



T.C.
NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BEŞİNCİ NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN KARMA HÜZMELEME
TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

MUSTAFA AHMADI

Ocak 2019

T.C.
NİĞDE ÖMER HALİSDEMİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BEŞİNCİ NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN KARMA HÜZMELEME
TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

MUSTAFA AHMADI

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Doç. Dr. Yasin KABALCI

Ocak 2019

Mustafa AHMADI tarafından **Doç. Dr. Yasin KABALCI** danışmanlığında hazırlanan “**BEŞİNCİ NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN KARMA HÜZMELEME TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Ana Bilim Dalı’nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. Yasin KABALCI, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Mehmet BİLİM, Nuh Naci Yazgan Üniversitesi

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Murat PEKER, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

ONAY:

Bu tez, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/..../20.... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu’nun/..../20.... tarih ve sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

...../...../20...

Doç. Dr. Murat BARUT
MÜDÜR

TEZ BİLDİRİMİ

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



Mustafa AHMADI

ÖZET

BEŞİNCİ NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN KARMA HÜZMELEME TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

AHMADI, Mustafa

Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Doç. Dr. Yasin KABALCI

Ocak 2019, 63 Sayfa

Mevcut hüzmeleme teknikleri, milimetre dalga iletişim sistemleri için kanalın aşırı geniş bantlı, benzersiz kanal özellikleri ve donanım kısıtlamalar içermesi nedeniyle çok sayıda zorluk ile karşı karşıya kalmaktadır. Bu tez çalışmasında, beşinci nesil mobil iletişim sistemleri ve masif Çok Girişli Çok Çıkışlı iletişim sistemleri gibi milimetre dalga frekanslarında çalışması hedeflenen iletişim sistemleri için potansiyel karma hüzmeleme tekniklerinin incelenmesi ve yeni bir karma hüzmeleyici tasarımının gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Karma hüzmeleyici sistemi tasarlanırken Yinelemeli Geometrik Ortalama Ayırıştırma yöntemi kullanılmıştır. Tasarlanan sistemin başarımı; sistemin karakteristik yapıları (verici/alıcı anten sayısı, veri akışı, verici/alıcı RF zincir sayısı gibi) ve farklı kanal saçılma değerleri dikkate alınarak analiz edilmiştir. Bununla birlikte önerilen sistemin başarımları, literatürde daha önceden önerilen Tekil Değer Ayırıştırma ve Genelleştirilmiş Üçgensel Ayırıştırma yöntemlerini kullanan sistemlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen hüzmeleyici sistemin mevcut olan sistemlerden daha iyi başarımları elde ettiğini göstermiştir.

Anahtar Sözcükler: Beşinci nesil mobil iletişim sistemleri, Masif çok girişli çok çıkışlı sistemler, Hüzmeleme, Yinelemeli geometrik ortalama ayırıştırma, Genelleştirilmiş üçgensel ayırıştırma, Tekil değer ayırıştırma.

SUMMARY

INVESTIGATION OF HYBRID BEAMFORMING TECHNIQUES FOR FIFTH GENERATION COMMUNICATION SYSTEMS

AHMADI, Mustafa

Nigde Omer Halisdemir University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Associate Professor Dr. Yasin KABALCI

January 2019, 63 Pages

Present beamforming techniques are faced with many difficulties since channel has extreme broadband, unique features and hardware restrictions in millimeter wave communication systems. In this thesis, the investigation of potential hybrid beamforming techniques, which will be operated in millimeter wave frequencies such as the fifth generation mobile communication systems and the massive Multi Input Multi Output communication systems, and realization of a new hybrid beamformer design are aimed. Iterative Geometric Mean Decomposition method is utilized while designing the hybrid beamformer system. The performance of designed system is analyzed by considering both characteristic structures of the communication system (number of transmitter/receiver antennas, data stream, number of transmitter/receiver RF chains etc.) and different channel scattering values. Furthermore, the obtained performance results of the proposed system are compared with the performances of systems that are previously proposed by using Singular Value Decomposition and Generalized Triangular Decomposition methods. The acquired results clearly showed that the proposed hybrid beamformer system outperforms the current beamformer systems.

Keywords: Fifth generation mobile communication systems, Masive multi input multi output systems, Beamforming, Iterative geometric mean decomposition, Generalized triangular decomposition, singular value decomposition.

ÖN SÖZ

Yüksek lisans tez çalışmamın yürütülmesi esnasında, çalışmalarına yön veren, bilgi ve tecrübesini esirgemeyen, sürekli araştırmaya teşvik eden, birlikte çalıştığımız sürece kendisinden telekomünikasyon alanında çok şey öğrendiğim, beraber çalışmaktan büyük mutluluk duyduğum ve bana her türlü desteği sağlayan danışmanım, Sayın Doç. Dr. Yasin KABALCI'ya en içten teşekkürlerimi sunarım.

Bu tezi, sadece bu çalışmam boyunca değil, tüm öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi her türlü desteğini benden esirgemeyen, ilgisini her zaman yanımda hissettiğim kıymetli aileme ithaf ediyorum.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGE DİZİNİ.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
SİMGE VE KISALTMALAR	xii
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II YENİ NESİL KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ VE ÖNEMLİ TEKNOLOJİLER.....	7
2.1. Hücresel İletişim Sistemlerinin Gelişim Süreci.....	7
2.2. 5G Mobil İletişim Sistemlerinin Temelleri ve Mevcut Durumu.....	11
2.3. 5G İletişim Ağlarının Problemleri ve Potansiyel Çözüm Önerileri.....	13
2.4. 5G İletişim Ağları için Umut Verici Teknolojiler	16
2.4.1. Masif ÇGÇÇ teknolojiler	17
2.4.2. MmDalga sistemler ve mmDalga masif ÇGÇÇ	21
2.5. 5G İletişim Sistemleri için Hüzmeleme (Ön Kodlama) Teknikleri	24
2.5.1. Analog hüzmeleme (ön kodlama) yöntemi	25
2.5.2. Sayısal hüzmeleme (ön kodlama) yöntemi.....	26
2.5.3. Karma hüzmeleme (ön kodlama) yöntemi	27
2.6. 5G İletişim Sistemleri için Milimetre Dalga Kanal Karakteristikleri	28
2.6.1. Atmosfer ve bitki örtüsü zayıflamaları.....	29
2.6.2. Gölgeleme sorunu.....	31
2.6.3. Boş uzay yayılımı	31

BÖLÜM III 5G MOBİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN KARMA HÜZMELEYİCİ (ÖN KODLAYICI) TASARIMI.....	32
3.1. Sistem Modeli.....	32
3.1.1.Karma ön kodlama yönteminin matematiksel altyapısı.....	33
3.1.2.Karma birleştirme yönteminin matematiksel altyapısı.....	35
3.2. IGMD Algoritması.....	37
3.3. IGMD Algoritması Temelli Karma Ön Kodlayıcı Tasarımı.....	41
BÖLÜM IV TASARIMI GERÇEKLEŞTİRİLEN KARMA HÜZMELEYİCİNİN BAŞARIM ANALİZLERİ.....	43
4.1. Giriş.....	43
4.2. Simülasyon Çalışmaları.....	43
BÖLÜM V SONUÇLAR.....	50
KAYNAKLAR.....	51
ÖZGEÇMİŞ.....	63

ÇİZELGE DİZİNİ

Çizelge 2.1. Hizmet, başarımlar ve problemler açısından mobil iletişim nesillerinin gelişimi (Kabalcı, 2019).....	8
Çizelge 3.1. IGMD tabanlı karma ön kodlama şemasının sözde program kodu.....	42



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. 5G mobil iletişim sistemlerinin destekleyeceği market ve hizmetler (Kabalıcı, 2019).....	12
Şekil 2.2. 5G iletişim sistemlerinin ana hedefleri (Kabalıcı, 2019).....	13
Şekil 2.3. 5G ağların önemli zorlukları ve bazı potansiyel çözüm önerileri (Kabalıcı, 2019).....	14
Şekil 2.4. Masif ÇGÇÇ sistemlerin 5G iletişim teknolojisindeki kullanımı (Kabalıcı, 2019).....	19
Şekil 2.5. Üç boyutlu ÇGÇÇ yapısı (Kabalıcı, 2019).....	20
Şekil 2.6. Hüzmeleme yoluyla yönlü iletişim kullanan ağ yapısına bir örnek (Kabalıcı, 2019).....	25
Şekil 2.7. Vericide kullanılan hüzmeleme tekniklerinin blok diyagramları: analog hüzmeleme mimarisi (a), sayısal hüzmeleme mimarisi (b), karma hüzmeleme mimarisi (c) (Kabalıcı, 2019).....	27
Şekil 2.8. Milimetre dalgalarını etkileyen atmosferik emilim seviyeleri (Kabalıcı, 2019).....	30
Şekil 3.1. Karma ön kodlama ve birleştirme mimarisi için tipik bir blok şema örneği. .32	
Şekil 4.1. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlama şemasının 144×36 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 2$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları.	44
Şekil 4.2. Önerilen karma ön kodlayıcının 144×36 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 2$, $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 4$ koşulları için elde edilen BHO performans sonuçları.....	45
Şekil 4.3. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlama şemasının 144×36 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 3$ ve $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 8$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları.....	46
Şekil 4.4. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlama şemasının 256×64 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 2$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları.	47

- Şekil 4.5. Önerilen IGMD tabanlı karma ön kodlayıcının 256×64 mmDalga masif
ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 2$, $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 4$ koşulları için elde
edilen BHO performansı.....48
- Şekil 4.6. Önerilen IGMD tabanlı karma ön kodlayıcının 256×64 mmDalga masif
ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 3$ ve $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 8$ şartları için elde
edilen BHO performans sonuçları.....49



SİMGE VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
\mathbf{H}	Kanal matrisi
B_k	k . kanalın bant genişliği
P_k	k . kanalın işaret gücü
P_N	Gürültü gücü
N	Anten sayısı
M	RF zincir sayısı
N_T	Verici anten sayısı
N_R	Alıcı anten sayısı
ρ	Ortalama yol kaybı
L	Yol sayısı
α_l	l . yolun kompleks kazancı
θ_l	Çıkış azimut açısı
φ_l	Geliş azimut açısını
$(\cdot)^*$	Hermitian işlemi (Eşlenik devriği)
\mathbf{A}_T	Verici birimin anten dizi vektörü
\mathbf{A}_R	Alıcı birimin anten dizi vektörü
\mathbf{H}_a	Kanal matrisinin köşegen matrisi
λ	Dalga boyu
d	Antenler arası uzaklık
ϕ_{atm}	Zayıflama katsayısı
N_t	Verici birimin anten sayısı
N_s	Veri akışı sayısı

N_r	Alicı birimin anten sayısı
N_t^{RF}	Verici birimin RF iletim zinciri sayısı
\mathbf{F}_{BB}	Temel bant dijital ön kodlayıcı matrisi
\mathbf{F}_{RF}	RF ön kodlayıcı matrisi
\mathbf{s}	Sembol vektörü
$(\cdot)_{\ell,\ell}$	ℓ . diagonal eleman
\mathbf{W}_{RF}	RF birleştirme matrisi
\mathbf{W}_{BB}	Temel bant dijital birleştirme matrisi
\mathcal{F}_{RF}	Gerçeklenebilir RF ön kodlayıcı kümesi
\mathbf{F}_{opt}	Kısıtlamasız ön kodlayıcı
\mathbf{U}	$N_r \times \text{rank}(\mathbf{H})$ boyutlu üniter matris
$\mathbf{\Sigma}$	Diagonal matrisi
\mathbf{V}	$N_t \times \text{rank}(\mathbf{H})$ boyutlu üniter matris
$\bar{\sigma}$	Geometrik ortalama
Ω	Haritalama işlemi
$\mathbb{E}[\cdot]$	Beklenen değer operatörü
$\ \cdot\ _F$	Frobenius normu

Kısaltmalar

Açıklama

1G	Birinci Nesil
2G	İkinci Nesil
3G	Üçüncü Nesil
3GPP	3. Nesil Ortaklık Projesi
4G	Dördüncü Nesil
5G	Beşinci Nesil
ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü
AFD	Ayrık Fourier Dönüşümü

AMPS	Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi
AoA	Geliş Azimut Açısı
AoD	Çıkış Azimut Açısı
BHO	Bit Hata Oranı
CDMA	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
CR	Bilişsel Radyo
CSI	Kanal Durum Bilgisi
ÇGÇÇ	Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem
D2D	Cihazdan Cihaza
DAC	Dijital-Analog Dönüştürücü
D-AMPS	Sayısal AMPS
DAS	Dağıtılmış Anten Sistemi
E2E	Uçtan uca
EHF	Aşırı Yüksek Frekans
EVDO	İyileştirilmiş Evrim Verileri
FBMC	Filtre Bankası Tabanlı Çok Taşıyıcı
FDD	Frekans Bölmeli Çoklama
FDMA	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
GSM	Mobil İletişim İçin Küresel Sistem
GTD	Genelleştirilmiş Üçgen Ayırıştırma
HSDPA	Yüksek Hızlı Aşağı Yönlü Paket Erişimi
HSUPA	Yüksek Hızlı Yukarı Yönlü Paket Erişimi
IGMD	Yinelemeli Geometrik Ortalama Ayırıştırma
IMT-2000	Uluslararası Mobil Telekomünikasyon-2000
IP	İnternet Protokolü
ITU	Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
İGO	İşaret Gürültü Oranı
LOS	Görüş Yollu Yayılım
LTE	Uzun Süreli Gelişim
MF	Uyumlu Filtreleme

mmDalga	Milimetre Dalga
MMSE	Minimum Ortalama Karesel Hata
MRC	Büyük Oransal Birleştirme
MRT	Büyük Oransal İletim
NLOS	Görüş Yollu Olmayan Yayılım
NMT	İskandinav Mobil Telefon
NOMA	Ortogonal Olmayan Çoklu Erişim
OFDMA	Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
OMP	Ortogonal Eşleştirme Algoritması
PDC	Kişisel Sayısal Hücreli
QoE	Deneyim Kalitesi
QoS	Hizmet Kalitesi
RAN	Radyo Erişim Ağı
RF	Radyo Frekansı
SC-FDMA	Tek Taşıyıcılı FDMA
SCMA	Seyrek Kodlamalı Çoklu Erişim
SHF	Süper Yüksek Frekans
SVD	Tekil Değer Ayrıştırma
TACS	Toplam Erişim İletişim Sistemi
TDD	Zaman Bölmeli Çoklama
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
UHF	Ultra Yüksek Frekans
ULA	Düzenli Lineer Dizi
UMTS	Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemi
VLC	Görünür Işık İletişimi
W-CDMA	Geniş Bantlı CDMA
WiMAX	Mikrodalga Erişimi için Dünya Çapında Birliktelik
WLAN	Kablosuz Yerel Alan Ağı
WPAN	Kablosuz Kişisel Alan Ağı
ZF	Sıfır Zorlamalı

BÖLÜM I

GİRİŞ

Daha yüksek veri hızı ve daha güvenilir iletişim sistemlerine sahip olma isteği, telekomünikasyon endüstrisindeki mühendisleri ve araştırmacıları yeni teknolojilerin geliştirilmesine yönlendirmiştir. Bu durum ise mevcut altyapılar ve kullanıcı cihazlarında önemli değişiklikler gerektirmektedir. Hüresel iletişim sistemlerinin beşinci nesli (Fifth Generation, 5G), çeşitli uygulama alanlarına yönelik kullanıcı taleplerini desteklemek için çok yüksek veri hızını sağlamak zorundadır. Tek kullanıcı bir iletişim sisteminin kapasitesi, sistemin bant genişliği ve İşaret Gürültü Oranı (İGO)'na bağlıdır. Büyük bir bant genişliği üzerinden yüksek bir güç işaretinin gönderilmesi çok yüksek veri hızına neden olabilmektedir. Ancak bu, yüksek güç tüketimi, hücreler arası ve hücre içi girişim etkileri ve ulusal/uluslararası düzenlemeler nedeniyle mümkün değildir. Bu nedenle, 5G iletişim sistemlerinde yüksek veri oranı sağlanabilmesi için, etkin bir spektrum kullanımı ve alıcıda makul bir İGO seviyesinin sağlanması gerekmektedir. Çok Girişli Çok Çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemler, iletim güvenilirliği ve spektral verimliliği artırabildiklerinden dolayı son on yılda çok dikkat çekmiştir. Çeşitleme olarak da bilinen sistem güvenilirliği, işaretin çoklu bağlantılar üzerinden iletilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Antenlerin sayısı arttıkça, derin bir sönmelenme noktasında çoklu bağlantılara sahip olma olasılığı azalmaktadır. Dolayısıyla, alıcıda doğru işaretin alınma olasılığı artmaktadır (Boccardi vd., 2014). Öte yandan, 5G hüresel iletişim sistemleri için öngörülen ana teknolojiler; masif ÇGÇÇ sistemleri, milimetre dalga (mmDalga), mmDalga masif ÇGÇÇ ve hüzmelemedir.

Masif ÇGÇÇ sistemler, büyük uzamsal çoğullama ve çeşitleme kazancı sağlayarak sistem performansını artırabilmektedir. Böylelikle, küçük ölçekli sönmelenme ve gürültü etkileri ortadan kaldırılır ve Sıfır Zorlamalı (Zero Forcing, ZF) ve Uyumlu Filtreleme (Matched Filtering, MF) gibi düşük karmaşıklığa sahip lineer hüzmeleme teknikleri ile çoklu kullanıcı senaryolarında en iyi performansa yakınsanabilir (Rusek vd., 2013). Masif ÇGÇÇ sistemler bahsedilen avantajları sunmasına rağmen, bu tür sistemlerin pratik olarak uygulanması hem pahalı hem de yüksek güç tüketimi gerektirmektedir. MmDalga ve masif ÇGÇÇ tekniğinin birleşimi, daha büyük bant genişliği ve daha yüksek spektral verimlilik sağlanması nedeniyle sistemin veri hacmini çok büyük ölçüde artırmaktadır

(Bai vd., 2014; Marzetta, 2010). Bu ise mmDalga masif G sistemleri, gelecekteki 5G kablosuz iletişim sistemleri için mit vaat eden bir konu haline getirmektedir (Pi ve Khan, 2011). Öte yandan, baz istasyonunda çok büyük anten dizisine (rneğin 256 anten) sahip olan bir masif G sistem, n kodlama (precoding) kullanımı aracılığıyla aynı anda birden fazla kullanıcıya hizmet verebilir (Rusek vd., 2013). Masif G sistemlerin, daha fazla çoklu kullanıcı kazancı sağlayabileceğinden dolayı spektral verimliliği büyük lde artırdığı teorik olarak kanıtlanmıştır (Marzetta, 2010). Diğer yandan, yüksek frekanslı mmDalga, büyük anten dizisine sahip masif G sistemlerin küçük fiziksel boyutlarda gerçeklenmesine olanak tanımaktadır (Wei vd., 2014). Ayrıca, geniş anten dizileri, mmDalga işaretlerin serbest uzaydaki yol kayıplarını giderebilmek ve tatmin edici bir İGO değeri sunabilmek için n kodlama işlemine kullanarak yeterli dizi kazancı sağlayabilir (Alkhateeb vd., 2014; Samimi vd., 2013; Yin vd., 2013).

Diğer taraftan spektral verimlilik, uzamsal oğullama tekniği ve aynı zaman ve frekans diliminde çoklu sembollerin iletmesini sağlayan uzamsal filtreleme ile geliştirilebilir. Bu, sırasıyla verici ve alıcıdaki n kodlama ve birleştirme teknikleriyle elde edilir. Alınan İGO, hüzmeleme (beamforming) olarak adlandırılan istenen bir uzamsal doğrultuya doğru iletilen işaretin odaklanmasıyla geliştirilebilir. Hzmeleyicilerin donanım mimarisi dijital, analog ve karma hüzmeleyici olarak üç kategoriye ayrılmaktadır. Taşıyıcı frekansından bağımsız olarak n kodlamanın esasları aynı düşüldüğünde, mmDalga sistemlerinde işaret işleme bir dizi kolay olmayan pratik kısıtlamaya tabidir (Ayach vd., 2014). Geleneksel hücrenel frekans bandındaki G sistemlerde n kodlama, farklı veri akışları arasındaki girişimi gidermek için tamamen dijital ekseninde gerçekleştirilir. Geleneksel bir dijital n kodlama sisteminde her anten için yoğun enerjili Radyo Frekans (RF) zinciri (dijital-analog dönüştürücü, yukarı frekans kaydırıcı vb. içerir) kullanımı gerekmektedir. Büyük bant genişliğinden dolayı, mmDalga frekanslarında tkutilen toplam enerjinin büyük bir kısmı RF zincirlerinde harcanmaktadır ve tipik olarak her bir RF zinciri yaklaşık 250 mW enerji tkietmektedir (Amadori ve Masouros, 2015). Geleneksel dijital n kodlama yöntemi, doğrudan çok sayıda antene sahip olan mmDalga masif G sisteme uygulanırsa, bu sistemdeki RF zincirleri oldukça yüksek enerji tüketimini beraberinde getirecektir. Örneğin, 64 anten ile donatılmış bir mmDalga masif G iletişim sistemi 16 W enerjiye ihtiyaç duyacaktır (Gao vd., 2016).

Daha basit ve daha ucuz bir yaklaşım, faz dizi anteninin tek bir RF zincirine bağlandığı analog ön kodlayıcıların kullanımınıdır. Analog ön kodlama yöntemi, RF ön kodlayıcı elemanları üzerine sabit modül kısıtlamaları getiren faz kaydırıcıların kullanılmasıyla gerçekleştirilebilmektedir (Doan vd., 2004; Pi ve Khan, 2011; Valdes-Garcia vd., 2010). Bununla birlikte, bu yöntemin ana dezavantajı, uzamsal çoğullama kazancının bu yöntemde elde edilememesidir. Bu gibi düşük karmaşıklıkta telsizlerde ön kodlama için birkaç yaklaşım önerilmiştir (Ayach vd., 2012; Gorokhov vd., 2003; Love ve Heath, 2003; Pi, 2012; Sanayei ve Nosratinia, 2004; Venkateswaran ve Veen, 2010; Wang vd., 2009; Xu vd., 2009; Zhang vd., 2005). Literatürde faz kaydırıcıları daha basit analog anahtarlarla değiştirme avantajına sahip olan anten (veya anten alt kümesi) seçimi konusu üzerine de araştırmalar gerçekleştirilmiştir (Gorokhov vd., 2003; Molisch vd., 2005; Sanayei ve Nosratinia, 2004). Bununla birlikte, anten seçim işlemi sınırlı bir dizi kazancı sağlar ve mmDalga gibi ilintili kanallarda zayıf bir performans sergiler (Xu vd., 2009). İlintili kanallar üzerindeki performansı geliştirmek amacıyla, bir dizinin uzaydaki yanıtını en iyi şekilde yönlendirmek için faz kaydırıcıların kullanıldığı ve istatistiksel kanal bilgisine dayanan ışın yönlendirme (beam steering) yöntemi önerilmiştir (Ayach vd., 2012; Molisch ve Zhang, 2004; Wang vd., 2009). Bununla birlikte, tek başına ışın yönlendirmesi kullanımı kanalların baskın öz (eigen) modlarını tam şekilde yakalayamadığı için bu çalışmalarda yöntemler genel olarak optimal değildir. Analog işlemlerden yararlanan sistemler için yinelemeli ön kodlama algoritmaları (Gholam vd., 2011; Love ve Heath, 2003; Nsenga vd., 2010; Pi, 2012; Sudarshan vd., 2006; Zheng vd., 2007) ve basit analitik çözümler geliştirilmiştir (Zhang vd., 2005). Sadece nicemlenmiş faz kontrollü analog alıcı işlemi ve sonlu hassasiyetli analog-dijital dönüştürücülere odaklanan donanım sınırlamaları da dikkate alınmıştır (Venkateswaran ve Veen, 2010). Bununla birlikte Gholam vd. (2011), Love ve Heath (2003), Nsenga vd. (2010), Pi (2012), Sudarshan vd. (2006), Venkateswaran ve Veen (2010), Zhang vd. (2005) ve Zheng vd. (2007) çalışmaları, geniş anten dizilerine sahip mmDalga ÇGÇÇ sistemleri için özelleştirilmiş değildir. Diğer bir ifadeyle bu çalışmalar, mmDalga ÇGÇÇ kanallarında mevcut olan yapıdan faydalanmamakta ve sınırlı mmDalga saçılımı ve büyük sıkı paketlenmiş dizilerin etkisini tam olarak yakalamayan modelleri benimsemektedir (Correia ve Smulders, 1997; Sayeed, 2002; Spencer vd., 2000; Xu vd., 2002).

Yukarıda belirtilen problemleri çözmek için, analog ve dijital ön kodlama şemalarını birleştiren karma ön kodlama yöntemi önerilmiştir (Han vd., 2015). Faz kaydırıcılar daha

ucuz ve RF zincirlerine kıyasla daha düşük güç tüketimine sahip olduklarından dolayı, karma ön kodlama yöntemi analog ve dijital ön kodlayıcıların performansları arasında bir ödünleşim sağlayabilmektedir. Karma ön kodlayıcıların ana prensibi; girişimleri gidermek için geleneksel dijital ön kodlayıcıyı az sayıda RF zinciri içeren küçük boyutlu dijital ön kodlayıcıya ayırmak ve anten dizi kazancını artırmak için de çok sayıda analog faz kaydırıcılardan oluşan büyük boyutlu analog ön kodlayıcı yapıları kullanmaya dayanmaktadır. Böylelikle karma ön kodlama, belirgin bir performans kaybı olmaksızın gerekli RF zincirlerinin sayısını azaltabilir, bu da dijital ön kodlamadan çok daha yüksek bir enerji verimliliği sağlar (Han vd., 2015). Diğer yandan en uygun karma hütleme şemasının tasarımı, faz kaydırıcılar tarafından üretilen konveks olmayan sabit modül kısıtlaması nedeniyle zorlu bir görevdir (Ayach vd., 2014; Gao vd., 2016; Zhang vd., 2005).

Mevcut karma ön kodlama şemaları iki kategoriye ayrılabilir. Uzamsal seyrek ön kodlamaya dayanan ilk karma ön kodlama kategorisi Ayach vd. (2014), Chen (2015) ve Lee vd. (2015) tarafından önerilmiştir. Bu çalışmalar, optimal performansa yakın sonuçlara ulaşabilmek için erişilebilir oran optimizasyon problemini bir seyrek yaklaşım problemi olarak ifade eder ve bu problemi Ortogonal Eşleştirme (Orthogonal Matching Pursuit, OMP) algoritmasını kullanarak çözer (Tropp ve Gilbert, 2007). Kod çizelgesine dayanan ikinci karma ön kodlama kategorisi ise Kim vd. (2014), Kim vd. (2013) ve Roh vd. (2014) tarafından önerilmiştir. Bu yöntemde, önceden tanımlanmış kod çizelgeleri arasından optimal karma ön kodlama matrisini bulmak için yinelemeli bir arama prosedürü kullanılır. Kod çizelgesinin kullanımına dayanan karma ön kodlama yönteminde analog hütleleyici kanalın dizi yanıt vektörleri ve ayrık Fourier dönüşüm (AFD) hütleleyiciler gibi özel aday vektörleri arasından seçilir. Bu yöntem düşük tasarım karmaşıklığı avantajı sunsa da, sistem performansı genellikle azalır. Ayrıca kod çizelgelerinin nasıl tasarlanacağı henüz net olarak bilinmemektedir. Bu durum ise bu yöntemin dezavantajlarından birisi olarak kabul edilmektedir.

Ayach vd. (2014), karma ön kodlayıcıların tasarım problemini seyrek kısıtlı işaret geri kazanım problemi cinsinden incelemiş ve karma ön kodlama şemasının analog kısmı için OMP algoritmasını bir algoritmik çözüm olarak kullanmıştır. Bu çalışmanın değiştirilmiş bir versiyonu, yerel arama algoritması kullanılarak Rusu vd. (2015) tarafından önerilmiştir. Veri akışını belirlemek için özel bir durum ise Zhang ve Huang (2014)

tarafından araştırılmıştır. Bu çalışmalarda, \mathbf{H} kanal matrisinin tekil bileşenine yeterince yakın olacak analog ve dijital ön kodlayıcıları belirlemek için Tekil Değer Ayrıştırma (Singular Value Decomposition, SVD) yöntemi yaygın olarak kullanılmıştır. Ayach vd. (2014) tarafından sunulan sonuçlar, su doldurma güç tahsis tekniğinin SVD tabanlı karma ön kodlama yöntemiyle birleştirilmesiyle kapasite sınırına yaklaşan performansın elde edilebileceğini göstermiştir. Bununla birlikte, özdeş olmayan İGO değerlerine sahip SVD tabanlı sistemlerin alt kanalları, karmaşık bit tahsis problemine neden olmaktadır (Yang vd., 2015). Öte yandan, Genelleştirilmiş Üçgen Ayrıştırma (Generalized Triangular Decomposition, GTD), bir köşegen \mathbf{r} vektörü kullanılarak kanal matrisinin üst üçgen matrise dönüştürülmesini sağlayan bir matris ayrıştırma yöntemidir (Weng vd., 2010a; Marshall vd., 2011; Weyl, 1949). Böylece, bu teknik kanal matrisini ayrıştırma sürecinde daha fazla esneklik sağlar. SVD yöntemi iletişim kalitesini geliştirmeyi amaçlarken, GTD yöntemi SVD tabanlı iletişim sistemlerinden farklı olarak hizmet kalitesi (Quality of Service, QoS) sorunu da dahil olmak üzere çeşitli tasarım problemlerini ele almayı amaçlamaktadır (Jiang vd., 2006; Jiang vd., 2004). Weng vd. (2010b) tarafından bildirilen sonuçlar GTD tabanlı iletişim sistemlerinin, bit tahsisi, ön kodlama ve eşitleme işlemlerini optimize ederek optimum performanslara ulaşılabileceğini göstermiştir. Ayrıca, bit tahsisinin mümkün olmadığı durumlarda, GTD yönteminin performans düşüşüne neden olmadan bu sorunun üstesinden gelmek için yeni ve esnek yollar sağlayabileceğini de unutmamak gerekir (Weng vd., 2010b; Yang vd., 2015). Ayrıca, GTD yönteminin geleneksel ÇGÇÇ sistemlerinde çoklu ortam uygulamaları için optimum performans sağlayabileceği Jiang vd. (2004) tarafından açıkça gösterilmiştir.

Kabalcı ve Arslan (2018), mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sistemleri için GTD yönteminden yararlanan bir karma ön kodlama şemasının tasarımını önermiştir. Tasarlanan ön kodlayıcının performansı, simülasyon çalışmaları ile kapsamlı bir şekilde analiz edilmiştir. Ayrıca, önerilen karma ön kodlayıcının performansı, daha önce literatürde önerilmiş olan OMP algoritmasına dayalı karma ön kodlayıcı ile karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada sunulan sonuçlar, önerilen karma ön kodlama şemasının, tüm İGO aralığında standart OMP algoritması tabanlı karma ön kodlayıcıdan daha iyi performans sunduğunu göstermiştir.

Yinelemeli Geometrik Ortalama Ayrıştırma (Iterative Geometric Mean Decomposition, IGMD) yöntemine dayanan bir algoritma Chen vd. (2015) tarafından önerilmiştir. Bu

algoritma kanal matrisinin sıfır olmayan tekil değerlerinin geometrik ortalamasını önceden hesaplama gereksinimini ortadan kaldırmaktadır. Bu ise yinelemeli bir prosedürün dikkatli bir şekilde takip edilmesiyle elde edilebilmektedir. IGMD algoritması kontrol mantığını basitleştiren düzenli bir yapıya sahip olup, donanım uygulama perspektifinden bakıldığında ise farklı işaret boyutlarını bağdaştırmayı daha kolay hale getirmektedir.

Bu yüksek lisans tez çalışmasında; 5G iletişim sistemleri için yeni bir karma hüzmeyici (ön kodlayıcı) sistem tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tez kapsamında karma hüzmeyici tasarımı gerçekleştirilirken IGMD yönteminden faydalanılmıştır. IGMD yönetimi, SVD ve GTD yöntemlerine göre çeşitli avantajlar sunmaktadır. Bu avantajlar, kanal matrisinin sıfır olmayan tekil değerlerinin geometrik ortalamasını önceden hesaplama gereksinimini ortadan kaldırma, kontrol mantığını basitleştiren düzenli bir yapıya sahip olma ve donanım uygulama perspektifinden bakıldığında ise farklı işaret boyutlarını bağdaştırma şeklinde sıralanabilir. Tasarlanan karma hüzmeyici sistemin başarımı; sistemin karakteristik yapıları (verici/alıcı anten sayısı, veri akışı, verici/alıcı RF zincir sayısı gibi) ve farklı kanal saçılma değerleri dikkate alınarak analiz edilmiştir. Ayrıca bu tez kapsamında önerilen sistemin başarımları, SVD ve GTD yöntemlerini kullanan hüzmeyici sistemlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen başarımları, tasarımı gerçekleştirilen hüzmeyici sistemin literatürde mevcut olan sistemlerden daha iyi başarımları elde ettiğini göstermiştir.

Bölüm II’de, kablosuz iletişim sistemlerinin gelişim süreci, yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri ve yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri için önemli güncel teknolojiler hakkında bilgiler verilmiştir. Bölüm III’te, tez kapsamında gerçekleştirilen karma hüzmeyici sistemin matematiksel altyapısı ve tasarım detayları açıklanmıştır. Bölüm IV’te tasarlanan karma hüzmeyici sistemin farklı koşullar için elde edilen başarımları sunulmuştur. Bölüm V’te ise gerçekleştirilen çalışmada elde edilen genel sonuçlara ve değerlendirmelere yer verilmiştir.

BÖLÜM II

YENİ NESİL KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ VE ÖNEMLİ TEKNOLOJİLER

2.1. Hücresel İletişim Sistemlerinin Gelişim Süreci

Bilgi ve iletişim teknolojilerinin yenilikçi ve etkin kullanımı dünya ekonomisini geliştirmek için giderek daha önemli hale gelmiştir (Commission of the European Communities, 2012; Wang vd., 2014). Küresel bilgi ve iletişim teknolojilerinin en kritik unsurlarından birisi, diğer endüstrileri de destekleyen, kablosuz iletişim ağlarıdır. Kablosuz iletişim sistemlerinin dünyadaki en hızlı büyüyen ve en dinamik sektörlerden birisi olduğu Avrupa mobil gözlemevi (European Mobile Observatory, EMO) tarafından bildirilmektedir. Kablosuz teknolojiler, kullanıcıların artan iletişim taleplerini karşılayabilmek için gündün güne gelişmeye devam etmektedir. Günümüz insanı ve hatta akıllı nesnelere için yer ve zamandan bağımsız iletişim kurma vazgeçilmez ihtiyaçlardan birisi haline gelmiştir. Gelişen teknolojiye paralel olarak, dünya genelinde kullanılan mevcut iletişim sistemlerinde sağladığı avantajlar nedeniyle çok büyük ölçüde kablosuz sistemlerin kullanımı tercih edilmektedir.

Analog sistemlerden Uzun Süreli Gelişim (Long-Term Evolution, LTE) sistemlerine kadar mobil teknolojilerin her bir nesli, mevcut teknoloji ve öncesindeki nesil arasında tanımlanan gereksinimi karşılama ihtiyacı ile motive edilmiştir. Bu gereksinimler spektral verimlilik, gezginlik, veri hızı ve kapsama alanı ile yakından ilişkilidir (Gupta ve Jha, 2015; Warren ve Dewar, 2014). Çizelge 2.1’de teknoloji nesillerinin hizmet ve başarımları açısından gelişimleri özetlenmektedir. Dar bantlı ve analog sistemleri kullanan birinci nesil (First Generation, 1G) hücresel iletişim sistemleri 1980’li yılların başlangıcında duyurulmuştur. Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi (Advanced Mobile Phone System, AMPS), Toplam Erişim İletişim Sistemi (Total Access Communication System, TACS) ve İskandinav Mobil Telefon (Nordic Mobile Telephone, NMT) sistemi sıklıkla kullanılan 1G iletişim sistemi standartlarıdır. Bu standartların veri hızı tipik olarak 2.4 kbps düzeylerinde olup, bu sistemlerde frekans bölmeli çoklu erişim (Frequency-Division Multiple Access, FDMA) yöntemi kullanılmıştır. Çizelge 2.1’den görüldüğü gibi zayıf spektral verimlilik ve güvenlik problemleri 1G iletişim sistemlerinin ana sorunları olarak

değerlendirilmiştir. Sadece ses hizmetlerini destekleyebilen 1G iletişim sistemlerinin ardından ikinci nesil (Second Generation, 2G) iletişim sistemleri 1990'lı yılların başlarında duyurulmuştur. 1G iletişim sistemlerinden 2G iletişim sistemlerine geçişin ana nedeni, analog sistemlerden sayısal sistemlere geçişi sağlamak, diğer ifadeyle daha fazla kapasite ve daha iyi kapsama alanı sunmak olarak değerlendirilmektedir. 2G iletişim sistemleri sadece geliştirilmiş ses hizmetleri değil aynı zamanda kullanıcılara kısa mesaj hizmetleri de sunmuştur. Bu yeni nesil iletişim sistemleri zaman bölmeli çoklu erişim (Time Division Multiple Access, TDMA) ya da kod bölmeli çoklu erişim (Code Division Multiple Access, CDMA) teknolojilerini kullanarak 64 kbps veri hızlarına ulaşabilmişlerdir. Mobil İletişim için Küresel Sistem (Global System for Mobile communication, GSM), Sayısal AMPS (Digital AMPS, D-AMPS), Kişisel Sayısal Hücreli (Personal Digital Cellular, PDC) ve CDMA 1 (CDMA One veya diğer ismi ile IS-95) bu neslin en popüler standartlardır. 1G iletişim sistemlerinin ana zayıflıkları bu nesil ile giderilmiş olmasına rağmen, 2G iletişim sistemlerinin veri hızları düşük hızlarda olup kullanıcılara yeterli internet erişim hızlarını sunamamışlardır.

Çizelge 2.1. Hizmet, başarımlar ve problemler açısından mobil iletişim nesillerinin gelişimi (Kabalıcı, 2019)

Nesil	Gelişim Yılı	Veri Hızı	Öncelikli Hizmetler	Önemli Özellikler	Sorunlar
1G	1981	2 kbps	Analog telefon görüşmeleri (sadece ses)	Gezginlik	Zayıf spektral verimlilik, önemli güvenlik sorunları
2G	1992	64 kbps	Sayısal telefon görüşmeleri ve mesajlaşma	Daha güvenli	Sınırlı veri hızı
3G	2001	2 Mbps	Yüksek kaliteli ses ve video görüşmeleri, mesajlaşma, veri	Daha iyi internet hizmeti	İnternet erişiminde WAP başarısızlığı
3.5G	2006	14 Mbps	Yüksek kaliteli ses ve video görüşmeleri, mesajlaşma, geniş bant veri	Geniş bantlı internet ve yeni uygulamalar	Özel gezgin mimari ve protokoller
4G	2011	1 Gbps	Tüm IP hizmetler (ses ve mesajlaşma dahil)	Daha hızlı geniş bantlı internet ve daha düşük gecikme	?

Önceki önerilen iletişim nesillerinden farklı olarak, Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (International Telecommunication Union, ITU) tarafından önerilen ilk uluslararası standart üçüncü nesil (Third Generation, 3G) iletişim sistemleridir. Bu yeni nesil veri kapasitesi açısından önemli üstünlükler ile birlikte gelmiştir. 2G ve 3G hücreli sistemleri arasındaki ana farklılık ses temelli sistemlerden veri temelli sistemlere geçiş olarak özetlenebilmektedir. Ayrıca bu yeni nesil iletişim sistemleri kullandıkları internet protokolü (Internet Protocol, IP) aracılığıyla 2 Mbps veri hızlarına ulaşılabilmiştir. 3G iletişim sistemleri kullanıcılara görüntülü arama, multimedya mesajlaşma, çevrimiçi TV ve daha iyi internet erişimi gibi yeni deneyimler kazandırmıştır. Frekans Bölmeli Çoklama (Frequency Division Duplex, FDD) ve Zaman Bölmeli Çoklama (Time Division Duplex, TDD) modlarının her ikisinde de çalışabilen 3G sistemler geniş bantlı CDMA (Wideband CDMA, W-CDMA) teknolojisini kullanmışlardır. Uluslararası Telekomünikasyon-2000 (International Mobile Telecommunications-2000, IMT-2000), Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemleri (Universal Mobile Telecommunications Systems, UMTS) ve CDMA 2000 en popüler 3G standartlarıdır. Bu standartların devamında, Yüksek Hızlı Yukarı Yönlü/Aşağı Yönlü Paket Erişimi (High Speed Uplink/Downlink Packet Access, HSUPA/HSDPA) ve İyileştirilmiş Evrim Verileri (Evolution-Data Optimized, EVDO) gibi 30 Mbps veri hızlarına erişebilen bazı yeni teknolojiler 3.5G iletişim teknolojileri olarak önerilmiştir (Gupta ve Jha, 2015; Rodriguez, 2015; Vannithamby ve Talwar, 2017).

Yüksek hızlı gezgin kullanıcılar için 100 Mbps ve düşük hızlı gezgin kullanıcılar için 1 Gbps veri hızları dördüncü nesil (Fourth Generation, 4G) iletişim sistemlerin ana gereksinimleri olarak 2008 yılında ITU tarafından belirlenmiştir. 4G hücreli sistemler önceki nesillere göre 20 MHz bant genişliği ile daha yüksek veri hızlarını amaçlamışlardır. Bu nesil için iki önemli teknoloji mevcuttur. Bu teknolojilerden birincisi 3. Nesil Ortaklık Projesi (3rd Generation Partnership Project, 3GPP) tarafından önerilen LTE iken, ikinci teknoloji IEEE tarafından geliştirilen Mikrodalga Erişimi için Dünya Çapında Birliktelik (Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMAX) teknolojisidir. LTE teknolojisi aşağı yönlü bağlantı için Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) tekniğini, yukarı yönlü bağlantı için Tek Taşıyıcılı FDMA (single carrier frequency division multiple access, SC-FDMA) tekniğini kullanırken, WiMAX her iki bağlantı için de OFDMA tekniğini kullanmaktadır (Vannithamby ve Talwar, 2017).

Son zamanlarda dünyanın belirli bölgelerinde 3.5G'den 4G hizmetlerine geçiş sağlanarak önemli ölçüde daha hızlı veri iletimi ve daha düşük gecikme oranları ile erişim imkanı sunulmuştur. 4G mobil iletişim sistemlerinin internet erişim hızlarını önemli derece artırmasının bir sonucu olarak akıllı telefonlar ve diğer akıllı cihazlar daha popüler hale gelmiştir. Dünya genelinde operatörler 4G kullanıcılarının 4G olmayan kullanıcılara oranla yaklaşık iki kat daha fazla veri tükettiklerini, bazı durumlarda ise üç kat daha fazla veri tükettiklerini bildirmektedir. 4G ağlarındaki kullanıcıların video izleme seviyelerindeki artışın bu oranlarda önemli bir katkısının olduğu da operatörler tarafından bildirilmektedir. Kablosuz servis sağlayıcıları, kablosuz cihazlar için daha yüksek veri hızları ve daha kararlı hizmet yetenekleri talebi ile ortaya çıkan bu küresel bant genişliği sorunu ile karşı karşıya kalmışlardır. Diğer taraftan, gigabit veri hızlarına ulaşabilmek için önemli bir potansiyel sunduğundan dolayı mmDalga frekansların kullanımı gelecek nesil kablosuz ağlar için umut verici olarak değerlendirilmektedir (Pi ve Khan, 2011; Rappaport vd., 2013). MmDalga frekansları önemli derecede boş frekanslar sunmasına rağmen, bu frekanslarda çalışacak iletişim sistemlerinin üstesinden gelmesi gereken önemli zorluklar da bulunmaktadır. En önemli sorunlardan ilki, hücreli iletişim sistemleri için fiziksel olarak tahsis edilen RF spektrumunun azlığıdır. Birkaç yüz MHz'den birkaç GHz bandına kadar olan frekansları kapsayan ultra yüksek frekanslar (ultra-high frequency, UHF) şu anda yoğun olarak kullanılmaktadır. Diğer bir zorluk ise gelişmiş kablosuz teknolojilerin neden olduğu yüksek enerji tüketim maliyetleridir. Örneğin, bir mobil iletişim ağını besleyebilmek için ortalama 40-50 MW dolaylarında güç gerekmektedir (Han vd., 2011). Kablosuz iletişim sistemlerinde enerji tüketiminin artışı şu anda çevre için büyük bir tehdit olarak kabul edilen CO₂ emisyonunun artışını doğrudan etkilemektedir. Buna ek olarak baz istasyonlarının enerji tüketimlerinin operatörlerin toplam enerji tüketiminde % 70 oranında etkili olduğu da operatörler tarafından rapor edilmektedir. Aslında etkin enerjili iletişim 4G kablosuz sistemlerin ilk gereksinimlerden birisi olmayıp, daha sonraki aşamalarda bir sorun olarak gündeme gelmiştir. Bunun dışında diğer zorluklar ise ortalama spektral verimlilik, yüksek veri hızı ve gezginlik, sorunsuz kapsama alanı, farklı QoS gereksinimleri ve bölünmüş kullanıcı deneyimi (farklı kablosuz cihazlar/ara yüzlerin ve heterojen ağların uyumsuzluğu) olarak sınıflandırılabilir.

2.2. 5G Mobil İletişim Sistemlerinin Temelleri ve Mevcut Durumu

4G iletişim sistemlerinin 2011 yılında duyurulmasının ardından araştırmacılar ilgilerini beşinci nesil (Fifth Generation, 5G) iletişim sistemlerine yönlendirmişlerdir. Her on yılda bir mobil iletişim teknolojilerinde görülen büyük çaplı gelişim göz önünde bulundurulduğunda, 5G mobil iletişim sistemlerinin 2020 civarında standartlaştırılması beklenmektedir. ITU-R, 2020 ve ilerisinde hücresel iletişim sistemlerin sahip olması gereken genel özellikleri ve çatı yapısı için önerilerini yayımlamıştır (ITU-R, 2015). Bu öneride kullanım durumları, gereksinimler ve e-sağlık, artırılmış gerçeklik, uzak dokunsal kontrol, trafik güvenliği ve verimliliği, kablosuz endüstri otomasyonu, akıllı şebekeler gibi yeni hizmetler için önemli gereksinimler vurgulanmıştır (ITU-R, 2015; Vannithamby ve Talwar, 2017). Mevcut bilgiler ışığında 4G sistemler ile karşılaştırıldığında, 5G iletişim ağlarının her km² için 1000 kat daha fazla sistem kapasitesi, 10 kat daha fazla spektral verimlilik, enerji verimliliği ve veri hızı (örneğin düşük gezgin sistemler için 10 Gbps, yüksek gezgin sistemler için 1 Gbps tepe veri hızı) ve 25 kat daha fazla ortalama hücre hacmi sunması beklenmektedir. 5G mobil iletişim sistemlerinin amacı herkes ve her şey (insan-makine, makine-makine) için nerede olurlarsa olsunlar, ne zaman ihtiyaç duyarlarsa duysunlar, ne tür hizmet talep ettiklerine bakılmaksızın kesintisiz ve kapsamlı bir iletişim gerçekleştirmek, kısacası tüm dünyayı birbirine bağlamaktır. Şekil 2.1'den de görülebileceği gibi, 5G mobil iletişim sistemleri 4G sistemlerin desteklemediği bazı özel senaryolar için de iletişim imkanı sağlayabilmek zorundadır. Örneğin yüksek hızlı trenler kolaylıkla 500 km/saat hızlara ulaşabilmektedirler ancak 4G sistemler sadece 250 km/saat hıza kadar olan iletişim senaryolarını destekleyebilmektedir (NTT Docomo, 2014). 5G teknolojisinin karşılaması hedeflenen sekiz ana gereksinim tanımlaması bulunmaktadır ve bunlar aşağıdaki gibi sıralanabilir (Warren ve Dewar, 2014):

- Ağdaki mevcut tüm son bağlantı noktalarında 1-10 Gbps veri hızının sağlanması
- Ağda uçtan uca (end-to-end, E2E) 1 ms döngü gecikmesi
- Birim başına 1000 kat daha fazla bant genişliği
- 10-100 kat daha fazla bağlı cihazı destekleme
- % 99.999 kullanılabilirlik
- % 100 kapsama

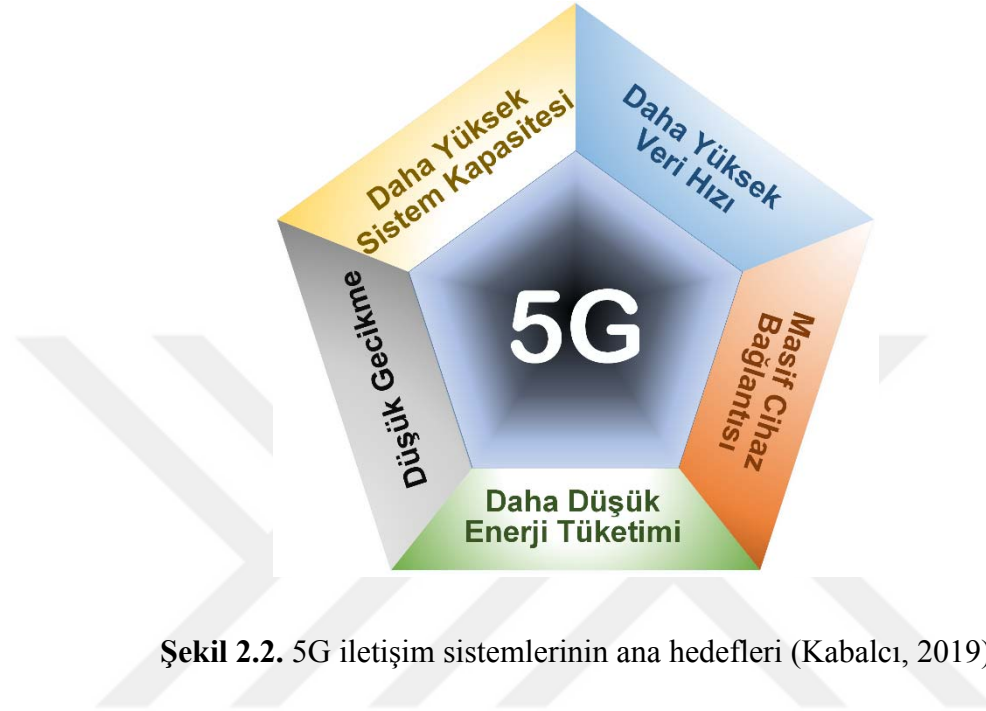
- Ağ enerji kullanımında % 90 azalma
- Düşük güç tüketimi için on yıla kadar pil ömrü



Şekil 2.1. 5G mobil iletişim sistemlerinin destekleyeceği market ve hizmetler (Kabalcı, 2019)

5G teknolojisi için hedeflenen başlıca gereksinimler Şekil 2.2’de özet olarak verilmektedir. 5G teknolojisi günümüz ağlarından çok daha fazla olacak olan trafik hacmini yönetme kabiliyetine sahip olmak zorundadır. Bu, gelecekteki ağ yapısı için en önemli ve zorlayıcı sorun olarak değerlendirilmektedir. Daha önceden de belirtildiği gibi hedef LTE sistemi ile karşılaştırıldığında km^2 başına 1000 kat daha fazla kapasite sunabilmektir. Diğer önemli bir gereksinim ise daha yüksek veri hızı sağlanması konusudur. 5G teknolojisinde günümüz sistemlerinin sunduğundan çok daha yüksek veri hızlarının sağlanması gerekmektedir. Ayrıca daha zengin içerik ve bulut hizmetlerinin gelişen trendi göz önüne alındığında, 5G kullanıcı deneyiminin daha kaliteli sağlanmasının yanı sıra daha yüksek veri hızı hizmetlerinin sağlanması da hedeflenmek zorundadır. Daha iyi ve homojen bir kullanıcı deneyiminin sağlanması hem erişilebilir veri hızlarının hem de kullanıcı hacmindeki adilliğin geliştirilmesi aracılığıyla sağlanabilir. Yeni teknolojinin ağa eş zamanlı olarak bağlanan çok sayıda cihaza bulut hizmetlerinin ve nesnelerin sürekli bağlantısını desteklemek için izin vermesi gerekmektedir. Bu teknolojide hedef LTE sistemlere göre 100 kat daha fazla eş zamanlı

kullanıcı desteğinin sağlanabilmesidir. 5G teknolojisi sadece yüksek veri hızları sağlamak yerine aynı zamanda da radyo erişim ağları (radio access network, RAN) üzerinde 1 ms'den daha az süreli bir kullanıcı gecikmesi sağlamak zorundadır (NTT Docomo, 2014; Warren ve Dewar, 2014).

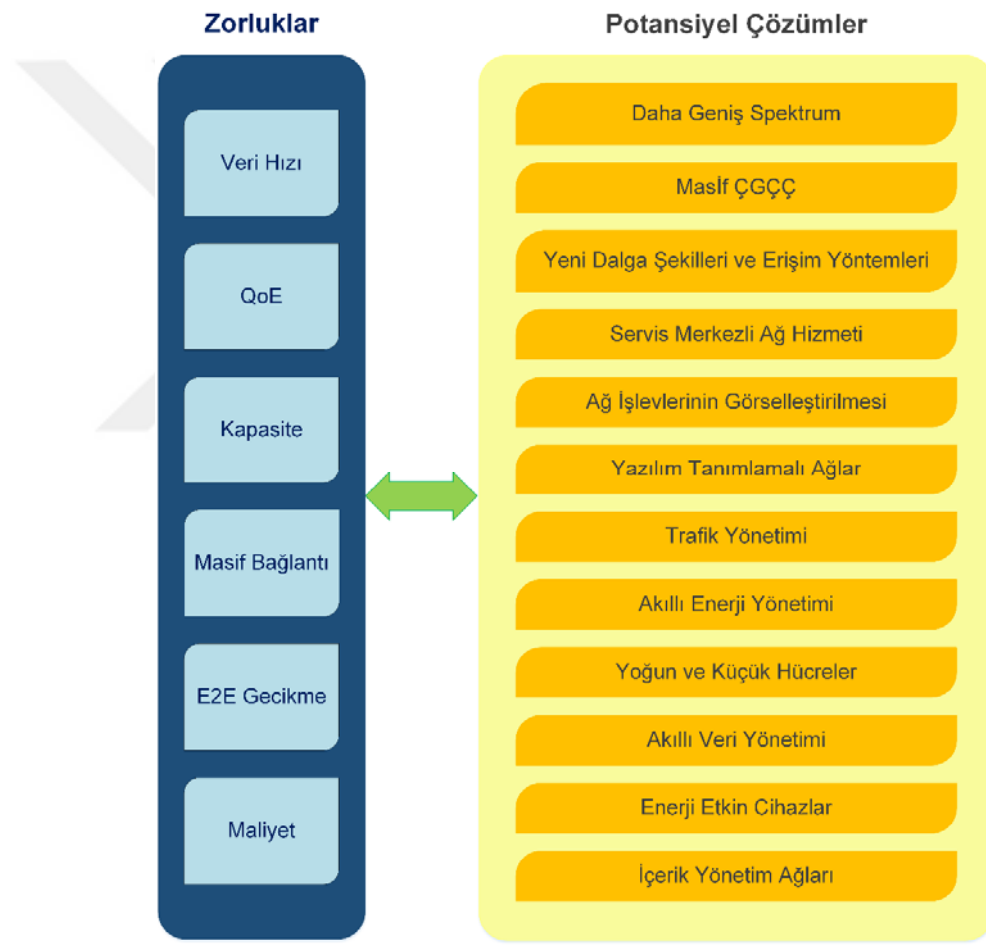


Şekil 2.2. 5G iletişim sistemlerinin ana hedefleri (Kabalıcı, 2019)

2.3. 5G İletişim Ağlarının Problemleri ve Potansiyel Çözüm Önerileri

Yeni nesil iletişim ağlarının hedeflerine ulaşabilmek için üstesinden gelinmesi gereken çeşitli zorluklar bulunmaktadır. Kapasite, veri hızı, E2E gecikmesi, masif aygıt bağlantısı ve kullanıcı deneyim kalitesi (Quality of Experience, QoE) konuları bu zorluklar için bazı örneklerdir. Şekil 2.3, 5G ağlarının sorunları ve bu sorunlar için önerilen potansiyel çözüm önerilerini göstermektedir. Gelecekte, mobil ağlar her yerde ve her koşulda mevcut seviyelerden daha yüksek ağ trafiğini ve daha yüksek veri hızlarını desteklemek zorunda kalacaktır. Bunu başarabilmek için ise hem RAN'da hem de tüm ağ bileşenlerinde daha fazla kapasite gereksinimi olacağı açıktır. RAN'da daha fazla veri hızı ve daha fazla kapasite elde etmek için daha geniş spektrum, verimlilik ve ağ yoğunluğunun gerekli olduğuna dikkat etmek önemlidir (Agyapong vd., 2014; Kishiyama vd., 2013). Ayrıca, gelecekteki ağlar için daha geniş spektrum sağlamak için mmDalga boyundaki yeni frekans bantları değerlendirilmektedir. 5G ağları için mmDalga frekans bantlarını kullanmanın yanı sıra, masif ÇGÇÇ teknolojisi yüksek frekans bantlarının

kapsama alanını genişletmek için iyi bir adaydır. Bu noktada, enerji tüketimi ve maliyet parametrelerinin kapasite ve veri hızını artırırken dengede tutulması gerektiği de unutulmamalıdır. Önerilen yöntemlerden biri, mekansal yoğunlaştırma (spatial densification) ve spektral birleştirme (spectral aggregation) tekniğinden oluşan ağ yoğunlaşmasıdır (Bhushan vd., 2014; Panwar vd., 2016). Mekansal yoğunlaştırma, her kullanıcı ekipmanı ve her makro hücre baz istasyonu için anten sayısını artırmaya dayanan bir yoğunlaştırma tekniğidir. Spektral birleştirme ise bir kullanıcı için çoklu spektrum bantlarının kullanılmasını sağlayan ve 3 GHz bandından daha yüksek frekanslarda kullanan bir tekniktir.



Şekil 2.3. 5G ağların önemli zorlukları ve bazı potansiyel çözüm önerileri (Kabalıcı, 2019)

Bir diğer yöntem ise, bilişsel radyo işlemcilerini içeren bilişsel radyo ağlarının kullanımınıdır. Bilişsel radyo ağları, spektrumun çok daha etkin kullanılarak daha yüksek veri hızlarına erişilmesine imkan tanıyan önemli bir yöntemdir (Panwar vd., 2016). Ayrıca spektrum verimliliği, Ortogonal Olmayan Çoklu Erişim (Nonorthogonal Multiple

Access, NOMA), Seyrek Kodlamalı Çoklu Erişim (Sparse Coded Multiple Access, SCMA) ve Filtre Bankası Tabanlı Çok Taşıyıcı (Filter Bank Multicarrier, FBMC) gibi yeni yöntemler kullanılarak geliştirilebilmektedir. Diğer taraftan spektral verimlilik ve enerji verimliliği arasında ödünleşim konularının da dikkate alınması gerekmektedir (Hu ve Qian, 2014; I vd., 2014; Liu vd., 2015; Panwar vd., 2016; Zhang vd., 2015). Gecikme ve güvenilirlik, yeni gerçek zamanlı uygulamaların desteklenebilmesi açısından 5G ağlar için kritik öneme sahip parametrelerdir. Örneğin, uzaktan sağlık denetim sistemleri, endüstriyel uygulamalar, bulut sistemleri, akıllı şebekeler gibi uygulama alanları etkin ve güvenli hizmet sağlayabilmeleri için yüksek hızlı iletişim altyapısına ihtiyaç duymaktadır. Gecikme, yeni nesil iletişim ağlarını kullanacak olan ulaştırma sistemlerinin güvenlik uygulamaları için de oldukça büyük bir problemdir çünkü yüksek hızlı trenlerin hızları 500 km/saat seviyelerine kadar çıkabilmektedir. Yüksek güvenilirlik ile hizmet sunulabilmesi için talebin hızlı bir şekilde yanıtlanması gerekmektedir. Bu yüzden 5G iletişim ağları, bu mevcut gereksinimleri ve gelecekteki yeni uygulama gereksinimlerini karşılayabilmek için 1 ms E2E gecikme değerine sahip olmak zorundadır. Gecikme sorunu birçok etkene bağlı olduğundan dolayı çok zorlayıcı bir sorundur ve tek bir parametre veya metodu değiştirerek çözüm sunmak mümkün değildir. Hava ara yüzü, protokol yığınları ve yeni ağ yapılarındaki gelişmeler bu zorluğun üstesinden gelebilmek için birleştirilebilir (Agyapong vd., 2014). Ayrıca hızlı el değiştirme (handover) teknikleri ve yeni önbelleğe alma yöntemlerinin, 5G iletişim ağlarının E2E gecikme sürelerinin azaltılmasında faydalı olabileceği değerlendirilmektedir (Panwar vd., 2016).

Gelecek nesil iletişim ağlarına bağlı cihazların artışıdaki beklenti daha önce bahsedildiği gibi kaçınılmazdır. Ayrıca, servis gereksinimlerinin ve cihaz çeşitliliğinin desteklenmesi de bu kavram için başka bir zorluktur. Ağa bağlı cihazlar iki ana kategoriden oluşması beklenmektedir. Bunlardan birincisi, sadece belirli zamanlarda veri iletimi için ağa bağlanan sensörler, etiketler ve akıllı sayaçlar gibi cihazlardır. Diğer grup ise güvenlik kameraları, sağlık izleme sistemleri ve ulaşım izleme sistemleri gibi uygulamaları izlemek için sürekli olarak ağa bağlanan cihazlardır (Agyapong vd., 2014). Yeni dalga formları ve esnek radyo erişim şemaları da potansiyel adaylar olarak düşünülebilir (Ankaralı vd., 2017). Genel olarak QoS, 3G ve 4G sistemlerde mobil ağların servis performansını değerlendirmek için kullanılmıştır (Agyapong vd., 2014; Pierucci, 2015). Ancak QoE olarak adlandırılan kullanıcı memnuniyeti kavramı 5G mobil ağlarda önemli

bir değerlendirme kriteri olacaktır. Bu yeni kavram, bir hizmetin veya uygulamanın, kullanıcılar tarafından tüm sistem performansı, hizmet fiyatları, içerik kalitesi ve benzerleri açısından nasıl algılandığını tanımlamaktadır. Bu nedenle, bu hem uygulamalara hem de kullanıcılara bağlı olabilen çok özel bir metriktir. Öte yandan, gelecek ağlar kullanıcılar için optimum QoE seviyesine sahip servis ve uygulamaları sağlamak zorundadır. Maliyet konusu, gelecekteki mobil iletişim teknikleri için bir diğer ve çok önemli sorundur. Açıklanan zorluklarla başa çıkabilmek için, 5G ağların maliyetini doğrudan etkileyen konularda büyük gelişmelerin hızla sağlanması gerekmektedir. Maliyet, müşteriler tarafından karşılanmayacağından, yeni ağın sürdürülebilir hizmet kalitesini sağlayacak uygun bir maliyette olması gerekmektedir.

2.4. 5G İletişim Ağları İçin Umut Verici Teknolojiler

Hücresele ağ nesillerinin gelişimi temel olarak kablosuz cihazlardaki gelişmelerden, yüksek veri hızı talebinden ve daha iyi sistem performans beklentilerinden etkilenmektedir. Son yıllarda, mobil kullanıcı sayısındaki artış ve pazardaki akıllı telefonlar, tabletler, elektronik kitap okuma cihazları gibi yeni teknolojilere bağlı olarak hücresele trafikte dikkate değer bir büyüme elde edilmiştir. Bu yeni cihazların ortak özelliği, yüksek veri kullanımı gerektiren uygulamaları ve hizmetleri destekleyebilme özellikleridir. Yeni nesil iletişim ağlarının 2020 yılı sonuna kadar 50 milyardan fazla ağına bağlı cihaza hizmete vermek zorunda olacağı beklentisi mevcuttur. Ağına bağlı cihaz sayısındaki bu devasa artış, mevcut ağlara kıyasla çok büyük veri trafiğine yol açacaktır (Panwar vd., 2016; Wang vd., 2014; Wei vd., 2014). Bununla birlikte, mevcut çözümler söz konusu zorlukların üstesinden gelmek için yeterli değildir. Bu nedenle, gelişen teknolojilerin amacı, tüm kaynakları etkin bir şekilde kullanarak 5G ağlarının kapasitesinde bir artış sağlamaktır. Bir sistemin toplam kapasitesi Shannon teorisine göre aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Wang vd., 2014):

$$C_{Toplam} \approx \sum_{Heterojen} \sum_{Kanallar} B_k \log_2 \left(1 + \frac{P_k}{P_N} \right) \quad (2.1)$$

Burada B_k , k . kanalın bant genişliğini, P_k k . kanalın işaret gücünü ve P_N gürültü gücünü göstermektedir. Sistemin toplam kapasitesi, alt kanalların ve heterojen ağların birleşiminden oluşmaktadır. Sistemlerin toplam kapasitesini artırmak için çeşitli

potansiyel yollar vardır (Panwar vd., 2016; Wang vd., 2014). Örneğin, kapsama alanı makro/mikro/küçük hücreler, mobil femto hücreler, röleler ve benzerlerini içeren heterojen ağlar aracılığıyla geliştirilebilir. İşbirlikli ÇGÇÇ, masif ÇGÇÇ, dağıtılmış anten sistemi (distributed antenna system, DAS), uzaysal modülasyon ve girişim yönetimi gibi yöntemler alt kanalların sayısını arttırmak için kullanılabilir. Bant genişliğini arttırmak için bilişsel radyo (cognitive radio, CR) ağları, mmDalga iletişimleri, görünür ışık iletişimi (visible light communication, VLC) ve çok standartlı sistemler gibi yeni sistemler de değerlendirilebilir. Enerji verimli veya yeşil iletişim tekniklerinin de toplam sistem kapasitesini arttırmak için önemli olduğu unutulmamalıdır. Bu yöntemlerden bazıları aşağıdaki alt bölümlerde açıklanacaktır.

2.4.1. Masif ÇGÇÇ teknolojiler

Çoklu antenlerin kullanılması ile kablosuz iletişim sistemlerinin kapasite ve kararlılığındaki artış son 20 yıldır aktif bir araştırma alanının oluşmasını sağlamıştır. ÇGÇÇ kablosuz sistemler mevcut standartların bir parçasıdır ve dünya genelinde kullanılmaktadır. Örneğin ÇGÇÇ sistemler Wi-Fi, LTE ve benzeri güncel teknolojilerde yoğun şekilde kullanılmıştır. Daha fazla anten kullanımı teoriksel olarak daha fazla spektral verimlilik ve iletim kararlılığı anlamına gelmektedir, ancak özellikle verici ve alıcı antenlerinin sayısı çok olduğunda ÇGÇÇ sistemlerin kanal kapasitesi yaklaşık olarak anten sayısı ile lineer olarak artmaktadır. Bu yüzden çok sayıda anten kullanımı sistem kapasitesini arttırmak için büyük ölçüde etkili bir yol sağlayacaktır. Pratik ÇGÇÇ sistemler, erişim noktaları veya göreceli olarak az sayıda antenlere sahip baz istasyonları kullanırlar. Buna karşılık elde edilen spektral verimlilikteki iyileştirme mütevazı oranlarda olmaktadır. Çoklu anten tarafından kapsanan alanın sınırlamaları nedeniyle, mevcut kablosuz iletişim sistemlerinde kullanılan çoklu yan anten alıcı sayısı çok değildir. Örneğin LTE sistemler 4 anten, LTE-A sistemler ise en fazla 8 anten kullanabilmektedir (3GPP, 2010; Shi vd., 2015). Bununla birlikte büyük kapasite ve güvenilirlik kazançlarından dolayı çok sayıda antene sahip ÇGÇÇ sistemler ile ilgili teknolojik çalışmalar araştırmacıların ilgisini çekmektedir (Marzetta, 2006). Daha büyük kazançlar sağlamak için ÇGÇÇ kavramının daha farklı bir uygulaması olan, her bir baz istasyonunda daha büyük ve çok sayıda anten (örneğin 100 veya daha fazla) kullanımını öneren masif ÇGÇÇ sistemlerin kullanımı öngörülmektedir (Lu vd., 2014; Swindlehurst vd., 2014). Masif ÇGÇÇ, 5G mobil iletişim ağları için enerji ve spektrum açısından daha

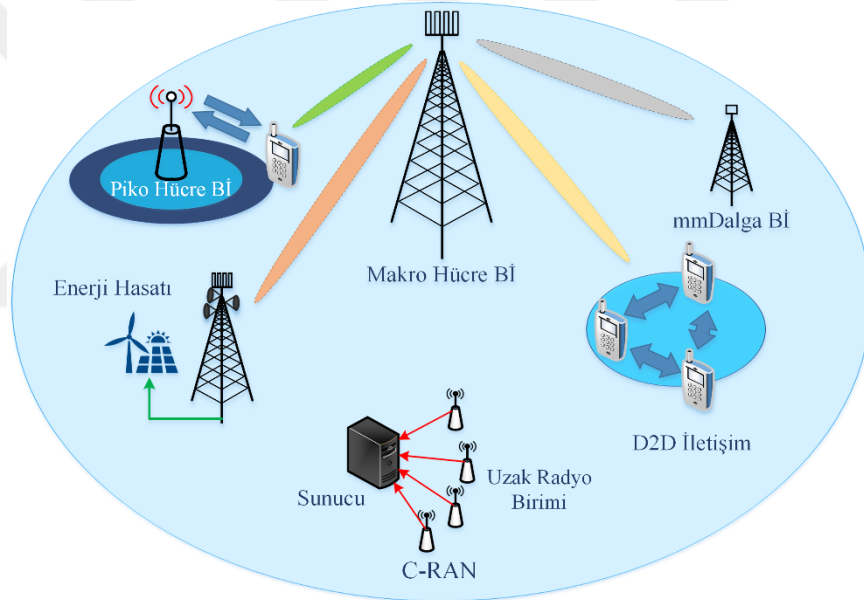
yüksek güvenlik, kararlılık ve verimlilik sunmayı amaçlamaktadır (Gupta ve Jha, 2015; Larsson vd., 2014). Masif ÇGÇÇ sistemler için öngörülen ilk uygulama tek antenli ortak kanal kullanıcılar topluluğuna hizmet veren, çok sayıda anteni N_t olan baz istasyonuna sahip hücresel ağ yapısıdır. Asimptotik argümanlar belirli şartlar altında ($N_t \rightarrow \infty$) ilintisiz gürültü ve hızlı sönümlenme etkilerini ortadan kaldırmak, spektral verimliliğin bant genişliğinden bağımsız olması ve kaybolan bit başına gerekli iletilen enerjinin belirlenmesi için kullanılmaktadır (Swindlehurst vd., 2014).

Geleneksel ÇGÇÇ sistemler yapılarındaki sınırlı anten sayısından dolayı 5G sistemlerin başarımlarını göstermelerini karşılama gerekliliği olan yüksek çoğullama kazançlarını gerçekleştirememektedir. Buna karşılık çoklu anten dizili masif ÇGÇÇ sistemler aynı zaman ve frekans aralığında çok sayıda tek anten kullanıcılarına hizmet verebilme yeteneğine sahiptir (Björnson vd., 2016; Liu vd., 2016). Masif ÇGÇÇ sistemlerin 5G teknolojisi ile etkileşimi Şekil 2.4'te görülmektedir. Masif ÇGÇÇ sistemlerin ana özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir (Liu vd., 2016):

- Masif ÇGÇÇ sistemler yüksek güç kazancı sağlarlar, bu yüzden alınan işaret gücü önemli derecede artmaktadır. Dolayısıyla istenilen bir QoS değeri elde etmek için daha düşük iletim gücü gerekmektedir (Ngo vd., 2013). Masif ÇGÇÇ sistemlerin düşük güç gereksinimi avantajının en önemli sonucu ise pahalı ekipman gerektirmemesidir (Gupta ve Jha, 2015).
- Masif ÇGÇÇ sistemler verimi büyük ölçüde artıran yüksek spektral verimlilik sağlamaktadır. Bu durum büyük anten dizilerine sahip baz istasyonlarının daha fazla kullanıcıya hizmet edebilme yeteneğinden kaynaklanmaktadır (Larsson vd., 2014).
- Baz istasyonu antenlerinin sayısı yeterince yüksek olduğu zaman kanal kestirim hataları, donanım bozuklukları ve küçük ölçekli sönümlenme etkilerinin ortalaması alınmaktadır. Ancak bitişik hücrelerde aynı pilot işaretlerinin yeniden kullanmasından dolayı pilot kirlenmesi olarak adlandırılan ana başarımlarını sınırlandırıcısı oluşmaktadır (Hoydis vd., 2013).

Masif ÇGÇÇ sistemlerin avantajları büyük oransal birleştirme (maximal ratio combining, MRC) ve büyük oransal iletim (maximal ratio transmission, MRT) gibi göreceli olarak

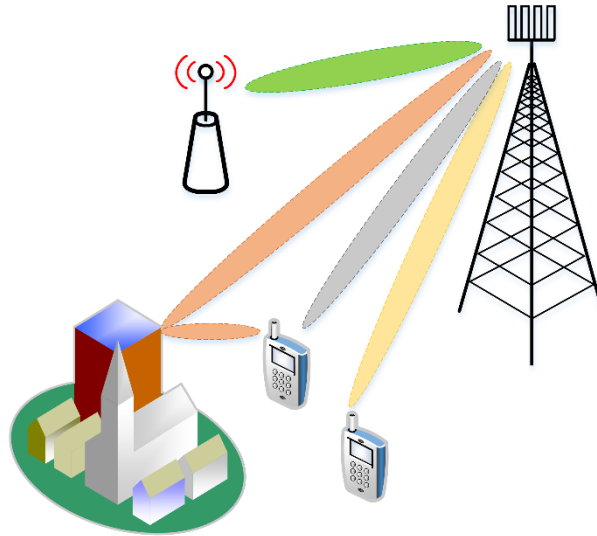
basit olan işaret işleme yaklaşımlarının kullanılması ile sağlanabilmektedir. Bu sonuçlar genel olarak bağımsız Rayleigh sönümlenmeli ideal yayılım ortamlarını varsaymaktadır. Buradaki kablosuz kanallar doğal olarak ilintisiz ve hatta asimptotik ortogonal yapıdadır, fakat çok yüksek spektral verimliliğin ideal olmayan ortamlarda çok sayıda ama sonlu N_t kullanılarak yine de gerçekte sağlanabileceği yönünde artan bir kanı bulunmaktadır. Kanal korelasyon sorunu, görüş yollu yayılım (line of sight, LOS) veya görüş yollu yayılıma yakın olan (near-LOS) yayılım eğiliminde mmDalga uygulamalarının gerçekleştirilmesi için özellikle kritik olabilecektir. Bu, girişimin bastırılması için büyük olasılıkla MRC ve MRT kullanımını engelleyecektir ve bu faktörü azaltmak için ZF veya minimum ortalama karesel hata (minimum mean squared error, MMSE) temelli hüzmleme yöntemlerinin kullanılmasını gerektirecektir.



Şekil 2.4. Masif ÇGÇÇ sistemlerin 5G iletişim teknolojisindeki kullanımı (Kabalıcı, 2019)

Masif ÇGÇÇ kavramının önemli bir diğer avantajı ise enerji verimliliğindeki potansiyel kazançlarıdır. Masif ÇGÇÇ sistemindeki ideal kanal durum bilgisine (channel state information, CSI) sahip bir kullanıcı sadece $1/N_t$ gerekli iletim gücünü kullanarak tek antenli bir baz istasyonu ile olduğu gibi aynı yukarı yönlü bağlantı (uplink) verimine teoriksel olarak ulaşabilmektedir. MMSE CSI kestirimi kullanıldığı zaman, aynı verim için kullanıcı başına verim sadece $1/\sqrt{N_t}$ ile ölçeklenmektedir ve bu sonuç hala son

kullanıcıda önemli ölçüde güç tasarrufu sağlamaktadır. Ayrıca benzer bir ölçekleme kuralı aynı genel iletim gücü ve alınması istenen İGO için prensip olarak aşağı yönlü bağlantı (downlink) için de geçerlidir. Bu durumda masif ÇGÇÇ uygulamasındaki her bir bireysel güç yükselteci toplam çıkış gücünün sadece $1/N_t$ kadarını üretmek zorundadır. Bu ise tasarım sadeliği, maliyet, verim ve güç yükselteçlerinin ısı dağılımı gibi önemli etkiler sunmaktadır. Diğer açıdan enerji verimliliğindeki bu kazançlar mmDalga frekanslarında karşılaşılan büyük yol kayıplarının üstesinden gelmeye yardımcı olmak için kullanılabilir. Ayrıca masif ÇGÇÇ sistemler pahalı olmayan ve düşük güçlü bileşenler aracılığıyla elde edilebilir ve yüksek frekanslarda çalışan gezgin sistemlerin gerçekleştirilmesi için büyük bir olanak sunar (Liu vd., 2016). Üstel olarak artan kablosuz spektrum verimliliği, şebeke kapsama alanının ve sistem kapasitesinin artırılması, operatörlere mevcut sistemlerin kullanımını en üst düzeye çıkarabilmelerinde ve spektrum kaynaklarında yardım gibi bazı avantajlar sunmaktadır (Jungnickel vd., 2014). Şekil 2.5'te görüldüğü gibi üç boyutlu ÇGÇÇ, ÇGÇÇ temeline dikey bir boyut kazandırmaktadır. Böylece uzayda üç boyutlu hüzmleme yapılabilmekte ve karşılıklı etkileşim önlenmektedir (Vook vd., 2014). Bu yüzden masif ÇGÇÇ sistemler çok yönlü hüzmleme yapılabilmeye avantajı da sunmaktadır (Shi vd., 2015).



Şekil 2.5. Üç boyutlu ÇGÇÇ yapısı (Kabalıcı, 2019)

5G ağları için önemli konulardan biri, daha önce bahsedildiği gibi gecikme konusudur. Gecikme temel olarak baz istasyonu ve kullanıcı terminali arasında ortaya çıkan sönmelenme olayından kaynaklanmaktadır. İşaret, baz istasyondan iletildikten sonra,

çoklu yollar oluşmasına neden olan yansıma, kırılma ve saçılma gibi çeşitli yıkıcı etkilere maruz kalır. İşaret, bu çoklu yollar üzerinden geçerek terminal birimine ulaştığında, terminal ünitesini olumlu veya olumsuz etkileyebilecek parazitlere neden olur. Terminal ünitesinde olumsuz bir etki oluşursa, alınan işaretin gücü önemli derecede düşük bir değer seviyesine azalır. Terminal ünitesinde bir sönümlenme olayı yaşanır, herhangi bir verinin alınabilmesi için iletim ortamının değişmesini beklemek gerekir. Çok sayıda antenin ve hüzmleme tekniklerinin kullanılması, masif ÇGÇÇ teknolojisindeki sönümlenme olaylarına maruz kalmayı önleyecektir (Gupta ve Jha, 2015; Larsson vd., 2014).

Boğma (jamming), kablosuz iletişim sistemleri için bir başka önemli sorundur. Neyse ki, masif ÇGÇÇ sistemlerin önemli avantajlarından bir diğeri güvenlik konusunda olan üstünlükleridir. Bu sistemler, iletişim sistemlerinin güvenilirliğini artırmak için çoklu antenler kullanarak çeşitli yöntemler sunarlar. Ayrıca, boğucu işaretlerin giderilmesinde faydalı olabilecek aşırı serbestlik derecelerinin oluşturulmasına imkan tanırırlar. Masif ÇGÇÇ sistemlerde, yukarı yönlü bağlantı pilotları yerine karşılıklı kanal kestirimi ve kod çözme yöntemleri kullanılarak boğma problemini önemli ölçüde azaltmak mümkündür (Gupta ve Jha, 2015; Larsson vd., 2014).

2.4.2. MmDalga sistemler ve mmDalga masif ÇGÇÇ

Mevcut tahsis edilmiş spektrum, artan kullanıcı talebini karşılamak için taşıyıcılara kapasiteyi artıracak oranda yeterli bant genişliği sağlayamamaktadır. Daha küçük hücre yapılarının, heterojen ağların, karmaşık modülasyon türlerinin ve ÇGÇÇ sistemlerin kullanımı da yine bu gereksinimi karşılayamayacaktır. MmDalga iletişim sistemleri sundukları Gbps veri hızları ile 5G kablosuz sistemler için aday teknoloji olarak büyük ilgi çekmektedir. MmDalga bandı aşırı yüksek frekans (extremely high frequency, EHF) olarak da adlandırılan ve en yüksek elektromanyetik radyasyonlu RF bandı olan 30 GHz ile 300 GHz frekans aralığını kapsamaktadır. 3 GHz ile 30 GHz aralığındaki spektrum genellikle süper yüksek frekans (super high frequency, SHF) olarak adlandırılmaktadır. SHF ve EHF bantlarındaki radyo dalgaları benzer yayılım karakteristiklerini paylaştıklarından dolayı 3 GHz-300 GHz spektrumu 1 mm ile 100 mm aralığında dalga boyuna sahip mmDalga bandı olarak adlandırılmaktadır (Pi ve Khan, 2011; Wei vd., 2014).

MmDalga frekansların gelecek nesil iletişim ağlarında kullanılması çeşitli avantajlar sunacaktır (Yu vd., 2011). Bu avantajlardan ilki, mmDalga frekanslarındaki spektrumun çok büyük olmasıdır. 3 GHz frekans değeri altındaki mevcut hücresele sistemler çok dolu ve düşük bir aralığa sahipken, mmDalga spektrum aralığındaki 28-30 GHz frekansında yerel çoklu dağıtım hizmeti, 60 GHz'deki lisans gerektirmeyen bant ve 71-76 GHz, 81-86 GHz ve 92-95 GHz frekanslarındaki E-bandı dikkat çekici olmaktadır. İkinci avantaj, boş uzaydaki yüksek zayıflamadan dolayı mmDalga iletişimde aynı frekansların kısa mesafelerde tekrar kullanılabilir olmasıdır. Üçüncü avantaj ise mmDalga frekanslarındaki antenlerin fiziksel boyutlarının çok küçük olmasıdır. Bu avantaj ile karmaşık anten dizileri ve/veya antenlerin yongalar üzerinde veya PCB kartlar üzerinde üretilmesi pratik olarak gerçekleştirilebilir hale gelmektedir. Dördüncü avantaj da sınırlı iletim menzili ve nispeten dar ışın genişliklerinden dolayı mmDalga iletimin doğasından gelen güvenlik ve gizliliğin daha iyi olmasıdır. Kablolu iletişim ortamları göz önüne alındığında, geleneksel optik fiberler daha fazla bant genişliği ve güvenlik sunarlar ancak ultra yoğun ağ yapılarına bağlantı noktası (backhaul) olarak uygulamaları operatörler için kurulum ve dağıtım sınırlamalarından dolayı ekonomik bir seçenek olmamaktadır. Bu yüzden kablosuz bağlantı noktası (özellikle mmDalga bağlantı noktası) coğrafik kısıtlamaların üstesinden gelmek için daha cazip görünmektedir (Gao vd., 2015; Yu vd., 2011).

MmDalga iletişimi kısa mesafeli uygulamalar için IEEE 802.15 Görev Grubu 3C (TG3c)'de kablosuz kişisel alan ağı (Wireless Personal Area Network, WPAN) 57-64 GHz bandında ve IEEE 802.11ad (WiGig)'de 60 GHz bandında fiziksel katman alternatifi olarak standartlaştırılmıştır (Kabalcı, 2019; Wei vd., 2014). Ancak gelecek 5G hücresele ağlarında mmDalga iletişimini mümkün kılmak için yine de ele alınması gereken pek çok sorun ve araştırma alanları bulunmaktadır. 5G iletişim sistemlerinde mmDalga kullanımının sağlanabilmesi için çözülmesi gereken altı temel unsur bulunmaktadır. Bu unsurlardan ilk üçü mmDalga iletim karakteristikleri ile ilgili olan mmDalga kanal karakteristikleri, mmDalga yol kaybından dolayı hüzmleme teknolojileri ve mmDalga işaretlerin kısa dalga boyundan kaynaklanan blok etkisidir. Diğer üç unsur ise 5G ağ senaryoları içerisinde mmDalga iletişiminin uygulanmasından kaynaklanan cihazdan cihaza (Device-to-Device, D2D) mmDalga iletişimi, heterojen ağlarda mmDalga iletişimi ve küçük hücre bağlantı noktaları için mmDalga unsurlarıdır. MmDalga bandı 5G hücresele iletişim sistemleri için çok büyük önem kazanmış olmasına rağmen, yüksek

frekanslardaki iletim karakteristikleri ile ilgili olarak (özellikle boş uzay yayılımından, atmosferik gazlardan ve yağmurdan kaynaklanan işaret zayıflaması hakkında) büyük endişeler mevcuttur.

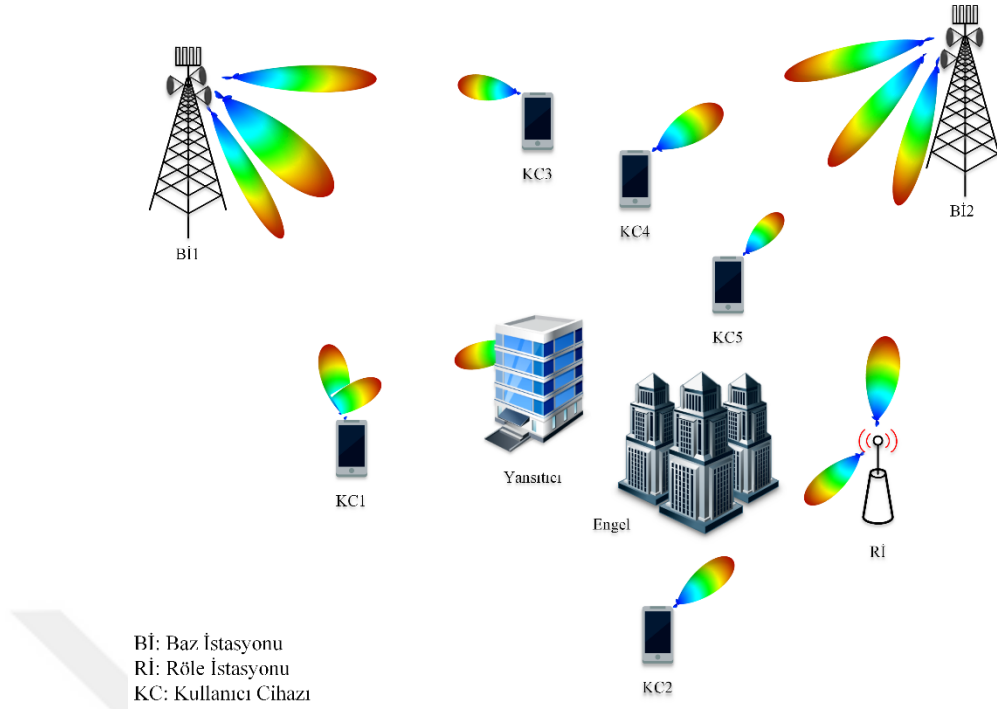
Buna ek olarak mmDalga yayılım kanalındaki çoklu yollar mmDalga iletişimde göz ardı edilemeyecek oranda çoklu girişimler üretmektedir (Guo vd., 2007; Wu vd., 2015). İşaret zayıflaması çoklu girişim ile birleştiği zaman yüzey yansımaları, nesne saçılması ve heterojen yayılma olaylarından dolayı yol uzunluğu farklılıkları oluşacağı açıktır. Özellikle yüzey yansımaları ve nesne saçılması, dalga boyu nesne boyutuna yakın olduğu zaman önemli ölçüde azaltılabilir. Heterojen yayılma ise katı maddelerin nüfuz etme yeteneğine bağlıdır (Guo vd., 2007). Dikkate alınması gereken bir başka konu ise iletilen işaretin frekansı ile doğru orantılı olan Doppler frekansıdır ve nesnenin hareketliliği nedeniyle iletilen ve alınan işaret arasında maksimum frekans farkını ifade eder (Daniels ve Heath, 2007). Sonuç olarak daha yüksek taşıyıcı frekansı daha yüksek Doppler etkisi anlamına gelmektedir. MmDalga iletişimde Doppler etkisinden kaçınmak için farklı taşıyıcı frekanslarında ve farklı iletim ortamlarında Doppler etkisi ile değişken kanal arasındaki ilişkinin tanımlanması gerekmektedir. Bu ilişkiyi tanımlamak için çok sayıda deney gerçekleştirilmiş ve mmDalga iletişimde Doppler etkisinin geleneksel kablosuz iletişim sistemlerinden yaklaşık 10 kat daha fazla olduğu sonucuna varılmıştır (Sawada vd., 2009). Bu nedenle Doppler etkisinin özellikle yüksek mobil sistemler için mmDalga iletişimde çok önemli bir konu olacağı açıktır.

Son zamanlarda, masif ÇGÇÇ tekniklerini mmDalga iletişim sistemleri ile birleştiren “mmDalga masif ÇGÇÇ” adlı yeni bir kavram sunulmuştur. Bu yeni yaklaşım, küçük hücrelerin alt ağlarını da içeren kablosuz ağlar sunmayı ve 5G mobil ağlar için gerçek veri hızlarından daha yüksek hızlı iletişim sağlamayı amaçlamaktadır (Mumtaz vd., 2017). Geleneksel masif ÇGÇÇ mimarisi doğası gereği hüzmeleme, çeşitleme ve mekansal çoğullama açısından çeşitli avantajlar sunar. MmDalga masif ÇGÇÇ tarafından sağlanan önemli avantajlardan biri daha güvenilir ana taşıyıcı bağlantısı sunması iken, diğeri daha esnek ana taşıyıcı ağı şemasına sahip olmasıdır. Bununla birlikte, bu yeni kavram RAN'lar için kullanılan geleneksel masif ÇGÇÇ sistemler ile karşılaştırılırsa, bu yeni sistemin gerçekleştirilmesi için üstesinden gelinmesi gereken bazı zorlukların olduğu açıkça görülmektedir. İlk zorluk alıcı/verici birimlerin uygulanabilirliği ve sistem maliyeti üzerinedir. Analog-Dijital Dönüştürücüler (Analog-Digital Converter, ADC),

Dijital-Analog Dönüştürücüler (Digital-Analog Converter, DAC) ve mikserler gibi temel bileşenlerin bu sistemlerde geleneksel kablosuz iletişim sistemlerindeki kadar çok daha fazla sayıda kullanılmasına ihtiyaç vardır. Bu ise sistemin hem maliyetini hem de karmaşıklığını artırmaktadır. Bu yeni kavram için alıcı-verici bir yapı oluşturmak aşamasında çok sayıda düşük maliyetli anten ve birkaç temel bant zincirinden yararlanma fırsatı olsa da, bu tasarım fikrinin dezavantajı geleneksel ön kodlama ve/veya birleştirme şemaları için yeni zorluklara neden olması ve yeni tasarım yaklaşımları gerektirmesidir (Gao vd., 2015; Mumtaz vd., 2017). İkinci zorluk, mmDalga sistemlerindeki özellikle makro ve küçük hücreli baz istasyonlarındaki anten sayısı ile ilgilidir. Bu zorluk temel olarak mmDalga masif ÇGÇÇ sistemlerinde kanal kestirim sürecinin daha zor olacağı anlamına gelmektedir (Gao vd., 2015; Mumtaz vd., 2017). Diğer zorluk ise alıcı tarafındaki CSI gereksinimi ile ilgilidir. Geleneksel masif ÇGÇÇ sistemlerde tek antenli kullanıcılar dikkate alındığında, CSI sadece ön kodlama işlemi için gereklidir. Öte yandan mmDalga masif ÇGÇÇ sistemleri dikkate alındığında; CSI, ön kodlama işlemine ek olarak alıcı birimde gerçekleştirilen birleştirme işlemi için de gereklidir. Ayrıca, alıcı birimde kanal kestirimiyle elde edilen CSI bilgisinin, yukarı yönlü bağlantıda küçük hücre baz istasyonlarına geri bildirim yapılması gerekmektedir (Gao vd., 2015; Mumtaz vd., 2017).

2.5. 5G İletişim Sistemleri için Hüzmeleme (Ön Kodlama) Teknikleri

Hüzmeleme, mmDalga ağlarındaki girişimi azaltmak ve çeşitli kanal zayıflamalarını gidermek için önemli bir yöntemdir. Her bir birimin çoklu ışın yön çalışmasını desteklediği örnek bir hücresel ağ yapısı Şekil 2.6'da görülmektedir. Bu, baz istasyonlarına veri hızını artırmak için çoğullamadan yararlanmaya ya da bloklama etkisine karşı gürbüzlük sağlayabilmesi için mekansal çeşitlilik kullanımına izin vermektedir. Genel olarak kablosuz bir bağlantı çok yönlü (baz istasyonu ve mobil kullanıcının her ikisi de çok yönlü), yarı yönlü (baz istasyonu ya da mobil kullanıcıdan birisi çok yönlü diğeri yönlü) veya tam yönlü (baz istasyonu ve mobil kullanıcının her ikisi yönlü) iletişim modlarında kurulabilmektedir. Şekil 2.6, aşağı yönlü bağlantı ve yukarı yönlü bağlantının her ikisinde karşılaşılan ara hücre girişiminin tam yönlü ışın iletişimi (pencil-beam communication) kullanılarak önemli derece azaltılabileceğini göstermektedir. Genel olarak hüzmeleme mimarileri dijital, analog ve karma olarak üç başlık altında sınıflandırılmaktadır (Shokri-Ghadikolaei vd., 2015).



Şekil 2.6. Hüzmeleme yoluyla yönlü iletişim kullanan ağ yapısına bir örnek (Kabalcı, 2019)

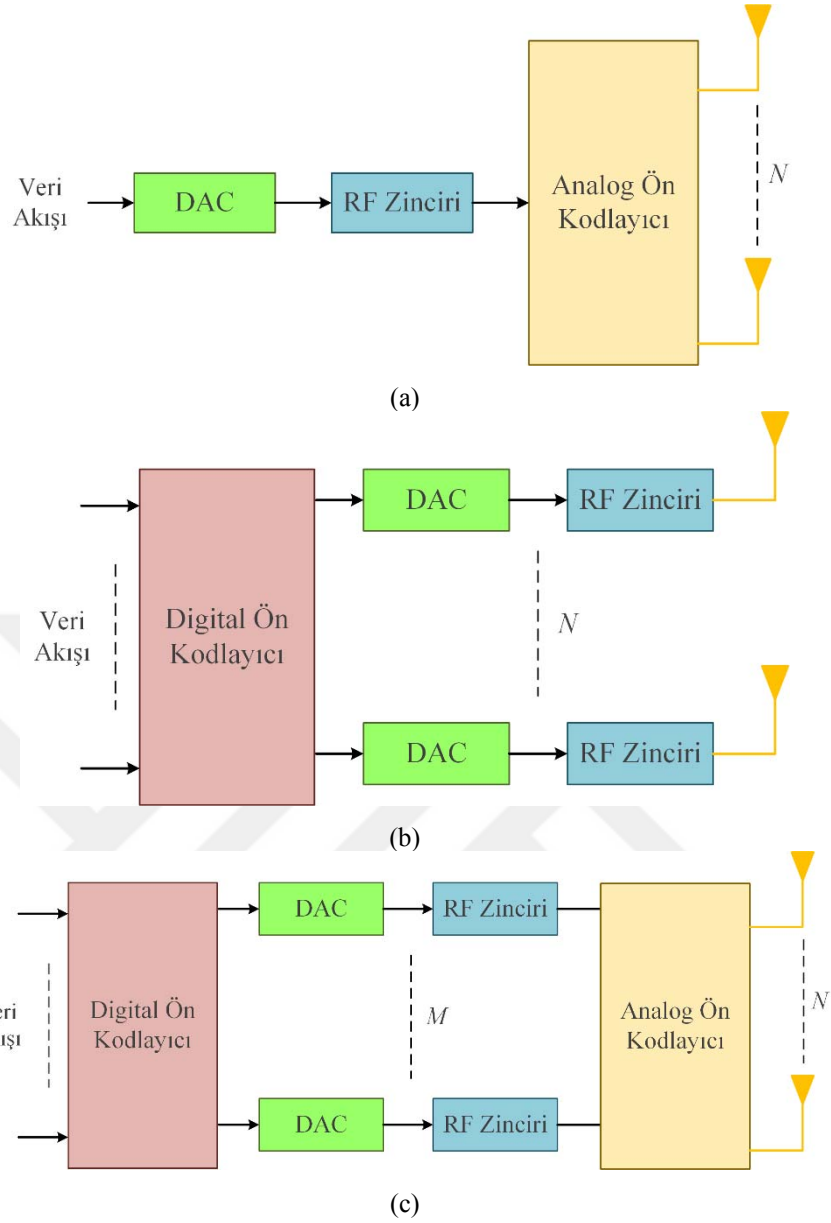
2.5.1. Analog hüzmeleme (ön kodlama) yöntemi

Analog hüzmeleme tekniğinde ışın sadece bir RF zinciri ve bir DAC kullanılarak oluşturulmaktadır (Sun vd., 2014; Venkateswaran ve Veen, 2010). Verici birimde kullanılan analog hüzmeleme yapısı Şekil 2.7(a)'da görülmektedir. Bu tip hüzmeleme işlemi N adet faz kaydırıcı kullanılarak RF domeninde gerçekleştirilir ve her bir faz kaydırıcı ayrı bir antene bağlanır. Verici, alıcı ünitesinin performansını artırabilmek için gücü belirli bir yöne odaklayan bu hüzmeleme tekniğini kullanarak bir geniş bant ışın oluşturabilmektedir. Bu yöntemle sağlanan en önemli avantaj, optimum ışınları belirlemek için basit bir arama algoritması olan ışın arama prosedürünün basitçe kullanılmasıdır. Bu basit arama avantajı nedeniyle, analog hüzmeleme tekniği mevcut mmDalga WPAN ve kablosuz yerel alan ağlarında (Wireless Local Area Network, WLAN) şu anda kullanılmaktadır (Kabalcı, 2019). Ayrıca belirli yönler hakkında sonlu bilgiye sahip vektör kombinasyonlarından oluşan kod çizelgeleri üzerinden kapsamlı arama süreçleri de gerçekleştirilebilir. İGO değerini artıracak olan bu vektörlerin kombinasyonu, hüzmeleme işlemi için seçilir. Bu yöntem anlık CSI gereksinimini azaltırken, hizalama (alignment) ve çıktı (throughput) arasındaki ödünleşim de dikkate

alınmalıdır (Shokri-Ghadikolaei vd., 2015). Bu yöntemin dezavantajı ise bir RF zincirinin, ışınların uzamsal çoğullaması mümkün olmamasından dolayı, bir döngüde sadece bir ışın şekillendirmesidir. Bu nedenle, bu hüzmleme yöntemi sadece yön kazancı sağlayabilmektedir. Dar ışın süreci gibi özel bir durumda, bu yöntem birbirinden uzak konumdaki kullanıcıları yönetmek için çeşitli RF zincirlerine ihtiyaç duymaktadır. Bu durum ise analog hüzmleme yönteminin güç tüketimi ve karmaşıklığı açısından üstünlüklerini azaltır.

2.5.2. Sayısal hüzmleme (ön kodlama) yöntemi

Sayısal hüzmleme tekniğinin blok diyagramı Şekil 2.7(b)'de verilmektedir. Sayısal temel bant domeninde ön kodlayıcı gerçekleştirilmesinin iki önemli avantajı bulunmaktadır. Bunlardan birincisi, kanalın frekans seçiciliğini sağlayan birkaç alt bant üzerinde ön kodlayıcıların gerçekleştirilebilmesi avantajıdır. Diğeri ise, aynı anda LOS kullanıcılarını desteklemeyi sağlayan çoklu veri iletimidir. Sayısal hüzmleme mimarisi iletilen ışınların şekillendirilmesinde esneklik sağlama yeteneğine sahip olmasına rağmen, bu mimari her anten için bir RF zincirine ihtiyaç duymaktadır. Çok sayıda antenin kullanılacağı mmDalga bantları için bu gereksinim göz önüne alındığında, maliyet ve tasarım karmaşıklığı açısından muazzam bir artış olacaktır. Ayrıca, RF zincirleri için yüksek çözünürlüklü ADC'lerin kullanılması gereksinimi de dikkate alınırsa, bu yöntem hem çok yüksek maliyete hem de çok yüksek güç tüketimine neden olacaktır. Bu durum ise 5G mobil ağlarının tasarım hedefleriyle ters orantılıdır (Andrews vd., 2014; Shokri-Ghadikolaei vd., 2015). Ayrıca bu hüzmleme tekniğinde verici ve alıcıların tüm anten çiftleri için kanal kestirim işlemi yapılmak zorundadır. Verici antenlerinin sayısı, ön kodlama işleminin karmaşıklığını artırmasına ek olarak, kanal kestirim işleminin karmaşıklığını da doğru orantılı olarak etkiler (Lu vd., 2014). Çok geniş bir spektrumda (birkaç yüz MHz ve üzeri seviyelerde) çalışan iletişim sistemlerinde sayısal hüzmleme yöntemini kullanmak için, mevcut koşulları yerine getirecek olası ve ekonomik bir çözüm yoktur (Kim vd., 2013; Sun vd., 2014). Öte yandan, mmDalga iletişim sistemlerinde sayısal hüzmlemeyi mümkün kılmak için seyrek kanal kestirim teknikleri ve düşük çözünürlüklü ADC'lerden faydalanan çeşitli yaklaşımlar vardır (Alkhateeb vd., 2014; Mo ve Heath, 2014).



Şekil 2.7. Vericide kullanılan hüzmleme tekniklerinin blok diyagramları: analog hüzmleme mimarisi (a), sayısal hüzmleme mimarisi (b), karma hüzmleme mimarisi (c) (Kabalıcı, 2019)

2.5.3. Karma hüzmleme (ön kodlama) yöntemi

Analog ve sayısal hüzmleme tekniklerinin birleşimini içeren karma hüzmleme tekniği, hüzmleme yöntemlerinin özel bir şeklidir. MmDalga iletişim sistemleri için ümit verici bir teknik olan karma hüzmleme mimarisine ait blok diyagram Şekil 2.7(c)'de görülmektedir. Çeşitli türlerde karma ön kodlayıcılar oluşturulabilmesine rağmen, ana yaklaşım, anten sayısı (N) ile karşılaştırıldığında daha az sayıda RF zincirinin (M) kullanılmasıyla oluşturulan karma ön kodlayıcı yapılarıdır. Başka bir deyişle, bu yöntem

sınırlı bir RF zincirine sahip çoklu antenlerin kullanılmasına izin verir (Han vd., 2015; Kim vd., 2013; Obara vd., 2014). Bir veya daha fazla kullanıcıya hizmet veren bir baz istasyonunu göz önünde bulundurulduğunda, karma hüzmleme tekniğinin, sayısal hüzmleme sistem performansına kadar ulaşabileceği bilinmektedir. Bununla birlikte, RF bozukluklarının oluşması durumunda, sayısal ve karma hüzmleme teknikleri arasındaki performans farkı artacaktır. Ayrıca, yapıdaki topolojik farklılıklar, bu hüzmleyicilerin performansını önemli ölçüde etkileyebilir. Mekansal bölünme ve yönlendirme kazanımları karma hüzmleyicinin analog kısmı tarafından gerçekleştirilirken, sayısal kısım sektörler arası girişimi azaltmak ve CSI'yi kullanarak çoğullama kazancı elde etmek için kullanılır. Karma hüzmleme tekniğinin karmaşıklığı, mmDalga kanallarının doğasında bulunan seyrek saçılma özelliği sayesinde azaltılabilir (Alkhateeb vd., 2014; Ayach vd., 2014; Ghauch vd., 2015). Tek kullanıcılı ÇGÇÇ sistem için gerçekleştirilen analizler; 8 ila 16 kat daha az RF dizi ile dijital hüzmleme performansı elde edilebileceğini, enerji tüketiminin büyük ölçüde azaltılabileceğini ve bu kazançların ihmal edilebilir bir başarımla düşüşü ile sağlanabileceğini göstermiştir (Ghauch vd., 2015). Bu nedenle, karma hüzmleme tekniğinin mmDalga iletişim sistemleri için performans, maliyet ve enerji tüketimi açısından ödünleşim avantajı sağladığı açıkça belirtilebilir.

2.6. 5G İletişim Sistemleri için Milimetre Dalga Kanal Karakteristikleri

Gerçekleştirilen yoğun deneyler mmDalga masif ÇGÇÇ kanalların görüş yollu olmayan işaretler (non-line-of-sight, NLOS) için yüksek yol kaybından dolayı uzaysal/açısal kıtlık sergilediğini göstermektedir, çünkü çok az sayıda baskın çoklu yol bileşenleri mmDalga çoklu yol kanallarını içermektedir. Pratik durumlar için genel olarak yol sayısı yaklaşık 3 ile 5 arasında değişmektedir. Eğer sıklıkla kullanılan düzenli lineer dizi (uniform linear array, ULA) anten yapılar göz önünde bulundurulursa, noktadan noktaya mmDalga masif ÇGÇÇ kanal yapısı aşağıdaki gibi modellenenmektedir (Mumtaz vd., 2017).

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_T N_R}{\rho}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_R(\theta_l) \mathbf{a}_T^*(\varphi_l) = \sqrt{\frac{N_T N_R}{\rho}} \mathbf{A}_R \mathbf{H}_a \mathbf{A}_T^* \quad (2.2)$$

burada N_T ve N_R sırasıyla verici ve alıcı anten sayılarını, ρ ortalama yol kaybını, L yol sayısını, α_l l . yolun kompleks kazancını, $\theta_l \in [0, 2\pi]$ ve $\varphi_l \in [0, 2\pi]$ çıkış veya geliş

azimut açısını (azimuth angles of arrival or departure, AoD/AoA), $(\cdot)^*$ ise Hermitian işlemini (eşlenik devriğini) göstermektedir. Ayrıca, Eşitlik (2.2)'deki $\mathbf{a}_R(\theta_l)$ ve $\mathbf{a}_T(\varphi_l)$ anten dizi vektörleri aşağıdaki ifade edilebilir.

$$\mathbf{a}_R(\theta_l) = \frac{1}{\sqrt{N_R}} \left[1, e^{j2\pi d \sin(\theta_l)/\lambda}, \dots, e^{j2\pi(N_R-1)d \sin(\theta_l)/\lambda} \right]^T \quad (2.3)$$

$$\mathbf{a}_T(\varphi_l) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \left[1, e^{j2\pi d \sin(\varphi_l)/\lambda}, \dots, e^{j2\pi(N_T-1)d \sin(\varphi_l)/\lambda} \right]^T \quad (2.4)$$

$\mathbf{A}_R, \mathbf{A}_T$ anten dizi vektörleri ve \mathbf{H}_a köşegen matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{A}_R = \left[\mathbf{a}_R(\theta_1), \mathbf{a}_R(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_R(\theta_L) \right] \quad (2.5)$$

$$\mathbf{A}_T = \left[\mathbf{a}_T(\varphi_1), \mathbf{a}_T(\varphi_2), \dots, \mathbf{a}_T(\varphi_L) \right] \quad (2.6)$$

$$\mathbf{H}_a = \text{diag}\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L\} \quad (2.7)$$

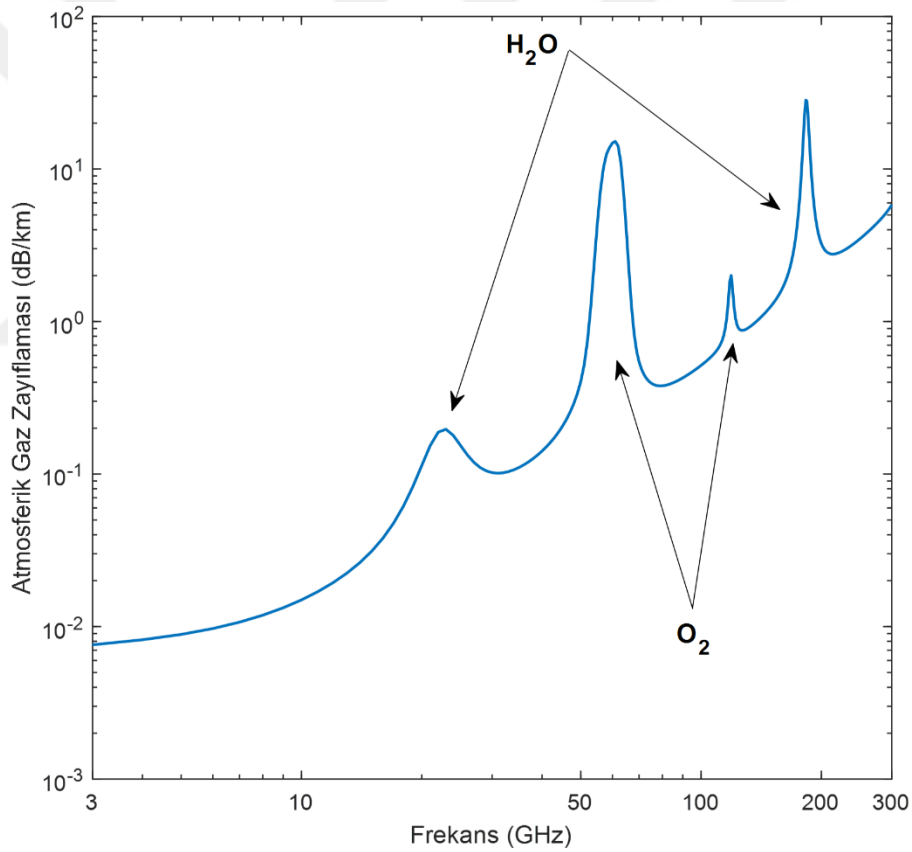
burada λ ve d sırasıyla dalga boyu ve antenler arası uzaklığı göstermektedir. MmDalga masif ÇGÇÇ sistemin kanal matrisi, mmDalga kanallarının seyrekliği nedeniyle düşük dereceli sıra (rank) özelliği sergiler. Bu nedenle mmDalga frekans bandında çalışan etkin iletişim sistemleri, ya bu kanalların uzaysal/açısal alandaki seyreklik özelliği ya da kanal matrislerinin düşük dereceli sıra (rank) özelliği kullanılarak oluşturulabilir. Bununla birlikte mmDalga kanalları, diğer iletişim kanallarından farklı şekilde atmosferik emilim, yansıma gibi yayılma etkileri ve zayıf kırınım etkilerine maruz kalmaktadır. Ek olarak, mmDalga kanalların zayıflama ve yayılma özelliklerinin oldukça belirgin olacağı beklenmektedir (Mumtaz vd., 2017; Pi ve Khan, 2011; Shafi vd., 2017).

2.6.1. Atmosfer ve bitki örtüsü zayıflamaları

Atmosfer, mmDalga frekans bandında emici bir ortam olarak davranır, bu durum ise alınan işaret seviyesi üzerinde önemli derecede zayıflamaya neden olur. Bu zayıflama matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\text{Zayıflama} = \exp(\phi_{\text{atm}} d_{\text{TR}}) \quad (2.8)$$

burada d_{TR} verici ve alıcı birimi arasındaki mesafeyi, ϕ_{atm} ise frekans ve atmosferik (yağmur, fırtına, sis vb. gibi) durumlara karşı hassas olan zayıflama katsayısını gösterir. Bu tür bir zayıflama, 5G sistemlerin mmDalga frekanslarında öngörülen hücre büyüklüğü 200 metreden fazla olmayacağı öngörüldüğü için, en şiddetli koşullar (fırtına, kasırga vb.) dışında yeni nesil iletişim sistemlerini etkilemeyeceği varsayılmaktadır. Bununla birlikte, mmDalga iletişim sistemlerinin tasarlanmasından önce dikkat edilmesi gereken bazı özel frekans aralıkları vardır. Atmosferik gazlardan kaynaklanan zayıflama seviyesi değişimleri Şekil 2.8’de gösterilmiştir.



Şekil 2.8. Milimetre dalgalarını etkileyen atmosferik emilim seviyeleri (Kabalıcı, 2019).

3-300 GHz aralığındaki frekanslar, oksijen (O_2) ve su buharından (H_2O) olumsuz etkilenmektedir. 57-64 GHz bandı yaklaşık 15 dB/km zayıflama ile oksijen soğurum tepesi ve 164-200 GHz bandı yaklaşık 20-30 dB/km zayıflama ile su buhar soğurum tepesi şeklinde davranmaktadır. Oksijen veya su buharı soğurum frekansları için radyo

işaretlerinin yüksek oranlı zayıflaması kısa yayılma mesafesi ile sonuçlanacaktır. Bununla birlikte bu soğurum tepelerinin dışındaki mmDalga spektral bölgeleri gaz kayıplarından yoğun şekilde etkilenmemektedir. mmDalga işaretleri atmosferik zayıflama tipinden daha fazla etkileyebilen zayıflama türü, bitki örtüsü zayıflama durumudur. Bu durumda, genellikle zayıflama seviyesi, bitki örtüsü üzerindeki artan yol uzunluğuna bağlı olarak artmaktadır. Bununla birlikte, bu tip zayıflama ile ilgili araştırmalar halen devam etmektedir (Pi ve Khan, 2011; Shafi vd., 2017).

2.6.2. Gölgeleme sorunu

Çok düşük dalga boylarına sahip olması nedeniyle mmDalga işaretler, insanlar ve nesnelerin etrafından geçemez veya kırılmazlar. Ek olarak, gölgeleme etkisi doğrudan kanal ortamında değişikliklere yol açmaktadır. Bu nedenle gölgeleme, mmDalga frekanslarında çalışacak iletişim sistemleri için çok önemlidir. Gölgeleme sorunundan kaynaklanan farklı etkilerin de bulunduğunu hatırlatmak önemlidir. Başka bir deyişle, gölgeleme sorununun sonuçları iletişim sistemlerini hem olumlu hem de olumsuz yönde etkileyebilmektedir. Bunlardan biri, LOS durumu engellendiğinde verici ve alıcı ünite arasında yaklaşık 20 dB zayıflama olacaktır ve bu değer araçlar için de geçerlidir. İkincisi, alıcı birimi etrafında hareket eden insanlar saçılma etkisi nedeniyle alınan işaret gücü seviyesinin artmasına neden olabileceğidir.

2.6.3. Boş uzay yayılımı

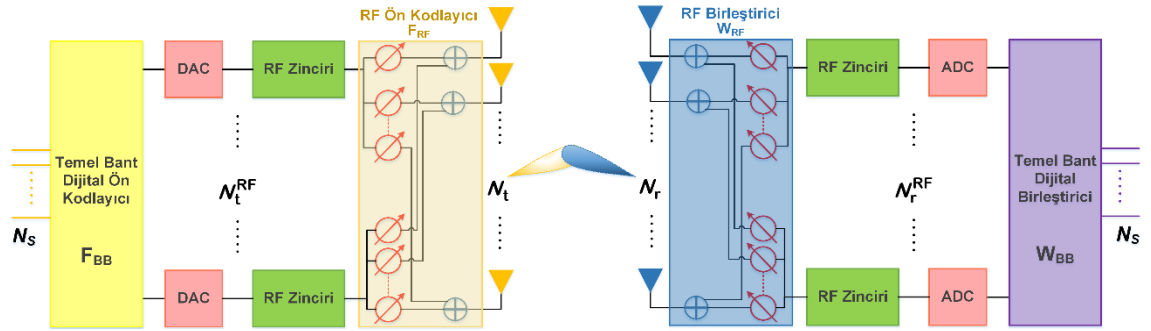
MmDalga iletim kaybının genellikle boş uzay yayılım kaybına bağlı olduğu varsayılmaktadır. MmDalga kanalların yüksek frekans değerlerinden kaynaklanan daha fazla boş uzay yol kaybından etkilendiği varsayımı, yanlış anlaşılmaya yol açabilmektedir. Bu durum sadece anten kazancının frekanstan bağımsız olduğu durumlarda geçerlidir. Eğer antenin etkin diyafram açıklığı sabit ise, yol kaybı frekansa bağlı olmayacaktır, çünkü sabit bir bölge için daha yüksek frekanslarda daha yüksek anten kazanımı elde edilebilecektir. Bu nedenle mmDalga anten dizileri santimetre dalga anten dizileri ile karşılaştırıldığında, mmDalga anten dizisi aynı alan içinde daha fazla anten elemanı oluşturma avantajı sağlayabilmektedir. Sonuç olarak, mmDalga anten dizisinin avantajı, hem verici hem de alıcı birimlerde daha yüksek hüzmeme kazançlarının elde edilmesine izin vermesidir (Pi ve Khan, 2011; Shafi vd., 2017).

BÖLÜM III

5G MOBİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN KARMA HÜZMELEYİCİ (ÖN KODLAYICI) TASARIMI

3.1. Sistem Modeli

Tam sayısal ön kodlayıcılar, geleneksel ÇGÇÇ sistemlerde doğrusal ön kodlama işlemini uygulamak için yaygın olarak kullanılmıştır. Sayısal ön kodlayıcılar hem ön kodlama hem de birleştirme işlemleri için tasarım esnekliği sunsalar da, bu ön kodlama şeması çok sayıda RF zinciri ve ADC gerektirmektedir. Sayısal ön kodlayıcıların bu gereksinimleri, yüksek güç tüketimi ve maliyet sorunları nedeniyle mmDalga iletişim sistemlerinde kullanılmalarını imkansız kılar (Jin vd., 2017; Su vd., 2017). Diğer yandan, daha basit bir mimari sağlamak için mmDalga WLAN sistemlerine sadece bir RF zinciri kullanan tam analog ön kodlayıcılar uygulanmıştır (Zhou ve Ohashi, 2012). Analog ön kodlama şeması, uygulama karmaşıklığını azaltmasına rağmen, bir RF zinciri bir döngüde sadece bir ışını şekillendirebildiği için ışınların uzamsal çoğullaması mümkün olmamaktadır. Performans ve maliyetler arasında daha iyi bir uyum için bir çözüm olarak, analog ve sayısal ön kodlama yöntemlerini birleştiren karma ön kodlama yöntemi önerilmiştir. Bu ön kodlama şeması, Şekil 3.1’de gösterildiği gibi iki ana bölümden oluşmaktadır.



Şekil 3.1. Karma ön kodlama ve birleştirme mimarisini için tipik bir blok şeması örneği.

İlk kısım az sayıda RF zincirinden oluşurken, ikinci kısım çok sayıda analog faz kaydırıcılardan oluşmaktadır. Karma ön kodlama şemasının sayısal kısmı, veri akışları arasındaki parazitlerin giderilmesinden sorumludur; şemanın analog kısmı, anten dizi kazancını arttırmaktan sorumludur. Karma ön kodlama şemasının tasarım kriterlerine

bağlı olarak, bu yöntem önemli performans düşüşü olmadan gerekli RF zinciri sayısını önemli ölçüde azaltabilir. Karma ön kodlayıcıların bu özellikleri, gelecek nesil iletişim sistemleri için umut vaat etmektedir.

3.1.1. Karma ön kodlama yönteminin matematiksel altyapısı

Şekil 3.1 ile verilen mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sistemi dikkate alınsın. Burada N_t antenli verici sistem, N_s veri akışı ile N_r antenli bir alıcı sistemle iletişim kurmaktadır. Çoklu veri akışını mümkün hale getirmek için verici birim N_t^{RF} adet iletim zincirinden oluşturulmuştur ve $N_s \leq N_t^{RF} \leq N_t$ şartı sağlanmaktadır. Bu donanım mimarisi verici birime, N_t^{RF} adet iletim zincirleri kullanarak $N_t^{RF} \times N_s$ adet \mathbf{F}_{BB} temel bant ön kodlayıcıyı, devamında ise analog devre yapılarını kullanarak $N_t \times N_t^{RF}$ adet \mathbf{F}_{RF} RF ön kodlayıcıyı uygulamayı mümkün kılmaktadır. Böylelikle ayrık zamanlı iletilen işaret, $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s}$ şeklinde verilir. Burada \mathbf{s} , $N_s \times 1$ boyutlu sembol vektörüdür ve $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^*] = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$. \mathbf{F}_{RF} analog faz kaydırıcılar kullanılarak gerçekleştirildiği için, elemanları $(\mathbf{F}_{RF}^{(i)} \mathbf{F}_{RF}^{(i)*})_{\ell, \ell} = N_t^{-1}$ şartını sağlamak için kısıtlanır. Burada $(\cdot)_{\ell, \ell}$ bir matrisin ℓ . diagonal elemanını gösterir, diğer bir ifadeyle \mathbf{F}_{RF} 'nin tüm elemanları eşit norma sahiptir. Vericinin toplam güç kısıtlaması, \mathbf{F}_{BB} normalize edilerek zorlanır, diğer bir ifadeyle $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s$ olarak yazılabilir. Ayrıca temel bant ön kodlamada işleminde donanımla ilgili başka hiçbir kısıtlama yerleştirilmez. Literatürdeki çalışmalarda genel olarak basitlik açısından öncelikli olarak dar bantlı blok sönümlenmeli yayılım kanalı değerlendirilmektedir. Bu durum için alınan işaret matematiksel olarak aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

burada \mathbf{y} , $N_r \times 1$ boyutlu alınan vektörü; \mathbf{H} , $N_r \times N_t$ boyutlu kanal matrisini, $\mathbb{E}[\|\mathbf{H}\|_F^2] = N_t N_r$; ρ , alınan ortalama gücü; \mathbf{n} , bağımsız ve özdeşçe dağılmış (i.i.d)

toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü $(\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2))$ göstermektedir. Literatürdeki çalışmalardaki asıl amaç mmDalga masif MIMO iletişim sistemlerinin toplam erişilebilir oranını (R) maksimize etmektir. İncelenen sistem için R oranı eşitliği aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$R = \log_2 \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{F}_{\text{BB}}^* \mathbf{H}^* \right) \quad (3.2)$$

Eğer $\mathbf{P} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} = \text{diag}\{\bar{f}_{\text{RF}_1}, \dots, \bar{f}_{\text{RF}_N}\} \cdot \text{diag}\{\bar{f}_{\text{BB}_1}, \dots, \bar{f}_{\text{BB}_N}\}$ olduğu kabul edilirse, \mathbf{P} 'yi tasarlayabilmek için üç kısıt bulunmaktadır:

1. Kısıt: \mathbf{P} , \mathbf{F}_{RF} gibi bir blok diagonal matris olmak zorundadır. $\mathbf{P} = \text{diag}\{\bar{\mathbf{p}}_1, \dots, \bar{\mathbf{p}}_{N_t}\}$ olup, $\bar{\mathbf{p}}_n = \bar{f}_{\text{BB}_N} \bar{f}_{\text{RF}_N}$ ve $\mathbf{p}_n = \left[\mathbf{0}_{1 \times N_t(n-1)}, \bar{\mathbf{p}}_n, \mathbf{0}_{1 \times N_t(N-n)} \right]^T$ olarak yazılabilir. Dolayısıyla bu kısıt doğrultusunda \mathbf{P} matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{p}}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \bar{\mathbf{p}}_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \bar{\mathbf{p}}_{N_t} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

2. Kısıt: \mathbf{P} matrisinin her bir sütununun sıfır olmayan elemanları aynı genliğe sahip olmalıdır, çünkü \mathbf{F}_{BB} dijital ön kodlayıcı matrisi diagonal matristir ve \mathbf{F}_{RF} ön kodlayıcı matrisin sıfır olmayan elemanlarının genliği $1/\sqrt{N_t}$ 'ye sabitlenmiştir.

3. Kısıt: \mathbf{P} matrisinin Frobenius normu, toplam iletim gücü sağlamak için $\|\mathbf{P}\|_F \leq N_t^{RF}$ şartını sağlamalıdır, burada N_t^{RF} iletilen veri akış sayısına eşit olan RF zincirlerinin sayısını göstermektedir.

\mathbf{P} matrisinin bu konveks olmayan kısıtlamaları Eşitlik (3.2) ile verilen toplam erişilebilir oranın maksimize edilmesini çok zorlaştırmaktadır.

3.1.2. Karma birleştirme yönteminin matematiksel altyapısı

Alıcı birim, alınan işareti elde edebilmek için $N_s \leq N_r^{RF} \leq N_r$ şartını sağlayan RF zincirleri ve analog faz kaydırıcıları kullanarak aşağıdaki eşitliği sağlayan $\tilde{\mathbf{y}}$ işaretini elde eder.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{BB}^* \mathbf{W}_{RF}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{BB}^* \mathbf{W}_{RF}^* \mathbf{n} \quad (3.4)$$

burada \mathbf{W}_{RF} , $N_r \times N_r^{RF}$ boyutlu RF birleştirme matrisini; \mathbf{W}_{BB} , $N_r^{RF} \times N_s$ boyutlu temel bant birleştirme matrisini ifade etmektedir. \mathbf{W}_{RF} , faz kaydırıcılar kullanılarak RF ön kodlayıcıya benzer şekilde gerçekleştirilir ve bu yüzden $(\mathbf{W}_{RF}^{(i)} \mathbf{W}_{RF}^{(i)*})_{\ell, \ell} = N_r^{-1}$ olmaktadır. MmDalga kanalı üzerinden Gauss sembolleri iletildiği zaman, kazanılan spektrum verimliliği aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$R = \log_2 \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{BB}^* \mathbf{W}_{RF}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \times \mathbf{F}_{BB}^* \mathbf{F}_{RF}^* \mathbf{H}^* \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB} \right) \quad (3.5)$$

burada $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{BB}^* \mathbf{W}_{RF}^* \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB}$ birleştirme işlemi sonrasındaki kovaryans matrisini ifade etmektedir.

Mevcut çalışmalardaki amaç, Eşitlik (3.5)'deki spektral verimliliği maksimize edecek karma ön kodlayıcıları $(\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB})$ tasarlama arayışıdır. Fakat Eşitlik (3.5)'i doğrudan maksimize etmek dört matris değişkeni $(\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}, \mathbf{W}_{RF}, \mathbf{W}_{BB})$ üzerinden ortak optimizasyon işlemi gerektirmektedir. Malesef bu probleme benzer ortak optimizasyon problemleri için global optimumu bulmak genellikle çok zordur. MmDalga ön kodlama durumunda, \mathbf{F}_{RF} ve \mathbf{W}_{RF} 'nin konveks olmayan kısıtlamaları tam çözüm bulmayı mümkün kılmamaktadır. Bu yüzden çalışmalarda alıcı-verici tasarımını basitleştirebilmek için alıcı ve verici kısımları ayrı ayrı optimizasyon problemleri şeklinde değerlendirilmekte ve $(\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB})$ karma ön kodlayıcıların tasarımına odaklanılmaktadır. Dolayısıyla spektral verimliliği maksimize etmek yerine, mmDalga

kanalı üzerinden Gauss işaretleri ile edinilen ortak bilgiyi maksimize edecek tasarımı araştırmak çok daha iyi bir yaklaşımdır. Ayrıca ön kodlama ve birleştirme işlemlerinin tasarım problemleri birbirlerine benzer. Matematiksel olarak tanımlanmalarındaki tek fark, ön kodlayıcılarda ek olarak güç kısıtı da bulunmasıdır. Karma ön kodlama sistemlerinin $\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$ optimizasyon problemi matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}) &= \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \mathcal{I}(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}), \\ \text{Kısıt: } \mathbf{F}_{\text{RF}} &\in \mathcal{F}_{\text{RF}}, \\ \|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 &= N_s, \end{aligned} \tag{3.6}$$

burada \mathcal{F}_{RF} gerçekleştirilebilir RF ön kodlayıcıların kümesini diğer bir ifadeyle, sabit genlikli girdileri olan $N_t \times N_t^{\text{RF}}$ matrisinin kümesini göstermektedir. Eşitlik (3.6)'da verilen konveks olmayan uygulanabilirlik kısıtı ($\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}_{\text{RF}}$) varlığında genel bir çözüm bulunmamaktadır. Bu yüzden optimal çözüme yakın ön kodlayıcılar bulmak için Eşitlik (3.6)'nın yaklaşık çözümü gerçekleştirilmektedir. Yaklaşık çözüm gerçekleştirebilmek için ise, $\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$ karma ön kodlayıcılar aracılığıyla edinilen ortak bilgi ve $\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$ ile kanalın kısıtlamasız ön kodlayıcısı \mathbf{F}_{opt} arasındaki “uzaklık” cinsinden yeniden yazılan Eşitlik (3.5)'ten faydalanılmaktadır. Bunu gerçekleştirmek için öncelikle \mathbf{H} kanal matrisine SVD tekniği uygulanır. $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^*$ şeklinde ifade edilir ve burada \mathbf{U} , $N_r \times \text{rank}(\mathbf{H})$ boyutlu üniter matrisi; $\mathbf{\Sigma}$, $\text{rank}(\mathbf{H}) \times \text{rank}(\mathbf{H})$ boyutlu azalan sırada düzenlenmiş tek değerli diagonal matrisi; \mathbf{V} ise $N_t \times \text{rank}(\mathbf{H})$ boyutlu üniter matrisi göstermektedir. \mathbf{H} kanal matrisine SVD uygulanıp Eşitlik (3.5) yeniden yazıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilmektedir.

$$R = \log_2 \left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{V}^* \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^* \mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{V} \right) \tag{3.7}$$

Ayrıca $\mathbf{\Sigma}$ ve \mathbf{V} matrislerinin iki bölümü aşağıdaki gibi tanımlanarak yazılırsa,

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \\ 0 & \Sigma_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2] \quad (3.8)$$

burada Σ_1 , $N_s \times N_s$ boyutlu ve \mathbf{V}_1 , $N_t \times N_s$ boyutludur. \mathbf{H} için optimal kısıtlamasız üniter ön kodlayıcı basitçe $\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}_1$ olarak verilir ancak \mathbf{V}_1 ön kodlayıcısı genellikle $\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$ ($\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}_{\text{RF}}$) olarak ifade edilememekte, bu yüzden araştırılan mmDalga mimarisi gerçekleştirilememektedir. Eğer $\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$ karma ön kodlayıcısı \mathbf{V}_1 optimal çözümüne yeterince yaklaştırılabilirse, \mathbf{F}_{opt} ve $\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 'den elde edilen ortak bilgi karşılaştırılabilir. Bunu gerçekleştirebilmek için ise ya optimizasyon yöntemlerinden ya da yeni yaklaşımlardan faydalanmak gerekmektedir.

3.2. IGMD Algoritması

Ardışık yaklaşım yöntemine dayanan IGMD algoritması 2015 yılında önerilmiştir (Chen vd., 2015). IGMD algoritmasının avantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir. Önerilen IGDM algoritması, kontrol mantığını basitleştiren düzenli bir yapıya sahiptir ve donanım uygulama perspektifinden gelen farklı işaret boyutlarını barındırmak için kolaylık sağlamaktadır. IGMD algoritmasının bir diğer önemli özelliği ise $\bar{\sigma}$ geometrik ortalamasının K 'inci kökünün hesaplamasını gerektirmemesidir. Ancak bu üstünlük yinelemeli prosedürün dikkatli bir şekilde yapılandırılmasına bağlıdır. Algoritma, karmaşıklığı genel olarak ortadan kaldırır ve bu nedenle sınırlı bilgisayar kapasitesine sahip uygulamalar için daha avantajlıdır. IGMD algoritmasının yakınsama karakteristiği sadece tasarlanacak haritalamanın topolojik özelliklerine değil, aynı zamanda algoritmaların nasıl başlatıldığına da bağlıdır.

IGMD algoritmasının ana fikri, güncellenmiş \mathbf{R} matrisin köşegen elemanlarının yayılımı algoritma ilerledikçe kademeli olarak azaltılabilirsin diye düzlemsel rotasyonların doğru şekilde tasarlanmasına dayanmaktadır. Bu algoritmanın matematiksel altyapısı aşağıdaki gibidir.

Başlatma: $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ matrisi, $K \leq \min(N, M)$ rankına sahip olsun. Algoritma öncelikle \mathbf{H} matrisine bazı genel dikgen ayrıştırma işlemlerini uygular.

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{V}}^H \quad (3.9)$$

burada, $\tilde{\mathbf{U}} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ ve $\tilde{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ yarı birim ve $\tilde{\mathbf{R}} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ ise üst üçgen matristir. Genelde N, M ve K 'nin başlatılması için SVD yöntemi seçilebilir. \mathbf{H} matrisinin $M = K$ ile tam sütün ranka sahip olduğu özel durumlar için diğer dikgen ayrıştırma yöntemleri de kullanılabilir. Algoritma $\ell = 1$ yineleme sayısı için $\mathbf{Q} = \tilde{\mathbf{U}}$, $\mathbf{S} = \tilde{\mathbf{V}}$, $\mathbf{R} = \tilde{\mathbf{R}}$ ayarlamasıyla başlar.

Yineleme Adımları: Her yinelemede, algoritma 1'den $K - 1$ 'e kadar değişen k aşama indeksiyle $K - 1$ işlem aşamasını gerçekleştirir. k 'inci aşamada algoritma, 2×2 boyutlu \mathbf{R} alt matrisi için ilk SVD'yi hesaplar.

$$\mathbf{R}_{k:k+1, k:k+1} = \begin{bmatrix} R_{k,k} & R_{k,k+1} \\ 0 & R_{k+1,k+1} \end{bmatrix} = \mathbf{U}_\gamma^{(k)} \Sigma_\gamma^{(k)} \mathbf{V}_\gamma^{(k)H} \quad (3.10)$$

burada $\mathbf{U}_\gamma^{(k)} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ ve $\mathbf{V}_\gamma^{(k)} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ tekil matrisleri birim matristir. $\Sigma_\gamma^{(k)} = \text{diag}\{\sigma_{\gamma,1}^{(k)}, \sigma_{\gamma,2}^{(k)}\}$ ise $\sigma_{\gamma,1}^{(k)}$ ve $\sigma_{\gamma,2}^{(k)}$ tekil değerlere sahip köşegen matrisi göstermektedir. Ayrıca, $\sigma_{\gamma,2}^{(k)} \leq \sigma_{\gamma,1}^{(k)}$ olduğu kabul edilmektedir. Tekil değerler elde edildikten sonra, $\Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})$ ve $R_{k,k}, R_{k+1,k+1} / \Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})$ pozitif köşegen elemanlara sahip üst üçgen matrisi elde etmek için tasarlanmış düzlemsel rotasyonlar uygulanır. Burada Ω , $(0, \infty) \times (0, \infty)$ 'dan $(0, \infty)$ 'a kadar sürekli haritalama işlemini ifade etmektedir. Bu işlemler matris formunda aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\Phi_L^{(k)} \Sigma_\gamma^{(k)} \Phi_R^{(k)} = \begin{bmatrix} \Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1}) & * \\ 0 & \frac{R_{k,k} R_{k+1,k+1}}{\Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Denklem (3.11)'de verilen $\Phi_L^{(k)}$ ve $\Phi_R^{(k)}$ düzlemsel rotasyonlar, $[\sigma_{\gamma,1}^{(k)}, \sigma_{\gamma,2}^{(k)}]^T$ çarpımsal olarak $[\Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1}), R_{k,k} R_{k+1,k+1} / \Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})]^T$ bileşenlerini baskıladığı sürece ya da eşdeğer şekilde $\sigma_{\gamma,2}^{(k)} \leq \Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1}) \leq \sigma_{\gamma,1}^{(k)}$ şartı sağlandığı sürece daima mevcuttur. $\Phi_L^{(k)}$ ve $\Phi_R^{(k)}$ matrisleri aşağıda verilen eşitlikler vasıtasıyla da yapılandırılabilir.

$$\Phi_L^{(k)} = \frac{1}{\Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})} \begin{bmatrix} c\sigma_{\gamma,1}^{(k)} & s\sigma_{\gamma,2}^{(k)} \\ -s\sigma_{\gamma,2}^{(k)} & c\sigma_{\gamma,1}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\Phi_R^{(k)} = \begin{bmatrix} c & -s \\ s & c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

burada,

$$c = \sqrt{\frac{\Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})^2 - (\sigma_{\gamma,2}^{(k)})^2}{(\sigma_{\gamma,1}^{(k)})^2 - (\sigma_{\gamma,2}^{(k)})^2}}, \quad s = \sqrt{1 - c^2} \quad (3.14)$$

Denklem (3.10) ve (3.11) birleştirilerek aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\Theta_L^{(k)} \mathbf{R}_{k:k+1, k:k+1} \Theta_R^{(k)} = \begin{bmatrix} \Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1}) & * \\ 0 & \frac{R_{k,k} R_{k+1,k+1}}{\Omega(R_{k,k}, R_{k+1,k+1})} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

burada $\Theta_L^{(k)} = \Phi_L^{(k)} \mathbf{U}_\gamma^{(k)H}$, ve $\Theta_R^{(k)} = \mathbf{V}_\gamma^{(k)} \Phi_R^{(k)}$, dir. Ayrıca hem $\Theta_L^{(k)}$ ve $\Theta_R^{(k)}$ matrisleri, hem de bu matrislerin çarpımları birim matristir. $\Theta_L^{(k)}$ ve $\Theta_R^{(k)}$ matrisleri elde edildikten sonra; $\mathbf{G}_L^{(k)}$ ve $\mathbf{G}_R^{(k)}$ matrisleri, $[\mathbf{G}_L^{(k)}]_{k:k+1, k:k+1}$ ve $[\mathbf{G}_R^{(k)}]_{k:k+1, k:k+1}$ alt matrislerini içeren \mathbf{I}_K birim matrisi $\Theta_L^{(k)}$ ve $\Theta_R^{(k)}$ ile güncellenerek elde edilir. Ardından \mathbf{R}, \mathbf{Q} ve \mathbf{S} matrisleri aşağıdaki gibi güncelleştirilir.

$$\mathbf{R} = \mathbf{G}_L^{(k)} \mathbf{R} \mathbf{G}_R^{(k)} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Q}\mathbf{G}_L^{(k)T} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}\mathbf{G}_R^{(k)} \quad (3.18)$$

Her aşamanın sonunda Denklem (3.16)-(3.18) uygulandıktan sonra, \mathbf{R} üst üçgen \mathbf{Q} ve \mathbf{S} 'de birim matrisler olarak kalır. Eğer aşama indeksi k , $K-1$ 'den küçük ise algoritma $k = k+1$ olarak ayarlanır ve Denklem (3.10)-(3.18) prosedürleri gerçekleştirilir. Aksi takdirde, algoritma yineleme indeksini $\ell = \ell+1$ olarak ayarlar ve öngörülen sayıda yineleme elde edilinceye kadar yeni bir yineleme başlatılır.

Eğer $\mathbf{Q}^{[\ell]}$, $\mathbf{R}^{[\ell]}$ ve $\mathbf{S}^{[\ell]}$ matrislerinin ℓ . yinelemenin $(K-1)$ 'inci son aşamasında sırasıyla \mathbf{Q} , \mathbf{R} , \mathbf{S} matrislerinin güncellenmiş versiyonları olduğu kabul edilirse, IGMD algoritması için aşağıdaki tanımlamalar geçerli olacaktır.

$$\mathbf{Q}^{[\ell+1]} = \mathbf{Q}^{[\ell]}\mathbf{G}_L^{(1)T} \dots \mathbf{G}_L^{(K-1)T} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{S}^{[\ell+1]} = \mathbf{S}^{[\ell]}\mathbf{G}_R^{(1)} \dots \mathbf{G}_R^{(K-1)} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{R}^{[\ell+1]} = \mathbf{G}_L^{(K-1)} \dots \mathbf{G}_L^{(1)}\mathbf{R}^{[\ell]}\mathbf{G}_R^{(1)} \dots \mathbf{G}_R^{(K-1)} \quad (3.21)$$

bu ifadeler tüm $\ell = 0, 1, \dots$ yinelemeleri için geçerlidir. Burada $\mathbf{Q}^{[0]}$, $\mathbf{S}^{[0]}$ ve $\mathbf{R}^{[0]}$ sırasıyla $\tilde{\mathbf{U}}$, $\tilde{\mathbf{V}}$, ve $\tilde{\mathbf{R}}$ olarak tanımlanır. $\{\mathbf{G}_L^{(k)}\}_{k=1}^{K-1}$ ve $\{\mathbf{G}_R^{(k)}\}_{k=1}^{K-1}$ mutlak rotasyon matrisleri, açık şekilde ℓ yineleme indeksine bağlıdır.

IGMD algoritması, $\bar{\sigma}$ geometrik ortalama hesaplama işlemini gerektirmez ve her aşamada \mathbf{R} matrisinin köşegen elemanlarıyla gerçekleştirilir. Bu nedenle, IGMD algoritması, kontrol mantığını basitleştiren ve uygulama perspektifinden farklı boyutlardaki problemlere uyum sağlamak için daha düzenli bir yapıya sahiptir. Bu avantajlar Ω parametresinin dikkatli bir tasarımına dayanır ve bu parametre aşağıdaki eşitlikteki gibi tasarlanabilir.

$$\lim_{\ell \rightarrow \infty} [\mathbf{R}^{[\ell]}]_{k,k} = \bar{\sigma} = \left(\prod_{k=1}^K [\tilde{\mathbf{R}}]_{k,k} \right)^{1/K} \quad (3.22)$$

3.3. IGMD Algoritması Temelli Karma Ön Kodlayıcı Tasarımı

Bu alt bölüm, mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sistemlerinde karma ön kodlama şemalarının tasarım kriterlerini sunmaktadır. Ön kodlayıcı ve birleştiricilerin tasarım problemi iki ayrı tasarım görevi olarak incelenebilir. Öte yandan bu tasarım problemleri, aralarındaki küçük farklar göz ardı edildiğinde benzer tasarım işlemleri olarak düşünülebilir. Ön kodlama tasarım problemi, birleştirici tasarım problemine ek olarak sadece ek bir güç kısıtlaması içerir. Bu alt bölümde sadece ön kodlama tasarım prosedürlerine odaklanılacak olmasına rağmen, sunulan yöntem benzer şekilde birleştirici tasarım problemine rahatlıkla uygulanabilir. Ön kodlayıcıların ilgili tasarım problemi, aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Ayach vd., 2014; Kabalcı ve Arslan, 2018).

$$\begin{aligned} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}) &= \arg \min \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F \\ \text{Kısıt } \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)} &\in \{\mathbf{a}_t(\theta_{il}^t, \phi_{il}^t), \forall i, l\}, \\ \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 &= N_s \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ön kodlayıcı tasarım probleminde ana amaç, optimum N_t^{RF} dizi vektörünün belirlenmesidir. Eğer $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)}$ kısıtı doğrudan optimizasyon ifadesiyle ilişkilendirilirse, aşağıdaki matematiksel eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^{\text{opt}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{A}_t \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F \\ \text{Kısıt } \|\text{diag}(\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*)\|_0 &= N_t^{\text{RF}}, \\ \|\mathbf{A}_t \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F^2 &= N_s \end{aligned} \quad (3.24)$$

burada $\mathbf{A}_t = [\mathbf{a}_t(\theta_1^t, \phi_1^t), \mathbf{a}_t(\theta_2^t, \phi_2^t), \dots, \mathbf{a}_t(\theta_L^t, \phi_L^t)]$, $N_t \times L$ boyutlu dizi yanıt vektörünü; $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ ise $L \times N_s$ boyutlu matrisi göstermektedir. Analog ve sayısal ön kodlayıcıların optimal değerleri \mathbf{A}_t ve $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ matrisleri aracılığıyla belirlenir. Ayrıca $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$, $\|\text{diag}(\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*)\|_0 = N_t^{\text{RF}}$ kısıtına bağlı olarak en fazla N_t^{RF} adet sıfır olmayan satır içerebilmektedir.

Denklem (3.24) ile verilen optimizasyon problemi, OMP algoritmasının kullanılmasıyla çözülebilen seyrek bir işaret yeniden edinim problemi olarak düşünülebilir. Bu yüksek lisans tezi kapsamında önerilen yöntem, karma ön kodlama şemasının performansını artırmak için IGMD tekniğini OMP yöntemiyle birleştirmektedir. IGMD temelli önerilen karma ön kodlama şemasının sözde program kodu Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1. IGMD tabanlı karma ön kodlama şemasının sözde program kodu

```

Giriş:  $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 
1   $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{Boş Matris}$ 
2   $\mathbf{F}_{\text{res}} = \mathbf{F}_{\text{opt}}$ 
3  for  $i \leq N_t^{\text{RF}}$  do
4       $\Psi = \mathbf{A}_i^* \mathbf{F}_{\text{res}}$ 
5       $\delta = \arg \max_{l=1, \dots, L} (\Psi \Psi^*)_{l,l}$ 
6       $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \left[ \mathbf{F}_{\text{RF}} \mid \mathbf{A}_i^{(\delta)} \right]$ 
7       $\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{F}_{\text{opt}}$ 
8       $\mathbf{F}_{\text{res}} = \frac{\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F}$ 
9  end for
10 IGMD yöntemi ile  $\mathbf{F}_{\text{BB}}$  matrisini güncelle
11  $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \sqrt{N_s} \frac{\mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F}$  normalizasyonu
Çıktı:  $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$ 

```

Öncelikle $\mathbf{a}_i(\theta_{ii}^t, \phi_{ii}^t)$ vektörü belirlenir ve ardından hesaplanan değerler aracılığıyla karma ön kodlayıcının analog kısmı (\mathbf{F}_{RF}) güncellenir. Analog ön kodlayıcı kısmın tüm elemanları belirlendikten sonra, sayısal ön kodlama matrisine (\mathbf{F}_{BB}) en küçük kareler yöntemi uygulanır. Seçilen vektörün katkı etkisi bir sonraki adımda iptal edilir. İşlemler, tüm N_t^{RF} vektörleri belirleninceye kadar devam ettirilir. Bu işlemler OMP algoritmasının genel adımlarıdır ve karma ön kodlayıcının analog kısmını belirlemek için kullanılır. Sonraki adımlar (10. ve 11. Adımlar) hem IGMD yöntemini kullanarak hem de iletim gücü kısıtlamasını sağlayarak sayısal ön kodlama matrisini belirlemekten sorumludur. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlayıcı sistemin başarımlarını analizleri devam eden bölümde verilecektir.

BÖLÜM IV

TASARIMI GERÇEKLEŞTİRİLEN KARMA HÜZMELEYİCİNİN BAŞARIM ANALİZLERİ

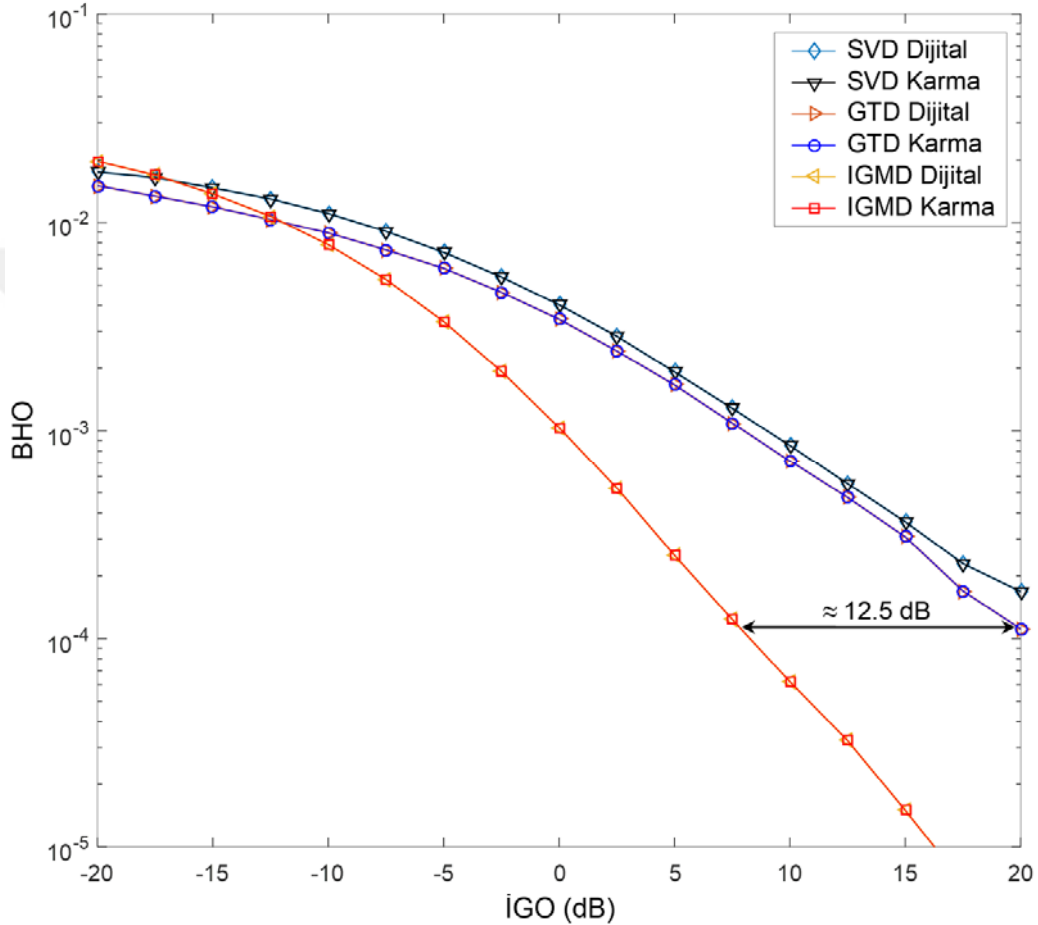
4.1. Giriş

Bu bölümde, tasarlanan IGMD tabanlı karma ön kodlama şemasının performansını doğrulamak ve üstünlüklerini göstermek için, bit hata oranı (BHO) performansları açısından çeşitli simülasyon sonuçları sunulmuştur. Verici/alıcı antenlerinin, veri akışının, verici/alıcı RF zincirlerinin ve yayılım kanalının saçılma sayılarının farklı parametrik durumları değerlendirilerek kapsamlı analizler gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde sunulan simülasyon sonuçlarının tamamı 1000 rastgele kanal gerçekleştirilmesi ve IGMD algoritmasında 20 yinleme sayısı dikkate alınarak elde edilmiştir. Ayrıca, tasarlanan karma ön kodlayıcının elde edilen performans sonuçları, daha önce literatürde rapor edilen SVD tabanlı karma ön kodlayıcı, GTD tabanlı ön kodlayıcı ve bu kodlayıcıların tam sayısal ön kodlayıcı yapıları ile karşılaştırılmıştır.

4.2. Simülasyon Çalışmaları

Değerlendirilen ilk simülasyon senaryosunda, N_s adet verinin $N_t = 144$ antene sahip verici birimden $N_r = 36$ antene sahip alıcı birime iletilmesi hedeflenmiştir. Verici ve alıcı antenler, $d = \lambda/2$ özelliğinde ULA antenler şeklinde tasarlanmıştır. Gerçekleştirilen simülasyonlarda $N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} = 2$, $N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} = 4$ ve $N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} = 8$ konfigürasyonlarına sahip üç farklı mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sistemi göz önünde bulundurulmuştur. Bununla birlikte kanal matrisi, Bölüm 2.6'da açıklanan kanal modeline uygun olarak üretilmiş, AoA ve AoD parametrelerinin $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlı olduğu varsayılmıştır. Ayrıca bu sistemler için analizler gerçekleştirilirken N_s veri akış sayısı 2 ve 3 olarak seçilirken, L yayılım kanalının saçılma sayısı 2, 4 ve 8 olarak ayarlanmıştır. Bu koşullar için elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.1, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te sunulmuştur.

Şekil 4.1’de sunulan sonuçlar, RF zincirlerinin sayısının veri akış sayısı ile aynı olduğu yani $N_s = N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 2$ durumu için elde edilen sonuçları göstermektedir. Bu sistem, $N_s \leq N_t^{RF} \leq N_t$ ve $N_s \leq N_r^{RF} \leq N_r$ kısıtlarına göre RF zincirlerinin sayısının veri akışlarının sayısından az olamayacağı bilindiğinden dolayı “en kötü sistem durumu” olarak değerlendirilmektedir.

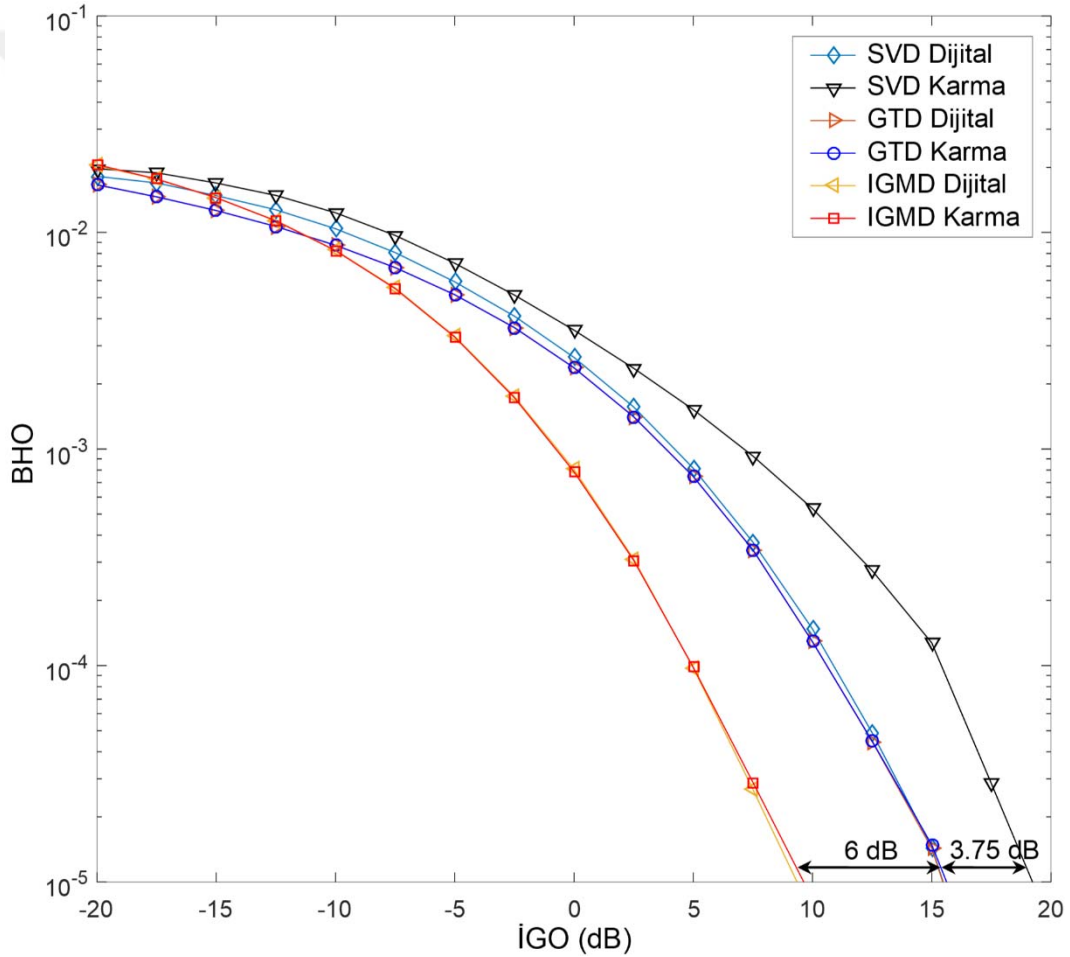


Şekil 4.1. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlama şemasının 144×36 mm Dalgı masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 2$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları

Tasarlanan IGMD tabanlı karma ön kodlama şeması ile elde edilen sonuçlar ile SVD tabanlı karma ön kodlama şemasının sonuçları karşılaştırıldığında, önerilen tasarımın en kötü sistem koşulları için bile tüm İGO değerlerinde daha iyi performans sağladığı açık şekilde görülmektedir. Bununla birlikte tipik olarak 10^{-4} BHO seviyesinde önerilen karma ön kodlama şemasının BHO performansı, GTD tabanlı sisteminkinden yaklaşık

olarak 12.5 dB daha iyi olduğu görülmüştür. Ayrıca, Şekil 4.1'den de açıkça görülebileceği gibi, tasarlanan karma ön kodlama şemasının performansı, en kötü sistem durumunda dahi optimal ön kodlama (dijital IGMD) şemasının performansına ulaşmaktadır.

Verici/alıcı anten sayıları korunarak; RF zincirlerinin sayısının veri akış sayısından daha yüksek olduğu ($N_t^{RF} \geq 2N_s$ ve $N_r^{RF} \geq 2N_s$ kriterlerinin sağlandığı) durumlar değerlendirilerek elde edilen sonuçlar Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te sunulmuştur. Şekil 4.2'de sunulan sonuçlarda $N_s = 2$, $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 4$ değerleri göz önünde bulundurulmuştur.

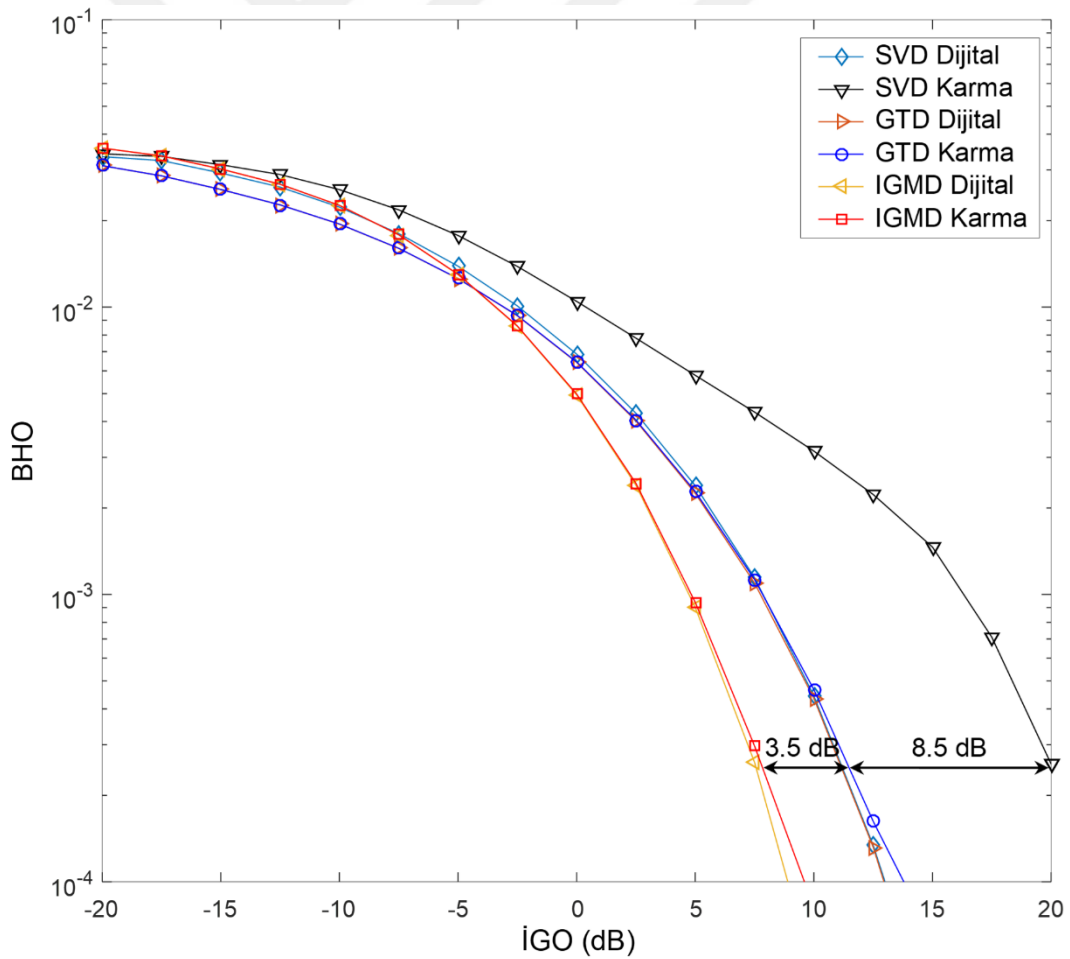


Şekil 4.2. Önerilen karma ön kodlayıcının 144×36 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 2$, $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 4$ koşulları için elde edilen BHO performans sonuçları

Bu koşullar için elde edilen sonuçlar dikkate alındığında, önerilen karma ön kodlayıcının tüm İGO aralığında standart SVD ve GTD tabanlı algoritmalarından daha iyi performans

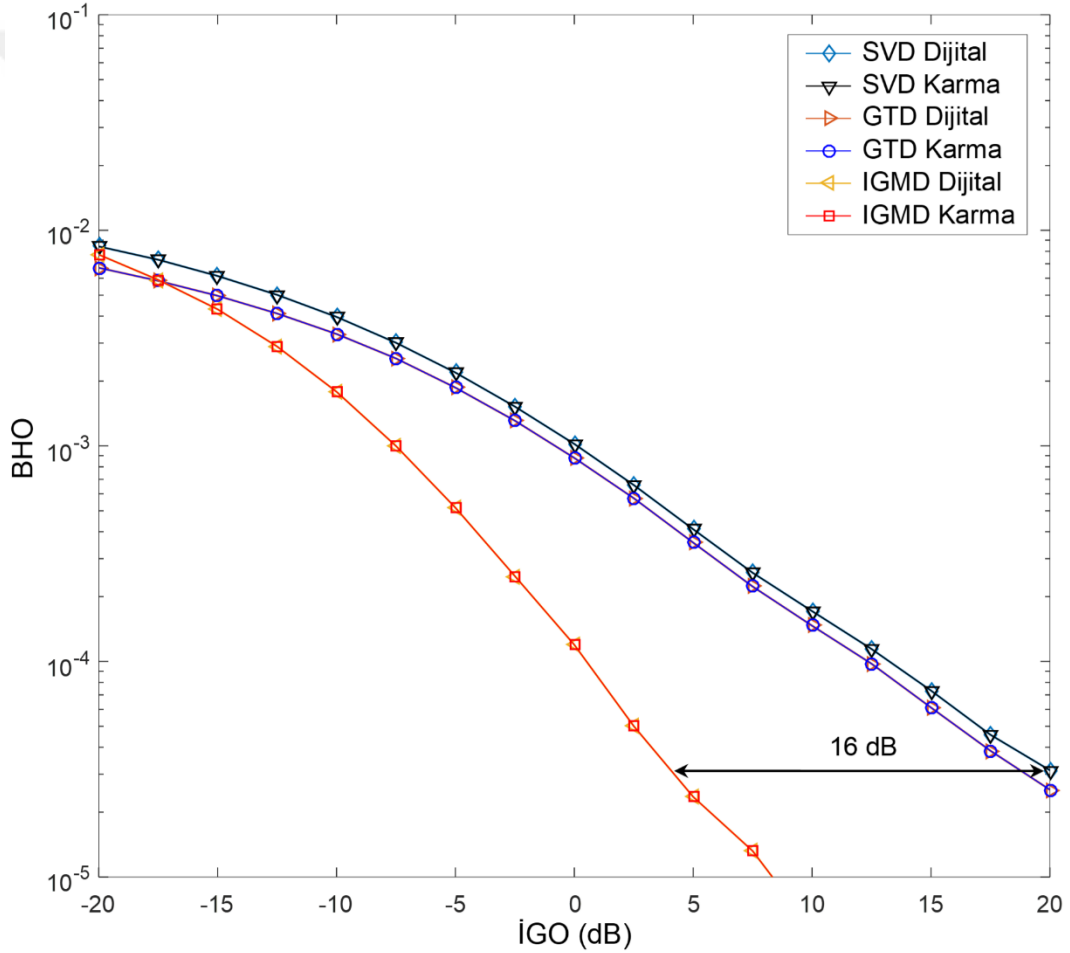
sunduğu açıkça görülmektedir. Önerilen karma ön kodlayıcının 10^{-5} BHO seviyesindeki performansının GTD tabanlı sisteminkinden 6 dB, SVD tabanlı sisteminkinden 9.75 dB daha iyi olduğu görülmüştür.

$N_s = 3$ ve $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 8$ parametrik değerleri dikkate alınarak tasarlanan iletişim sisteminin gerçekleştirilen simülasyon sonuçları Şekil 4.3'te sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlayıcı sistemin üstünlüğünün bu koşullar altında da hala geçerli olduğu görülmektedir. Önerilen karma ön kodlayıcı şemanın 10^{-3} BHO değerlerindeki performansının GTD tabanlı sisteminkinden 3.5 dB, SVD tabanlı sisteminkinden 12 dB daha iyi olduğu görülmüştür. Ayrıca tasarlanan sistem ile sağlanan başarımlar yüksek İGO değerleri için daha fazla değerlere ulaşmaktadır.



Şekil 4.3. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlama şemasının 144×36 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 3$ ve $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 8$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları

Önceki simülasyon sonuçlarına ek olarak, $N_t = 256$ antenli verici sistem ile $N_r = 64$ antenli alıcı sistem gibi farklı konfigürasyona sahip bir iletişim sistemi tasarlanarak analizler de gerçekleştirilmiştir. Bu yeni sistemlerde de önceki sistemlere benzer şekilde $d = \lambda/2$ özelliğinde ULA antenler kullanılmıştır. $N_s = N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} = L = 2$ durumu için tasarlanan mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminin performans sonuçları Şekil 4.4'te görülmektedir. Daha önceden de belirtildiği gibi, bu deney koşulu en kötü durum olarak adlandırılmaktadır, çünkü RF zincirlerinin sayısı veri akış sayısına eşittir. Edinilen simülasyon sonuçları göz önüne alındığında, tasarlanan karma ön kodlama şemasının, tüm İGO aralıklarında diğer sistemlerden daha iyi performans sağladığı görülmektedir.

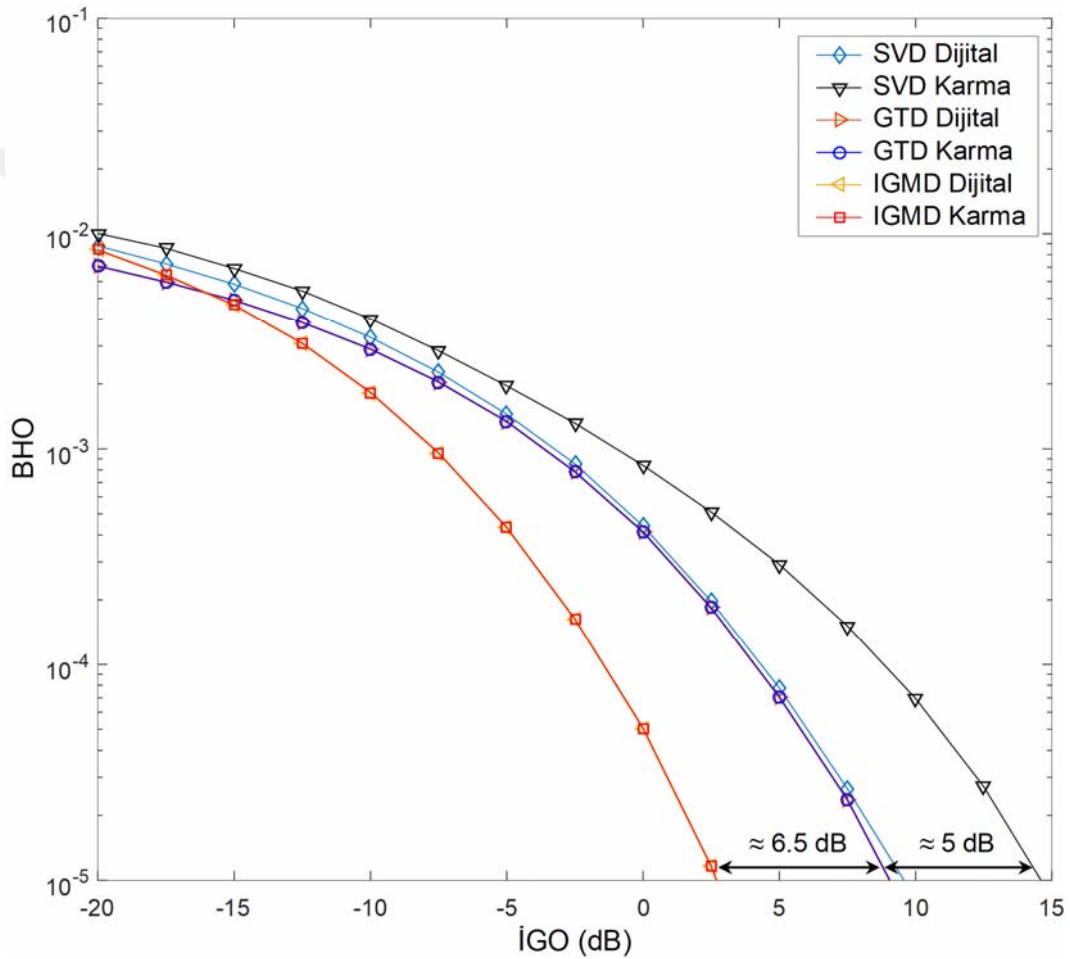


Şekil 4.4. Tasarımı gerçekleştirilen karma ön kodlama şemasının 256×64 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} = L = 2$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları

Tasarlanan sistemin en kötü durum deneyinde dahi tamamen dijital karma ön kodlama şeması kadar iyi performans sergilediği Şekil 4.4'te açık şekilde görülmektedir. Bununla

birlikte önerilen IGMD temelli ön kodlama şeması diğer ön kodlayıcı şemalara göre 16 dB gibi yüksek bir iyileştirme sağlamıştır.

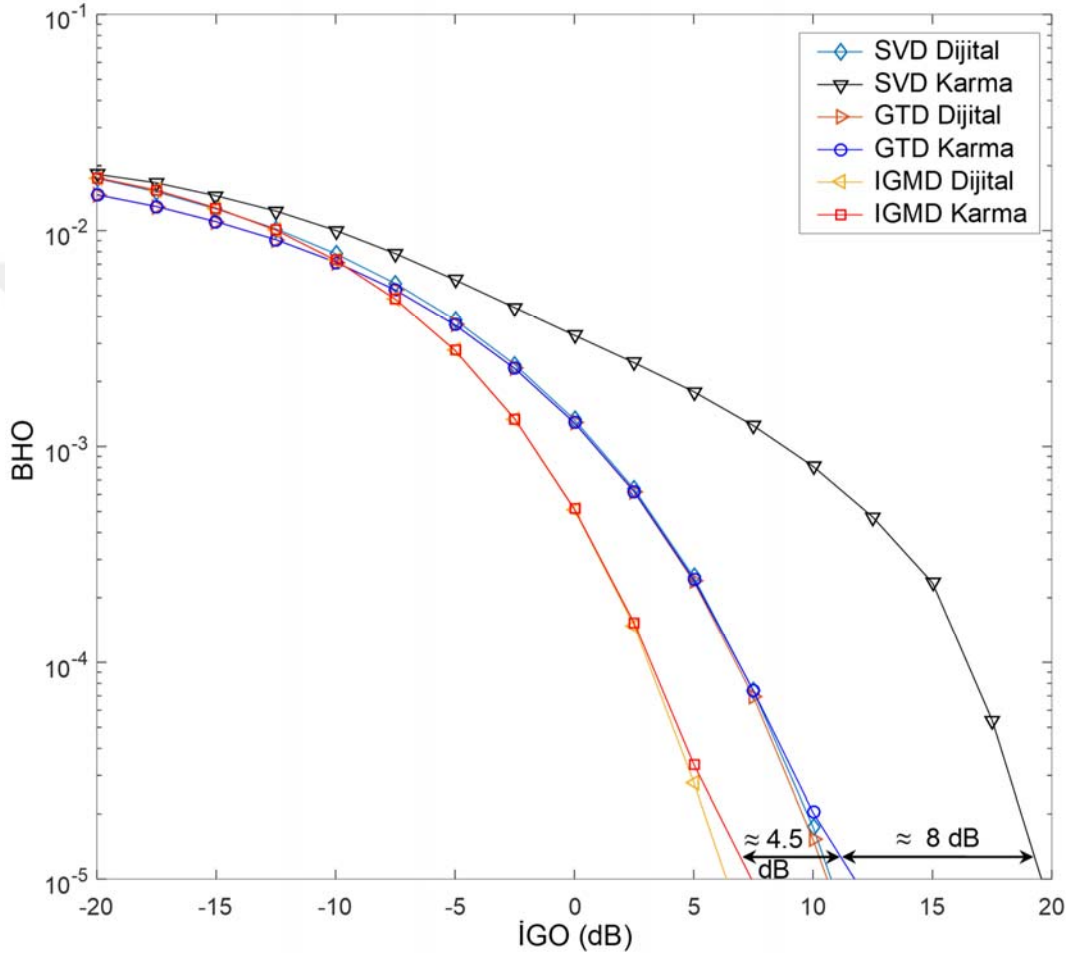
$N_s = 2$, $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 4$ değerleri için elde edilen performans sonuçları Şekil 4.5'te verilmiştir. Bu koşullar için elde edilen sonuçlardan, önerilen karma ön kodlayıcının 10^{-5} BHO seviyesindeki performansının GTD tabanlı sisteminkinden yaklaşık olarak 6.5 dB, SVD tabanlı sisteminkinden ise yaklaşık 11.5 dB daha iyi olduğu görülmüştür.



Şekil 4.5. Önerilen IGMD tabanlı karma ön kodlayıcının 256×64 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 2$, $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 4$ koşulları için elde edilen BHO performansı

Son simülasyon çalışması, RF zincirlerinin sayısının veri akışı sayısından çok daha yüksek olması durumu için değerlendirilmiştir. Bu deneyde, N_s veri akışı sayısı 3 olarak seçilirken, verici ve alıcı RF zincirlerinin sayısı 8 olarak seçilmiştir. Şekil 4.6'da sunulan eğrilerin dikkate alınması durumunda, tasarlanan IGMD tabanlı karma ön kodlama

şemasının, bu konfigürasyonlar için de tüm İGO değerlerinde daha iyi performans gösterdiği açıktır. Tipik olarak 10^{-3} seviyesinde bir BHO değeri göz önünde bulundurulduğunda, tasarlanan karma ön kodlama şeması 12 dB daha iyi bir performans sağlayabilmektedir. Bir diğer örnekte, 10^{-5} seviyesinde bir BHO değerinde, sağlanan performans iyileştirme değeri ise 12.5 dB kadar olmuştur.



Şekil 4.6. Önerilen IGMD tabanlı karma ön kodlayıcının 256×64 mmDalga masif ÇGÇÇ iletişim sisteminde $N_s = 3$ ve $N_t^{RF} = N_r^{RF} = L = 8$ şartları için elde edilen BHO performans sonuçları

Sunulan tüm simülasyon sonuçları dikkate alındığında, IGMD yöntemi kullanılarak tasarlanan karma ön kodlama şemasının, tüm analiz durumları için GTD tabanlı sistemden ve SVD tabanlı sistemden daha iyi performans gösterdiği açık şekilde görülmüştür. Ayrıca, IGMD tabanlı karma ön kodlama şeması, tüm deney koşullarında tam dijital karma ön kodlama şeması kadar yüksek performans sağlamıştır.

BÖLÜM V

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, yeni nesil (5G mobil iletişim sistemleri) ve masif 5G iletişim sistemleri gibi mmDalga frekanslarında çalışması hedeflenen iletişim sistemleri için hüzmleme teknikleri incelenmiştir. Bu iletişim sistemlerinde analog ve dijital hüzmleme tekniklerinin kullanılmaları uygun değildir çünkü dijital hüzmleme tekniğinde her bir anten için ayrı RF zinciri kullanımı gerekmektedir. Bu durum ise hem maliyet artışı hem de yüksek enerji tüketimi problemine neden olmaktadır. Analog hüzmleme tekniği ise, çok sayıda anteni faz kaydırıcı sistemler aracılığıyla tek bir RF zincirine bağlayıp enerji ve maliyet sorununu gidermektedir. Ancak bu sistemlerin performansı ve spektral verimliliği ise dijital hüzmleme sistemleri kadar yüksek değildir. Bahsedilen bu problemleri çözmek için, analog ve dijital ön kodlama şemalarını birleştiren karma ön kodlama yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntem, mimarisi gereği analog ve dijital hüzmleyicilerin performansları arasında bir ödünleşim sağlayabildiği için yeni nesil iletişim sistemleri için umut verici bir teknoloji olarak değerlendirilmektedir.

Tez çalışmasında, 5G iletişim sistemleri için yeni bir karma hüzmleyici sistem tasarımı gerçekleştirilmiştir. IGMD yöntemi, kanal matrisinin sıfır olmayan tekil değerlerinin geometrik ortalamasını önceden hesaplama gereksinimini ortadan kaldırma, kontrol mantığını basitleştiren düzenli bir yapıya sahip olma ve donanım uygulama perspektifinden bakıldığında ise farklı işaret boyutlarını bağdaştırmayı daha kolay hale getirme avantajları sunmaktadır. Tez kapsamında karma ön kodlayıcı tasarımı gerçekleştirilirken IGMD yönteminden faydalanılmıştır. Tasarlanan karma ön kodlayıcının başarımları analizleri; verici/alıcı antenlerinin, veri akışının, verici/alıcı RF zincirlerinin ve yayılım kanalının saçılma sayılarının farklı parametrik değerleri göz önünde bulundurularak kapsamlı analizler gerçekleştirilmiştir. Ayrıca bu tez kapsamında önerilen sistemin başarımları, literatürde daha önceden önerilen SVD ve GTD yöntemlerini kullanan ön kodlayıcı sistemlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen başarımları, tasarımı gerçekleştirilen hüzmleyici sistemin literatürde mevcut olan sistemlerden daha iyi başarımları sağladığını göstermiştir. Tasarlanan karma ön kodlama şeması IGDM yönteminin sunduğu avantajlar sayesinde önceki yöntemlere göre üstün performans sağlamıştır.

KAYNAKLAR

3GPP. “*Physical Channels and Modulation (Release 11) (TSGR-0136211v910)*” 2010.

Agyapong, P.K., Iwamura, M., Staehle, D., Kiess, W. and Benjebbour, A., “Design considerations for a 5G network architecture”, *IEEE Communications Magazine* 52(11), 65-75, 2014.

Alkhateeb, A., Mo, J., Gonzalez-Prelcic, N. and Heath, R.W., “MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems”, *IEEE Communications Magazine* 52(12), 122-131, 2014.

Amadori, P.V. and Masouros, C., “Low RF-complexity millimeter-wave beamspace-MIMO systems by beam selection”, *IEEE Transactions on Communications* 63(6), 2212-2223, 2015.

Andrews, J.G., Buzzi, S., Choi, W., Hanly, S.V., Lozano, A., Soong, A.C.K. and Zhang, J.C., “What will 5G be?”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 32(6), 1065-1082, 2014.

Ankarali, Z.E., Peköz, B. and Arslan, H., “Flexible radio access beyond 5G: A future projection on waveform, numerology, and frame design principles”, *IEEE Access* 5, 18295-18309, 2017.

Ayach, O.E., Heath, R.W., Abu-Surra, S., Rajagopal, S., and Pi, Z., “The capacity optimality of beam steering in large millimeter wave MIMO systems”, *2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 100-104, 2012.

Ayach, O.E., Rajagopal, S., Abu-Surra, S., Pi, Z. and Heath, R.W., “Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 13(3), 1499-1513, 2014.

Bai, T., Alkhateeb, A. and Heath, R.W., “Coverage and capacity of millimeter-wave cellular networks”, *IEEE Communications Magazine* 52(9), 70-77, 2014.

Bhushan, N., Li, J., Malladi, D., Gilmore, R., Brenner, D., Damnjanovic, A., Sukhavasi, R.T., Patel, C. and Geirhofer, S., “Network densification: the dominant theme for wireless evolution into 5G”, *IEEE Communications Magazine* 52(2), 82-89, 2014.

Björnson, E., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L., “Massive MIMO: ten myths and one critical question”, *IEEE Communications Magazine* 54(2), 114-123, 2016.

Boccardi, F., Heath, R.W., Lozano, A., Marzetta, T.L. and Popovski, P., “Five disruptive technology directions for 5G”, *IEEE Communications Magazine* 52(2), 74-80, 2014.

Chen, C.E., “An iterative hybrid transceiver design algorithm for millimeter wave MIMO systems”, *IEEE Wireless Communications Letters* 4(3), 285-288, 2015.

Chen, C., Tsai, Y. and Yang, C., “An iterative geometric mean decomposition algorithm for MIMO communications systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 14(1), 343-352, 2015.

Commission of the European Communities. “*Exploiting the employment potential of ICTs*”. Strasbourg: Staff Working Document 2012.

Correia, L.M. and Smulders P.F.M., “Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels”, *Electronics & Communication Engineering Journal* 9(2), 73-80, 1997.

Daniels, R.C. and Heath, R.W., “60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations”, *IEEE Vehicular Technology Magazine* 2(3), 41-50, 2007.

Doan, C.H., Emami, S., Sobel, D.A., Niknejad, A.M. and Brodersen, R.W., “Design considerations for 60 GHz CMOS radios”. *IEEE Communications Magazine* ., 42(12), 132-140, 2004.

Gao, X., Dai, L., Han, S., I, C.L. and Heath, R.W., “Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 34(4), 998-1009, 2016.

Gao, Z., Dai, L., Mi, D., Wang, Z., Imran, M.A. and Shakir, M.Z., “MmWave massive-MIMO-based wireless backhaul for the 5G ultra-dense network”, *IEEE Wireless Communications* 22(5), 13-21, 2015.

Ghauch, H., Bengtsson, M., Kim, T. and Skoglund, M., “Subspace estimation and decomposition for hybrid analog-digital millimetre-wave MIMO systems”, *2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 395-399, 2015.

Gholam, F., Via, J., and Santamaria, I., “Beamforming design for simplified analog antenna combining architectures”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 60(5), 2373-2378, 2011.

Gorokhov, A., Gore, D.A., and Paulraj, A.J., “Receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing: theory and algorithms”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 51(11), 2796-2807, 2003.

Guo, N., Qiu, R.C., Mo, S.S. and Takahashi, K., “60-GHz millimeter-wave radio: principle, technology, and new results”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2007, 1-8, 2007.

Gupta, A. and Jha, R.K., “A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies”, *IEEE Access* 3, 1206-1232, 2015.

Han, C., Harrold, T., Armour, S., Krikidis, I., Videv, S., Grant, P.M., Thompson, J.S., Ku, I., Wang, C.X., Le, T.A., Nakhai, M.R., Zhang, J. and Hanzo, L., “Green radio: radio techniques to enable energy-efficient wireless networks”, *IEEE Communications Magazine* 49(6), 46-54, 2011.

Han, S., I, C.L, Xu, Z. and Rowell, C., “Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G”, *IEEE Communications Magazine* 53(1), 186-194, 2015.

Hoydis, J., Brink, S. and Debbah, M., “Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need?”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 31(2), 160-171, 2013.

Hu, R.Q. and Qian, Y., “An energy efficient and spectrum efficient wireless heterogeneous network framework for 5G systems”, *IEEE Communications Magazine* 52(5), 94-101, 2014.

I, C.L., Rowell, C., Han, S., Xu, Z., Li, G. and Pan, Z., “Toward green and soft: a 5G perspective”, *IEEE Communications Magazine* 52(2), 66-73, 2014.

ITU-R. “*IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond (No. M.2083-0)*”. Geneva, Switzerland 2015.

Jiang, Y., Hager, W.W. and Li, J., “Tunable channel decomposition for MIMO communications using channel state information”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 54(11), 4405-4418, 2006.

Jiang, Y., Li, J. and Hager, W.W., “Transceiver design using generalized triangular decomposition for MIMO communications with QoS constraints”, *IEEE Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 1154–1157, 2004.

Jin, J., Zheng, Y.R., Chen, W. and Xiao, C., “Hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems with finite-alphabet inputs”, *2017 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-6, 2017.

Jungnickel, V., Manolakis, K., Zirwas, W., Panzner, B., Braun, V., Lossow, M., Sternad, M., Apelfröjd, R. and Svensson, T., “The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5G”, *IEEE Communications Magazine* 52(5), 44-51, 2014.

Kabalci, Y., “5G mobile communication systems: fundamentals, challenges, and key technologies”, *Smart Grids and Their Communication Systems*, pp. 329-359, *Springer*, Singapore, 2019.

Kabalci, Y. and Arslan, H., “Hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems with generalized triangular decomposition”, *2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, pp.1-6, 2018.

Kim, C., Son, J.S., Kim, T. and Seol, J.Y., “On the hybrid beamforming with shared array antenna for mmWave MIMO-OFDM systems”, *2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 335-340, 2014.

Kim, T., Park, J., Seol, J.-Y., Jeong, S., Cho, J. and Roh, W., “Tens of Gbps support with mmWave beamforming systems for next generation communications”, *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 3685-3690, 2013.

Kishiyama, Y., Benjebbour, A., Nakamura, T. and Ishii, H., “Future steps of LTE-A: evolution toward integration of local area and wide area systems”, *IEEE Wireless Communications* 20(1), 12-18, 2013.

Larsson, E.G., Edfors, O., Tufvesson, F. and Marzetta, T.L., “Massive MIMO for next generation wireless systems”, *IEEE Communications Magazine* 52(2), 186-195, 2014.

Lee, Y.-Y., Wang, C.-H. and Huang, Y.-H., “A hybrid RF/Baseband precoding processor based on parallel-index-selection matrix-inversion-bypass simultaneous orthogonal matching pursuit for millimeter wave MIMO systems”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 63(2), 305-317, 2015.

Liu, D., Wang, L., Chen, Y., El Kashlan, M., Wong, K.K., Schober, R. and Hanzo, L., “User association in 5G networks: A survey and an outlook”, *IEEE Communications Surveys Tutorials* 18(2), 1018-1044, 2016.

Liu, Y., Zhang, Y., Yu, R. and Xie, S., “Integrated energy and spectrum harvesting for 5G wireless communications”, *IEEE Network* 29(3), 75-81, 2015.

Love, D.J. and Heath, R.W., “Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems”, *IEEE Transactions on Communications* 51(7), 1102-1110, 2003.

Lu, L., Li, G.Y., Swindlehurst, A.L., Ashikhmin, A. and Zhang, R., “An overview of massive MIMO: Benefits and challenges”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing* 8(5), 742-758, 2014.

Marshall, A.W., Olkin, I. and Arnold, B.C., “Inequalities: theory of majorization and its applications”. (2nd ed.). *Springer Science+Business Media, LLC*,: New York, 2011.

Marzetta, T.L., “How much training is required for multiuser MIMO?”, *2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. (ss. 359-363) 2006.

Marzetta, T.L., “Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 9(11), 3590-3600, 2010.

Mo, J. and Heath, R.W., “High SNR capacity of millimeter wave MIMO systems with one-bit quantization”, *2014 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*. (ss. 1-5) 2014.

Molisch, A.F., Win, M.Z., Choi, Y.-S. and Winters, J.H., “Capacity of MIMO systems with antenna selection”, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 4(4), 1759-1772, 2005.

Molisch, A.F. and Zhang, X., “FFT-based hybrid antenna selection schemes for spatially correlated MIMO channels”, *IEEE Communications Letters* 8(1), 36-38, 2004.

Mumtaz, S., Rodriguez, J. and Dai, L., “mmWave massive MIMO: a paradigm for 5G”. *Academic Press is an imprint of Elsevier*, London, United Kingdom 2017.

Ngo, H.Q., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L., “Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems”, *IEEE Transactions on Communications* 61(4), 1436-1449, 2013.

Nsenga, J., Bourdoux, A., and Horlin, F., “Mixed Analog/Digital beamforming for 60 GHz MIMO frequency selective channels”, *2010 IEEE International Conference on Communications*, pp. 1-6, 2010.

NTT Docomo, “5G radio access: requirements, concept and technologies (DOCOMO 5G White Paper)” 2014.

Obara, T., Suyama, S., Shen, J. and Okumura, Y., “Joint fixed beamforming and eigenmode precoding for super high bit rate massive MIMO systems using higher frequency bands”, *2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC)*, pp. 607-611, 2014.

Panwar, N., Sharma, S. and Singh, A.K., “A survey on 5G: The next generation of mobile communication”, *Physical Communication* . , 18, 64-84, 2016.

Pi, Z., “Optimal transmitter beamforming with per-antenna power constraints”, *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 3779-3784, 2012.

Pi, Z. and Khan, F., “An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems”, *IEEE Communications Magazine* 49(6), 101-107, 2011.

Pierucci, L., “The quality of experience perspective toward 5G technology”, *IEEE Wireless Communications* 22(4), 10-16, 2015.

Rappaport, T.S., Sun, S., Mayzus, R., Zhao, H., Azar, Y., Wang, K. and Gutierrez, F., “Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!”, *IEEE Access* 1, 335-349, 2013.

Rodriguez, J., “Fundamentals of 5G mobile networks”, *Wiley*, Chichester, West Sussex, United Kingdom, 2015.

Roh, W., Seol, J.-Y., Park, J., Lee, B., Lee, J., Kim, Y. and Aryanfar, F., “Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results”, *IEEE communications magazine* 52(2), 106-113, 2014.

Rusek, F., Persson, D., Lau, B.K., Larsson, E.G., Marzetta, T.L., Edfors, O. and Tufvesson, F., “Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays”, *IEEE Signal Processing Magazine* 30(1), 40-60, 2013.

Rusu, C., Méndez-Rial, R., González-Prelcicy, N. and Heath, R.W., “Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems”, *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1340-1345, 2015.

Samimi, M., Wang, K., Azar, Y., Wong, G.N., Mayzus, R., Zhao, H. and Rappaport, T.S., “28 GHz angle of arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York City”, *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1-6, 2013.

Sanayei, S. and Nosratinia, A., “Antenna selection in MIMO systems”, *IEEE Communications Magazine* 42(10), 68-73, 2004.

Sawada, H., Nakase, H., Sato, K. and Harada, H., “A sixty GHz vehicle area network for multimedia communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 27(8), 1500-1506, 2009.

Sayeed, A.M., “Deconstructing multiantenna fading channels”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 50, 2563-2579, 2002.

Shafi, M., Molisch, A.F., Smith, P.J., Haustein, T., Zhu, P., Silva, P.D. and Wunder, G., “5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 35(6), 1201-1221, 2017.

Shi, S., Yang, W., Zhang, J. and Chang, Z., “Review of key technologies of 5G wireless communication system”, *MATEC Web of Conferences*, 22, 01005, 2015.

Shokri-Ghadikolaei, H., Fischione, C., Fodor, G., Popovski, P. and Zorzi, M., “Millimeter wave cellular networks: A mac layer perspective”, *IEEE Transactions on Communications* 63(10), 3437-3458, 2015.

Shokri-Ghadikolaei, H., Gkatzikis, L. and Fischione, C., “Beam-searching and transmission scheduling in millimeter wave communications”, *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1292-1297, 2015.

Spencer, Q.H., Jeffs, B.D., Jensen, M.A. and Swindlehurst, A.L., “Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 18(3), 347-360, 2000.

Su, M., Huang, Y., Zhang, C., Zhang, J. and Li, Y., “Hybrid precoder design for millimeter wave systems based on geometric construction”, *2017 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-6, 2017.

Sudarshan, P., Mehta, N.B., Molisch, A.F. and Zhang, J., “Channel statistics-based RF pre-processing with antenna selection”, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 5(12), 3501-3511, 2006.

Sun, S., Rappaport, T.S., Heath, R.W., Nix, A. and Rangan, S., “MIMO for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?”, *IEEE Communications Magazine* 52(12), 110-121, 2014.

Swindlehurst, A.L., Ayanoglu, E., Heydari, P. And Capolino, F., “Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution?”, *IEEE Communications Magazine* 52(9), 56-62, 2014.

Tropp, J.A. and Gilbert, A.C., “Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit”, *IEEE Transactions on Information Theory* 53(12), 4655-4666, 2007.

Valdes-Garcia, A., Nicolson, S.T., Lai, J., Natarajan, A., Chen, P., Reynolds, S.K. and Floyd, B., “A fully integrated 16-element phased-array transmitter in SiGe BiCMOS for 60-GHz communications”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 45(12), 2757-2773, 2010.

Vannithamby, R., and Talwar, S., “Towards 5G: applications, requirements & candidate technologies”, *John Wiley & Sons Inc*, Chichester, West Sussex, United Kingdom, 2017.

Venkateswaran, V. and Veen, A.J., “Analog beamforming in MIMO communications with phase shift networks and online channel estimation”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 58(8), 4131-4143, 2010.

Vook, F.W., Ghosh, A. and Thomas, T.A., “MIMO and beamforming solutions for 5G technology”, *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, pp. 1-4, 2014.

Wang, C.X., Haider, F., Gao, X., You, X.H., Yang, Y., Yuan, D. and Hepsaydir, E., “Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks”, *IEEE Communications Magazine* 52(2), 122-130, 2014.

Wang, J., Lan, Z., Pyo, C., Baykas, T., Sum, C., Rahman, M.A., and Kato, S., “Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 27(8), 1390-1399, 2009.

Warren, D. and Dewar, C., “*Understanding 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile (Technical report)*”, GSMA Intelligence 2014.

Wei, L., Hu, R. Q., Qian, Y. and Wu, G., “Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems”, *IEEE Wireless Communications* 21(6), 136-143, 2014.

Weng, C.C., Chen, C.Y. and Vaidyanathan, P.P., “Generalized triangular decomposition in transform coding”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 58(2), 566-574, 2010a.

Weng, C.C., Chen, C.Y. and Vaidyanathan, P.P., “MIMO transceivers with decision feedback and bit loading: theory and optimization”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 58(3), 1334-1346, 2010b.

Weyl, H., “Inequalities between the two kinds of eigenvalues of a linear transformation”, *Proceedings of the National Academy of Sciences* 35(7), 408-411, 1949.

Wu, D., Wang, J., Cai, Y. and Guizani, M., “Millimeter-wave multimedia communications: Challenges, methodology, and applications”, *IEEE Communications Magazine* 53(1), 232-238, 2015.

Xu, H., Kukshya, V. and Rappaport, T. S., “Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 20(3), 620-630, 2002.

Xu, Z., Sfar, S. and Blum, R.S., “Analysis of MIMO systems with receive antenna selection in spatially correlated rayleigh fading channels”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 58(1), 251-262, 2009.

Yang, C.-H., Chou, C.-W., Hsu, C.-S. and Chen, C.-E., “A systolic array based GTD processor with a parallel algorithm”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 62(4), 1099-1108, 2015.

Yin, B., Abu-Surra, S., Xu, G., Henige, T., Pisek, E., Pi, Z. and Cavallaro, J.R., “High-throughput beamforming receiver for millimeter wave mobile communication”, *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 3697-3702, 2013.

Yu, Y., Baltus, P.G.M. and Roermund, A.H.M., “Integrated 60GHz RF beamforming in CMOS”. *Springer*, Dordrecht, 2011.

Zhang, E. and Huang, C., “On achieving optimal rate of digital precoder by RF-baseband codesign for MIMO systems”, *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pp. 1-5, 2014.

Zhang, X., Zhang, J., Wang, W., Zhang, Y., I, C.L., Pan, Z. and Chen, Y. “Macro-assisted data-only carrier for 5G green cellular systems”, *IEEE Communications Magazine* 53(5), 223-231, 2015.

Zhang, X., Molisch, A.F. and Kung, S.-Y., “Variable-phase-shift-based RF-baseband codesign for MIMO antenna selection”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 53(11), 4091-4103, 2005.

Zheng, X., Xie, Y., Li, J. and Stoica, P., “MIMO transmit beamforming under uniform elemental power constraint”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 55(11), 5395-5406, 2007.

Zhou, L. and Ohashi, Y., “Efficient codebook-based MIMO beamforming for millimeter-wave WLANs”, *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1885-1889, 2012.



ÖZGEÇMİŞ

Mustafa AHMADI 01.12.1992 tarihinde Afganistan Logar ilinde doğdu. İlkokul beşinci sınıfa kadar Pakistan'da, ilkokul beşinci sınıftan sonraki öğretimini Afganistan'da doğduğu ilde tamamladı. Kasım 2011 yılında Türkiye'ye geldi ve 9 aylık Türkçe öğrenimini İzmir'de tamamladı. 2012 yılında girdiği Erciyes Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Bölümünden 2016 yılında mezun oldu. 2016 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı ve yüksek lisans öğrenimine devam etmektedir. İlgili alanı Kablosuz İletişim Sistemleridir.

