

$$= [\tilde{u}_{21} \ \tilde{u}_{22}] \begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\lambda}_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{21} \ \tilde{v}_{22} \ \tilde{v}_{23} \ \tilde{v}_{24}]^H \quad (4.26)$$

Denklem 4.25 ve denklem 4.26'dan yararlanılarak aşağıda yer alan denklem 4.27'de ki $W_u \in C^{4 \times 2}$, $u = 1,2$ şeklinde olan ön kodlama matrisleri görülmektedir;

$$\begin{aligned} W_1 &= \tilde{v}_1^{zero} = [\tilde{v}_{13} \ \tilde{v}_{14}] \\ W_2 &= \tilde{v}_2^{zero} = [\tilde{v}_{23} \ \tilde{v}_{24}] \end{aligned} \quad (4.27)$$

$s \in C^{4 \times 1}$ aşağıda yer alan iletilen sinyalleri oluşturmak için kullanılmaktadır.

$$x = W_1 \tilde{x}_1 + W_2 \tilde{x}_2 \quad (4.28)$$

Burada yer alan $\tilde{x}_u \in C^{2 \times 1}$ ifadesi u . kullanıcı sinyalidir. $u = 1,2$. Ardından aşağıda yer alan denklem 4.29'da ilk kullanıcının alınan sinyali ifadesi verilmiştir;

$$\begin{aligned} y_1 &= H_1^{DL} x + z_1 \\ &= H_1^{DL} (W_1 \tilde{x}_1 + W_2 \tilde{x}_2) + z_1 \\ &= \tilde{H}_2^{DL} (\tilde{v}_1^{zero} \tilde{x}_1 + \tilde{v}_2^{zero} \tilde{x}_2) + z_1 \\ &= \tilde{H}_2^{DL} \tilde{v}_1^{zero} \tilde{x}_1 + z_1 \\ &= H_1^{DL} \tilde{v}_1^{zero} \tilde{x}_1 + z_1 \end{aligned} \quad (4.29)$$

Denklem 4.29 oluşturulurken, $H_1^{DL} = \tilde{H}_2^{DL}$ ve $H_2^{DL} = \tilde{H}_1^{DL}$ eşitliklerinden faydalanılmıştır. Denklem 4.29'da alınan sinyalin sadece istenilen sinyalden oluşmaktadır. İkinci kullanıcıya ait alınan sinyalde benzer bir şekilde bulunabilmektedir.

Şekil 4.6'da ZF detektör kullanılarak blok diyagonalleştirme yöntemi kullanılarak matlab ortamında simyülasyon ile gerçekleştirilen BER performansı grafiğine göre $N_B = 4$, $K = 2$ ve $N_{M,1} = N_{M,2} = 2$ değerleri için örnek blok diyagonalleştirme yönteminin ortalama BER performansı alıcıda sıfıra zorlama detektörü kullanılarak her iki kullanıcı için gösterimi yer almaktadır.

4.3.3. DPC (Dirty Paper Coding) Kodlama

DPC yöntemi, verici tarafına ait bilgiler tamamen bildiğinde kanal kazançları üzerinde uygulanmaktadır. DPC bir ön kodlama yöntemidir. Gürültünün olumsuz etkisi, vericinin bildiği bazı girişimlere bağlı olarak engellenebilmektedir. Daha farklı bir bakışla, $(k - 1)$. kullanıcıya ait sinyallere bağlı girişimler, k . kullanıcıya ait sinyalin ön kodlaması sırasında engellenmektedir. Daha basit bir şekilde açıklayabilmek adına

$N_B = 3$, $K = 3$, $N_{M,u} = 1$, $u = 1,2,3$ olduğu durumda $\tilde{x}_u \in \mathbb{C}$, u . kullanıcı sinyali tarafından verildiğinde daha sonra alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.30'da verilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Burada $H_u^{DL} \in \mathbb{C}^{1 \times 3}$, baz istasyonu ve u .kullanıcı arasındaki kanal kazancı ifadesidir. Kanal matrisi ifadesi olan H^{DL} ise aşağıda yer alan denklem 4.31'de L ve Q olarak iki ayrılmaktadır;

$$H^{DL} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Denklem 4.31'de yer alan $\begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}$ matrisi L olarak, $\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}$ matrisi ise Q olarak ifade edilmektedir.

Burada $\{q_i\}_{i=1}^3 \in \mathbb{C}^{1 \times 3}$ ifadesi dik, birim satır vektörleridir. $x = [x_1 x_2 x_3]^T$ ifadesi daha önceden $\tilde{x} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \tilde{x}_3]^T$ ifadesi için kodlanmış bir sinyaldir. Denklem 4.31'de $Q^H x$ ifadesi iletilirken, Q 'nun denklem 4.31'de kanal için etkisi kalmamıştır. İletimden sonra alt üçgen matrisi bırakıldıktan sonra alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.32'de gösterilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix} Q^H x + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

Denklem 4.32'de yer alan $\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix}$ matrisi, H^{DL} olarak ifade edilmektedir.

Denklem 4.32'den ilk kullanıcıya ait alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.33'de verilmiştir;

$$y_1 = l_{11}x_1 + z_1 \quad (4.33)$$

İlk kullanıcı açısından bakıldığı zaman, aşağıda yer alan denklem 4.34'de ki girişimsiz veri iletimi koşulunun sağlanması gerekmektedir;

$$x_1 = \tilde{x}_1 \quad (4.34)$$

Denklem 4.34'te yer alan daha önceden kodlanmış olan $\tilde{x}_1$ sinyalinin sadece birinci kullanıcı sinyali olan $\tilde{x}_1$ tarafından oluştuğu görülmektedir. Denklem 4.32 ve denklem 4.34'e dayanarak ikinci kullanıcıya ait alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.35'de gösterilmiştir;

$$y_2 = l_{21}x_1 + l_{22}x_2 + z_2 = l_{21}\tilde{x}_1 + l_{22}x_2 + z_2 \quad (4.35)$$

Denklem 4.35'den, aşağıda yer alan ön kodlamanın girişimi iptal ettiği görülmektedir. Bileşen $l_{21}x_1$ veya $l_{21}\tilde{x}_1$ verici tarafında aşağıda yer alan denklem 4.36'da gösterilmiştir;

$$x_2 = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}x_1 = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1 \quad (4.36)$$

Denklem 4.36'dan daha önceden kodlanmış olan x_2 sinyalinin artık $\tilde{x}_1$ ve $\tilde{x}_2$ kullanıcı sinyallerinden meydana geldiği görülmektedir. Son olarak üçüncü kullanıcıya ait alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.37'de verilmiştir;

$$y_3 = l_{31}x_1 + l_{32}x_2 + l_{33}x_3 + z_3 \quad (4.37)$$

Denklem 4.34 ve 4.36'da verilen daha önceden kodlanmış olan sinyaller x_1 ve x_2 , $\tilde{x}_1$ ve $\tilde{x}_2$ olarak bilinen kullanıcı sinyallerinden oluşmaktadır.

Üçüncü kullanıcı tarafından bakıldığında, daha önceden kodlanmış olan sinyaller x_1 ve x_2 , denklem 4.37'de yer alan girişimin bileşenleridir ve verici tarafında yapılan ön kodlama işleminden sonra durum aşağıda yer alan denklem 4.38'de verilmiştir;

$$x_3 = \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1 - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2 \quad (4.38)$$

Denklem 4.34, denklem 4.36 ve denklem 4.38'de daha önceden kodlanmış olan sinyallere ait denklemler birer matris olarak aşağıda yer almakta olan denklem 4.39, denklem 4.40 ve denklem 4.41'de verilmiştir;

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Yukarıda yer alana üç ön kodlama matrisini birleştirerek, DPC'yi aşağıda yer alan denklem 4.42'de ki matrisle ifade ederiz;

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}l_{21}}{l_{33}l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.42)$$

Yukarıda birleştirerek yazmış olduğumuz ön kodlama matrisini kullanarak denklem 4.32'i tekrar yazıldığında aşağıda yer alan denklem 4.43'te ki gibi ifade edilmektedir;

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}l_{21}}{l_{33}l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.43)$$

Denklem 4.43'e dayanarak her kullanıcı için girişimsiz tespiti yapılabilceği yine denklem 4.43'te yer alan DPC'de ki ön kodlama matrisinin ölçeklendirilmiş olduğu görülmekte olup kanal kazancı matrisinden elde edilmiş olan alt üçgen matrisinin ters matrisi aşağıda yer almakta olan denklem 4.44'te verilmiştir;

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{l_{21}}{l_{22}} & 1 & 0 \\ -\frac{l_{31}}{l_{33}} + \frac{l_{32}l_{21}}{l_{33}l_{22}} & -\frac{l_{32}}{l_{33}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Mod=0 olarak ayarlanmış Şekil 4.9'dan sonra matlab kodu verilen DPC ve THP kodlamalı kod, $N_B = 4$ ve $K = 10$ değerleri DPC içindir.

Bu grafiği elde ederken değerleri $(u_1^*, u_2^*, u_3^*, u_4^*)$ ile gösterilen en iyi dört kullanıcı, $(u_1^*, u_2^*, u_3^*, u_4^*) \in \{1, 2, \dots, 10\}$ olarak ifade edilen seçim kriteri kullanılarak on kullanıcı arasından seçilmiştir.

$$l_{u_1^*u_1^*} \geq l_{u_2^*u_2^*} \geq l_{u_3^*u_3^*} \geq l_{u_4^*u_4^*} \geq l_{uu} \quad (4.45)$$

Alıcı tarafında yer alan en büyük l_{ii} değerine sahip kullanıcıların seçilmesi, girişim durumunu iyileştirerek en aza indirmektedir.

Burada verilen denklem 4.44 ve denklem 4.45 benzetim çalışmalarında kullanılmıştır.

4.3.4. Tomlinson – Harashima Ön Kodlama

Alıcı tarafı üzerindeki karar geri bildirim eşitlemesi olan DFE'ye verici tarafında yer alan DPC çok benzemektedir. TH ön kodlaması, karar geri besleme eşitlemesindeki tepe veya ortalama gücü azaltmak için düşünülmüştür. DFE, hatanın yayılımından dolayı olumsuz bir etkiye maruz kalmaktadır. DFE'de TH ön kodlamasının asıl fikri, geçmiş iletim sembollerinin bilinmediği vericide yer alan imleç ISI'yi iptal etmektedir. Aslında kanal dürtü cevabı hakkında kapsamlı bir bilgi gerekmektedir. Bu yalnızca zamanla bir farklılık göstermeyen ya da ağır bir işleyişle kanal için alıcıdan bir geri bildirim ile elde edilebilmektedir.

Veri sembolü olan x 'in M -ary PAM takımıyıldızından çizilmiş olan tek boyutlu durumda ön kodlama işlemi yapıldığında, $\{- (A-1), - (A-3), \dots, -3, -1, 1, 3 \dots, (A-3), (A-1)\}$, burada A , by $A = \sqrt{M}$ tarafından verilen tam sayı olup çifttir. x veri sembolüne $2A.m$ eklenir. Burada yer alan m bir tam sayıdır. Daha sonra genişletilmiş bir sembol olan c , aşağıda yer alan denklem 4.46'da gösterilmiştir;

$$c = x + 2A.m \quad (4.46)$$

Tepe veya ortalama gücü azaltmak adına denklem 4.46'da yer alan m seçilmelidir.

Vericide yer alan genişletilmiş c sembolünün büyüklüğünün en aza indirilmesi gerekmektedir. Orijinal verilerin simetrik modulo işlemi ile x sembolü, genişletilmiş c sembolünden aşağıda yer alan denklem 4.47'de arındırılabilir;

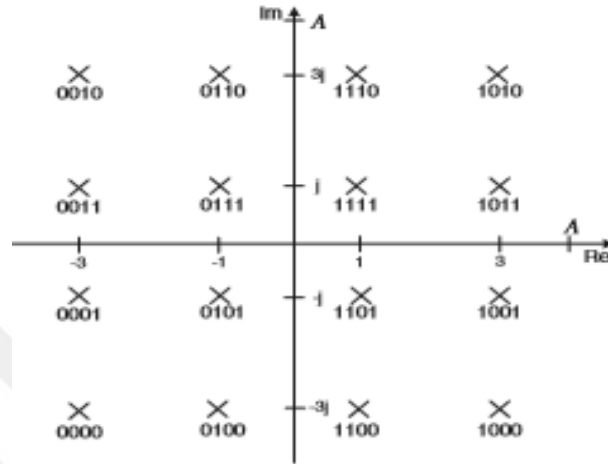
$$x = \text{mod}_A \triangleq c - 2A[(c + A)/2A] \quad (4.47)$$

Çok kullanıcılı MIMO sistemi için ön kodlama hususunda simetride önemlidir. Modüler işlemi, denklem 4.47'de iki boyutlu durum için bir uzantısı olan M -ary QAM modüle edilmiş semboller için kullanılmaktadır. M -ary QAM'de bir kare takımıyıldızı, bir sembolün gerçek ve hayali kısımları $[A, A)$, $A = \sqrt{M}$ ile sınırlandırılmaktadır. Şekil

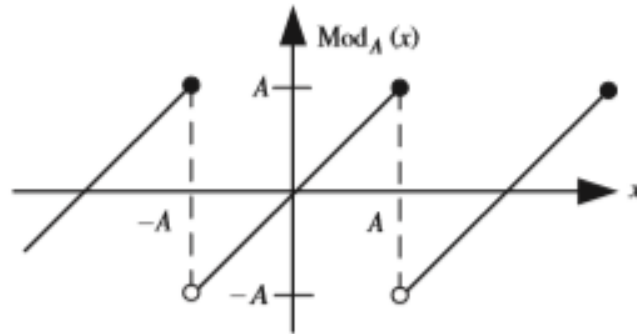
4.7’de $A = \sqrt{16} = 4$ olan bir 16-QAM takımyıldızını göstermektedir. Şekil 4.8.’de gösterilen simetrik modüler işlemler denklemler 4.48’de ifade edilmiştir;

$$\text{mod}_A(x) = x - 2A[(x + A + jA)/2A] \quad (4.48)$$

Yukarıdaki modüler işlemler m ve n gibi tam sayı değerlerine ulaşabilmek için bir yöntemdir.



Şekil 4.7. 16-QAM takımyıldızı



Şekil 4.8. Simetrik modüler çalışmasının gösterimi (sadece x 'in gerçekteki kısmı için).

$$-A - jA \leq \text{mod}_A(x) = x + 2A.m + j2A.n < A + jA \quad (4.49)$$

Denklem 4.49’da yer alan x_1 ve x_2 karmaşık sayılarının eşitsizliğine ait durum aşağıda yer alan denklem 4.50’de gösterilmiştir;

$$x_1 < x_2 \Leftrightarrow \text{Re}\{x_1\} < \text{Re}\{x_2\} \text{ ve } \text{Im}\{x_1\} < \text{Im}\{x_2\} \quad (4.50)$$

Denklem 4.48’de yer alan modüler işlemler ise denklem 4.51’de aşağıdaki gibi gösterilmiştir;

$$\text{mod}_A(x) = x + 2A.m + j2A.n \quad (4.51)$$

$K = 3$ için TH ön kodlamasına bir örnek verdiğimizde; $\{x_u^{TH}\}_{u=1}^3$

u. kullanıcı için önceden kodlanmış olan TH sinyalini gösterir. Denklem 4.34, denklem 4.36 ve denklem 4.38'e değinilerek modüler işlemi, TH önceden kodlanmış veri sembolleri aşağıdaki gibi gösterilmiştir;

$$x_1^{TH} = \text{mod}_A(\tilde{x}_1) \quad (4.52)$$

$$x_2^{TH} = \text{mod}_A(\tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}x_1^{TH}) \quad (4.53)$$

$$x_3^{TH} = \text{mod}_A(\tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1^{TH} - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2^{TH}) \quad (4.54)$$

Ayrıca, denklem 4.51'de ifade edilen duruma, TH önceden kodlanmış olan sinyaller için aşağıda yer alan denklem 4.55, denklem 4.56 ve denklem 4.57'de ki ifadeleri vermektedir;

$$x_1^{TH} = \tilde{x}_1 \quad (4.55)$$

$$x_2^{TH} = \tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1 + 2A.m_2 + j2A.n_2 \quad (4.56)$$

$$x_3^{TH} = \tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1^{TH} - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2^{TH} + 2A.m_3 + j2A.n_3 \quad (4.57)$$

İletilen sinyal olan $Q^H x^{TH} = Q^H [x_1^{TH} x_2^{TH} x_3^{TH}]^T$ için, alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.58'de gösterilmiştir;

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix} Q^H x^{TH} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^{TH} \\ x_2^{TH} \\ x_3^{TH} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

Denklem 4.58'de $\begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ H_3^{DL} \end{bmatrix}$ matrisi H^{DL} olarak ifade edilmektedir.

$x_1^{TH} = \tilde{x}_1$, eşitliğinden dolayı ilk kullanıcı için sinyal tespiti yapılabilir. Alınan sinyal ikinci kullanıcı için denklem 4.59'da verilmiştir;

$$y_2 = l_{21}x_1^{TH} + l_{22}x_2^{TH} + z_2 = l_{21}\tilde{x}_1 + l_{22}x_2^{TH} + z_2 \quad (4.59)$$

Denklem 4.56 kullanılarak, denklem 4.59 aşağıda yer alan denklem 4.60'da ki gibi ifade edilmektedir;

$$y_2 = l_{21}\tilde{x}_1 l_{22} \left(\tilde{x}_2 - \frac{l_{21}}{l_{22}}\tilde{x}_1 + 2A.m_2 + j2A.n_2 \right) + z_2$$

$$l_{22}(\tilde{x}_2 + 2A.m_2 + j2A.n_2) + z_2 \quad (4.60)$$

$\tilde{y}_2$ 'yi y_2 'nin ölçeklendirilmiş bir hali olarak aşağıda yer alan denklem 4.61'de ki gibi ifade edilmektedir;

$$y_2 = \frac{y_2}{l_{22}} = \tilde{x}_2 + 2A.m_2 + j2A.n_2 + \frac{z_2}{l_{22}} \quad (4.61)$$

İkinci kullanıcı sinyali olan $\tilde{x}_2$ modüler işlemle aşağıda yer alan denklem 4.62’de ki gibi tespit edilmiştir;

$$\hat{\tilde{x}}_2 = \text{mod}_A(\tilde{y}_2) \quad (4.62)$$

Denklem 4.62’de ki girişim bileşeni aşağıdaki koşulu sağlayabilecek kadar küçük ise;

$$-A \leq \tilde{x}_2 + \frac{z_2}{l_{22}} < A, \quad (4.63)$$

$$\text{mod}_A(\tilde{y}_2) = \tilde{y}_2 - 2A \left\lfloor \frac{(\tilde{y}_2 + A + jA)}{2A} \right\rfloor = \tilde{y}_2 - 2A(m_2 + jn_2) = \tilde{x}_2 + \frac{z_2}{l_{22}} \quad (4.64)$$

Denklem 4.58’e dayanılarak üçüncü kullanıcıya ait alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.65’te verilmiştir;

$$y_3 = l_{31}s_1^{TH} + l_{32}s_2^{TH} + l_{33}s_3^{TH} + z_3, \quad (4.65)$$

Denklem 4.57’ye dayanılarak, yukarıda alınan sinyal aşağıda yer alan denklem 4.66’da verilmiştir;

$$\begin{aligned} y_3 &= l_{31}s_1^{TH} + l_{32}s_2^{TH} + l_{33}s_3^{TH} + z_3 \\ &= l_{31}x_1^{TH} + l_{32}x_2^{TH} + l_{33} \left(\tilde{x}_3 - \frac{l_{31}}{l_{33}}x_1^{TH} - \frac{l_{32}}{l_{33}}x_2^{TH} + 2A.m_3 + j2A.n_3 \right) + z_3 \\ &= l_{33}(\tilde{x}_3 + 2A.m_3 + j2A.n_3) + z_3 \end{aligned} \quad (4.66)$$

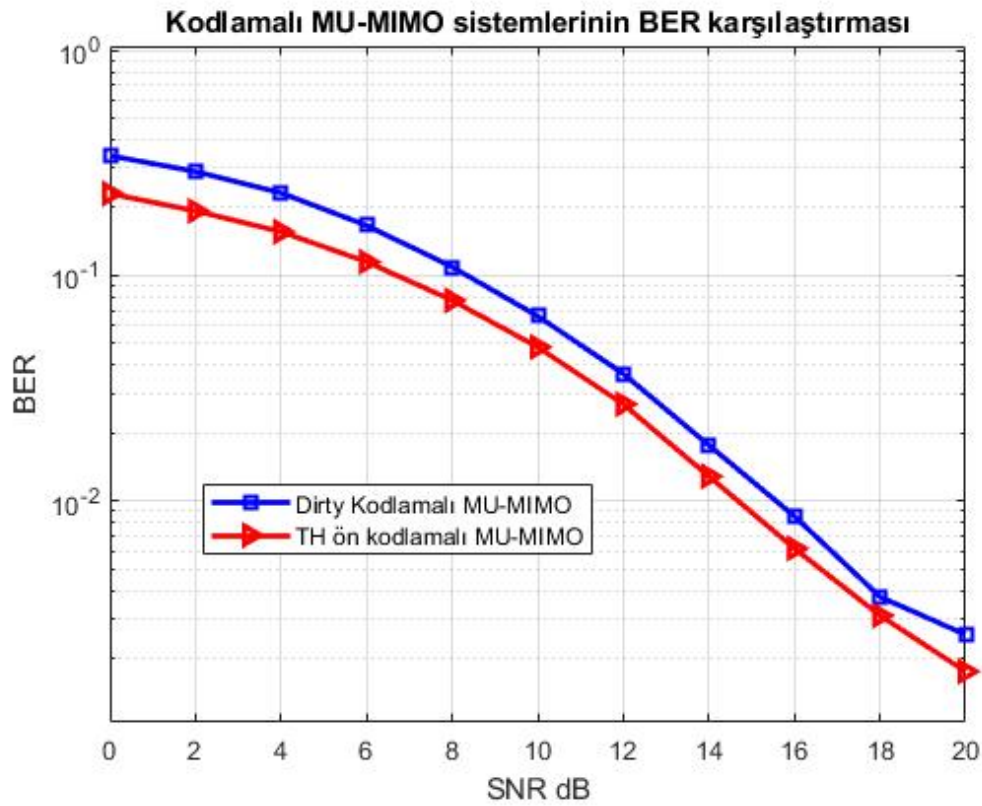
$\tilde{x}_2$ ’nin tespit edildiği gibi $\tilde{x}_3$ ’te modüler işlemle tespit edilmiş olup aşağıda yer alan denklem 4.67’de verilmiştir;

$$\hat{\tilde{x}}_3 = \text{mod}_A(\tilde{y}_3) \quad (4.67)$$

$$\tilde{y}_3 = \frac{y_3}{l_{33}} = x_3 + 2A.m_3 + j2A.n_3 + \frac{z_3}{l_{33}}.$$

Mod=0 veya 1 ile Şekil 4.9’dan sonra matlab kodu verilen DPC ve THP kodlamalı kod matlab ortamında çalıştırıldığında, DPC ve THP’nin kıyaslandığı BER analizi performanslarını vermektedir. Şekil 4.9.’da gösterildiği gibi $N_B = 4, K = 10$ değerleri için DPC veya TH ön kodlamalı durum, denklem 4.45’de belirtilen dört kriter kullanılarak on kullanıcı arasından seçilmiştir. Şekil 4.9.’da görüldüğü gibi DPC, THP’ye nazaran daha iyi performans göstermektedir. Ancak bu kıyaslamada, DPC’nin gücü THP’nin gücüne nazaran daha yüksektir. THP’nin azaltılmış olan iletim gücünün ön kodlama sürecindeki modüler işlemlerine bağlanılabilmektedir.

Milimetre dalga haberleşmesi yeni nesil kablosuz sistemlerde 5G ve ötesi için spektrumda verimliliği artıran bir sinyal işleme tekniği olarak ortaya çıkmaktadır. Alt 6 GHz bandında geleneksel hücresel sistemlerin spektrum sınırlamaları kullanıcıların ihtiyaçlarını gidermede yetersiz kalmaktadır. Milimetre dalga haberleşmesi ile lisanssız bantta Gigabit/sn'lik veri hızlarına erişilebilmektedir. Veri hızı artışının spektral verimlilik analizi ile incelendiği bu bildiride 16x4 milimetre dalga MIMO sistemleri için tek dallı kanal olan çok yolluluk etkisinin dahil edilmediği senaryo ve 5 dallı çok yollu kanal senaryosu için SNR değişimine karşın ergodik kapasite değişimi beamforming, girişimsiz iletim ve sıfıra-zorlamalı detektör kullanılarak incelenmiştir. Mobil veri kullanımındaki büyük artış sebebiyle yüksek verimli bir mobil ağı ihtiyaç duymaktayız. Fakat bu ihtiyaç beraberinde küresel bant genişliği sorununu getirmektedir. Mobil servis sağlayıcılar, yüksek kaliteli servis ve kablosuz uygulamalar için düşük gecikmeli video ve 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 aralık darlığı sorununu milimetre dalga kullanarak çözebiliriz.



Şekil 4.9. BER performansı: DPC ve THP.

4.4. Lineer MIMO Detektörler

Kablosuz haberleşmede mobil iletişim birimi her geçen gün sayıca artış göstermesine rağmen, radyo kanalının band genişliğindeki sınırlamalar nedeniyle bu artan talep için veri hızını artırarak daha çok sayıda mobil birimi destekleyecek şekilde bir modelleme ihtiyacı bulunmaktadır. MIMO, data transfer hızını avantajlı biçimde artırabilen, güvenilir bağlantı sağlamanın yanısıra sistem kapasitesini de aynı zamanda geliştirebilen bir kablosuz iletim tekniği olarak karşımıza çıkmaktadır.

MIMO iletişim, gönderici ile almacı bloklarında çok sayıda anten kullanımına olanak sağlayan ve kablosuz iletişimde kanal bozcularının etkilerinden doğan sorunlarla başa çıkabilmek amacıyla farklı bir çözüm sunmakta ve iyileştirme sağlamaktadır. Ancak Sembollerarası Girişim (ISI) temel bir sorundur, ISI'yi azaltmak için kullanılan farklı algılama teknikleri vardır. Bu tezde, AWGN (Katmanlı Beyaz Gauss Gürültüsü) kanalı, Rician Fading kanalı ve Rayleigh sönümleme kanalında doğrusal ve doğrusal olmayan Algılama tekniklerine kullanımı yaygın olan, Sıfır Zorlama (ZF), Minimum Ortalama Kare Hata (MMSE), Maksimum olabilirlik (ML) ve Ardışık girişim iptali (SIC) gibi farklı Detektör türlerinin derivasyonları verilmiştir. Literatürdeki çalışmalara göre edinilen bulgular ML'nin diğerlerinden daha iyi performansa sahip olduğu sonucuna varır.

4.4.1. ML Detektör

ML detektör için ergodik kapasite ifadesi aşağıda verilmiştir [35]:

$$C_e^{(ML)} = E \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{SNR}{M} \mathbf{H}_c \mathbf{H}_c^H \right) \right) \right\} \quad (4.68)$$

4.4.2. ZF Detektör

Sıfıra zorlamalı detektör için kanal matrisi $\mathbf{H}$ 'in her bir elemanı i.i.d. olarak kabul edildiğinde kanal modelinin ucunda alıcı blokta elde edilen değer aşağıda verilen kanal matrisine bağlıdır.

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4.69)$$

Ergodik spektral verimlilik için alt-dizin- işaret gürültü oranı (İGO) ise [36];

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

$$\gamma_s^{(ZF)} = \frac{\rho}{[(H^H H)^{-1}]_{mm}} \quad (4.70)$$

ile ifade edilir [37-42]. Ergodik kapasite ifadesi ise M adet gönderici ile iletimin sağlandığı kanal yapısı için;

$$C_e^{(ZF)} = E \left\{ \sum_{m=1}^M \log_2 \det(1 + \gamma_s^{(ZF)}) \right\} \quad (4.71)$$

ifadesi ile hesaplanmaktadır.

4.4.3. MMSE Detektör

Çalışmalarda sistem kanal modeli $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$ için MMSE detektöre ait doğrusal matris ifadesi,

$$\mathbf{M}^{(MMSE)} = (\alpha \mathbf{I}_M + \mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4.72)$$

biçiminde yazılır. Burada

$$\alpha = \frac{M}{\rho} \quad (4.73)$$

İle hesaplanır. Dolayısıyla $\alpha=0$ için MMSE çözümü ZF çözümüne yaklaşır. Ayrıca MMSE çözümü aşağıdaki kabuller ile ZF çözümüne dönüştürülebilmektedir:

$$\mathbf{H} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{H} \\ \sqrt{\alpha} \mathbf{I}_M \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}. \quad (4.74)$$

Sistem çıkışı

$$\mathbf{z} = \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{y} = \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{n} = \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{H} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (4.75)$$

İle hesaplanır. MMSE detektör için işaret gürültü oranı hesabı şu şekildedir.

$$\gamma_s^{(MMSE)}(m) = \frac{[\mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{M}^{(MMSE)}]^H]_{mm} \cdot \rho}{[\mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{M}^{(MMSE)}]^H]_{mm}} \quad (4.76)$$

Ergodik spektral verimlilik C_e alt-dizin İGO'ya bağlı olarak deklemler 4.77'de ki ifade ile hesaplanmaktadır.

$$C_e^{(MMSE)} = E \left\{ \sum_{m=1}^M \log_2 (1 + \gamma_s^{(MMSE)}(m)) \right\} \quad (4.77)$$

MIMO tekniğine göre ya veri hızı artırılır veya BER olarak hesaplanan bit hata oranı azaltılır. Biz bu tez çalışmasında sistem performansını veri hızının bir ölçütü olan band genişliği oranında veri hızı hesaplamasında kullanılmakta olan sistem kapasitesi olarak belirlemiş durumdayız. Bundan sonraki kısımda benzetim çalışmaları ergodik kapasite ya da spektral verimlilik cinsinden incelenecektir.

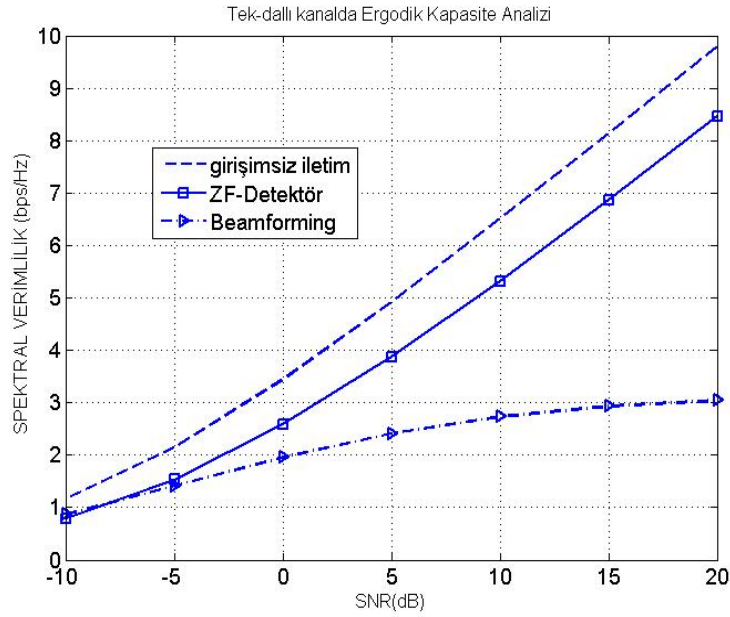


5. BÖLÜM

BENZETİM SONUÇLARI

5.1. Spektral Verimlilik Analizi

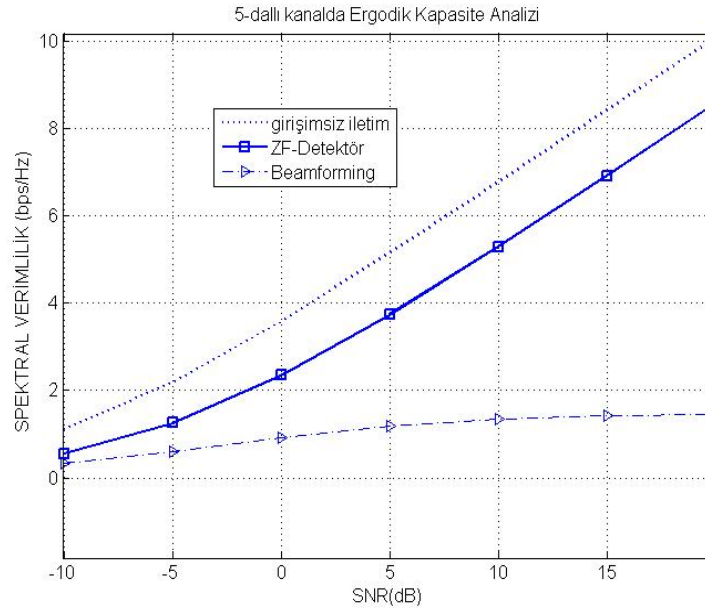
Bu tezde, simülasyon çalışmalarının ilk aşamasında, hibrit analog/sayısal ön kodlamalı çok kullanıcı sistemler için milimetre dalga haberleşmesi ile 16 X 4 (M X N) MIMO sistemler için ergodik spektral verimlilik analizi yapılmıştır.



Şekil 5.1. Tek Dallı Kanalda Ergodik Kapasite Analizi (Gönderici Anten Sayısı=16, Alıcı Anten Sayısı=4, Kanal Türü= Tek Dallı Kanal, SNR=20 dB, İterasyonSayısı=500)

Şekil 5.1’de 16 X 4 MU-MIMO tek dallı LOS (line-of-sight) kanal için girişimsiz iletim, ZF detektör ile iletim ve beamforming (ışın oluşturma) altında sistem performansı spektral verimlilik cinsinden incelenmiş olup, en iyi sonuçlara 10 dB SNR değeri için ZF detektör ile ulaşılmıştır. 10 dB SNR değeri için erişilebilen maksimum

kapasite değerleri sırasıyla, ZF alıcı için 5.5 bps/Hz ve ışın oluşturma için 3 bps/Hz olarak hesaplanmıştır.



Şekil 5.2. Beş Dallı Kanalda Ergodik Kapasite Analizi (Gönderici Anten Sayısı=16, Alıcı Anten Sayısı=4, Kanal Türü= Beş Dallı Kanal, SNR=20 dB, İterasyon Sayısı=500)

Şekil 5.2'de 16 X 4 MU-MIMO beş dallı sönümlü kanal için girişimsiz iletim, ZF detektör ile iletim ve beamforming (ışın oluşturma) altında sistem performansı spektral verimlilik cinsinden incelenmiş olup, en iyi sonuçlara 10 dB SNR değeri için ZF detektör ile ulaşılmıştır. 10 dB SNR için erişilebilen maksimum kapasite değerleri sırasıyla, ZF alıcı için 5.8 bps/Hz ve ışın oluşturma için 1.8 bps/Hz olarak hesaplanmıştır.

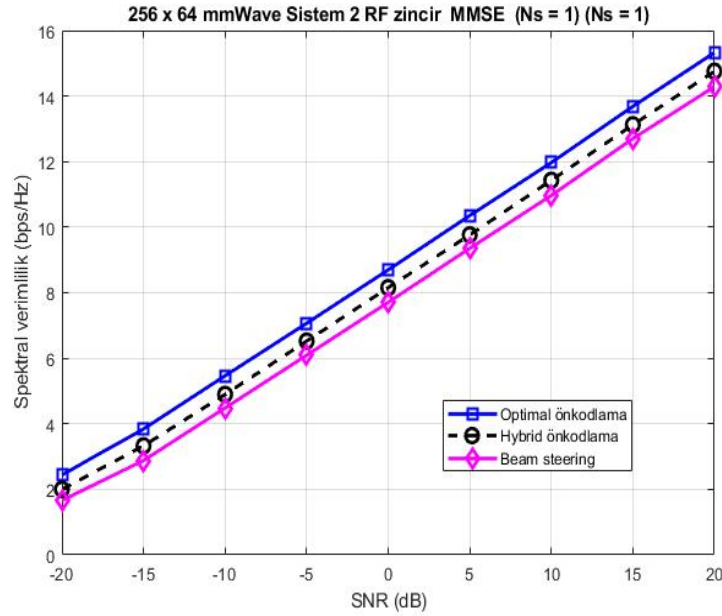
Veri hızı artışının spektral verimlilik analizi ile incelendiği bu çalışmada 16 X 4 milimetre dalga MIMO sistemleri için tek dallı kanal olan çok yolluluk etkisinin dahil edilmediği senaryo ve beş dallı kanal çok yolluluk etkisinin dahil edildiği senaryo için SNR değişimine karşı ergodik kapasite değişimi beamforming, girişimsiz iletim ve sıfıra-zorlamalı detektör kullanılarak incelenmiş, elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Tek dallı kanalda düşük SNR'larda (10 dB) yaklaşık 1.2 bps/Hz kazanç sağlanmıştır. Beş dallı kanalda ise 1.8 bps/Hz kazanç sağlamıştır. Girişim olmadığında en yüksek kapasiteye ulaşıldığı açıkça görülmektedir. Simülasyon çalışmalarının ikinci kısmında anten boyutundaki artışın kapasite performansına etkisi incelenmiştir.

5.2. Darband Hibrid Önkodlamalı Kanalda Anten Sayısının (MIMO anten boyutunun) Kapasite Üzerindeki Etkisi

Simulasyon analizlerinde kullanılan anten sayıları için $N_{BS} = N_{MS}$ olduğu varsayılarak, farklı sayıda BS ve MS antenine sahip oranları göstermektedir. Anten sayısı arttığında, üç hibrit çözüm de benzer performans göstermektedir.

Uygulama zorlukları ve enerji tüketimi sınırları göz önüne alındığında, pratik bir husus BS'de MS'den daha fazla sayıda anten gerektirir.

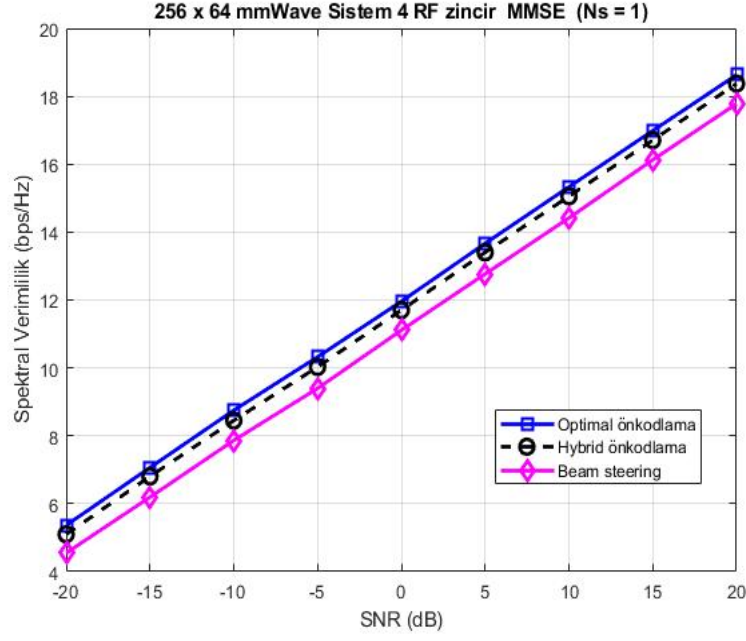
Bu amaçla, senaryoyu sabit sayıda MS anteni $N_{MS} = 256, 64, 16$ ve sabit sayıda BS anteni ile simüle ediyoruz.



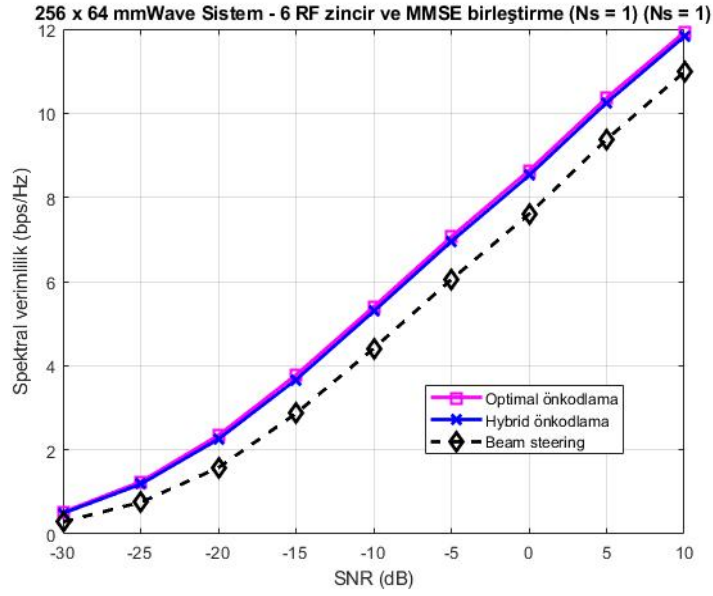
Şekil 5.3. 256 X 64 milimetre dalga sistem 2 RF zincir MMSE ($N_S = 1, N_S = 1$)

Şekil 5.3'te tez kapsamında önerilen milimetre dalga MIMO sistemi için 256 X 64 kanalda ışın oluşturma, hibrit önkodlama ve optimal önkodlama için elde edilen spektral verimlilik değerleri karşılaştırılmış, optimal önkodlamaya en yakın sonucun hibrit önkodlama olduğu ortaya konulmuştur. 10 dB SNR için bu değer yaklaşık 12 bps/Hz olarak elde edilmiştir.

Tez çalışmasında milimetre dalga haberleşmesi için farklı anten boyutlarına göre spektral verimlilik analizleri artan anten boyutları için önkodlama tekniğinin başarımının hibrit önkodlama tekniğinin başarımı ile karşılaştırmalı olarak MATLAB ortamında benzetim çalışmaları ile ortaya konulmuş ve sonuçlar elde edilmiştir.



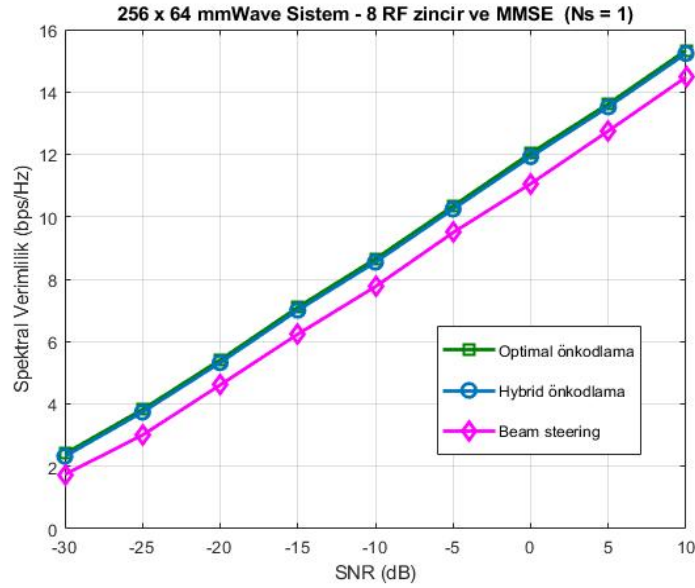
Şekil 5.4. 256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($N_S = 1$)



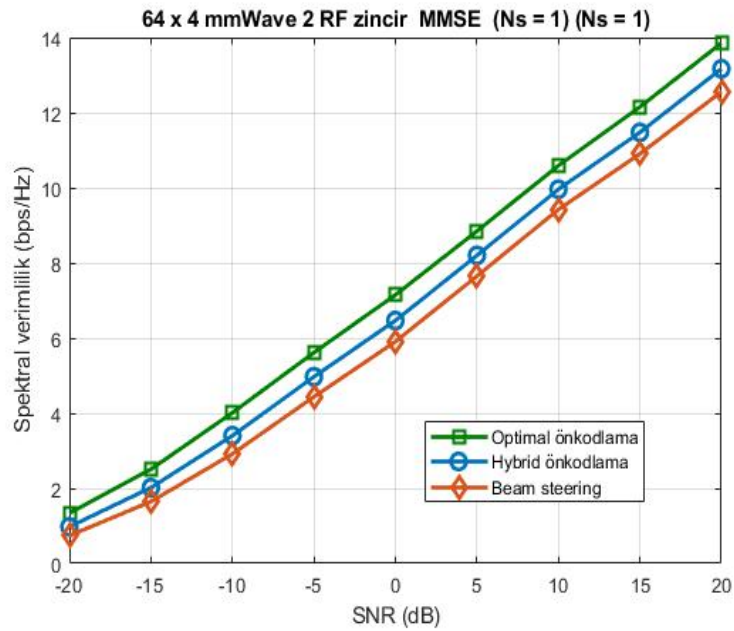
Şekil 5.5. 256 X 64 milimetre dalga sistem 6 RF zincir MMSE birleştirme ($N_S = 1, N_S = 1$)

Şekil 5.4. te 256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir için analiz edilmiş MMSE detektör yapısı için elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. 10 dB SNR değerinde yaklaşık 15 bps/Hz lik spektral verimliliğe ulaşılmıştır.

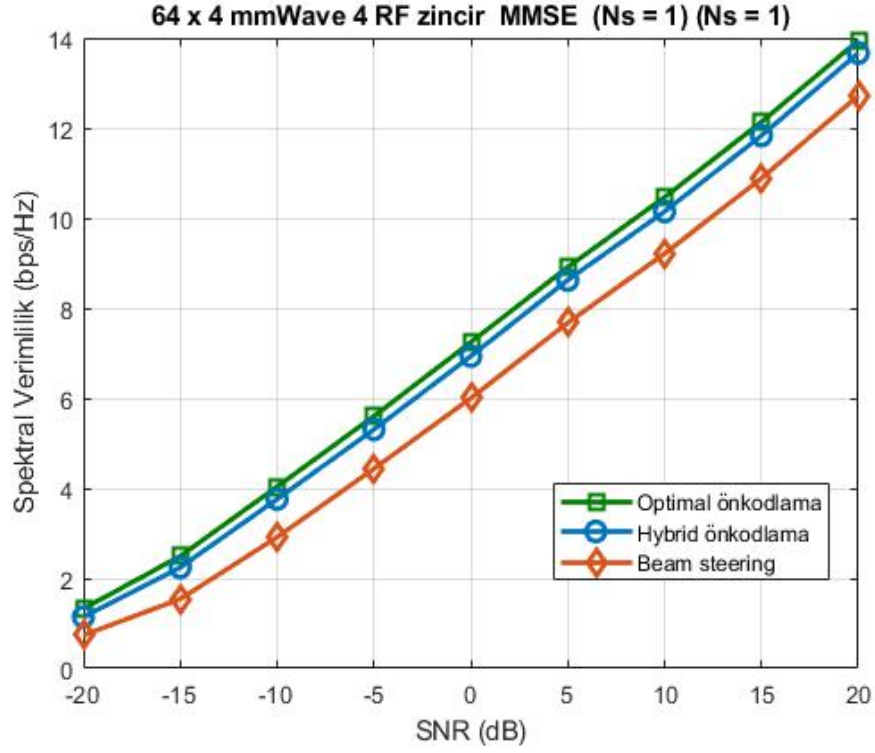
Şekil 5.5'te 256 X 64 milimetre dalga sistem 6 RF zincir için ve Şekil 5.6. da 256 X 64 milimetre dalga sistem 8 RF zincir analiz edilmiş, MMSE detektör yapısı için elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. 10 dB SNR değerinde yaklaşık 12 bps/Hz lik spektral verimliliğe ulaşılmıştır, RF zincir artışında spektral kapasite artışı sağlanmadığı görülmüş ancak optimal ön kodlama değerine yaklaşıldığı ortaya konulmuştur.



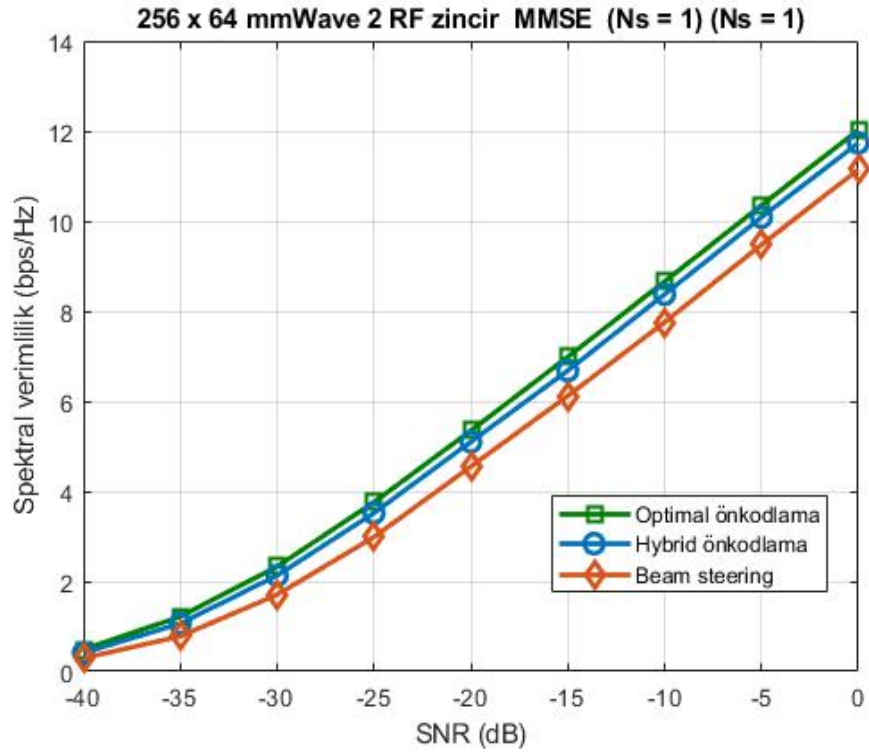
Şekil 5.6. 256 X 64 milimetre dalga sistem 8 RF zincir ve MMSE ($N_s = 1$)



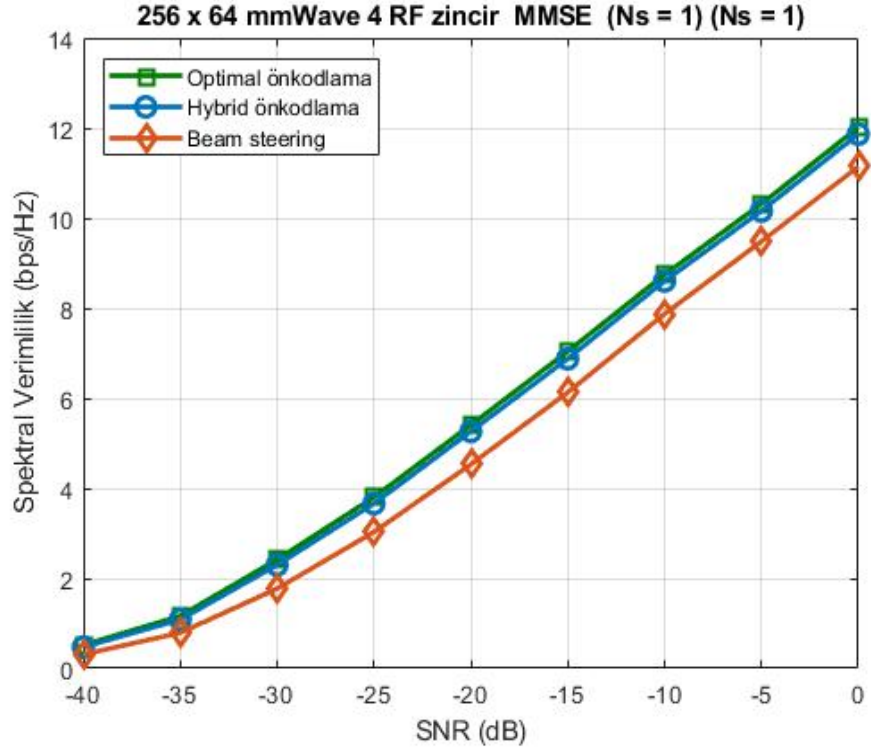
Şekil 5.7. 64 X 4 milimetre dalga sistem 2 RF zincir MMSE ($N_s = 1, N_s = 1$)



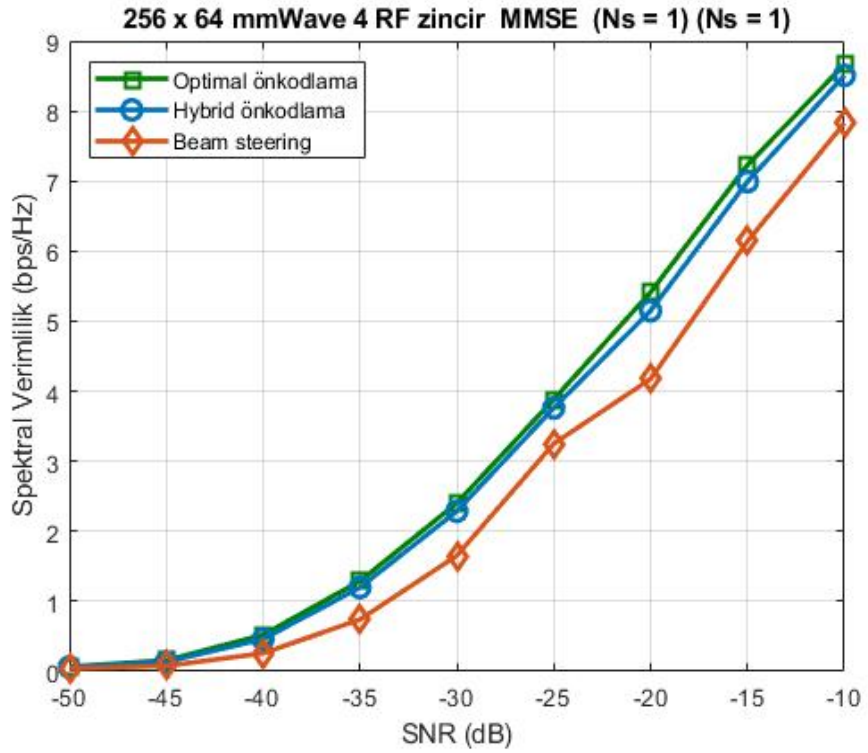
Şekil 5.8. 64 X 4 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($N_s = 1, N_s = 1$)



Şekil 5.9. 256 X 64 milimetre dalga sistem 2 RF zincir MMSE ($N_s = 1, N_s = 1$)



Şekil 5.10. 256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($N_s = 1, N_s = 1$)



Şekil 5.11. 256 X 64 milimetre dalga sistem 4 RF zincir MMSE ($N_s = 1, N_s = 1$)

Milimetre dalga MIMO anten boyutunun sistem kapasitesine etkisinin incelendiği simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlar Şekil 5.7 ve Şekil 5.8 de daha düşük SNR değerlerinden itibaren sistem kapasitesinin artış gösterdiği görülmüştür.

Şekil 5.7’de verilen sonuçlara göre, 64 X 4 milimetre dalga MIMO sistem için 2 RF zincir kullanılan kanalda, 5 dB SNR seviyesinde beam forming, hibrid önkodlama ve optimal önkodlama sinyal işleme teknikleri ile sırasıyla, 6.8, 8.1 ve 8.3 bps/Hz değerlerinde spektral verimlilik sağlandığı görülmektedir.

Şekil 5.8’de verilen sonuçlara göre, 64 X 4 milimetre dalga MIMO sistem için 4 RF zincir kullanılan kanalda, 5 dB SNR seviyesinde beam forming, hibrid önkodlama ve optimal önkodlama sinyal işleme teknikleri ile sırasıyla, 7.8, 8.5 ve 8.6 bps/Hz değerlerinde spektral verimlilik sağlandığı görülmektedir.

Şekil 5.9’de verilen sonuçlara göre, artan anten boyutu ile 256 X 64 milimetre dalga MIMO sistem için 2 RF zincir kullanılan kanalda, 0 dB SNR seviyesinde beam forming, hibrid önkodlama ve optimal önkodlama sinyal işleme teknikleri ile sırasıyla, 11, 11.5 ve 12 bps/Hz değerlerinde spektral verimlilik sağlandığı görülmektedir.

256 X 64 milimetre dalga MIMO sistem için 4 RF zincir kullanılan kanalda Şekil 5.10 da verilen sonuçlara göre, 0 dB SNR seviyesinde beam forming, hibrid önkodlama ve optimal önkodlama sinyal işleme teknikleri ile sırasıyla, 11, 12 ve 12 bps/Hz değerlerinde spektral verimlilik sağlandığı görülmektedir.

256 X 64 milimetre dalga MIMO sistem için 4 RF zincir kullanılan kanalda düşük SNR değerlerinde yinelenen benzetimlerin yer aldığı Şekil 5.10’de verilen sonuçlara göre ise -10 dB SNR seviyesinde beam forming, hibrid önkodlama ve optimal önkodlama sinyal işleme teknikleri ile sırasıyla, 7.5, 8.5 ve 9 bps/Hz değerlerinde spektral verimlilik sağlandığı görülmektedir.

RF zincir sayısındaki artışın önkodlama performansını ideale yaklaştırdığı ve düşük SNR’larda çalışma imkânı sunduğu Şekil 5.9. ve Şekil 5.11. ile ortaya konulmuştur. Bütün bu sonuçlar karşılaştırıldığında RF zincir sayısının artışı ile kapasite artışı sağlandığı ancak anten boyutunun artması ile sistem performansının ergodik kapasite açısından olumsuz etkilendiği gözlemlenmiştir.

MS anten sayısının BS antenlerinden daha büyük olması durumunda (Şekil 5.9’da $N_{MS} = 64, N_{BS} = 256$) pratik durumlarda uygulanamayabileceği bilinmektedir.

Son olarak, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4, anten sayısının hem sistem mimarisi hem de ön kodlama şemaları üzerindeki etkisini göstermektedir.

Hem MIMO hem de büyük MIMO uygulamalarını kapsayacak anten sayısını değiştirirken, $N_{BS} \geq N_{MS}$ pratik ayarından teorik $N_{BS} < N_{MS}$ durumuna kadar tüm olası yapılandırma senaryolarını dahil edilmiştir.

Özellikle, değişen N_{BS} ve N_{MS} ile $N_{MS} = 4$ (düz çizgiler) ve $N_{BS} = 4$ (kesik çizgiler) olduğunda oranları gösterir. Bu yolla, uygulama kolaylığı ve enerji maliyetinin yanı sıra, spektral verimlilik açısından da N_{MS} 'den daha yüksek N_{BS} 'ye sahip olmanın daha iyi olduğu kanısına varıyoruz. Ayrıca, pratik N_{MS} 'den (düz çizgiler) daha yüksek N_{BS} durumunda, önerilen Kalman çözeltisi diğer iki hibrit şemadan daha iyi performans gösterir. N_{BS} 'nin ters senaryosunda N_{MS} 'den (kesikli çizgiler) daha düşük olan algoritmalar benzer, daha düşük performans gösterir. Bunun nedeni, MS'deki anten sayısının artırılmasının, BS hibrid ön kodlamasından daha az etkili olan analog birleştirmeyi etkilemesidir. Ayrıca, simülasyon çalışmasında, MS birleştiren vektörlerin üç algoritma için aynı olduğu varsayılmaktadır. Böylece hibrid algoritmaların performansı BS antenlerinin sayısını artırırken MS'lerden daha fazla gelişir. Ayrıca, algoritmaların performansı arasındaki fark daha belirgindir.

Şekil 5.3 ve Şekil 5.4 karşılaştırıldığında, sabitlenmiş antenlerin sayısı 4'ten Şekil 5.3'te 16 adete yükseltildiğinde Şekil 5.4 teki gibi, kesikli ve kesik çizgiler arasındaki boşluk bu da spektral verimlilik kazancını azaltır. Bunun nedeni, bu yeni ayardaki anten sayısı arasındaki düşük farktır. Örnek olarak, Şekil 5.3'te, 7.5 bps/Hz'e eşit spektral verime sahip olan kesikli yeşil çizgi için 4.4 bps/Hz olan $N_{MS} = 4$ ve $N_{BS} = 64$ için yeşil düz çizginin noktasını ele alalım. Bu şekilde, $N_{BS_{solid}} - N_{BS_{dashed}} = 60$ farkı için 3.1 bps/Hz kazanç elde edilir. Şekil 5.4'te $N_{BS_{solid}} - N_{BS_{dashed}} = 48$ farkından dolayı boşluk $9 - 7.8 = 2.2$ bps/Hz olur. Şekil 5.3 'teki gibidir. Önerilen Kalman çözümünün daha iyi davranışı bu senaryoda da onaylanmıştır. Şekil 5.5 N_{BS} 'nin N_{MS} 'den daha yüksek olması spektral verimlilik kazancı ve Kalman algoritmasının diğer iki hibrit çözeltisi üzerindeki kazancı azalmaktadır, çünkü $N_{BS_{solid}} - N_{BS_{dashed}}$ farkının mutlak değeri önceki rakamlardan daha düşüktür.

Son olarak, Şekil 5.6 'da, N_{BS} (veya N_{MS}) yüksek olduğunda, 256'ya eşit olduğunda, kesikli ve düz çizgilerin konumu, önceki Şekil 5.3 - Şekil 5.6' ya göre ters çevrilir. BS'de daha fazla sayıda antene sahip olma avantajıdır. Hibrid ön kodlama

şemasının eğilimi her zaman aynıdır, ancak Kalman çözümünün diğer iki algoritmaya kıyasla fark performansı daha az belirgindir.

Pratik bir yapılandırma BS'de MS'den daha fazla sayıda anten anlamına geldiğinden, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4 'te olduğu gibi, önerilen Kalman çözümünün performansının diğer şemalara göre çok daha iyi olduğunu görüyoruz.

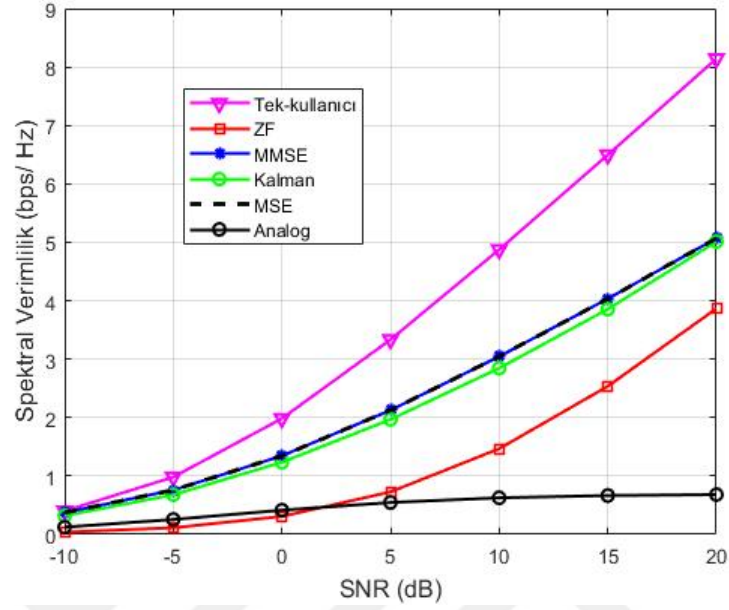
Bir Kalman formülasyonuna ve iletilen ve tahmin edilen veriler arasındaki hatayı en aza indirerek tasarlanan hibrit bir ön kodlamaya dayanan milimetre dalga masif MIMO sistemleri için çok kullanıcı bir ışın oluşturma çözümü önerdik. Yöntem, hatanın özel olarak tasarlanmış bir formülasyonunu kullanır ve bunu takiben, RF ön kodlama / birleştirme matrisini ilk hesaplamak ve daha sonra BS'de dijital temel bant ön kodlayıcıyı tasarlamak için iki aşamalı bir prosedür gerçekleştirilir.

Simülasyon sonuçları, önerilen algoritmanın hibrit mimarilerde ön kodlama matrisini daha iyi ayarlayabilme yeteneği nedeniyle hem spektral verimlilik hem de BER açısından mevcut çözümlerden daha iyi performans gösterdiğini göstermektedir. Gelecekteki çalışmalarda, Kalman hibrit ön kodlama algoritmasına bir kanal tahmin şeması ekleyeceğiz ve önerilen çözümü mobil senaryolara genişleteceğiz. Ayrıca, kullanıcı cihazlarında birden fazla akış kullanıldığında önerilen çözümün ortak ön kodlayıcı / birleştirici yinelemeli optimizasyonuna genişletilmesine odaklanacağız.

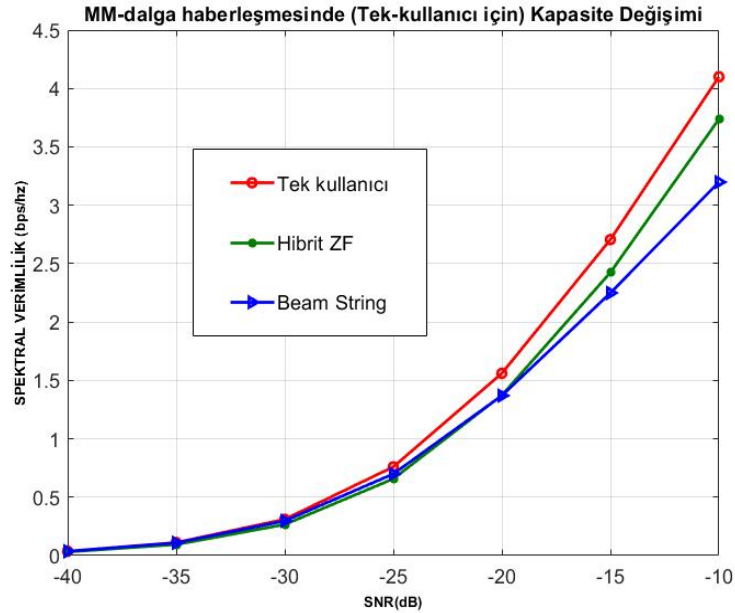
Hem tek kullanıcı sisteme ait spektral verimlilik hem de çoklu anten kullanımında elde edilen spektral verimlilik değişimleri Şekil 5.12. de sunulmuştur. Çoklu anten kullanmanın hem tek kullanıcı sisteme hem de ZF ve MMSE detektör kullanımında elde edilen sistem sonuçlarında analog tasarıma karşı üstünlükleri grafiklerde açıkça ortaya konulmuştur.

Şekil 5.12 de milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşım ile geleneksel metodların karşılaştırması yapılmıştır. Buna göre spektral verimlilik açısından tek kullanıcı sisteme en yakın sonuçların MMSE detektör ve Kalman filtresi ile elde edildiği, 10 dB SNR değerinde sırasıyla spektral verimlilik değerlerinin Analog, ZF, Kalman filtresi, MMSE, MSE için 0.5 bps/Hz, 1.5 bps/Hz, 2 bps/Hz, 2.2 bps/Hz 5 bps/Hz olduğu simülasyon sonuçlarından elde edilmiştir. Kanal kapasitesindeki artış özellikle Kalman filtresinin MMSE yapısına eş sonuçlar verdiğini belirtmektedir. Bu aşamada tek kullanıcı SISO kanalların milimetre dalga haberleşmesi altındaki performansı incelenmiş ve Şekil 5.13'te ki simülasyon sonuçları ile ortaya konulmuştur. Buna göre tek giriş tek çıkış sistemlerde spektral verimlilik kazancı -10 dB SNR

değerinde hibrit önkodlamalı ZF detektör yapısı için 3.8 bps/Hz olurken beamstring (ışın oluşturma) tekniğinde ise yaklaşık 2.8 bps/Hz değerinde performans sergilemektedir.

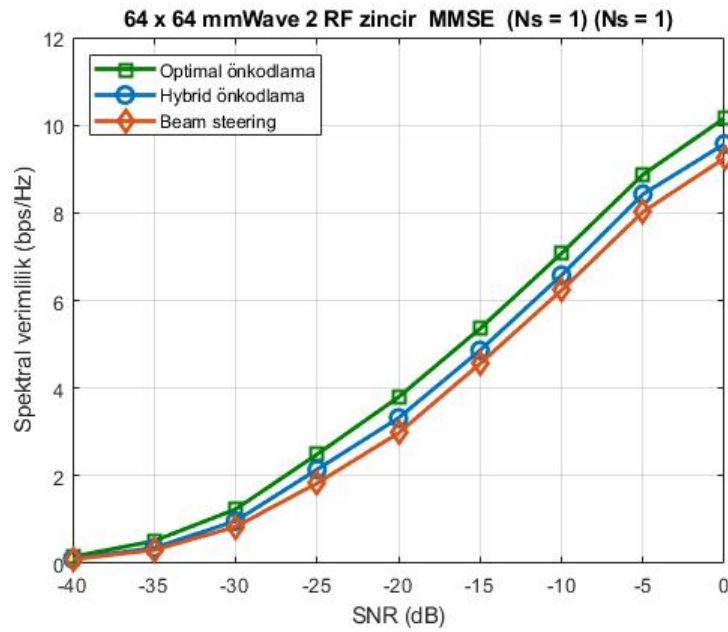


Şekil 5.12. Milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşımın diğer tekniklere göre ergodik spektral verimlilik kazanç değişimi. 4X4 MIMO kanal



Şekil 5.13. Milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşımın diğer tekniklere göre ergodik spektral verimlilik kazanç değişimi. Tek kullanıcı SISO kanal

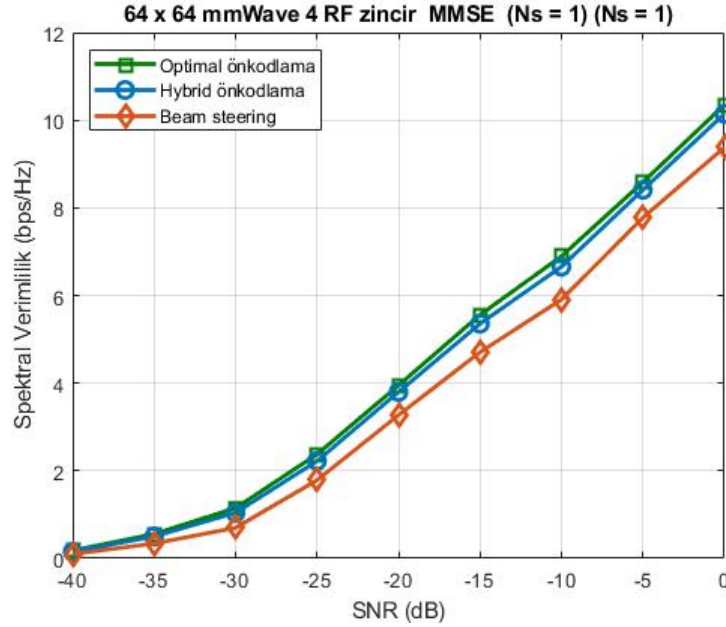
Tez kapsamında bu bölümde yapılan simülasyon çalışmalarında elde edilen sonuçlara bakıldığında milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşım ile geleneksel metotların karşılaştırması yapılmıştır. Buna göre spektral verimlilik açısından tek kullanıcıli sisteme en yakın sonuçların MMSE detektör ve Kalman filtresi ile elde edildiği, 10 dB SNR değerinde sırasıyla spektral verimlilik değerlerinin Analog, ZF, Kalman filtresi, MMSE, MSE için hesaplanmış ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı analizler sunulmuştur. En iyi performansı sağlayan tek kullanıcıli MIMO sistem için hibrit ZF detektör ve ışın oluşturma tekniklerinin uygulandığı çalışmaların sonuçları Şekil 5.13 te gösterildiği gibi elde edilmiştir. Buna göre düşük SNR değerlerinde sistem kazancı spektral verimlilik cinsinden incelendiğinde Hibrit ZF detektör ile -10 dB SNR değerinde yaklaşık 3.75 bps/Hz kapasiteye ulaşılmış ve önerilen bu tekniğin tek kullanıcıli sistem performansına en yakın sonucu verdiği gösterilmiştir.



Şekil 5.14. Milimetre dalga haberleşmesinde 2 RF zincir için 64X64 MIMO kanalda spektral verimlilik değişimi

Tez çalışmasında 64X64 kanalda 2 RF zincir için yapılan benzetim çalışmasında Şekil 5.14 'te elde edilen sonuçlara göre optimal önkodlama en iyi spektral verimlilik kazancı sağlamıştır. MIMO ışın oluşturma tekniği ile ise en düşük ergodik kapasite değerine erişilmektedir. Bu değerler 0dB SNR için optimal önkodlama ile 9bps/Hz olurken, hibrit önkodlama ile 9.5bps/Hz ve optimal önkodlama ile ise 10bps/Hz değerleri olarak elde edilmiştir. Simülasyon çalışmalarında diğer senaryolarda ve

burada kullanılan 64X64 MIMO kanalda da dahil olmak üzere iletim kanalındaki yansıtıcı sayısı 8, açılal yayılım 10 derece, kanal sayısı 10 ve tek data hüzmesi darband yansıtıcılı kanal için tasarlanmıştır.



Şekil 5.15. Milimetre dalga haberleşmesinde 4 RF zincir için 64X64 MIMO kanalda spektral verimlilik değışimi

Tez çalışmasında 64X64 kanalda 4 RF zincir için yapılan benzetim çalışmasında Şekil 5.15 'te elde edilen sonuçlara göre optimal önkodlama en iyi spektral verimlilik kazancı sağlamıştır. MIMO ışın oluşturma tekniğı ile ise en düşük ergodik kapasite değerine erişilmektedir. Bu değerler 0dB SNR için optimal önkodlama ile 9bps/Hz olurken, hibrit önkodlama ile yaklaşık 10bps/Hz ve optimal önkodlama ile ise yine yaklaşık 10bps/Hz değerleri olarak elde edilmiştir. Simülasyon çalışmalarında kullanılan 64X64 MIMO kanalda iletim kanalındaki yansıtıcı sayısı 8, açılal yayılım 10 derece, kanal sayısı 10 ve tek data hüzmesi darband yansıtıcılı kanal için tasarlanmıştır.

6. BÖLÜM

SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Mobil trafik ağı son yıllarda hızla büyüdüğü ve ağda daha fazla kapasite talebi olduğu için 5G hücresel ağlara duyulan ihtiyaç son yıllarda hızla artmaktadır. Ayrıca hücresel ağlarda daha fazla kapasite talebi görülmektedir. Akıllı uygulamaların yanı sıra akıllı telefonların popülaritesi de gün geçtikçe artmaktadır dolayısıyla, cihaz uygulama ve servis yelpazesini destekleyecek şekilde hücresel şebeke güncellenmelidir. Bu kapsamda yeni bir jenerasyona (5G) ihtiyaç duyulmuştur. Güç tüketimini azaltmak, daha yüksek veri hızları elde etmek ve gecikmeyi azaltmak için ağ kapasitesini artırmak için 5G dediğimiz yeni nesile ihtiyaç duyulmaktadır. Çalışma düzeyinde 5G den duyulan beklentiler aşağıda maddeler halinde verilmiştir;

- 1000 kat daha yüksek kapasite
- 10-100 kat daha fazla bağlı cihaz
- 10-100 kat daha yüksek veri hızı
- 10 kat daha düşük enerji tüketimi
- 5 kat daha azaltılmış uçtan-uca gecikme

Kablosuz iletişim sistemlerinin çoğu, 3 GHz'den 6 GHz'e kadar olan frekans bandını kullanır. Ancak geniş bir lisanssız spektrum var, 6 GHz'den 300 GHz'ye kadar ve bant genişliğini artırmak ve uplink spektrum verimliliğini kullanmak için 3 GHz'den 300 GHz'e kadar olan milimetre dalga bandına geçiş yapılabilecektir. MM dalgada dalga boyu (λ) mm skalasında olup 3 GHz için 100 mm ve 300 GHz için 1 mm değerindedir.

Geleneksel MIMO sistemlerinde ön kodlama, tamamen dijital ön kodlayıcılar kullanılarak yapılır. Ancak çok sayıda anten elemanı için yüksek donanım maliyeti ve güç tüketimi nedeniyle tam dijital ön kodlama yapılamaz. Bu nedenle, spektral

verimlilik kaybını azaltırken ve düşük tutarken bu sorunu çözmek için hibrit ön kodlama önerilmektedir.

Bu tez çalışmasında çok kullanıcı MIMO sistemler için (MU-MIMO) hibrid ön kodlama yapılmış, mobil istasyon (MS) ve baz istasyonu (BS) için farklı anten konfigürasyonları altında sıfıra-zorlamalı detektör (ZF) ve en küçük karesel hatalar (MMSE) ile elde edilen bit hata oranı cinsinden sistem performansı analiz edilmiş, ön kodlamalı yapının BER cinsinden daha yüksek SNR kazancına sahip olduğu ortaya konulmuştur. Milimetre dalga haberleşme sisteminden beklediğimiz gibi anten sayısı artırıldığında spektral verimlilik de artmıştır.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde, 60 GHz bandındaki milimetre dalga iletişimi, yüksek yol kaybına karşı koymak için ışın oluşturma kazançları elde etmede hem gönderme hem de alma terminallerinde büyük anten dizileri gerektirir. Tamamen dijital teknikler, bu tür frekanslardaki donanım kısıtlamaları nedeniyle büyük anten dizileri ile mümkün değildir, ancak tamamen analog çözümler ciddi performans sınırlamalarına maruz kalmaktadır.

Bununla birlikte, hibrit analog / dijital ışın oluşturma (beamforming), özellikle çok kullanıcı bir senaryoya genişletildiğinde umut verici bir çözümdür. Bu çalışmada çok kullanıcı kanalda hibrit dijital ön kodlama için Kalman tabanlı bir modelleme ile spektral verimlilik analizi yapılmıştır. Hibrit ön kodlama ile, 5-dallı kanalda, alıcıda farklı detektör yapılarına karşı önerilen yaklaşımın spektral verimlilik açısından 7bps/Hz ergodik kapasite artışı sağladığı görülmektedir. Milimetre dalga tabanlı MIMO hücresel sistemde baz istasyonu (BS), M tane anten üzerinden N tane antene veri dizisi gönderir. RF zincir sayısı (N_t), ön kodlayıcı çıkışından alınır ($N < N_t < M$).

6.1. Bulgular

Bu tez çalışmasında çok kullanıcı kanalda hibrit dijital ön kodlama için Kalman tabanlı bir modelleme ile spektral verimlilik analizi yapılmıştır. Hibrit ön kodlama ile, 5-dallı kanalda (Şekil 5.12), alıcıda ZF, MMSE detektör yapılarına karşı önerilen yaklaşımın spektral verimlilik açısından 8 bps/Hz ergodik kapasite artışı sağladığı görülmektedir. Öte yandan, yapılan simülasyon çalışması sonuçlarına göre, çoklu anten kullanımının sağladığı spektral verimlilik kazancına bakıldığında ise, MIMO sistemde SISO sisteme göre, milimetre dalga haberleşmesi için önerilen Hibrit teknik ile, tek

kullanıcılı sistem için 4 bps/Hz ergodik spektrum kazancı sağlandığı ortaya konulmuştur.

Veri hızı artışının spektral verimlilik analizi ile incelendiği bu tez çalışmasında 16x4 milimetre dalga MIMO sistemleri için tek dallı kanal olan çok yolluluk etkisinin dâhil edilmediği senaryo ve beş dallı çok yollu kanal senaryosu için SNR değişimine karşın ergodik kapasite değişimi beamforming, girişimsiz iletim ve sıfıra-zorlamalı detektör kullanılarak incelenmiş, elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Tek dallı kanalda düşük SNR'larda (10 dB) yaklaşık 1.2 bps/Hz kazanç sağlanmıştır. 5 dallı kanalda ise 1.5 bps/Hz kazanç sağlamıştır. Girişim olmadığında en yüksek kapasiteye ulaşıldığı açıkça görülmektedir.

Ayrıca milimetre dalga bantlarında yüksek yol kaybı sönümlenmeleri nedeniyle hem BS hem de MS'de büyük anten dizileri gerektiren beamforming tekniğine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu teknikle uzak mesafe haberleşme hatlarında yüksek kaliteli iletim sağlanır. Bunun yanı sıra alıcı uçta güç yoğunluğu artırılır. Ayrıca çoklu anten mimarisinden kaynaklanan anten boyutu azalmış olup kompaktlık artırılmış olur. Bu sayede donanımsal ve maliyet açısından kazanç sağlanmış olur.

Tez kapsamında, Kalman formülasyonuna ve iletilen ve tahmin edilen veriler arasındaki hatayı en aza indirerek tasarlanmış bir hibrit ön kodlamaya dayanan milimetre dalga büyük MIMO sistemleri için çok kullanıcı bir hüzmleme çözümü kullanılmış ve farklı senaryolar için incelenmiştir. Yöntem, hatanın özel olarak tasarlanmış bir formülasyonunu kullanır ve bunu takiben, önce RF ön kodlama/birleştirme matrisini hesaplamak ve ardından BS'de dijital temel bant ön kodlayıcıyı tasarlamak için iki aşamalı bir prosedür gerçekleştirilir.

Yapılan benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçlara bakıldığında, milimetre dalga haberleşmesinde hibrit yaklaşım ile geleneksel metotların karşılaştırması yapılmıştır. Buna göre spektral verimlilik açısından tek kullanıcıli sisteme en yakın sonuçların MMSE detektör ve Kalman filtresi ile elde edildiği, düşük SNR değerinde sırasıyla spektral verimlilik değerlerinin Analog, ZF, Kalman filtresi, MMSE, MSE için hesaplanmış ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı analizler sunulmuştur.

En iyi performansı sağlayan tek kullanıcıli MIMO sistem için hibrit ZF detektör ve ışın oluşturma tekniklerinin uygulandığı çalışmaların sonuçlarına göre düşük SNR değerlerinde sistem kazancı spektral verimlilik cinsinden incelendiğinde Hibrit ZF

detektör ile en yüksek kapasiteye ulaşılmış ve önerilen bu tekniğin tek kullanıcı sistem performansına en yakın sonucu verdiği gösterilmiştir.

6.2. Değerlendirme

Simülasyon sonuçları, önerilen algoritmanın hibrit mimarilerde ön kodlama matrisini daha iyi ayarlama yeteneği nedeniyle spektral verimlilik açısından mevcut çözümlerden daha iyi performans sağladığı gösterilmektedir. Yeni nesil haberleşme sistemlerinde ve 5G iletişimde milimetre dalga haberleşmesinin alternatif bir çözüm olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

Özellikle çok kullanıcı MIMO sistemlerde kanal yapısında artan anten boyutunun getirdiği modal ilinti artışının yol açacağı kapasite sorunlarına bu tezde incelenen hibrit algoritmanın kapasite artışını desteklemesi ve düşük hesaplama karmaşıklığı nedeniyle bir alternatif olacağı değerlendirilmektedir.

Gelecekteki çalışmalarda, Kalman hibrit ön kodlama algoritmasına bir kanal tahmin şeması eklenmesi ve önerilen çözümü mobil senaryolara genişletmek hedeflenmektedir. Ayrıca, kullanıcı cihazları birden fazla akış kullandığında, önerilen çözümü ortak ön kodlayıcılar/birleştiriciler yinelemeli optimizasyona genişletmek planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] 2003. https://standards.ieee.org/standard/802_16-2017.html (Erişim zamanı; 27 Ağustos 2003).
- [2] Carney, W., Solomon, Y., 2002. The future of wireless LANs will be multimode, Texas Instruments White Paper SPLA001, Kasım, focus.ti.com/pdfs/vf/bband/80211_wp_multimode.pdf (Erişim zamanı; 19 Ağustos 2003).
- [3] Green, H., Rosenbush, S., Crockett, R.O., Holmes, S., 2003. Wi-Fi means business, BusinessWeek Online, 28 Nisan, businessweek.com/magazine/content/03_17/b3830601.htm (Erişim zamanı; 18 Ağustos 2003).
- [4] Kanell, M. 2003. Big network off campus, CIO.COM, 15 Mart, www.cio.com/archive/031503/campus.html, (Erişim zamanı; 26 Ağustos 2003).
- [5] Kerton, D. 2003. Who Will Own the Hotspot Customer? The Kerton Group, 25 July, www.kerton.com/papers/20030725.html, (Erişim zamanı; 27 Ağustos 2003).
- [6] Kramer, S.D. 2003. Wi-Fi still stumping telecoms, Wired, 21 Ağustos, www.wired.com/news/business/0,1367,60118,00.html, (Erişim zamanı; 22 Ağustos 2003).
- [7] Shim, J. 2005. Korea's lead in mobile cellular and DMB phone services, **Communications of the Association for Information Systems**, **15** (1): 555–565.
- [8] Varshney, U. 2003. The status and future of 802.11-based WLANs, **IEEE Computer**, **36** (6): 102-105.
- [9] Varshney, U. and Jain, R. 2001. Issues in 4G wireless networks, **IEEE Computer**, **34** (6): 94-96.
- [10] Varshney, U. and Vetter, R. 2002. Framework, applications and networking support for m-commerce applications, **ACM/Kluwer Journal on Mobile Networks and Applications(MONET)**, **7** (3): 185-198.
- [11] AlShaali, S. and Varshney, U. 2005. On the usability of mobile commerce, **International Journal of Mobile Communications**, **3** (1): 29–37.
- [12] Lin, B. and Vassar, J.A. 2004. Mobile healthcare computing devices for enterprise-wide patient data delivery, **International Journal on Mobile Communications**, **2** (4): 343–353.

- [13] Vu, M., Paulraj, A. 2007. MIMO Wireless linear precoding, **IEEE Signal Process. Mag.** **24** (5): 86-108.
- [14] Duggani, L., Naik, U., Rayar, V. review of mutual coupling reduction in microstrip patch antenna array form MIMO applications, *3rd International Conference on Intelligent Sustainable Systems*, Aralık, 3-5 2020, Thoothukudi, India.
- [15] Varshney, U. 2003. The status and future of 802.11-based WLANs, **IEEE Computer**, **36** (6): 90–93.
- [16] Varshney, U., Sweta S., 2006. Patient monitoring using ad hoc wireless networks: Reliability and power management, **IEEE Communications Magazine** **44** (4): 49 – 55.
- [17] Varshney, U. 2006. Patient monitoring using infrastructure-oriented wireless LANs, **To appear in International Journal on Electronic Healthcare**, (2) 2: 149-63
- [18] Chen ,S., Zhao J. 2014. The requirements, challenges and Technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication, **IEEE Communications Magazine**, **52** (5): 36-43.
- [19] Lee, J. 2018. Spectrum for 5G: Global status, Challenges and Enabling Technologies, **IEEE Communications Magazine**, **56** (3): 12-18.
- [20] Docomo, 5G White paper, 2014. (https://www.nttdocomo.co.jp/english/binary/pdf/corporate/technology/white_paper_5g/DOCOMO_5G_White_Paper.pdf) (Erişim zamanı; Mayıs 2021)
- [21] Heath, R. W. González-Prelcic, Jr., N. Rangan, S. Roh, W. ve A. M. Sayeed,, 2016. ‘An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems,’ **IEEE J. Sel. Topics Signal Process**, **10** (3): 436–453.
- [22] Alkhateeb, A., Leus, G., Heath, R. W., ‘Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems,’ **IEEE Trans. Wireless Commun.**, **14** (11): 6481–6494.
- [23] Nguyen, D. H. N., Le, L. B., Le-Ngoc, T., 2016. Hybrid MMSE precoding for mmWave multiuser MIMO systems, in Proc, 1–6. *IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, Mayıs 22-27, 2016, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [24] Ayach, O. El., Rajagopal, S., Abu-Surra, S., Pi, Z., Heath, R. W., 2014. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems, **IEEE Trans. Wireless Commun**, **13** (3): 1499–1513.

- [25] Hur, S., Kim, T., Love, D. J., Krogmeier, J. V., Thomas, T. A. , Ghosh, A., 2013. Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks, **IEEE Trans. Commun**, **61** (10): 4391–4403.
- [26] Wang J. 2009. Beam codebook based beamforming protocol for multiGbps millimeter-wave WPAN systems, **IEEE J. Sel. Areas Commun**, **27** (8): 1390–1399.
- [27] Vizziello, A., Savazzi, P., Chowdhury, K.R., 2018. A Kalman Based Hybrid Precoding for Multi-User Millimeter Wave MIMO Systems, **IEEE Access**, **6** (1): 55712-55722.
- [28] Xichun L., Gani, A., Salleh R., Zakaria, O., 2009. The future of mobile wireless communication networks, 554–557. *International Conference on Communication Software and Network*, Mart, 2009, Malaysia.
- [29] Raghu R. 2021. SeminarReport on Millimeter wave mobile communication for 5G cellular” (www.slideshare.net/raghubraghu/mmwave-3-140920062222) (Erişim zamanı; Mayıs 2021).
- [30] Rodenbeck, C. T., 2021. Microwave and Millimeter Wave Power Beaming, **IEEE Journal of Microwaves**, **1** (1): 229-259.
- [31] Osseiran A., 2013. The Foundation of the Mobile and Wireless Communications System for 2020 and Beyond: Challenges, Enablers and Technology Solutions, *Proc. IEEE 77th Veh. Tech. Conf.*, Haziran, 2013, Dresden, Germany.
- [32] Rappaport, T. S., 2002. Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ, USA, 895.
- [33] Ochiai, H., Imai, H., 1997. Block coding scheme based on complementary sequences for multicarrier signals. **IEICE Trans. Fundamentals**, **80** (11): 2136–2143.
- [34] Cho Y. S., Kim J., Yang W. Y., Kang C. G., 2010. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, Wiley-IEEE Press, USA, 544.
- [35] Xiaofeng L, Zan L, Jueping C. 2009. Signal Processing. An iterative space subchannel allocation algorithm for multiuser MIMO/OFDM systems. **European Transactions on Telecommunications**, **20** (1): 403–412.
- [36] Zhou Y. 2010. Adaptive spatial multiplexing for time-varying correlated MIMO channels. **European Transactions on Telecommunications**, **21** (1): 50–63.

- [37] Fu Y., Krzymien WA., Tellambura C., 2010. Covariance precoding schemes for MIMO OFDM over transmit-antenna and path-correlated channels. **European Transactions on Telecommunications**, **21** (7): 611–623.
- [38] Oh DC., Lee YH., 2010. Orthogonal Multi-beam Techniques for Multi-user Diversity and Multiplexing Gain in Packet-based Wireless Systems. **European Transactions on Telecommunications**, **21** (1): 288–297.
- [39] Savaşcıhabeş A., Ertuğ Ö., Yazgan, E., 2015. On the Design and Performance Analysis of Low- Correlation Compact Space-Multimode Diversity Stacked Microstrip Antenna Arrays for MIMO-OFDM WLANs over Statistically-Clustered Indoor **Radio Channels Radioengineering Journal**, **24** (1): 54-63.
- [40] Brady, J., Behdad, N., Sayeed, A., 2013. Beam-space MIMO for millimeterwave communications: system architecture, modeling, analysis, and measurements, **IEEE Trans. Antennas Propag**, **61** (7): 3814-3827.
- [41] Sayeed A. M., Behdad, N., 2011. Continuous aperture phased MIMO: a new architecture for optimum line-of-sight links, *Proc. 2011 IEEE International Symp, Antennas Propagation*, Temmuz 3-8, 2011, Wa, USA.
- [42] Song, G. H., Brady, J., Sayeed, A., 2013. Beam-space MIMO transceivers for low-complexity and near-optimal communication at mm-wave frequencies, *Proc. 2013 IEEE International Conf. Acoustics, Speech, Signal Process*, Ekim 21, 2013, Bc, Canada.