

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TASARSIZ AĞLARDA VE ÇOK KULLANICILI ÇOK GİRİŞLİ ÇOK
ÇIKIŞLI HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ÜSTDÜŞÜM KODLAMA
KULLANIMI**

DOKTORA TEZİ

Ahmet Zahid YALÇIN

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ayşe Melda Yüksel TURGUT

MART 2018

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Doktora derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 121217001 numaralı Doktora öğrencisi **Ahmet Zahid YALÇIN**'nin ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **“TASARSIZ AĞLARDA VE ÇOK KULLANICILI ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ÜSTDÜŞÜM KODLAMA KULLANIMI”** başlıklı tezi **26.03.2018** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı: **Doç. Dr. A. Melda Yüksel TURGUT**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri: **Prof. Dr. Bülent TAVLI (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Prof. Dr. Ali Özgür YILMAZ
Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Tolga M. DUMAN
İ. D. Bilkent Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Ahmet Zahid YALÇIN

ÖZET

Doktora Tezi

TASARSIZ AĞLARDA VE ÇOK KULLANICILI ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ÜSTDÜŞÜM KODLAMA KULLANIMI

Ahmet Zahid YALÇIN

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. A. Melda Yüksel TURGUT

Tarih: MART 2018

Bu tez çalışmasının birinci bölümünde, üstdüşüm kodlamanın pratik bir uygulaması olan hiyerarşik kipleme, daha düşük iletim gecikmeleri elde etmek için tasarsız ağlarda uygulanmıştır. Bu uygulama sırasında, en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada, önceden tanımlanmış iki adet problem ele alınmıştır. i) Her kullanıcıya, eşit öneme sahip paketler üretilir. ii) Her kullanıcıya üretilen paketler, dört farklı önem derecesine sahiptir. İkinci problemde, listelenen kullanıcının kuyruğunda bekleyen yüksek öncelikli paketler olduğu sürece, düşük öncelikli paketler gönderilemez kuralı uygulanmaktadır. Birinci problemde, önerilen model hiyerarşik kipleme kullanılmayan sistemlerle karşılaştırıldığında, hiyerarşik kipleme kullanılması, iletilen toplam paket miktarında herhangi bir kayba neden olmadan paketlerin kuyrukta bekleme sürelerini kısaltmaktadır. İkinci problemde ise paketlerin iletim gecikmelerindeki azalmaya ek olarak, iletilen toplam paket miktarında da önemli artışlar gözlemlenmiştir. Buna ek olarak, çoklu erişim girişiminin etkisi de incelenmiştir. Hiyerarşik kipleme kullanılan ve kullanılmayan durumların, benzer yeniden kullanım faktörlerine sahip oldukları gösterilmiştir.

Tez çalışmasının ikinci bölümünde ise, aşağı gönderim çok girişli çok çıkışlı (MIMO) bir kablosuz haberleşme kanalı düşünülmektedir. Baz istasyonunda tüm kullanıcılara gönderilmek üzere genel veri akışı, bazı kullanıcılara gönderilmek üzere özel veri akışı bulunmaktadır. Bu iletim, aşağı gönderimde farklı koruma seviyelerine sahip verileri içeren iki katmanlı veri dizininin bütün kullanıcılara gönderilmesi anlamına

gelmektedir. Geleneksel çok kullanıcılı çok girişli çok çıkışlı (MU-MIMO) sistemlerinden farklı olarak, bir veri akışı, birden fazla kullanıcıya gönderilmektedir ve bu veri akışının bir kısmı ya da tamamı bu kullanıcılar tarafından çözülebilmektedir. Bu sistem, dik olmayan çoklu erişim (NOMA) modelinden farklı olarak, aynı verinin birden fazla kullanıcıya gönderildiği çok noktaya gönderim ve bir verinin sadece ilgili kullanıcıya gönderildiği tek noktaya gönderim sistemlerinin birleşimi olarak düşünülebilir. Ele alınan sistem modeli ile çok noktaya yayın modelleri arasındaki temel fark iletim yapılan iletim gruplarının kesişmemesidir. Bu çalışmada, çok antenli verici ve tek antenli kullanıcıların bulunduğu, üstdüşüm kodlama kullanılan MU-MIMO sistemleri için ön kodlayıcı tasarımı yapılmaktadır.

Birinci ön kodlayıcı tasarım probleminde amaç, ağırlıklı toplam veri hızını (WSR) en büyükleyen ön kodlayıcıyı bulmaktır. Bu problem dışbükey olmayan ve çözmesi oldukça zor bir problemdir. Bundan dolayı, bu problemin Lagrange çifti hesaplanmış ve KKT koşullarını sağlayan durumlar belirtilmiştir. Ayrıca, karşılıklı bilgi miktarı ile en küçük ortalama karesel hata (MMSE) arasındaki ilişki kullanılarak, WMMSE ile WSR problemlerinin eşdeğer problemler oldukları ispatlanmıştır. Elde edilen ön kodlayıcı yapısı kullanılarak, alıcıları ve ön kodlayıcıları sırasıyla güncelleyen bir algoritma önerilmiştir. İkinci ön kodlayıcı problemi için ise daha az karmaşık bir yöntem olan fazı ayarlanmış ZF (PAZF) ön kodlayıcısı tanıtılmıştır. Benzerim sonuçları göstermiştir ki, her iki algoritma da hızlı bir şekilde yakınsamaktadır. WMMSE algoritması, hem PAZF algoritmasından hem de ZF ön kodlayıcısından daha başarılıdır. WMMSE algoritması girişimi yönetme konusunda daha başarılıdır. Öte yandan PAZF algoritması da, optimal faz değerlerini bularak uyumlu birleştirme kazancını artırmaktadır.

Anahtar Kelimeler: En büyük ağırlıklı listeleme, Hiyerarşik kipleme, Çok girişli çok çıkışlı yayın kanalları, Çok kullanıcılı çok girişli çok çıkışlı sistemler, Çok gruplu çok noktaya yayın, Ön kodlayıcı tasarımı, Tasarsız ağlar, Üstdüşüm kodlama, Yayın kanalları, Sıfıra zorlayan ön kodlama.

ABSTRACT

Doctor of Philosophy

SUPERPOSITION CODING IN AD-HOC NETWORKS AND DOWNLINK MU-MIMO SYSTEMS

Ahmet Zahid YALÇIN

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Doç. Dr. A. Melda Yüksel TURGUT

Date: MARCH 2018

In the first part of this thesis, hierarchical modulation is used in conjunction with maximum-weight scheduling to achieve lower transmission delays. Via hierarchical modulation, the scheduled user has the option to transmit to two users simultaneously. Two problems are considered:

- Each user generates equally important packets,
- Packets can have four different priority levels.

As long as there are high priority packets waiting in the scheduled user's queue, lower priority packets cannot be transmitted. When compared with single-layer transmission, using hierarchical modulation lowers packet transmission delays without any loss in throughput for the first problem. For the second problem, throughput gains are also achieved. The effect of multiple access interference is also investigated. It is shown that both single and two-layer schemes have similar average spatial reuse factors.

In the second part, a downlink (DL) wireless communication channel is considered. The base station (BS) has common data for all users, unicast data for a set of intended users, and transmits the superposition of these messages. This setting neither falls into the non-orthogonal multiple access (NOMA) literature nor into the multi-group multicasting literature. In NOMA systems, the BS has unicast data for all users, and multiple users share same time, frequency or code resources. In multi-group

multicasting, there are non-overlapping groups, each demanding a different multicast message. This paper studies precoder design for a downlink system, in which the BS simultaneously transmits common data to all users, and unicast data to a subset of users via superposition coding. The objective is to maximize the weighted sum rate (WSR). It is first shown that the precoders designed for WSR maximization and weighted minimum mean square error (WMMSE) minimization are equivalent. Secondly, as the optimal precoder for maximum WSR is hard to solve, an iterative, low complexity algorithm (named as WMMSE), based on WMMSE transmit precoders and receivers, is proposed. Another low-complexity precoder, the phase aligned zero forcing (PAZF) precoder is also introduced. The results show that both algorithms converge fast. The WMMSE algorithm outperforms both PAZF and the zero-forcing (ZF) precoder for all signal-to-noise ratio (SNR) ranges. It offers better interference management and high coherent combining gains for common data. Similarly, PAZF finds the optimal phase rotation on the ZF precoder, and increases coherent combining gains.

Keywords: Ad-hoc networks, Broadcast channel, Hierarchical modulation, Maximum-weight scheduling, Multiple input multiple output broadcast channel, Multi-user multiple input multiple output systems, Multi-group multicasting, Precoder design, Superposition coding, Zero-forcing precoder.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, sınırsız sabrı, zamanı, dürüst eleştirisi ile çalışmalarımı destekleyen değerli hocam Doç. Dr. Ayşe Melda Yüksel TURGUT'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum. Kablosuz haberleşme alanındaki kapsamlı bilgi ve tecrübesi, problem çözme yöntemlerindeki farklı bakış açısı ve çalışma etiği konusundaki prensipleri benim için ilham kaynağı olmuştur ve çalışmalarım boyunca bana yardımcı olmuştur. Ayrıca, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım Dr. İsrail BAHÇECİ'ye ve eğitim hayatım boyunca gerek fikirleri gerek yardımları ve tecrübeleri ile bana yardımcı olan TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine çok teşekkür ederim. Ayrıca, doktora eğitimi boyunca sağladığı araştırma imkanları ve burs desteğinden dolayı, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'ne sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

İkinci olarak, tez çalışmalarım esnasında, bütün sıkıntılara rağmen destekleriyle her zaman yanımda olan kıymetli aile fertlerim annem Naciye Yalçın'a, babam Faruk Yalçın'a, kardeşlerim Hubeyb Yalçın, Muhammet Emin Yalçın ve Eslem Merve Yalçın'a, kayınpederim Adnan Vural Örsdemir'e ve kayınvalidem Fatma Örsdemir'e sevgi dolu teşekkürlerimi sunuyorum. Onların sevgileri ve destekleri hiçbir zaman unutulmayacaktır.

Son olarak da bu tezi, kıymetli hayat arkadaşım, gözümün nuru Sümeyra'ma ve biricik kızım, göz aydınlığım Büşra Ece'ye ithaf etmek istiyorum. Onlara yapılması gereken, bir teşekkür ifadesinin çok ötesindedir. Destekleri ile bu tez çalışmasına hayat vermişlerdir.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
KISALTMALAR	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1 Motivasyon	1
1.2 Tezin Katkısı	4
1.3 Matematiksel Gösterim	6
1.4 Tez Organizasyonu	6
2. LİTERATÜR ÖZETİ	7
2.1 Çoklu Anten Teknolojileri	8
2.1.1 Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler	10
2.1.2 Ön kodlama	13
2.1.2.1 Doğrusal ön kodlama	13
2.1.2.2 Doğrusal olmayan ön kodlama	14
2.1.2.3 Tekil değer ayrıştırma	14
2.1.2.4 Genelleştirilmiş tekil değer ayrıştırma	14
2.1.2.5 Blok köşegenleştirme	15
2.2 Üstdüşüm Kodlama	15
2.2.1 Hiyerarşik kipleme	16
2.2.2 Dik olmayan çoklu erişim (NOMA)	19
2.3 Çok Noktaya Yayın	24
2.3.1 Tek gruba çok noktaya yayın	25
2.3.2 Çoklu gruba çok noktaya yayın	25
3. TASARSIZ AĞLARDA ÜSTDÜŞÜM KODLAMA	27
3.1 Giriş	27
3.2 İlgili Çalışmalar	27
3.3 Sistem Modeli	29
3.4 Kullanılan Kipleme Çeşitleri	31
3.5 Tek Öncelikli Paket Üretimi	34
3.6 Dört Farklı Öncelikli Paket Üretimi	35
3.7 Uzamsal Yeniden Kullanım Oranı	37
3.8 Benzetim Sonuçları	38
3.9 Sonuç	44
4. MU-MIMO SİTEMLERDE ÜSTDÜŞÜM KODLAMA	47
4.1 Giriş	47
4.2 İlgili Çalışmalar	48

4.3 Sistem Modeli	50
4.3.1 Erişilebilir veri hızı ve hatanın değışintisi tanımları	52
4.3.2 Ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme problemi	54
4.3.3 Ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı en küçükleme problemi ..	55
4.4 WSR ve WMMSE Problemlerinin Eşdeğerliği	56
4.4.1 WSR probleminin gradyan ifadeleri ve KKT koşulları	56
4.4.1.1 A teriminin gradyanı	57
4.4.1.2 B teriminin gradyanı	58
4.4.1.3 C teriminin gradyanı	59
4.4.1.4 KKT koşulları	59
4.4.2 WMMSE probleminin gradyan ifadeleri ve KKT koşulları	60
4.4.3 İki problemin tümüyle karşılaştırılması	61
4.5 Yinelemeli Ön Kodlayıcı Tasarımı	62
4.6 Yinelemeli Fazı Ayarlanmış Sıfıra Zorlayıcı Ön Kodlayıcı	67
4.7 Benzetim Sonuçları	71
4.8 Sonuç	78
5. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR	81
KAYNAKLAR	85
ÖZGEÇMİŞ	97

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1: Çoklu anten teknikleri; SIMO, MISO ve MIMO	9
Şekil 2.2: MIMO ve MU-MIMO karşılaştırması.	9
Şekil 2.3: Tek kullanıcı MIMO (SU-MIMO).	10
Şekil 2.4: Yayın kanalı (BC).	11
Şekil 2.5: Çoklu erişim kanalı (MAC).	12
Şekil 2.6: Ön kodlama temsili gösterimi.	13
Şekil 2.7: Üstdüşüm kodlama gösterimi.	16
Şekil 2.8: Genelleştirilmiş hiyerarşik 4/16 QAM sinyal uzayı.	17
Şekil 2.9: OMA ve NOMA kaynak tahsisi şeması.	20
Şekil 2.10: Tek gruba çok noktaya yayın gösterimi.	25
Şekil 2.11: Çoklu gruba çok noktaya yayın gösterimi.	26
Şekil 3.1: $N = 20$ düğümden oluşan bağlı tasarsız ağ örneği.	30
Şekil 3.2: 4/8-HQAM sinyal uzayı.	32
Şekil 3.3: 2/16-HQAM sinyal uzayı.	32
Şekil 3.4: 8/16-HQAM sinyal uzayı.	33
Şekil 3.5: Ortalama toplam giden paket karşılaştırması.	39
Şekil 3.6: Tek öncelikli paket üretildiği durumda, paketlerin kuyrukta bekleme sürelerinin birikimli dağılım fonksiyonu.	40
Şekil 3.7: $\rho = 3$ ve $\rho = 4$ için, başarılı bir şekilde gönderilen ve kuyrukta bekleyen paket sayıları.	41
Şekil 3.8: $\rho = 2$ ve $\rho = 3$ için, kuyrukta bekleyen paketlerin birikimli dağılım fonksiyonu.	42
Şekil 4.1: Sistem modeli.	51
Şekil 4.2: $M = K_1 = K_2 = \{2, 4\}$ için MSE yakınsama başarımı. Toplam iletim gücü 10 dB ve $\alpha = 0.8$ olarak belirlenmiştir.	72
Şekil 4.3: $M = K_1 = K_2 = \{2, 4\}$ için MSE yakınsama başarımı. Toplam iletim gücü 10 dB ve $\alpha = 0.8$ olarak belirlenmiştir.	73
Şekil 4.4: $M = K_1 = K_2 = 4$, $\alpha = 0.5$, $p_k = 1$, ve $q = 1/8$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$, toplam genel veri akışı hızı $\left((K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$ ve toplam veri hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + (K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$ eğrileri.	74
Şekil 4.5: $M = K_1 = K_2 = 2$, $\alpha = 0.8$, $p_k = 1$ ve $q = \{0.25, 1\}$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$, toplam genel veri akışı hızı $\left((K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$ ve toplam veri hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + (K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$ eğrileri.	75

Şekil 4.6: $M = K_1 = K_2 = 4$, $\alpha = \{0.8, 0.9\}$, $p_k = 1$, ve $q = 1/8$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve toplam genel veri akışı hızı $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ eğrileri.	76
Şekil 4.7: $M = K_1 = 4$, $K_2 = \{0, 8, 12\}$, $\alpha = 0.9$, $p_k = 1$, ve $q = 1/(K_1 + K_2)$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve genel veri akışı hızı $(R_{c,min})$ eğrileri.	77
Şekil 4.8: $M = K_1 = K_2 = \{2, 4, 6\}$, $\alpha = 0.8$, $p_k = 1$, ve $q = 1/(K_1 + K_2)$ senaryoları için toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve genel veri akışı hızı $(R_{c,min})$ eğrileri.	78



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1: Kullanılan kipleme yöntemleri için eşik SNR değerleri.	34
Çizelge 3.2: Birinci problemde, kipleme yöntemlerinin kullanım yüzdeleri.	43
Çizelge 3.3: İkinci problemde, kipleme yöntemlerinin kullanım yüzdeleri.	43
Çizelge 4.1: $M = K_1 = 4, K_2 = \{0, 8, 12\}$ senaryolarında $E_{tx} = 40dB$ durumunda, WMMSE, PAZF ve ZF algoritmalarının karşılaştırılması.	77

KISALTMALAR

3G	: Third Generation
4G	: Fourth Generation
5G	: Fifth Generation
3GPP	: Third Generation Partnership Project
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BC	: Broadcast Channel
BD	: Block Diagonalization
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CDF	: Cumulative Distribution Function
CDMA	: Code Division Multiple Access
CSI	: Channel State Information
ÇNY	: Çok Noktaya Yayın
DL	: Downlink
DPC	: Dirty Paper Coding
DVB-H	: Digital Video Broadcasting-Handheld
DVB-T	: Digital Video Broadcasting-Terrestrial
GSVD	: Generalized Singular Value Decomposition
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP	: Internet Protocol
IRC	: Interference Rejection Combining
ISDB	: Integrated Services Digital Broadcasting
LAN	: Local Area Network
LDS	: Low Density Spreading
LTE-A	: Log Term Evolution-Advanced
M2M	: Machine to Machine
MAS	: Multiple Access Scheme
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MSE	: Mean Square Error
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MU-MIMO	: Multi User Multiple Input Multiple Output
MUSA	: Multi User Shared Access
NOMA	: Non-Orthogonal Multiple Access
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	: Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OMA	: Orthogonal Multiple Access
PAZF	: Phase Aligned Zero Forcing
PD-NOMA	: Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access
PDMA	: Pattern Division Multiple Access
PER	: Packet Error Rate
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation

RF	: Radio Frequency
SC-OFDMA	: Single Carrier Orthogonal Frequency Division Multiple Access
SCMA	: Sparse Code Multiple Access
SER	: Symbol Error Rate
SIC	: Successive Interference Cancellation
SINR	: Signal-to-Interference Plus Noise Ratio
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal-to-Noise Ratio
SPC	: Superposition Coding
SU-MIMO	: Single User Multiple Input Multiple Output
SVD	: Singular Value Decomposition
THP	: Tomlinson Harashima
TV	: Television
UHD	: Ultra High Definition
WiMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access
WMMSE	: Weighted Minimum Mean Square Error
WSR	: Weighted Sum Rate
ZF	: Zero Forcing

1. GİRİŞ

1.1 Motivasyon

Kablosuz mobil iletişim sistemleri, günlük yaşamda çok daha fazla önemli hale gelmiş, insani ve ekonomik kalkınma anlamında önemli bir faktör olmuştur. Günümüzde insan faaliyetlerinin çoğu, gerçek zamanlı uygulamalar, canlı video akışı, sosyal medya, işle ilgili faaliyetlerin çoğunluğu mobil internet uygulamalarına bağlıdır. Ayrıca, makineden makineye (M2M) sistemler, ultra yüksek çözünürlüklü (UHD) 4K videolar, gerçek zamanlı etkileşimli uygulamalar, bulut bilgi işleme gibi yeni teknolojilerin ortaya çıkması mobil cihazları, sadece sesli arama yapılan cihazlardan, IP tabanlı cihazlar haline evrimleştirmiştir. Bunun sonucunda da, küresel mobil veri trafiğinin yoğun bir şekilde artmaya devam etmesi beklenmektedir. Bu nedenle, eldeki mevcut kaynakların etkin bir şekilde kullanılması, artan cihaz sayısının ve bunların taleplerinin karşılanması için önemli bir görevdir. Öte yandan, karmaşıklık ve güç kısıtları, yeni nesil iletişim sistemlerinin geliştirilmesinde zorluklar ortaya çıkarmaktadır.

Bu taleplerin karşılanması için bir takım gereksinimlerin yerine getirilmesi gerekmektedir. İlk olarak, bir hücrede hizmet verilecek kullanıcı sayısının, baz istasyonundaki verici anten sayısı artırılmadan, önemli derecede artırılması gerekmektedir. İkinci olarak, gelecek nesil veri ve multimedya trafiğinin, yüksek mobiliteye sahip kullanıcılar için yüzlerce Mb/s , düşük mobiliteye sahip ya da sabit kullanıcılar için ise $5ms$ 'yi geçmeyen gecikmelere sahip olması gerekmektedir. Üçüncü olarak, veri trafiğinde beklenen bu trafik artışının pil ömrü üzerinde olumsuz bir etkisinin olmaması gerekmektedir. Son olarak ta, yüksek kaliteli hizmet ve yüksek hızlı iletişimin kullanıcı tarafından uygun bir maliyet ile elde edilebilir olması gerekmektedir. Bu nedenle, bu gereksinimleri karşılamak için, bant genişliğini verimli bir şekilde kullanmak, kullanılacak tüm serbestlik derecelerini (zaman, frekans, güç ve uzay) kullanmak, güç tüketimini en aza indirmek ve sönmeme ve girişimi

kontrol altında tutarak performans ve kapasiteyi artırmak gerekmektedir.

Bu zorlukların üstesinden gelebilmek için, Mikrodalga Erişim için Dünya çapında Birlikte Çalışabilirlik (*WiMAX*) ve Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi (*3GPP*) gibi en yeni ve gelişmekte olan kablosuz ağ standartlarının, fiziksel katmanda ve çoklu erişim katmanında, birden fazla uyumlu teknolojinin eşzamanlı olarak kullanılması öngörülmektedir.

Bu temel teknolojilerden ilki, Dik Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (OFDMA) ve tek taşıyıcılı OFDMA (SC-OFDMA) gibi, Dik Frekans Bölmeli Çoklama (OFDM) tabanlı ve çok taşıyıcılı çoklu erişim uygulamasıdır (MAS). Bu uygulamada kanallar, birbirlerine paralel, birbirleriyle örtüşen veya birbirlerine dik alt-kanallar haline getirilerek, sistemin sönmeye karşı daha gürbüz hale getirilmesi sağlanmaktadır.

Ele alınması gereken diğer bir teknoloji de üstdüşüm kodlamadır (SPC). Üstdüşüm kodlama fiziksel katmanda ilk olarak, yayın kanallarının (BC) iki alıcı ile aynı anda güvenilir bir iletişim kurabilmesi için önerilmiştir [1]. Üstdüşüm kodlamada, gönderilecek mesajlar birbiri üzerine eklenir. Bu şekilde, kötü kanal koşullarına sahip alıcılar, temel katmanda gönderilen kendi mesajlarını güvenilir bir şekilde alabilirler. Kanal durumları iyi olan kullanıcılar ise, temel katmandaki veriyi çözüp çıkardıktan sonra, iyileştirme katmanında gelen kendi mesajlarını rahatlıkla çözebilmektedir. Hiyerarşik kipleme, üstdüşüm kodlamanın pratik bir uygulamasıdır ve literatürde, asimetrik, çok çözünürlüklü veya düzensiz kipleme olarak adlandırılmaktadır [2], [3], [4], [5]. Öte yandan son zamanlarda, spektral verimliliği daha da artırmak için, 5. nesil (5G) mobil haberleşme sistemlerinin, dik çoklu erişim uygulamasını tamamlaması adına Dik Olmayan Çoklu Erişim (NOMA) önerilmiştir [6], [7]. NOMA, birden fazla kullanıcının güç alanında (power domain), zaman ve frekans gibi kaynakları aynı anda kullandığı bir uygulamadır ve üstdüşüm kodlama ilkesini kullanmaktadır. Alınan sinyallerin başarılı bir şekilde algılanabilmesi için, sinyaller arasında yüksek güç ayrımı gerektiren Ardışık Girişim Engelleme (SIC) işlemi yapılmaktadır. Bu işlem sistem kapasitesini artırmaktadır. Ancak kullanıcılar farklı güç seviyelerinde iletim yaptıklarından dolayı zayıf güç kullanıcıları açısından adil olmayan sonuçlar ortaya çıkar.

NOMA ve OFDMA ile eşzamanlı kullanılan diğer bir teknoloji de çok girişli çok

çıkışlı (MIMO) sistemlerdir. Bu sistemler, zengin saçılma ortamlarını ve alıcı ile vericide birden fazla antenin bulunmasını kullanarak, birçok kullanıcının ekstra bant genişliği ve güç tüketmeden ağı katılmalarını sağlayarak, sistem kapasitesini artırır. MIMO, kapasite artırımına ek olarak, bit hata oranı (BER) performansını artırmak için uzamsal çeşitleme kazancı sağlayabilir. Bununla birlikte MIMO, alıcı anten sayısı, ön kodlama ve listeleme için gerekli olan geri bildirim miktarı, terminallerdeki yetersiz anten ayrımı, kötü saçılma ortamları ve kanal ilintileri ile kısıtlıdır. Buna ek olarak, birden fazla radyo frekans zinciri (RF Chain) kullanmak oldukça maliyetlidir.

İnternet ve dijital multimedya alanındaki en son gelişmeler, ortak bir mesajın kitlesel bir izleyici grubuna yayınlandığı çok noktaya yayın (ÇNY-Multicasting) servislerine bağlı uygulamaları daha fazla desteklemeye başladı. Dijital ses ve video akışı, mobil televizyon (TV), yerleştirilmiş hizmetler, mobil cihaz güncellemeleri ve mesajlaşma servisleri bu uygulamalara örnek olarak verilebilir. Bu uygulamaların yaygınlaşması ve artan talep ÇNY servislerini, fiziksel katman ve ağ katmanı seviyesinde destekleyecek olan kablosuz sistemleri gerektirmektedir.

NOMA, MIMO sistemlerde kullanılarak, sistemlerin kapasitesini artırabilmektedir. Bu iki teknolojinin verimli bir şekilde beraber kullanılabilmesi için kullanıcıların belirli bir ölçüde göre gruplanması gerekmektedir. Gruplama işlemi yapılırken de, grupların kesişiminin boş küme olması gerekmektedir. Aynı grup içerisinde, her bir kullanıcı kendisine gönderilen veriyi algılamak istemektedir. Öte yandan ÇNY’de ise, aynı grup içerisindeki bütün kullanıcılar gruba gönderilen veriyi almak istemektedir ve yine grupların kesişim kümeleri boş kümedir. Bu tezde ele alınan sistemde ise, üstüdüşüm kodlama kullanılan MIMO sistemlerde, ÇNY iletimi ele alınacaktır. Bu sistemde, belirli bir kullanıcı grubuna kendi veri akışları gönderilirken, kullanıcıların tamamına bir genel veri akışı gönderilecektir. Ele alınan bu sistemde, kullanıcıların bir kısmı hem genel veriyi hem de kendisine gönderilen özel veriyi alacaktır. Yani, bu işlem gruplama işlemi olarak düşünülürse, kesişim kümesi boş olmayan gruplara iletim yapılacaktır. Bu iletimi, başarılı bir şekilde gerçekleştirebilmek için, sisteme uygun ön kodlayıcılar tasarlanacaktır.

1.2 Tezin Katkısı

Bu çalışmada iki farklı kablosuz haberleşme sistemi ele alınmaktadır. Bu sistemlerin farklı sistem modelleri ve farklı başarımlar parametreleri vardır. Bu bilgiler ışığında, bu çalışmanın ortaya koyduğu katkıları iki farklı başlık altında şu şekilde sıralayabiliriz.

1. Bu tezin ilk kısmında, üstdüşüm kodlama kullanılan, tasarsız bir ağda, belirli bir listeleme yöntemi ve pratik kipleme kullanılarak, kuyrukta bekleyen paketlerin gecikme analizi yapılmıştır. Bu çalışmalar sonucunda, elde edilen veriler şunlardır.
 - Hiyerarşik kipleme kullanılan bu sistemde, en büyük ağırlıklı listeleme kullanılmıştır. Böylece, kuyrukta bekleyen paketlerin sayısı ve kullanıcıların kanal durum bilgileri ile doğru orantılı olarak bir listeleme yapılmıştır. Bu yöntem belirli bir oranda adillik sağlayarak, hem paketlerin uzun süreler kuyrukta beklemesine engel olmakta, hem de kanalı iyi olan kullanıcılara daha fazla öncelik tanımaktadır.
 - Elde edilen sonuçlara göre, hiyerarşik kipleme kullanılan bu sistemde, hiyerarşik kipleme kullanılmayan sisteme göre iletilen paket sayılarında değişiklik olmamaktadır. Yani, hiyerarşik kipleme kullanılan sistemin toplam veri miktarı ile kullanılmayan sistemin toplam veri miktarı aynı seviyededir.
 - Öte yandan, hiyerarşik kipleme kullanıldığında, aynı anda birden fazla kullanıcıya iletim yapıldığından dolayı, paketlerin kuyrukta bekleme süreleri, yani paket gecikme süreleri kabul edilebilir bir oranda düşürülmektedir. Böylece, gecikmeye duyarlı olan bir tasarsız ağda, üstdüşüm kodlama kullanmak oldukça faydalı bir uygulamadır.
2. Tezin ikinci kısmında, kullanıcı seçimi yapılmış bir aşağı gönderim MIMO sistemi ele alınmıştır. Burada, ortak bir veri akışının tüm kullanıcılara, özel veri akışlarının ise belirli bir kullanıcı grubuna gönderildiği, aşağı gönderim çok kullanıcı MIMO (DL MU-MIMO) sistemi incelenmektedir. Bu problem ÇNY veya NOMA literatüründe henüz ele alınmamıştır. Bununla birlikte, bu çalışmada ortaya çıkan katkılar şu şekilde sıralanabilir.

- Tezin bu bölümünde kullanılan sistem modeli, hem MIMO-NOMA hem de çok gruplu ÇNY sistem modellerinden oldukça farklıdır. Bu tezde, MIMO-NOMA ve çok gruplu ÇNY konusundaki daha önceki çalışmaların aksine, çakışan gruplara ÇNY yapılması araştırılmaktadır. Tüm kullanıcılara ortak bir veri akışının ve bir alt kümedeki her bir kullanıcıya kendi özel veri akışlarının gönderilmesi hedeflenmektedir. Bu veri akışlarının aynı anda gönderilebilmesi için, verici tarafta üstdüşüm kodlama kullanılmaktadır.
- Tüm kullanıcılar, genel veri akışını çözmek zorunda olduğundan dolayı, ortak veri akışının veri hızı, alıcıların her birinde elde edilen veri hızlarının en küçüğü olarak belirlenir. Böylece, ağırlıklı toplam veri hızını (WSR) en büyükleme problemi, en küçüğün en büyükleme (max-min) problemi olarak ortaya çıkar. Benzer şekilde, ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı (WMMSE) en küçükleme probleminde, genel veri akışının tüm hata değerlerinin en büyüğü önem arz etmektedir ve eniyileme problemi en büyüğü en küçükleme (min-max) problemi olarak karşımıza çıkmaktadır.
- WMMSE ve WSR problemlerinin Lagrange ifadeleri yazılarak, gradyan ifadeleri karşılaştırılmıştır. Böylece, WMMSE ve WSR için tasarlanan optimal doğrusal ön kodlayıcıların eşdeğer oldukları ispatlanmıştır.
- WMMSE problemi için optimal ön kodlayıcı tasarımı dış bükey olmadığı (non-convex) için ve çözülmesi oldukça karmaşık bir problem olduğu için, daha düşük karmaşıklığa sahip yinelemeli bir algoritma önerilmektedir. Verilen bir ön kodlayıcı için bu algoritma önce her bir kullanıcı için, genel ve özel veri akışlarının en küçük ortalama karesel hata (MMSE) alıcılarını bulur. Ardından, bulunan bu alıcılar için ön kodlayıcılar güncellenir. Benzetim sonuçları, algoritmanın hızlı bir şekilde yakınsadığını göstermektedir.
- Ayrıca, fazı ayarlanmış sıfıra zorlayan (PAZF) ön kodlayıcı olarak adlandırılan, başka bir yinelemeli algoritma önerilmektedir. Özel veri akışları için tasarlanmış olan sıfıra zorlayan (ZF) ön kodlayıcı, açısız döndürmelerden etkilenmemektedir. Bu gerçeği değerlendiren PAZF, genel veri akışı için hatayı en küçükleyen optimal faz değerlerini bulmayı

amaçlamaktadır. Öncelikle, optimal kapalı form faz ifadesi elde edilmiştir. Algoritma, bu faz ifadesini kullanarak, MMSE alıcılarını ve faz hesaplarını sıralı bir şekilde yaparak daha yüksek veri hızlarına ulaşmaktadır.

1.3 Matematiksel Gösterim

Bu tez çalışmasında kullanılan matematiksel gösterim ifadeleri şu şekildedir: Koyu renkli büyük harfli gösterimler matrisler için, koyu renkli küçük harfli gösterimler ise vektörler için kullanılmıştır. Matris ya da vektör olmayan sayılar için, kalın olmayan büyük ya da küçük harfli gösterim tercih edilmiştir. \mathbf{I} , uygun boyuttaki birim matrisi temsil etmektedir. \mathbf{X}^H , \mathbf{X}^T ve \mathbf{X}^* gösterimleri sırasıyla \mathbf{X} matrisinin hermisyen, devrik ve eşlenik hallerini temsil etmektedir. Bir matrisin izi ve determinanı sırasıyla $\text{Tr}(\mathbf{X})$ ve $|\mathbf{X}|$ ile gösterilmektedir. $\|\cdot\|$ gösterimi ise bir vektörün Eclidean normunu temsil etmektedir. Bütün karmaşık sayılar kümesi \mathbb{C} ile gösterilmektedir. Bir karmaşık sayı olan x 'in reel ve sanal kısımları $\Re\{x\}$ ve $\Im\{x\}$ ile gösterilmektedir. $f(\mathbf{x})$ fonksiyonunun \mathbf{x} 'e göre gradyanı $\nabla_{\mathbf{x}}f(\mathbf{x})$ ile ve bu işlemin m . elemanı ise $[\nabla_{\mathbf{x}}f(\mathbf{x})]_m = \nabla_{[\mathbf{x}]_m}f(\mathbf{x}) = \frac{\partial f(\mathbf{x})}{\partial [\mathbf{x}^*]_m}$ ile gösterilmektedir. $\partial_x f(x)$ gösterimi $\frac{\partial f(x)}{\partial x}$ işlemini temsil etmektedir. Son olarak, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ gösterimi ise beklenen değer işlemidir.

1.4 Tez Organizasyonu

Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde detaylı literatür araştırması yapılmıştır. Üçüncü bölümde, tasarsız ağlarda üstdüşüm kodlama kullanılması üst başlığındaki çalışma detaylandırılmıştır. Dördüncü bölümde, çok kullanıcı MIMO sistemlerde üstdüşüm kodlama kullanıldığında, iki farklı problem için ön kodlayıcı tasarımı yapılmıştır. Beşinci bölümde ise sonuç açıklaması yapılmış ve gelecek çalışmalar ele alınmıştır.

2. LİTERATÜR ÖZETİ

Mobil haberleşme tekniklerindeki hızlı gelişmeler, 3. nesil haberleşme sistemlerinin (3G), 4. nesil haberleşme sistemlerine (4G) dönüşmesine ve bugünlerde üzerinde çokça konuşulan 5. nesil haberleşme (5G) sistemlerinin hayatımıza hızlı bir giriş yapmasına olanak sağlamaktadır. Sınırlı bant genişliğinin verimli kullanılabilmesi, veri miktarının artması, operatörlerin birbiri ile rekabet etmeleri ve diğer mobil teknolojilerde yaşanan bir takım eksiklikler bu gelişmelere sebep olmaktadır.

4G ve 5G'nin en önemli itici gücü, internete bağlı cihaz sayısındaki inanılmaz artışlardır. Bu nedenle, mobil haberleşme sistemlerinin internet protokolü (IP) tabanlı hizmetleri daha fazla desteklemesi gerekmektedir. Önceki nesil mobil haberleşme sistemleri sadece ses ve yazılı mesaj iletimi için tasarlandıkları için, uçtan uca IP tabanlı iletişimi destekleyen, eski nesillerle uyumlu ve verimli bir şekilde çalışan 4G ve 5G gibi yeni nesil sistemlerin tasarlanmasına sebep olmuştur.

IP teknolojisi, farklı gereksinimleri olan çeşitli servislerin kullanılmasına olanak sağlar. Bu gereksinimleri şu şekilde sıralayabiliriz.

- Veri hızı: Ses gibi daha düşük veri hızlarına sahip pek çok hizmet önemlidir ve halen mobil ağların toplam kapasitesinin büyük bir bölümünü oluşturmaktadır. Bununla birlikte, internet hizmetleri, canlı yayınlar, video akışları, sosyal medya uygulamaları ve dosya aktarımı gibi uygulamalarda yüksek veri hızlarına duyulan talepler arttıkça , servis edilen veri hızları *Mbit/s*'den *Gbit/s* değerlerine çıkmaktadır.
- Kapasite: En yüksek veri hızının (peak data rate) yanı sıra, baz istasyonunun kapsama alanı içindeki toplam veri miktarı da oldukça önemlidir.
- Gecikme: Birden fazla kişinin katıldığı toplu konferans görüşmeleri, oyun uygulamaları, sağlık ve güvenlik uygulamaları gibi gerçek zamanlı ve etkileşimli uygulamalar, çok düşük gecikme sürelerine ihtiyaç duymaktadır. Bu

nedenle, bu tarz uygulamalarda, gecikme temel bir tasarım ölçütü haline dönüşür.

- Güç tüketimi/Maliyet: Bir ağa bağlanan cihaz sayısı arttıkça, ağdaki veri tüketimi artar ve bunun sonucunda, ağın toplam güç tüketimi de artar. Bu nedenle, müşteri memnuniyeti ve işletme maliyetlerinden dolayı, veri başına düşen güç tüketimini azaltmak gerekir.

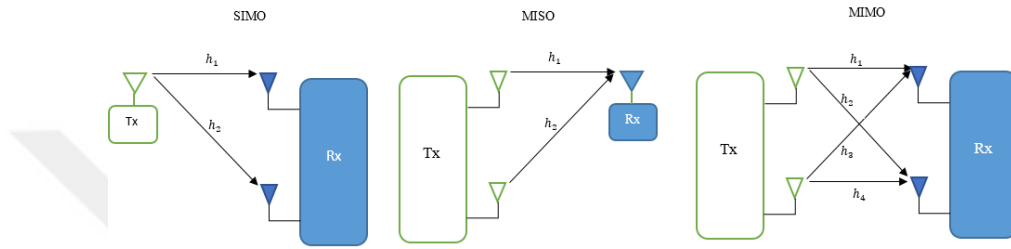
Bu sistem gereksinimlerini karşılamak için kullanılan teknolojiler, alt başlıklar halinde şu şekilde ele alınabilir.

2.1 Çoklu Anten Teknolojileri

Kablosuz iletişim sistemlerinde verici veya alıcıda çoklu antenlerin kullanılmasıyla ilgili akademik araştırma çabaları ve endüstriyel uygulamalar, çok girişli çok çıkış sistemler terminolojisi adı altında uzun yıllardır devam etmektedir. Son yıllarda MIMO teknolojisi, 4G uzun vadeli ileri-evrim (LTE-A) hücreli iletişim sistemi, yerel alan ağları (LAN) standardı 802.11n gibi, standartları iyi bir şekilde belirlenmiş olan uygulamalara başarıyla entegre edilmiştir. Ayrıca MIMO sistemler, daha iyi kapsama alanı ve daha fazla veri hızı sağlamak amacıyla 5G standartlarının da ayrılmaz bir parçası olarak düşünülmektedir [8].

Şekil 2.1’de gösterildiği gibi, alıcı ve vericide çoklu anten dizilerinin kullanılmasıyla birlikte, iletilen sinyaller farklı yayılım yollarından geçtikten sonra alıcıdaki farklı antenlere ulaşmaktadırlar. Şekil 2.2’de, MIMO ve MU-MIMO karşılaştırması gösterilmektedir. Vericinin yalnızca tek veri akışı gönderdiği durumu ele alırsak, bu durum alıcı tarafta bu sinyalin farklı yollardan gelmiş olan birden fazla kopyasının elde edilmesini sağlar. Bu durum, alınan bu sinyallerin birbirlerine uygun bir şekilde eklenmesiyle sinyal gürültü oranını (SNR) önemli ölçüde artıracaktır. MIMO sistemlerde yapılan diğer bir uygulama da, verici tarafında yönlü sinyal demetleri oluşturmaktır. Bu şekilde, gönderilen dalga formlarının gecikmeli farklı versiyonları alıcı tarafta uygun bir şekilde birleştirilebilmektedir. Böylece alınan SNR da artırılabilir. Birden fazla antenin bu şekilde kullanılması, bit hata oranı (BER) veya sembol hata oranını (SER) azaltarak, iletişim güvenilirliğini artırmaya yardımcı

olan çeşitleme (diversity) kazancını elde etmek için yapılmaktadır. MIMO sistemlerin diğer bir avantajı da, verici ve alıcıda sırasıyla ön kodlama (precoding) ve birleştirme yoluyla, her iki tarafta çoklu antenler arasındaki bağlantı çiftleri üzerinden gönderilmek üzere daha fazla veri akışını çoklayabilme (multiplexing) kabiliyetidir. Çoklama kazancı, bazı varsayımlar altında sistemin iletişim kapasitesini önemli ölçüde artırmaktadır. En önemli varsayımların başında, kanalları tamamen kademeli (full rank) hale getirecek olan saçılma ortamının olmasıdır ki, maalesef bu durum pratik olarak her zaman olmamaktadır. Hem alıcıda hem de vericide anten



Şekil 2.1: Çoklu anten teknikleri; SIMO, MISO ve MIMO

İletim Tekniği		En Önemli Katkısı
MIMO Çeşitleme Kazancı (transmit diversity)		<ul style="list-style-type: none"> Gürültüye karşı gürbüzlük Bağlantı kalitesinde artış
MIMO Uzamsal Çoklama Kazancı (spatial multiplexing)		<ul style="list-style-type: none"> Farklı veri akışlarının aynı alıcıya gönderilmesi Yüksek veri hızları
MU-MIMO (SDMA) Önkodlama (Precoding)		<ul style="list-style-type: none"> Farklı veri akışlarının farklı kullanıcılara gönderilmesi Yüksek veri hızları

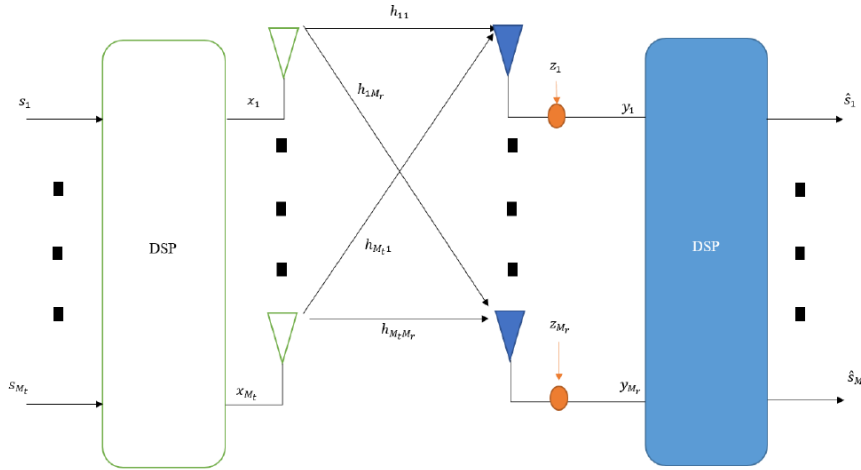
Şekil 2.2: MIMO ve MU-MIMO karşılaştırması.

dizinlerinin kullanılması, kablosuz kanallarda çeşitleme ve çoklama kazançlarının artırılması adına önemli bir adım olmuştur. Çoklu antenler farklı yönlerde anten kullanımına olanak sağlamaktadırlar. Verici tarafta aynı bilgi birden fazla antenden

gönderilmek suretiyle uzaysal çeşitleme kazancı (spatial diversity gain) artırılarak sinyal iletiminin güvenilirliği artırılmaktadır. Bu duruma ek olarak verici, birbirinden farklı bilgi akışlarını antenlerden göndererek çoklama kazancını artırır ve toplam veri hızını yükseltebilir.

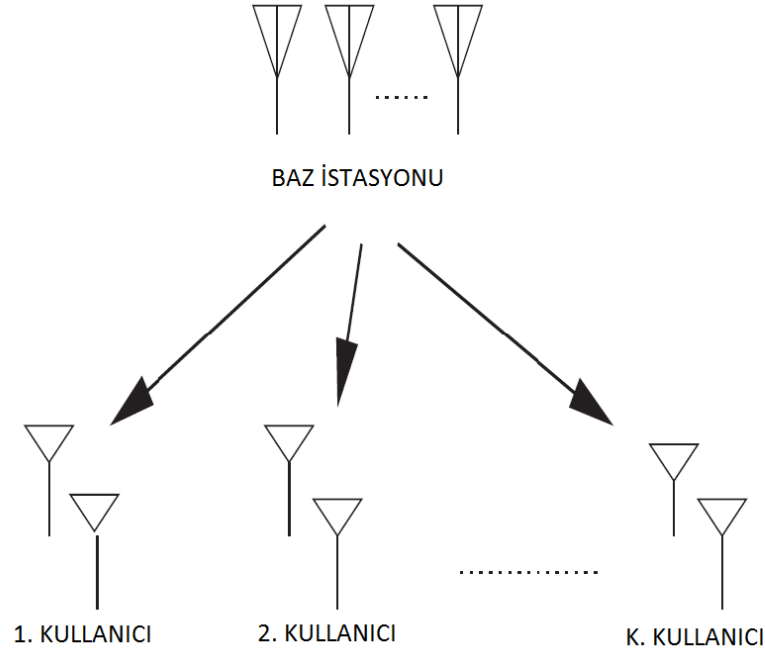
2.1.1 Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler

Yukarıda bahsedilen iki durum da MIMO kanallar kullanılarak elde edilebilmektedir. MIMO kanallar ilk olarak noktadan noktaya (point to point) ya da tek kullanıcı sistemler için araştırılmıştır. Şekil 2.3’de gösterilen bu sistemlere tek kullanıcı MIMO (SU-MIMO) adı da verilmektedir. MIMO sistemleri saçılımın çok olduğu bir ortamda, tek girişli tek çıkışlı (SISO) sistemlere göre kaynak artırımına gitmeden, kanal kapasitesini sistemdeki en küçük anten sayısı ile doğru orantılı olarak artırmaktadır [9], [10], [11]. t adet verici anten ve r adet alıcı antenin bulunduğu tek kullanıcı MIMO sistemlerde çeşitleme kazancı tr elde edilebilmektedir. Buna ek olarak verici tarafta kanal iyi bir şekilde biliniyorsa, sistem kapasitesi, alıcı ve vericide tek antenin olduğu duruma göre, $\min(t, r)$ ile orantılı bir şekilde artmaktadır. MIMO sistemler, tek antenli durumlara göre daha fazla güç ve bant genişliği verimliliği sağlamaktadır. Ayrıca tek kullanıcı MIMO sistemler için tasarlanan Space-time kodlar vardır. Bu kodlar, çeşitleme kazancı sağladıkları gibi [12], [13], çoklama kazancı elde ederek yüksek veri hızları elde edebilmektedirler [14], [15]. MIMO sistemler, kablosuz kanalların kapasitesini önemli ölçüde artırmasından dolayı



Şekil 2.3: Tek kullanıcı MIMO (SU-MIMO).

pek çok araştırmanın konusunu teşkil etmektedir. Hem alıcıda hem de vericide kanal durum bilgisinin (CSI) olduğu MIMO iletişim sistemlerinde, kanal matrisinin kademesi kadar paralel alt kanal oluşturulabilmektedir ve böylece sistemin kapasitesi artırılmaktadır [9]. MU-MIMO sistemlerinin özellikle yayın (Broadcast, BC) kanallarında kullanılması bir çok araştırmaya konu edilmiştir. MIMO BC kanallarının toplam veri hızı kapasitesine ilişkin çalışmalar, kapasite bölgesine kirli kağıt kodlaması (DPC) ile erişilebileceğini göstermektedir [16], [17], [18], [19], [20]. şu ana kadar, SU-MIMO konusu ele alındı. şekil 2.4'te gösterildiği gibi, sistemde birden fazla antenle donatılmış bir verici, birden fazla farklı kullanıcı ile iletişim kurmaya çalışıyorsa, bu sisteme çok kullanıcılı MIMO (MU-MIMO) adı verilmektedir. Bu durum hücrenel haberleşme sistemlerinde karşılaşılan tipik bir durumdur ve daha pratik bir konudur. Aynı zamanda, tek kullanıcılı MIMO'dan temelde farklıdır. İlk olarak, baz istasyonu ile iletişim halinde olan alıcılar, birbirleri ile işbirliği yapmadan, aynı yayın kanalında, aynı frekans ve zaman bloğunda iletim yaparlar [21]. Bu durum, alıcı tarafta girişime sebep olur ve bu girişimle baş edilmezse sistem, girişim kısıtlı bir sistem haline gelir. İkinci olarak, bir çok kullanıcı baz istasyonundan farklı uzaklıklarda olma eğiliminden dolayı, her birinin farklı kanallar görme ihtimali çok yüksektir. Bu durumda, oklama kazancını elde etmek daha kolaydır çünkü sistemin kanal matrisinin tamamen kademeli olma ihtimali daha fazladır. Dolayısıyla,



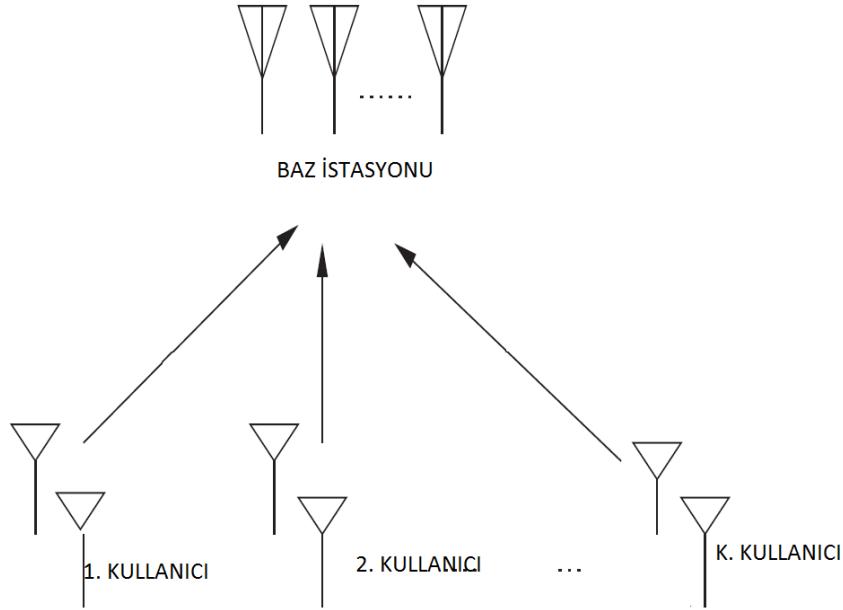
şekil 2.4: Yayın kanalı (BC).

kullanıcıların birbirinden farklı pozisyonlarda olması, istenmeyen kanal durumlarının görülme ihtimalini azaltmaktadır.

Kablosuz LAN ağlarından hücre sel haberleşmeye kadar bir çok sistem artık çok kullanıcı lı haberleşme sistemlerini kullanmaktadır. Çok kullanıcı lı haberleşme kanallarında 2 ana kanal modeli bulunmaktadır.

1. MIMO MAC: Çoklu erişim kanalı
2. MIMO BC : Yayın kanalı

MIMO MAC kanalında, Şekil 2.5'te gösterildiği gibi, birden fazla kullanıcı aynı haberleşme kanalını paylaşmaktadır. Bu kullanıcıların hepsi kendi verilerini alıcıya göndermektedir. Hücre sel haberleşme sistemlerinin yukarı gönderim (uplink) tarafında; baz istasyonu alıcı, mobil kullanıcılar ise gönderici durumundadırlar.



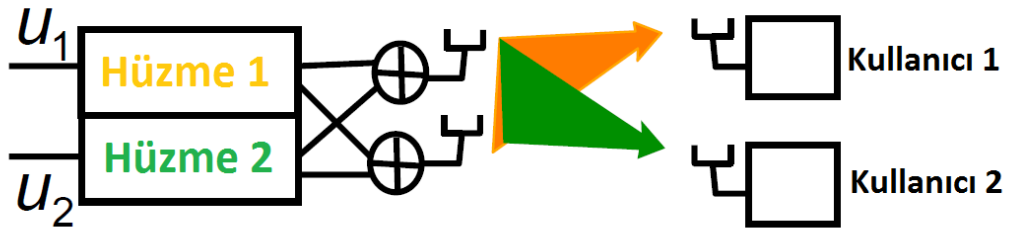
Şekil 2.5: Çoklu erişim kanalı (MAC).

Öte yandan, MIMO BC kanallarında ise, Şekil 2.4'te gösterildiği gibi, baz istasyonu birden fazla alıcıya kendi veri akışını gönderebilmektedir. Aşağı gönderim (downlink) haberleşme sistemlerinde, baz istasyonu verici, mobil kullanıcılar ise alıcı konumundadırlar. MIMO MAC kanallarında alıcı tarafında, MIMO BC kanallarda ise verici tarafında işbirliği vardır. BC kanallarda alıcı tarafta, kullanıcılar arasında ortak

işleme (joint processing) desteklenmez. Bundan dolayı BC kanallar daha zorludur [22], [23].

2.1.2 Ön kodlama

MIMO kanallarında yaşanan temel zorluk, aynı anda gönderilen verilerin birbirlerinden ayrılmasıdır. Şekil 2.6'da, ön kodlama sistemi temsili olarak gösterilmektedir. Yani, birbirine paralel kanallar ve kanallar arasında girişimin olmadığı bir sistem oluşturmak temel zorluklardandır. Ön kodlama işlemi verici tarafında yapılan ve kanalların birbirlerinden ayrılması için uygulanan bir yöntemdir. Verici tarafta bu işlemin gerçekleştirilebilmesi için kanal durum bilgisinin olması gerekmektedir. Eğer vericide kanal durum bilgisi biliniyorsa, ön kodlama yaparak sistem birbirine paralel kanallara ayrılabilir ve daha yüksek veri hızlarına ulaşmak için ön kodlama işlemi yapılabilir [24], [25], [26], [27], [28]. Kanal durum bilgisi elde edebilmek için de kanalların yeterince uzun bir periyotta sabit kalması gerekmektedir. Bu bilgiyi kullanarak verici, her bir anten için ayrı bir ön kodlama matrisi oluşturabilir ve her bir kullanıcının ihtiyaç duyduğu servis kalitesinde kendi veri akışını en iyi şekilde almasını sağlar. Literatürde, ön kodlama problemlerini değişik bakış açılarıyla ele alan oldukça fazla yayın bulunmaktadır [29], [30], [31], [32], [33], [34].



Şekil 2.6: Ön kodlama temsili gösterimi.

2.1.2.1 Doğrusal ön kodlama

Çok kullanıcıli sistemlerde doğrusal ön kodlayıcılar, toplam veri hızı ve sinyal girişim-gürültü oranı (SINR) gibi başarımlarını tüm kullanıcılar için en

büyükleme amaçlamaktadır. Farklı ön kodlayıcı matrisleri \mathbf{P}_k , $k = 1, \dots, M$, sistemdeki aktif kullanıcılara tahsis edilir. Yani, her bir ön kodlayıcı farklı bir kullanıcıyı hedeflemektedir. Bu ön kodlayıcılara, kanal matrisini tersine çevirerek işlem yapan, sıfıra-zorlayıcı (ZF) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) ön kodlayıcıları örnek olarak verilebilir [35].

2.1.2.2 Doğrusal olmayan ön kodlama

Doğrusal olmayan ön kodlama, doğrusal ön kodlamaya göre daha fazla sinyal işleme ihtiyacı duyar. Doğrusal olmayan ön kodlamaya örnek olarak da Tomlinson Harashima (THP) ön kodlama ve kirli kağıt kodlaması (DPC) verilebilir [36], [37].

2.1.2.3 Tekil değer ayrıştırma

Tekil değer ayrıştırma (SVD) yöntemi, tek kullanıcı MIMO kanallarda, kullanıcıya uzaysal çoklama olanağı sağlayan önemli bir yöntemdir [38], [39]. SVD, sistemin kanal matrisi \mathbf{H} 'yi, birbirine paralel ve girişimsiz kanallara ayrıştırarak, her antenden bir veri akışının desteklenebilmesini sağlamaktadır. Uygun güç ve CSI şartları sağlandığında SVD, en uygun MIMO başarımını sağlamaktadır. SVD'nin olumsuz tarafı, çoklu kullanıcı kanalları ayrıştırmak oldukça zor olduğundan dolayı yalnızca tek kullanıcı MIMO kanallarında kullanılabilir.

2.1.2.4 Genelleştirilmiş tekil değer ayrıştırma

Tekil değer ayrıştırma yönteminin, farklı anten sayılarına sahip iki kullanıcı için genelleştirilmiş haline genelleştirilmiş tekil değer ayrıştırma (GSVD) adı verilmektedir. Vericideki anten sayısı n_t , kullanıcılardaki alıcı anten sayısı sırasıyla n_r ve n_e varsayalım. Bu kullanıcıların kanal durum matrisleri sırasıyla $\mathbf{H}_r \in \mathbb{C}^{n_r \times n_t}$ ve $\mathbf{H}_e \in \mathbb{C}^{n_e \times n_t}$ 'dir. GSVD dönüşümü sonucunda elde edilen matrisler şu şekildedir: $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ ve $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{n_e \times n_e}$ üniter (unitary) matrisler, negatif olmayan \mathbf{C} ve \mathbf{D} köşegen matrisleri ve son olarak $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{n_t \times z}$, $z = \min(n_t, n_r + n_e)$. Bu matrisler şu denklemleri

sağlamaktadır,

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{UCQ} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{H}_e = \mathbf{VDQ}. \quad (2.2)$$

Burada, $\mathbf{U}^H\mathbf{U} + \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}$. Yani $\mathbf{U}^H\mathbf{U}$ ve $\mathbf{V}^H\mathbf{V}$ çarpımları kendi başlarına köşegendirler ve bunların toplamı 1 etmektedir. Bu özellik, toplam gücün iki kullanıcı arasında kanal durumları ile orantılı bir şekilde paylaştırıldığını göstermektedir. Verici tarafta gönderilecek veri vektörü \mathbf{s} , \mathbf{Q}^{-1} ön kodlayıcı ile çarpıldıktan sonra kanala verilmektedir. Bu durumda,

$$\mathbf{H}_r\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{UC}, \quad (2.3)$$

$$\mathbf{H}_e\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{VD}, \quad (2.4)$$

denklemleri sağlanmaktadır. Her iki alıcıda, alınan sinyal sırasıyla \mathbf{U}^H ve \mathbf{V}^H matrisleri ile çarpılmaktadır. Böylece toplamda z tane bağımsız yayın kanalı elde edilebilmektedir [40]. Bu yöntemde iki tane farklı kullanıcının kanalı paralelleştirilebilmekte ve paralel kanal sayısı en fazla verici anten sayısı ile sınırlıdır. Çok sayıda farklı kullanıcının bulunduğu ve/veya kullanıcıların sadece kendi kanal durum bilgilerini bildiği varsayımının yapıldığı senaryolar için uygulanabilecek bir yöntem değildir.

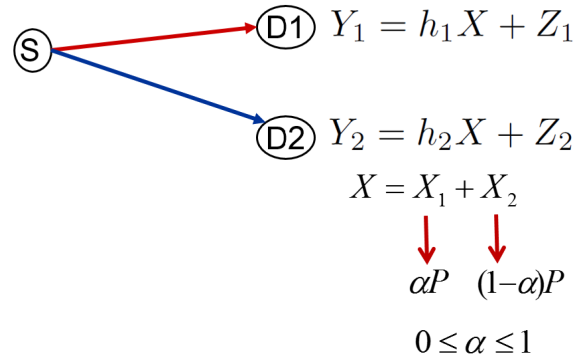
2.1.2.5 Blok köşegenleştirme

Çok kullanıcı MIMO kanallarda SVD ayrıştırmasını yapabilmek için, blok köşegenleştirme (BD) yöntemi önerilmiştir [41], [42], [43]. BD yöntemi, kullanıcılar arası girişimi engellemek için iki kez SVD işlemi yapan ve ZF ön kodlamanın uzantısı olan bir yöntemdir.

2.2 Üstdüşüm Kodlama

Haberleşme sistemlerinin temel amaçlarında bir tanesi de, bütün servis koşulları altında kullanıcılara iyi bir servis kalitesi sunabilmektir. Özellikle, sönümlenmeli ve

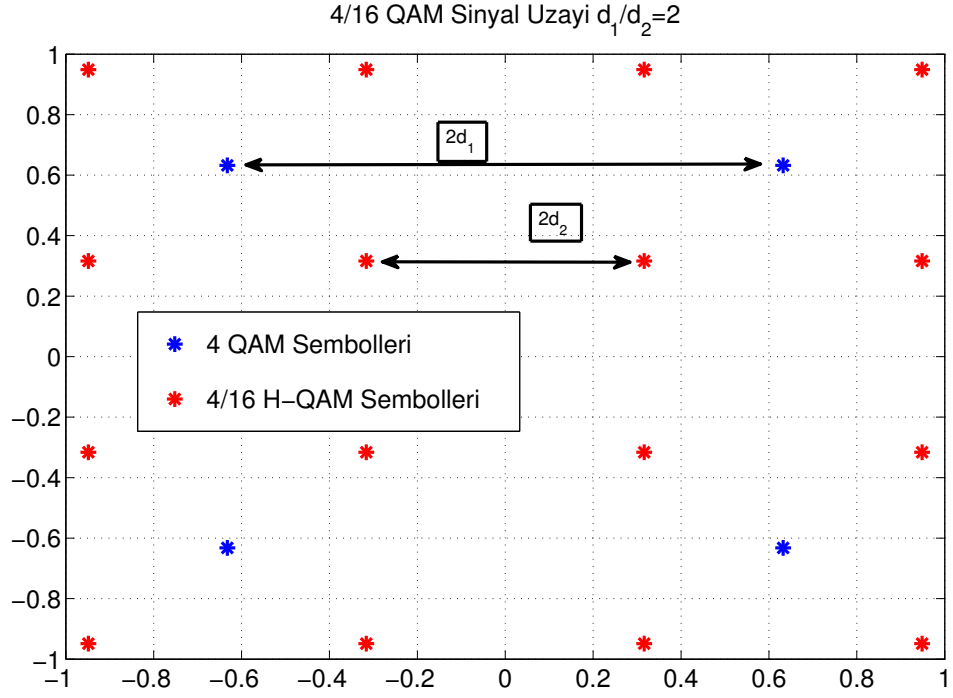
gürültülü kanalların bulunduğu sistemlerde, her kullanıcının farklı kanal özellikleriyle karşı karşıya kalması, kullanıcılara eşit kalitede servis hizmeti sağlama işini zora sokmaktadır. Birden fazla kullanıcının aktif olarak bulunduğu sistemlerde, kullanıcıların farklı kanal durumlarıyla karşılaşmaları, farklı özelliklere sahip veri akışlarının gönderilmesini gerekli kılmıştır. Verici tarafından farklı veri akışlarının, farklı zamanlarda farklı alıcılara gönderilmesi durumuna alternatif olarak, farklı veri akışlarını aynı sinyal üzerine bindirerek, aynı anda farklı kullanıcılara gönderme tekniği önerilmiştir. Önerilen bu iletim tekniğine üstdüşüm kodlama (SPC) adı verilmektedir ve bu yöntem Şekil 2.7'de gösterilmektedir. Üstdüşüm kodlama, fiziksel katmanda ilk olarak yayın kanallarında, iki alıcı ile aynı anda güvenilir bir iletişim kurabilmesi için önerilmiştir [1]. Üstdüşüm kodlama tekniğinde mesajlar, birbiri üzerine eklenerek birden fazla alıcıya aynı anda iletim yapılması amaçlanmaktadır. Yüksek veri iletiminde uygulanan bu teknik, bant-verimli bir kodlama biçimidir [2], [44]. Üstdüşüm kodlamada, katman olarak adlandırılan bağımsız veri dizileri, iletim yapılmadan önce doğrusal olarak üst üste bindirilirler [1], [45], [46]. Bunun sonucunda iletilen sinyal, teorik kapasiteye ulaşabilmek için yaklaşık bir Gauss dağılıma sahip olur. Bu durum, "şekillendirme kazancı" sağlamaktadır [47], [48].



Şekil 2.7: Üstdüşüm kodlama gösterimi.

2.2.1 Hiyerarşik kipleme

Hiyerarşik kipleme, üstdüşüm kodlamanın pratik olarak uygulanmasına olanak sağlayan kipleme yöntemidir ve literatürde asimetrik, çok çözünürlüklü veya düzensiz kipleme olarak isimlendirilmektedir [2], [3], [4], [5]. Şekil 2.8'de gösterildiği gibi, hiyerarşik kipleme birden fazla veri akışının farklı şekilde kanal kodlamasından



Şekil 2.8: Genelleştirilmiş hiyerarşik 4/16 QAM sinyal uzayı.

geçirildikten sonra, aynı sinyal üzerinde birbirine eklenerek kiplenmesine imkan veren bir sinyal işleme tekniğidir. Bu teknikte, farklı veri akışları (ses, görüntü, video vb.) birbirlerinin üstüne bindirilerek aynı sinyal üzerinden iletilirler. Hiyerarşik kipleme ile gönderilen farklı bilgi akışlarının her biri, kullanıcı açısından farklı öneme sahiptir. Farklı önem derecelerine sahip veri akışları bu özelliklerinden dolayı farklı koruma derecelerine sahiptir. Yani, önem derecesi daha yüksek olan veri akışları daha fazla koruma ile gönderilebilmektedir. Önem derecesi diğer akışlara göre daha alt seviyede olan veriler ise, diğerlerine oranla daha az bir koruma ile hedef alıcılara ulaştırılırlar. Burada, koruma derecesinden kast edilen, veri akışlarının hatalı kip çözümüne karşı daha korunaklı olarak gönderilmesidir. Hiyerarşik kiplemde, en alt katmandaki veri akışı temel katman, üzerindeki katmanlar da iyileştirme katmanları olarak adlandırılır. Temel katmanda gönderilen verilere "birincil veri" (primary data streams) ya da daha fazla korumaya sahip olduklarından dolayı "yüksek öncelikli" (highest priority), iyileştirme katmanında gönderilen verilere ise "ikincil veri" (secondary data streams) ya da "düşük öncelikli" (lowest priority) adı verilmektedir. Temel katmandaki ve iyileştirme katmanlarındaki semboller eşzamanlı olarak işlenir ve kiplenerek kanala verilirler.

Hiyerarşik kipleme, sembollerin sinyal uzayına düzgün olmayan bir şekilde yerleştirilmesine olanak sağlayarak, var olan kipleme yöntemlerini genelleştirir. Bu şekilde, sistemin serbestlik derecesini artırır. Yani, iletim yapılacak veri akışlarına, önem derecelerine göre güç tahsisi yaparak, bu veri akışlarının sönümlenmeye ve gürültüye karşı daha gürbüz olmalarını sağlamaktadır. Hiyerarşik olmayan kiplemelerde, sinyal uzayında bulunan sembol noktaları arasındaki uzaklık sabitken, hiyerarşik kiplemde bu uzaklık sistemin özelliklerine göre değiştirilebilmektedir.

Hiyerarşik kipleme kullanıldığında, iyi kanal kazancına sahip kullanıcılar ve ileri kipi çözümü yapabilen cihazlara sahip alıcı(lar) birden fazla katmanı çözebilme yeteneğine sahipken, geleneksel kipi çözücülere sahip alıcı(lar) ve kötü kanal kazancına sahip kullanıcılar sadece temel katmanda iletilen verileri çözebilmektedir. Bu şekilde, farklı alıcılara farklı servis kalitesinde hizmet sunmak, kanal kazançlarındaki değişikliklere karşı gürbüz sistemler tasarlamak ve/veya sistemdeki girişimin bir kısmını veya tamamını sistemden uzaklaştırmak mümkündür.

Hiyerarşik kipleme, özellikle DVB-T (digital video broadcast-terrestrial) gibi sayısal televizyon yayınında ve video iletiminde kullanılmaktadır [49], [50]. DVB-T'ye ek olarak DVB-H (digital video broadcast-handheld), Japonya'daki ISDB (Integrated Services Digital Broadcasting) ve güney Amerika kıtasında yaygın olarak kullanılan ISDB-T International (Brazilian Digital Television System) gibi standartlar, fiziksel katmanda hiyerarşik kipleme uygulamaktadır. Sayısal televizyon iletimine ek olarak 3GPP LTE sistemlerde çoklu ortam iletiminde de kullanılmaktadır [51], [52], [53].

Hiyerarşik kiplemenin kullanıldığı temel uygulama alanlarını şu şekilde sıralayabiliriz,

- Noktadan noktaya kanallar,
 1. Aynı kullanıcıya ses ve veri gibi farklı bilgilerin farklı kalitelerde iletimi
 2. Sönümlenmeye karşı gürbüzlük
- MIMO kanalları,
- Yayın kanalları,
- Girişim kanalları,

- Rôle kanalları.

2.2.2 Dik olmayan çoklu erişim (NOMA)

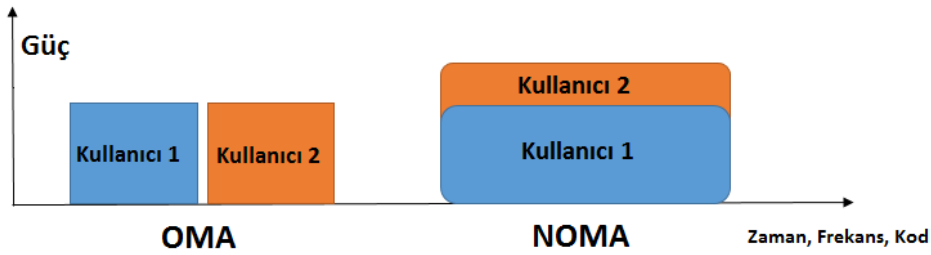
Dik Olmayan Çoklu Erişim (NOMA), sistemin verimliliğini ve sistem kapasitesini artırmayı amaçlayan, gelecek vadeden bir teknolojidir [7], [54], [55], [56]. NOMA, birden fazla kullanıcının aynı katman üzerinde üst üste bindirilerek, zaman ve frekans kaynaklarını paylaşmasına izin vermektedir. Üstdüşüm kodlama ilkesini kullandığından dolayı, fiziksel katmanda kullanılan hiyerarşik kipleme ile aynı yapıdadır. NOMA'da, ortaya çıkan veri akışları arası girişim problemi, alıcı yapısındaki karmaşıklığın artması şartıyla, SIC alıcılar kullanılarak, dik olmayan güç tahsisi ile kontrol edilebilmektedir. Öte yandan, dik çoklu erişimde (OMA), kullanıcılar daha basit alıcılar kullanarak girişimsiz sinyaller alabilseler de, bu sistemler toplam veri kapasitesine ulaşamazlar. NOMA üzerinde yapılan çalışmalar göstermiştir ki, NOMA diğer dik çoklu erişim tekniklerine göre daha iyi spektral verimlilik sağlamaktadır [57], [58]. Bu faydanın en önemli sebebi, NOMA'nın kablosuz haberleşme kanalının durumunu göz önüne almasıdır. Diğer çoklu erişim teknikleri kanal değişimlerini hesaba katmazken, NOMA bu değişimleri hesaba katarak daha iyi sonuçlar alabilmektedir.

Literatürde, NOMA terimi kullanılarak, değişik teknolojiler kastedilmektedir. Bu teknolojileri şu şekilde sıralayabiliriz;

1. Güç Alanındaki NOMA (PD-NOMA)
2. Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA)
3. Düşük-Yoğunluklu Yayma (LDS)
4. Ayrık Kod Çoklu Erişim (SCMA)
5. Çok Kullanıcı Paylaşımlı Erişim (MUSA)
6. Desen Bölmeli Çoklu Erişim (PDMA)

Bu çalışmada ele alınacak NOMA ile kastedilen kavram PD-NOMA'dır.

NOMA, 5G iletişim sistemleri için en önemli adaylardan bir tanesidir [7], [59], [60], [61], [62], [63]. Şekil 2.9’da gösterildiği gibi NOMA, güç alanında kullanıcıların sinyallerinin üst üste bindirilmesi prensibini kullanmaktadır. Kullanıcıların kanal kazançları arasındaki farklılıkları kullanarak, kanalı zayıf olan kullanıcıya, kanalı güçlü olan kullanıcıya oranla daha fazla güç tahsisi yapılmaktadır. Böylece, zayıf kullanıcılara da her durumda iletim yapılması amaçlanmaktadır. Böylece, kullanıcıların güç seviyeleri arasındaki fark ne kadar fazla ise NOMA’nın faydası daha fazla ortaya çıkmaktadır.



Şekil 2.9: OMA ve NOMA kaynak tahsisi şeması.

Baz istasyonuna yakın ve baz istasyonundan uzak alanlara yerleştirilmiş, kullanıcı 1 ve kullanıcı 2 olmak üzere 2 kullanıcı düşünelim. Bu kullanıcıların verici güçleri sırasıyla P_1 ve P_2 olsun. NOMA aşağı gönderim (DL NOMA) ve NOMA yukarı gönderim (UL NOMA) sistemlerinde, alınan sinyaller y_m^{DL} ve y^{UL} sırasıyla şu şekilde ifade edilmektedir.

$$y_m^{DL} = h_m (\sqrt{P_1}x_1 + \sqrt{P_2}x_2 + n_m) \quad (2.5)$$

$$y^{UL} = h_1\sqrt{P_1}x_1 + h_2\sqrt{P_2}x_2 + n. \quad (2.6)$$

Burada, x_1 ve x_2 kiplenmiş sinyalleri, h_1 ve h_2 de alıcılar ve verici arasındaki kanal kazançını ve n ise gürültü terimini temsil etmektedir.

DL NOMA’da, vericiden kullanıcılara gelen birleştirilmiş sinyal, her iki kullanıcı tarafından da alınır. Kullanıcıların kendi sinyal bileşenlerini algılayabilmeleri ve maximum doğruluk tespiti yapılabilmesi için, SIC gibi doğrusal olmayan alıcıların kullanılması gerekmektedir. SIC için en uygun veri çözme sıralaması, kanal kazançlarının azalan bir şekilde sıralanmasıyla elde edilir. Yani, kanalı iyi olan kullanıcı, önce kanalı kötü olan kullanıcının verisini çözer ve çıkarır, daha sonra kendi verisini

çözer. Kanalı kötü olan kullanıcı SIC yapmaz. UL NOMA'da ise, alıcı konumundaki baz istasyonu, her iki kullanıcıdan veri aldığı için, önce kanalı kötü olan kullanıcının veri çözümünü yapar, ardından diğer kullanıcının verisini çözer. SIC işleminin en olumsuz tarafı, hata yayılımına sebep olmasıdır.

MIMO sistemlerde NOMA kullanma fikri özellikle son zamanlarda dikkat çeken bir uygulamadır. Bu konuda çeşitli araştırmalar ve çalışmalar yapılmaktadır. NOMA ve MIMO sistemlerini birleştirme düşüncesi [7]'de ele alınmıştır. Bu konudaki temel çalışmalardan biri sayılabilecek olan bu çalışmada, 2 tane verici anten bulunan baz istasyonu ve tek anten bulunan kullanıcılardan oluşan bir sistem ele alınmıştır. Baz istasyonu, her biri 2 kullanıcıdan oluşan 2 tane gruba (cluster) rastgele huzme oluşturma (random beamforming) yöntemi kullanarak NOMA ile iletim yapmaktadır. Baz istasyonu tarafında, kullanıcılar arasında güç paylaşırma oranı sabit tutulmakta yani sabit güçlü gönderim yapılmakta, herhangi bir güç optimizasyonu yapılmamaktadır. Kullanıcı tarafında iki aşamalı SIC yöntemi kullanılmıştır. İlk adım, gruplar arası (inter cluster/inter beam) girişimi bastıran Girişim Reddeden Birleştiren (Interference Rejection Combining - IRC) alıcı kullanmaktır. İkinci adım ise aynı grup içindeki girişimi bastırmak için kullanılan SIC alıcı kullanmaktır. Gruplama işlemi için, kanal kazançları çok farklı olan kullanıcılar seçilip aynı gruba konulur. Hem kullanıcılar arasında adilliği sağlamak hem de sistemin toplam veri miktarını artırmak için, oransal adillik çizelgeleyicisi (proportional fairness scheduler) kullanılmıştır. Performans kriteri olarak sistemin toplam veri miktarı (total cell throughput) ele alınmıştır. [7]'de yapılan çalışmaya göre, toplam kullanıcı sayısı arttıkça, bu kullanıcılar arasında daha verimli gruplar seçilebilmekte ve toplam veri miktarı artmaktadır. Bunu sebebi de, gruplama işleminin daha başarılı bir şekilde yapılması ve girişimin daha etkili bir şekilde engellenebilmesidir.

[64]'te, N tane verici anteni bulunan bir baz istasyonu ile her bir grup içerisinde tek antenli 2 kullanıcının bulunduğu bir sistem ele alınmıştır. Verici antenden çıkan her bir huzme, aynı grup içerisindeki 2 kullanıcı tarafından paylaşılmaktadır. Baz istasyonunda kanal durum bilgisi mevcuttur ve Zero Forcing yöntemi ile elde edilen ön kodlayıcılar kullanılmaktadır. [64]'te yapılan çalışmalara göre, sistemin verimli bir şekilde çalışabilmesi için kullanıcıların belirli bir algoritmaya göre gruplanması ve

NOMA'da etkili bir güç paylaşım yöntemi uygulanmalıdır. Gruplama algoritması, iki temel prensibe dayanmaktadır. Birincisi; alıcı tarafta gruplar arası girişimi engellemek için, birbirleriyle en fazla ilintili (highly correlated) kullanıcıları seçmek, ikincisi ise; grup içi girişimi azaltabilmek için kanal kazançları arasındaki fark en fazla olan kullanıcıları seçmek. İkinci durum, asimetrik durumlar olarak ifade edilebilir. Örneğin, baz istasyonunun hemen yanındaki bir kullanıcı ile hücrenin sınırında bulunan bir kullanıcıyı düşünelim. Bu iki kullanıcı aldıkları sinyalin gücü açısından oldukça asimetrik bir durum oluştururlar. İşte bu şekilde olan kullanıcıları seçmek gruplama algoritmasının temelini oluşturmaktadır. Bu çalışmada ayrıca, güç tahsisi problemi de ele alınmıştır. NOMA ile iletim sırasında kullanıcılara sabit güç kullanarak iletim yapılmamış, onun yerine belirledikleri algoritma ile, toplam kapasiteyi en büyükleyen ve zayıf kullanıcının hedef veri hızını tutturacak bir parametreye (α) göre güç tahsisi yapılmıştır. Yapılan benzetimlerde, ilinti katsayısı yüksek kanallar tercih edilmiştir ancak, pratik sistemlerde kullanıcıların daha az ilintili ya da bağımsız olduğu durumlar da vardır. Benzetim sonuçlarına göre zayıf kullanıcıyı hedef veri hızları sağlanmaktadır. Ayrıca kullanıcı sayısı arttıkça gönderilen toplam veri miktarı da artmaktadır.

MIMO sistemlerde NOMA yöntemi, hem aşağı gönderim hem de yukarı gönderim için [65]'te incelenmiştir. Bu çalışmada, baz istasyonunda ve kullanıcılarda birer tane antenin bulunduğu durum incelenmiştir. Öne sürülen algoritmaya göre kullanıcılar, her grupta en az 2 kullanıcı olacak şekilde ve her gruptaki kullanıcılar farklı olacak gruplanmaktadır. Ayrıca, gerekli güç kısıdının sağlanması ve her kullanıcı için gerekli veri hızını sağlanması bu algoritmanın kısıtları arasında yer almaktadır. Gruplama işleminin ardından, NOMA için yüksek öneme sahip güç tahsisi algoritması çalıştırılmaktadır. Bu algoritmayla, aynı grup içerisine yerleştirilecek kullanıcılara tahsis edilen güç miktarı belirlenmektedir. Kanal kazancı büyük olan kullanıcılara daha az, kanal kazancı küçük olan kullanıcılara daha fazla güç konulmaktadır. Ayrıca güç tahsisi işlemi için kapalı form bir ifade de (closed-form) tanımlanmıştır. Grup içerisindeki farklı kullanıcı sayılarına göre gerekli olan güç tahsis ifadeleri bir tablo halinde verilerek, gerekli şartlar ifade edilmiştir. Alıcı tarafta ise SIC alıcı kullanılmaktadır. Yüksek kanal kazancına sahip olan kullanıcı önce diğer kullanıcıların bilgilerini çözüyor ve sinyalden çıkarıyor, daha sonra kendi verisini

çözüyor. Baz istasyonunda tek anten olduğundan dolayı da ön kodlama kullanılmıyor. Çalışmada elde edilen sonuçlara göre, NOMA yöntemi kullanıldığında elde edilen toplam veri miktarı OMA'dan her durumda daha fazladır. Özellikle kanal kazançlarının çok farklı olduğu kullanıcılar seçilirse, elde edilen kazanç daha fazla artmaktadır. Ayrıca, grup içerisine doğru sayıda kullanıcı konulması da önemli bir ayrıntıdır. Fazla sayıda kullanıcı koymak kullanıcılara tahsis edilecek güç miktarlarını değiştireceğinden dolayı, bu noktaya dikkat etmek gerekmektedir.

Bu konuda yapılmış yeni çalışmalardan birisi de [66]'te ele alınmıştır. Bu çalışmaya göre, önerilen algoritmalar bütün MU-MIMO NOMA sistemler için uygulanabilmektedir. Baz istasyonunda 2 veya daha fazla anten bulunurken, tek antene sahip kullanıcıların sayısı baz istasyonun verici anten sayısından çok fazladır. Verici antenlerin her biri farklı bir gruba iletim yapmaktadır. Gruplama işlemi [65]'te bahsedilen algoritmaya benzer şekilde yapılmaktadır. Grup sayısı verici anten sayısına eşittir ve tüm kullanıcılar, kanal kazançlarına göre büyükten küçüğe doğru sıralanmaktadır. Bu kullanıcıların arasından en büyük kazançta sahip olanları grup başı olarak seçilmektedir. Daha sonra kalan kullanıcılar arasından her bir grup için diğer kullanıcılar seçilir. Bu seçimde iki önemli kriter vardır. 1) Grup başları ile belirli bir ilintiye sahip olmak 2) Grup başının kanal kazancından çok düşük bir kanal kazancına sahip olmak. Bu kriteri sağlayan kullanıcılar aynı grup içerisine yerleştirilmektedir. Verici tarafta, her bir grup için hesaplanan ortak kanal kazançları kullanılarak ZF ön kodlayıcılar kullanılmaktadır. Grup başı ile diğer kullanıcının kanal kazancı arasındaki fark çok yüksek seçildiğinden dolayı, ortak kanal kazancı grup başının kanal kazancına çok yakındır. ZF ön kodlama kullanılarak yapılan iletim sırasında, güç tahsisi algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritmaya göre, kanalı iyi olan kullanıcıya daha az güç, kanalı kötü olan kullanıcıya daha fazla güç konulmaktadır. Alıcı tarafta ise SIC alıcı kullanılmaktadır. Yapılan benzetimlerde, değişik sayıda verici anten sayısı ve grup içinde farklı sayılarda kullanıcı sayısının olduğu sistemler, farklı ilinti katsayısı için denenmiştir. Hem ilintili kanallar için hem de bağımsız kanallar için benzetimler yapılmıştır. Sonuçlara göre, grup içerisindeki ilinti katsayısı arttıkça toplam veri miktarı artmaktadır. Grup içerisindeki kullanıcı sayısı arttıkça da toplam veri miktarı artış göstermektedir. Bu benzetimlerde, performans kriteri olarak sadece toplam veri miktarı belirlenmiştir.

Farklı bir sistem olarak, NOMA yöntemi milimetre dalga boyunda çalışan MU-MIMO sistemler için ele alınmıştır [67]. Veri akışları, milimetre dalga boyundaki sinyallerin yüksek yönlendirilebilirlik özelliğinden faydalanılarak, rastgele ön kodlayıcılar üretilerek NOMA yöntemiyle iletilmiştir. Çember şeklindeki bir alanın merkezine yerleştirilen birden fazla antene sahip baz istasyonu bulunmaktadır. Tek antene sahip kullanıcılar Poisson dağılımına göre konumlandırılmıştır. Bu çalışmadaki gruplama işlemi şu şekilde yapılmaktadır; her bir anten çemberin θ açısı kadar alandaki kullanıcıları arasından seçilen 2 tane kullanıcıya hizmet vermektedir. θ açısı içerisinde kalan kullanıcıların kanal kazançları sıralanır ve en büyük olan seçilir. Diğer kullanıcı ise, seçilen ilk kullanıcının kanal kazancı ile arasındaki fark fazla olacak şekilde seçilir. Bu çalışmada, hem baz istasyonunun tam kanal durum bilgisine sahip olduğu durum hem de kısmi kanal durum bilgisine sahip olduğu durum ele alınmıştır.

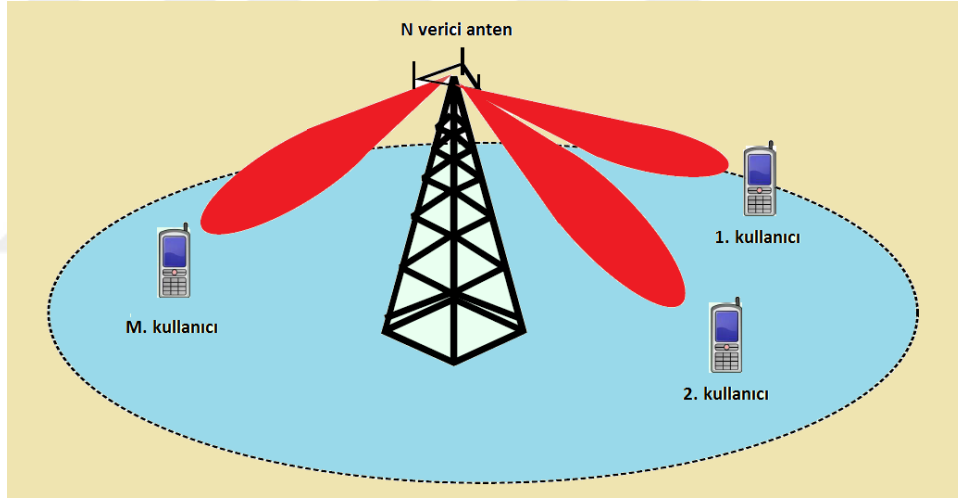
2.3 Çok Noktaya Yayın

Bir veri dizininin bir grup alıcıya iletimi, fiziksel katman ÇNY olarak adlandırılmaktadır [68]. Aynı ayna aynı frekans bandında iletim işlemi, yayın yapılan veri akışına bağlı olarak, tek gruba ve çoklu gruba ÇNY olarak ikiye ayrılmaktadır. Tek gruba ÇNY, tek bir veri akışının tek bir grup içerisindeki kullanıcılara gönderilmesi, çoklu gruba ÇNY ise birden fazla veri akışındaki her bir verinin farklı bir gruba gönderilmesidir. Bu iki iletim tekniği arasındaki seçim işlemi, sistemin gereksinimlerini karşılayacak şekilde yapılmaktadır. Önemli gereksinimlerden bir tanesi, ağdaki kullanıcı sayısını artırarak mevcut kaynakların verimli bir şekilde kullanılmasını sağlamaktır. Ancak, sabit bir güç kısıdında, gruptaki her bir kullanıcının alabileceği servis kalitesi tek grup ÇNY iletimde, gruptaki kullanıcı sayısı arttığından dolayı azalmaktadır. Diğer taraftan, çoklu grup ÇNY iletimde daha fazla kullanıcı iletime katılmaktadır ancak, her bir kullanıcı artan girişimden daha fazla etkilenmeye başlamaktadır. Bu servis kalitesi hususları göz önüne alındığında, iki iletim tekniği arasında denge sağlayabilmek oldukça zorlayıcı bir iş olmaktadır ve literatürde bu konuları ele alan oldukça fazla çalışma vardır [34], [69], [70]. Hem tek gruba ÇNY hem de çoklu gruba ÇNY sistemlerinde, ön kodlama tasarlama işi

oldukça önemli bir problemdir.

2.3.1 Tek gruba çok noktaya yayın

Tek gruba çok noktaya yayın, Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Tek grup ÇNY için ön kodlama tasarlama problemi ilk olarak, toplam verici güç kısıdı üzerinden bütün kullanıcıların sinyal gürültü oranlarını en büyükleyen optimizasyon problemi olarak ele alınmıştır [71], [72]. Ortalama SNR değerini eniyilemek, kullanıcılar arasında adilliği tam olarak sağlamayabilir. Bundan dolayı, kullanıcılar arasında adilliği sağlamak amacıyla, en küçük SNR değerini en büyükleme problemi ele alınmıştır [73]. Bunun dışında, her kullanıcının bireysel SNR kısıdı ile toplam gücün en küçükleme problemi araştırılmıştır [74].

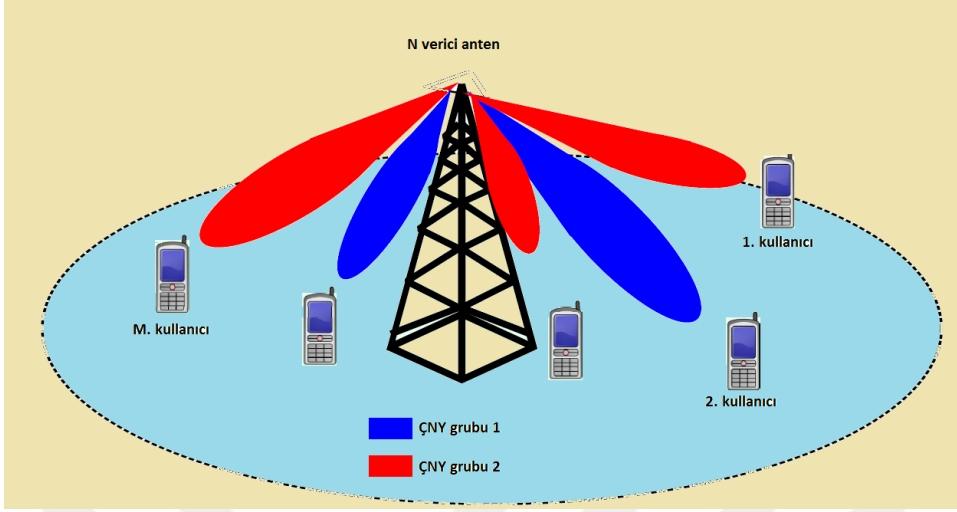


Şekil 2.10: Tek gruba çok noktaya yayın gösterimi.

2.3.2 Çoklu gruba çok noktaya yayın

Çoklu gruba çok noktaya yayın, Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Çoklu gruba ÇNY sistemi için, çoklu hedefler dikkate alınarak ön kodlama problemi araştırılmıştır. [71]'de, kullanıcılar arası girişimi tamamen engellemeyi amaçlayan bir çalışma yapılmıştır. Burada, çoklu grup sayısı ve gruplardaki kullanıcı sayısının, verici anten sayısından az olduğu durumlar ele alınmıştır. Öte yandan, toplam veri hızının en büyükleme problemi detaylı bir şekilde incelenmiştir [75]. Her bir kullanıcının

biyresel SINR kısıdı altında, toplam verici gücünü en küçüklemeyi amaçlayan araştırmalar da bu konu kapsamında ele alınmıştır [76], [77].



şekil 2.11: Çoklu gruba çok noktaya yayın gösterimi.

3. TASARSIZ AĞLARDA ÜSTDÜŞÜM KODLAMA

3.1 Giriş

Tez çalışmasının bu bölümünde, üstdüşüm kodlamanın pratik bir uygulaması olan hiyerarşik kipleme, daha düşük iletim gecikmeleri elde etmek için tasarsız ağlarda uygulanmıştır. Bu uygulama sırasında, en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada, önceden tanımlanmış iki adet problem ele alınmıştır.

1. Her kullanıcıya, önem derecesi aynı olan paketler üretilir.
2. Her kullanıcıya üretilen paketler, dört farklı önem derecesine sahip olabilir. Burada, listelenen kullanıcının kuyruğunda bekleyen yüksek öncelikli paketler olduğu sürece, düşük öncelikli paketler gönderilemez.

Birinci problem için; önerilen model hiyerarşik kipleme kullanılmayan sistemlerle karşılaştırıldığında, hiyerarşik kipleme kullanılması, iletilen toplam paket miktarında herhangi bir kayba neden olmadan paketlerin kuyrukta bekleme sürelerini kısaltmaktadır. İkinci problem için; paketlerin iletim gecikmelerindeki azalmaya ek olarak, iletilen toplam paket miktarında da önemli artışlar gözlemlenmiştir. Buna ek olarak, çoklu erişim girişiminin etkisi de incelenmiştir. Hiyerarşik kipleme kullanılan ve kullanılmayan durumların, benzer yeniden kullanım faktörlerine sahip oldukları gösterilmiştir.

3.2 İlgili Çalışmalar

Üstdüşüm kodlama, iki alıcı arasında güvenilir bir iletişim oluşturmak için ilk olarak yayın kanalları için önerilmiştir [1]. Üstdüşüm kodlama ile mesajlar üst üste eklenerek, aynı sinyal üzerinde iletilir. Bu şekilde, kötü kanal koşullarına sahip olan kullanıcı, temel katmanda gönderilen veriyi güvenilir bir şekilde alabilir. Öte yandan, kanal durumu iyi olan kullanıcı ise, temel katmandaki veriyi çözdükten sonra, bu

veriyi ana sinyalden çıkarır ve iyileştirme katmanında gönderilen kendi verisini çözebilir. Hiyerarşik kipleme, üstdüşüm kodlamanın temel prensiplerini, fiziksel katmanda kipleme uygulamasına dönüştüren bir uygulamadır [2], [3], [4], [5]. Hiyerarşik kipleme pratikte, dijital video yayını-karasal (DVB-T) standardında [53] video iletimi için kullanılmaktadır. Ancak, henüz hücreli haberleşmede ve tasarsız ağlarda uygulaması yapılmamıştır.

Hiyerarşik kiplemede, kanal kodu, tahsis edilen güç, sinyal uzayı tipi ve sembol yerleştirme işlemleri, her bir katmandaki hata ihtimalini kontrol edebilmek için bağımsız bir şekilde seçilebilir. Sinyal uzayındaki sembol noktaları arasındaki uzaklığın değiştirilebilir olması ve sabit olmak zorunda olmaması, temel katman verilerinin iyileştirme katmanı verilerinden daha fazla korunmasına imkan vermektedir. Bu durum, kanal durumu iyi olan kullanıcının hem temel katmandaki hem de iyileştirme katmanındaki verileri başarılı bir şekilde çözmesine imkan verirken, zayıf kanal koşullarına sahip kullanıcının da yalnızca temel katmanda gönderilen veriyi çözebilmesini sağlamaktadır.

Pratik kiplemenin ve kanal kodunun uygulandığı Gauss yayın kanallarının erişilebilir kapasite bölgeleri [78], [79]'de araştırılmıştır. [80], [81], [82]'de hiyerarşik kipleme, eşzamanlı olarak iki kullanıcıya veri göndermek için kullanılmıştır. Önerilen uyarlamalı kipleme yöntemi, ikinci kullanıcının varlığında, birinci kullanıcının iletimini olumsuz etkilemeden, ikinci kullanıcı ile birinci kullanıcının üst üste birleştirilmesi anlamında fırsatçı bir tekniktir. Bu yolla kanala erişim olasılığı, spektral verimlilikte herhangi bir kayıp olmadan, neredeyse iki katına çıkmaktadır.

Kablosuz haberleşme ağlarında listeleme yöntemiyle, haberleşme ortamının dinamik yapısı, iyileştirilmiş veri miktarı, daha yüksek kararlılık, düşük gecikme ve kullanıcılar arasında adillik için kullanılır. Örneğin, oransal adil listeleme yöntemi, adilliği ön planda tutar [83]. Öte yandan, en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi, sistemi kararlı tutarken veri miktarını en büyük yapmayı amaçlamaktadır [84]. Fırsatçı listeleme yöntemlerinde en iyi kanal durumuna sahip olan kullanıcı sistem performansını artırmak için seçilir. Bununla birlikte, tek kullanıcı seçilen bütün yöntemlerde kanala erişim olasılığı düşüktür ve bu durum yüksek bekleme sürelerine neden olmaktadır. Bu olumsuz etkilerden kurtulmak için, çok kullanıcıli iletim

teknikleri ve listeleme yöntemlerinin birlikte tasarlanması gerekmektedir [85], [86]. [85]'te, ideal üstdüşüm kodlama ile birlikte en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi kullanıldığında, ağ kararlılığı problemi ele alınmıştır. [86]'te ise, aç gözlü listeleme yöntemi, noktadan noktaya bağlantılara ek olarak, hem yayın kanallarında hem de çoklu erişim kanallarında kullanılmıştır. [87]'de kablosuz iç içe ağlarda SIC, üstdüşüm kodlama ve DPC kullanılarak, birlikte yönlendirme ve listeleme gerçekleştirilmiştir.

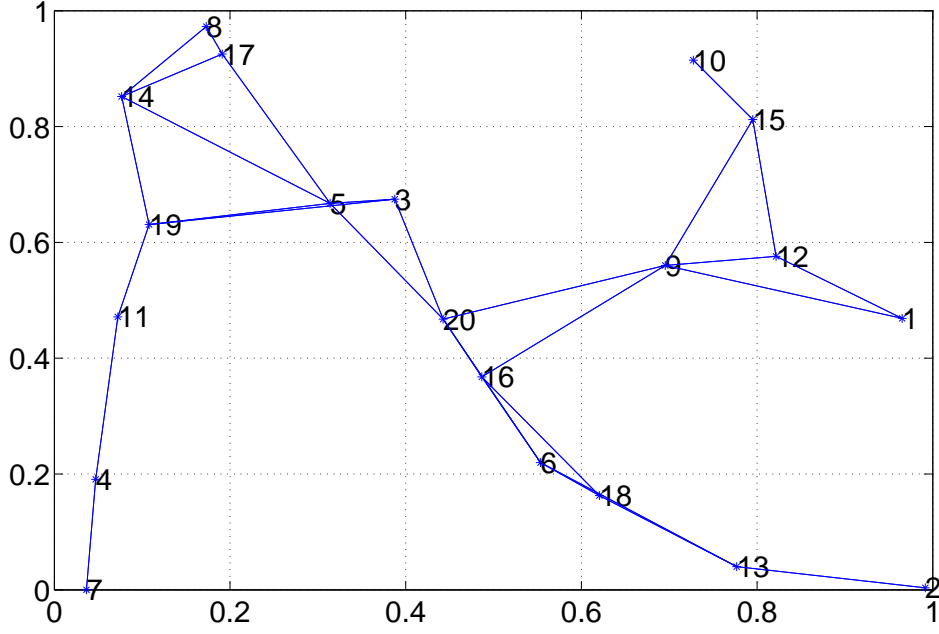
Literatürde, listeleme ve kipleme tasarımını ele alan oldukça az sayıda yayın bulunmaktadır. [88]'de, [81]'de bahsedilen veri hızı uyarlamalı hiyerarşik kipleme kullanıldığında, hibrit iki kullanıcı listeleme ve fırsatçı en iyi iki kullanıcı listeleme yöntemleri için, paketlerin kuyruk dağılımı ve gecikme süreleri analiz edilmiştir. Bu çalışmada, hiyerarşik kipleme ve en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi beraber ele alınmıştır. Tek kullanıcının listelendiği sistemlerin yerine, vericinin aynı anda iki kullanıcıya hizmet verebildiği bir durum incelenmiştir. Bu durumda listeleyici, kullanıcıların veri hızlarını ve kuyruklarında bekleyen paket sayılarını değerlendirerek, her bir kullanıcı için bir ağırlık hesaplamaktadır. Böylece, hem kuyrukta bekleyen paketlerin sayısı, hem de kullanıcıların kanal durumunun iyi olup olmaması, listeleyicinin değerlendirme kriterlerini oluşturmaktadır.

Burada iki problem ele alınmıştır:

1. Üretilen bütün paketler eşit önem derecesine sahiptir.
2. Dört farklı önem derecesine sahip, dört farklı paket üretilmektedir. Kuyrukta daha yüksek öncelikli paketler varken, düşük öncelikli paketler gönderilemez.

3.3 Sistem Modeli

Bu çalışmada, Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, önceden belirlenmiş bir alanda eşit dağıtılmış N adet düğümden oluşan bir kablosuz ağ modeli incelenecektir. İki düğüm arasındaki bağlantı linkinin ortalama SNR değeri, ikili faz kaydırmalı kipleme (BPSK) ile iletimi sağlıyorsa, bu iki düğümün birbirleri ile bağlantılı olduğu varsayılmaktadır. Aksi durumda, bu iki düğüm arasında herhangi bir iletim



Şekil 3.1: $N = 20$ düğümden oluşan bağlı tasarsız ağ örneği.

yapılamaz. Yani, ortalama SNR değerinin belirli bir bit hata olasılığı için belirlenen eşik değerinden yüksek olması gerekmektedir. Bununla birlikte, iki düğüm birbirine bağlı olsa bile, belirli bir kanal kazancı için anlık SNR değeri belirlenen eşikten düşük olabilir ve BPSK ile iletim için bile elverişli olmayabilir.

İncelenen ilk problemde, her düğüm K_i komşu düğümlerinin her birisine, $\lambda_i = \lambda/K_i$ parametrelili Poisson dağılımına göre paket üretmektedir. Burada λ , i . düğüm, $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ tarafından üretilen ortalama paket sayısıdır. İkinci problemde ise, her bir düğüm dört farklı önceliğe sahip dört farklı veri paketi üretmektedir. Bu paketler, $\lambda_i^{(\rho)}$, $\rho = \{1, 2, 3, 4\}$ parametrelili Poisson dağılımına göre üretilmektedir. Burada, ρ , öncelik seviyesini göstermektedir. Öncelik seviyeleri sıralıdır ve en yüksek öncelik seviyesi 1'dir. i . düğümün ürettiği ortalama paket sayıları, $\lambda_i = \lambda_i^{(1)} + \lambda_i^{(2)} + \lambda_i^{(3)} + \lambda_i^{(4)}$ ve $\lambda_i = \lambda/K_i$ şeklindedir.

Bu sistemde zaman bölünmüştür ve listelenen kullanıcı her bir zaman diliminde yalnızca bir adet fiziksel kaman paketi gönderebilir. Buna ek olarak, her bir fiziksel katman paketi, seçilen sinyal uzayına bağlı olarak birden fazla data paketinden oluşabilmektedir. Zaman dilimi, n , $n = 1, 2, \dots$ ile gösterilmektedir ve her bir zaman dilimi 240 sembol uzunluğundadır. Sembol indisleri m , $m = 1, 2, \dots, 240$ ile

gösterilmektedir. i . düğüm j . düğüm ile iletişim kurarsa, n . zaman diliminde ve m . sembol indisinde, $j, j, j = 1, 2, \dots, N - 1$, düğüm tarafından alınan sinyal

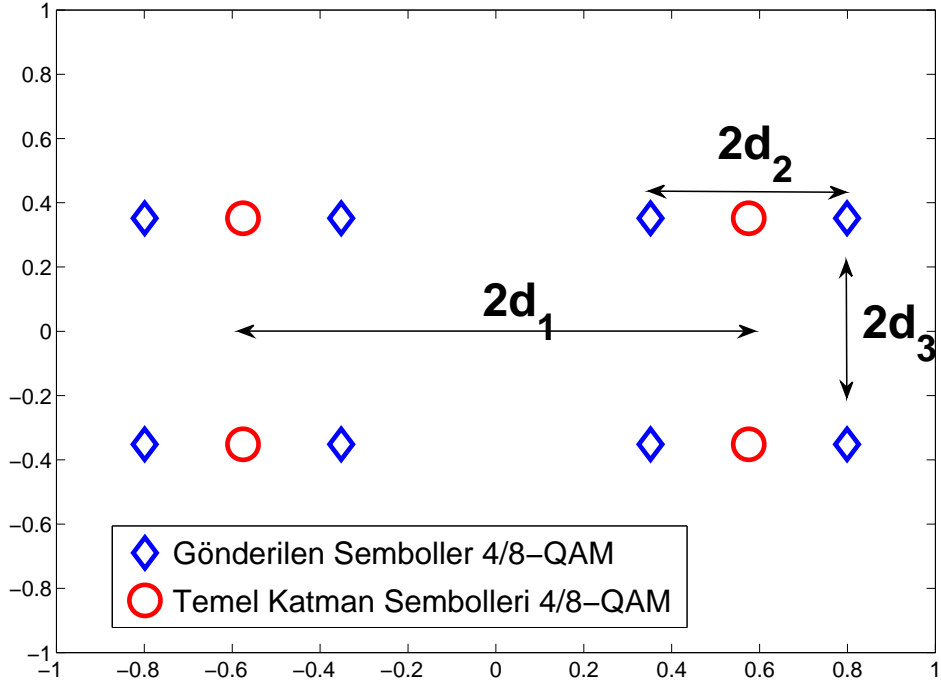
$$y_{j,n,m} = \sqrt{f(\Delta_{ij})} \sqrt{E_i} h_{ij,n} x_{i,n,m} + z_{j,n,m} \quad (3.1)$$

şeklindedir. Burada $x_{i,n,m}$ ve $\sqrt{E_i}$ sırasıyla, kiplenmiş kaynak sembollerini ve i . düğümdeki ortalama sembol enerjisini göstermektedir. i . ve j . düğümler arasındaki kanal kazancı ve uzaklık sırasıyla $h_{ij,n}$ ve Δ_{ij} ile temsil edilmektedir. Bütün i, j ve n 'ler için, bütün kanallarda Rayleigh sönümlemesi olduğu kabul edilmektedir ve kanal kazançlarının boylarının kareleri, $|h_{ij,n}|^2$, birim ortalamalı bağımsız üstel rastgele değişkenlerdir. Sistemde yol kaybı vardır ve alınan sinyal $f(\Delta_{ij})$ ile ölçeklendirilmektedir. Buna ek olarak, bir zaman dilimi boyunca, kanal kazançlarının sabit kaldığı varsayılmaktadır. j . düğümdeki gürültü değişkeni $z_{j,n,m}$ 'dir. Gürültü terimi $z_{j,n,m}$, bütün j, n ve m 'ler için, değişintisi N_0 ve beklenen değeri 0 olan, bağımsız eş dağılımlı (i.i.d.) karmaşık Gaussian rastgele değişkenidir. Son olarak, alıcı tarafta kanal durum bilgisinin var olduğu varsayılmaktadır. j . düğüm, $f(\Delta_{ij})$, E_i ve $h_{ij,n}$ değerlerini mükemmel bir şekilde bilmektedir. Diğer taraftan, verici ise sadece Δ_{ij} ve alıcı taraftaki gürültü dağılımını bilmektedir. Ayrıca verici, j . düğümdeki ortalama alınan SNR değeri hakkında bilgilendirilmektedir.

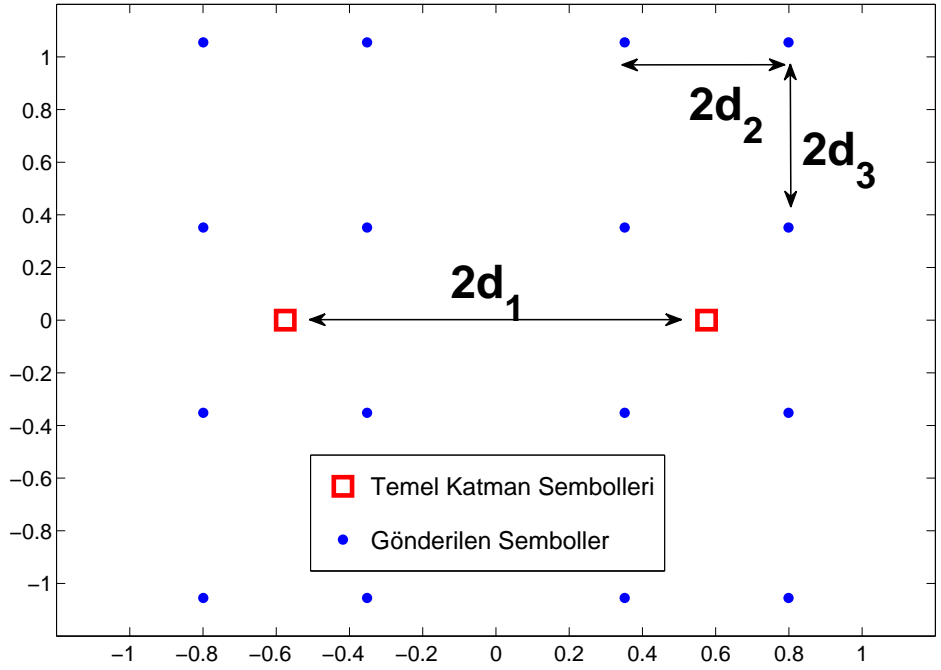
3.4 Kullanılan Kipleme Çeşitleri

Bu çalışmada, tek katmanlı kipleme (hiyerarşik olmayan kipleme) ve iki katmanlı kipleme (hiyerarşik kipleme) yöntemleri, en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi kullanılarak karşılaştırılacaktır. Hiyerarşik kipleme ile birden fazla veri akışı aynı anda gönderilebilmektedir. Örneğin, 4/8, 2/16 ve 8/16-hiyerarşik dördün genlik kiplemeleri (H-QAM) sırasıyla, Şekil 3.2, Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te gösterilmiştir. İki katmanlı kipleme kullanıldığında, temel katman ve iyileştirme katmanı veri akışları üst üste bindirilir ve kip çözümü katmanlarda yapılır. Temel katman veri akışı birinci kullanıcıya, iyileştirme katmanı veri akışı ise ikinci kullanıcıya gönderilmektedir. Birinci kullanıcı, iyileştirme katmanında giden veri akışını gürültü olarak düşünür ve ona göre temel katman verisini çözer. Öte yandan ikinci kullanıcı, önce temel katman veri akışını çözer ve bu veriyi ana sinyalden çıkarır, ardından iyileştirme katmanı

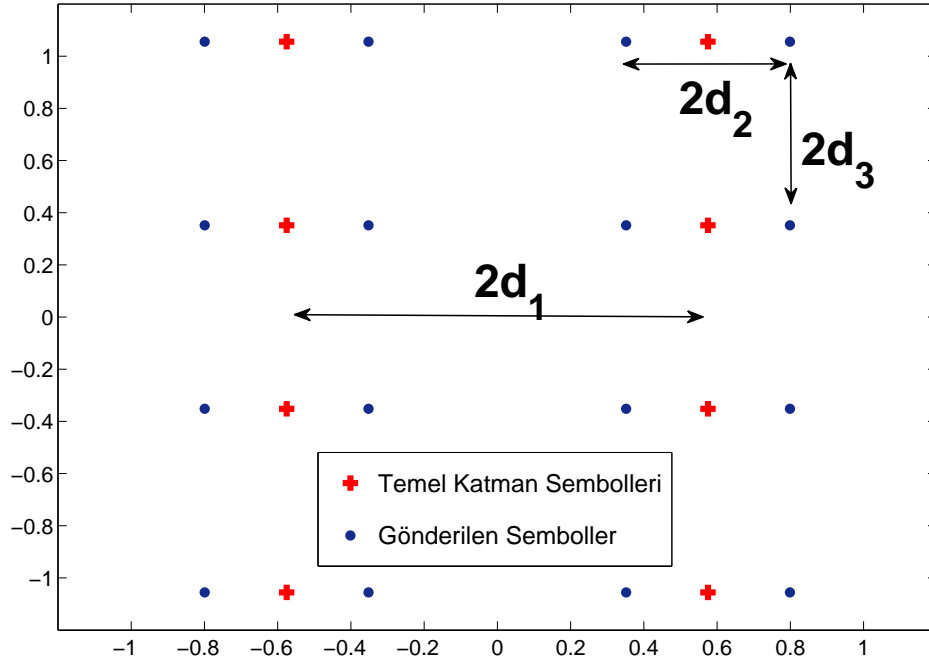
verisini çözer.



Şekil 3.2: 4/8-HQAM sinyal uzayı.



Şekil 3.3: 2/16-HQAM sinyal uzayı.



Şekil 3.4: 8/16-HQAM sinyal uzayı.

Bu çalışmada, tek katmanlı kipleme yöntemleri olarak, M -QAM, $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$ kipleme kullanılmıştır. Bu kipleme yöntemlerine karşılık gelen veri hızları sırasıyla $\{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ bit/semboldür. Hiyerarşik kipleme kullanıldığında ise, $2/4$, $2/8$, $4/8$, $2/16$, $4/16$, $8/16$, $4/64$ ve $16/64$ -HQAM kipleme yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlerin temel katman ve iyileştirme katmanlarına karşılık gelen veri hızları da $\{(1,1), (1,2), (2,1), (1,3), (2,2), (3,1), (2,4), (4,2)\}$ bit/sembol şeklindedir. Bu yöntemleri ve veri hızlarını artırmak mümkündür. Bu çalışmanın devamında "hiyerarşik iletim" ile kastedilen, tek katmanlı ve iki katmanlı kipleme yöntemlerinin beraber kullanılmasıdır.

$2/4$ -HQAM kipleme yönteminde her bir boyutta 1 bit taşınmaktadır. Bunun dışında 4-QAM ile aynı yapıdadır. $2/8$ -HQAM sinyal uzayı, en küçük uzaklığı $2d_1$ olan BPSK ile en küçük uzaklığı $2d_2$ olan 4-QAM'nin birleştirilmesi ile elde edilmiştir. $2/8$ -HQAM için, $d_1/d_2 = 2$ seçilmiştir. $4/8$ -HQAM için, $d_3/d_2 = 2$ ve $d_1/d_2 = 2$, $2/16$ -HQAM için $d_1/d_2 = 2$ ve $d_2/d_3 = 1$, $8/16$ -HQAM için ise $d_1/d_2 = 2$ ve $d_3/d_2 = 1$ olarak seçilmiştir. Benzer şekilde, $4/16$ -HQAM en küçük uzaklıkları sırasıyla $2d_1$ ve $2d_2$ olan, burada $d_1/d_2 = 2$, iki adet 4-QAM sinyal uzayının birleştirilmesi ile elde edilmiştir. Son olarak $4/64$ ve $16/64$ -HQAM sinyal

uzaylarında, 4/16-HQAM'ye benzer şekilde $d_1/d_2 = 2$ olarak seçilmiştir.

Bu çalışmada, hata düzelten kodların kullanıldığı varsayılmaktadır ve her 240 bitlik gönderimde 20 bite kadar olan hataların düzeltilebildiği varsayılmaktadır. Buna ek olarak, hedeflenen paket hata oranı (PER) 0.05. Çizelge 3.1'de verilen PER değeri için eşik SNR değerlerini göstermektedir. i . düğümden j . düğüme tek katmanlı iletimde i . düğüm, $f(\Delta_{ij})E_i/N_0$ ile Çizelge 3.1'deki γ_{th} değerlerini karşılaştırarak muhtemel kipleme yöntemini seçmektedir. İki katmanlı kiplemede j . ve k . kullanıcıya temel katman ve iyileştirme katmanında iletim yapıldığında, $f(\Delta_{ij})E_i/N_0$ ve $f(\Delta_{ik})E_i/N_0$ 'nın sırasıyla $\gamma_{b,th}$ ve $\gamma_{e,th}$ 'den büyük olması gerekmektedir. Verici, anlık kanal kazançları $h_{ij,n}$ ya da $h_{ik,n}$ hakkında bilgilendirilmediğinden dolayı, ortalama SNR değerlerinin eşik değerlerinden büyük olması güvenilir bir iletişimi garanti etmemektedir. Kipleme yöntemleri belirlendikten sonra, iletim yapılacak kullanıcıların seçilmesi için en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi kullanılmaktadır.

Çizelge 3.1: Kullanılan kipleme yöntemleri için eşik SNR değerleri.

M -QAM	2	4	8	16	32	64		
γ_{th} [dB]	12.6	15.59	19.65	21.45	24.95	28.2		

M_1/M_2 -QAM	2/4	2/8	4/8	2/16	4/16	8/16	4/64	16/64
$\gamma_{b,th}$ [dB]	15.9	17.4	19.4	19.5	19.6	21.05	21.1	25.8
$\gamma_{e,th}$ [dB]	15.9	21.05	21.6	22.55	23.8	23.7	29.4	30.3

3.5 Tek Öncelikli Paket Üretimi

İlk problem ele alındığında, n . zaman diliminde tek katmanlı iletim için hesaplanan ağırlık

$$w_{ij,n} = (1 - PER_{R_{ij}^S})q_{ij,n}R_{ij}^S, \quad (3.2)$$

hiyerarşik kipleme kullanıldığında hesaplanan ağırlık ise

$$w_{ijk,n} = (1 - PER_{R_{ijk}^{H(b)}})q_{ij,n}R_{ijk}^{H(b)} + (1 - PER_{R_{ijk}^{H(e)}})q_{ik,n}R_{ijk}^{H(e)}. \quad (3.3)$$

olarak elde edilir. Burada, $w_{ij,n}$ ve $w_{ijk,n}$ sırasıyla, i . kullanıcıdan, j . kullanıcıya iletim ve i . kullanıcıdan j . ve k . kullanıcıya aynı anda yapılan iletim için elde edilen

ağırlıkları göstermektedir. $q_{ij,n}$, i . kullanıcıdan j . kullanıcıya gönderilecek olan ve kuyrukta bekleyen paket sayısını, PER_x , $x \in \{R_{ij}^S, R_{ijk}^{H(b)}, R_{ijk}^{H(e)}\}$, x veri hızına karşılık gelen paket hata oranını temsil etmektedir. Buna ek olarak, PER_x ifadesi aynı zamanda ortalama SNR ifadesinin de bir fonksiyonudur ancak, gösterimi daha basit tutmak adına bu ilişki ifadede yer almayacaktır. Veri hızları R_{ij}^S , $R_{ijk}^{H(b)}$ ve $R_{ijk}^{H(e)}$ 'nin birimi bit/semboldür ve sırasıyla tek katman kipleme, iki katmanlı kiplemenin temel katmanını ve iki katmanlı kiplemenin iyileştirme katmanını temsil etmektedir.

3.6 Dört Farklı Öncelikli Paket Üretimi

Dört farklı öneme sahip paketlerin üretildiği ikinci problemde, seçilen kullanıcının kuyruğunda daha yüksek öncelikli paketler varken, daha düşük öncelikli paketlerin gönderilmesine izin verilmemektedir. Listeleme algoritmasında bu kuralı uygulamak için $v^{(\rho)}$, $\{v^{(1)} \gg v^{(2)} \gg v^{(3)} \gg v^{(4)}\}$ katsayıları kullanılmaktadır ve n . zaman diliminde i . kullanıcıdan j . kullanıcıya tek katmanlı iletim için elde edilecek olan ağırlık,

$$w_{ij,n} = (1 - PER_{R_{ij}^S}) \sum_{\rho=1}^4 v^{(\rho)} q_{ij,n}^{(\rho)} \mu_{ij}^{S(\rho)}. \quad (3.4)$$

şeklinde hesaplanır. (3.4) denkleminde, $q_{ij,n}^{(\rho)}$ kuyruktaki paket sayısını $\mu_{ij}^{S(\rho)}$ ise i . kullanıcıdan j . kullanıcıya ρ . öneme sahip paketlerin veri hızını göstermektedir. Veri hızları $\mu_{ij}^{S(\rho)}$,

$$\sum_{\rho=1}^4 \mu_{ij}^{S(\rho)} \leq R_{ij}^S. \quad (3.5)$$

eşitliğini, sağlamak zorundadır. Diğer bir deyişle, bütün önceliklere sahip paketlerin toplam veri hızı, hiç bir kullanıcının iletim hızını geçemez.

İkinci probleme hiyerarşik kipleme uygulandığında, n . zaman diliminde i . kullanıcıdan j . ve k . kullanıcılara hiyerarşik kipleme ile eş zamanlı iletim için elde edilecek ağırlık,

$$\begin{aligned}
w_{ijk,n} &= \left(1 - PER_{R_{ijk}^{H(b)}}\right) \sum_{\rho=1}^4 v^{(\rho)} q_{ij,n}^{(\rho)} \mu_{ijk}^{H(b)(\rho)} \\
&+ \left(1 - PER_{R_{ijk}^{H(e)}}\right) \sum_{\rho=1}^4 v^{(\rho)} q_{ik,n}^{(\rho)} \mu_{ijk}^{H(e)(\rho)}, \quad (3.6)
\end{aligned}$$

şeklinde hesaplanır ve sırasıyla temel katman ile iyileştirme katmanındaki toplam veri hızları

$$\sum_{\rho=1}^4 \mu_{ijk}^{H(b)(\rho)} \leq R_{ijk}^{H(b)}, \quad (3.7)$$

$$\sum_{\rho=1}^4 \mu_{ijk}^{H(e)(\rho)} \leq R_{ijk}^{H(e)}. \quad (3.8)$$

eşitliklerini sağlamak zorundadır.

Yukarıdaki ifadelerin anlamı şudur ki; temel katmanda ve iyileştirme katmanında, farklı önem seviyelerine ait paketler beraberce gönderilebilmektedir. Örneğin; i . kullanıcıdan j . kullanıcıya ve i . kullanıcıdan k . kullanıcıya gönderilecek olan ve kuyrukta bekleyen paket sayıları, bütün öncelik seviyeleri için sırasıyla 1,1,0,0 olsun. Eğer 4/16 HQAM yöntemi uygunsa, bu kuyruktaki bütün paketler, tek bir fiziksel katman paketi olarak birleştirilebilir. Ancak 4/16 HQAM erişilebilir değil ise ve erişilebilir en yüksek seviyeli kipleme 2/4 HQAM ise, j . ve k . düğümlerin sadece birinci önceliğe sahip paketleri birleştirilir ve gönderilir. İkinci önceliğe sahip paketler ise kuyrukta beklemeye devam ederler.

Bütün iletim periyodu boyunca düğümler arası uzaklık sabit kaldığı sürece, her iki problem için ve bütün zaman dilimleri için en büyük muhtemel veri hızı aynıdır. Ancak, gerçek veri hızı ve buna karşılık gelen PER değerleri ve belirli bir zaman dilimindeki ağırlıklar, kuyrukta bekleyen paket sayılarına bağlı olarak değişebilmektedir. Her bir n . zaman diliminde, listeleyici bütün ağırlıklar arasından en yüksek ağırlığa sahip olan kullanıcı çiftini belirler. Burada, hiyerarşik kipleme ağırlıkları $w_{ijk,n}$ ve $w_{ikj,n}$ 'nin aynı olmak zorunda olmadıklarını belirtmekte fayda vardır. Ayrıca, en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi, hangi kullanıcının temel katmanda hangi kullanıcının iyileştirme katmanında veri alacağına da karar

vermektedir.

3.7 Uzamsal Yeniden Kullanım Oranı

Hiyerarşik kiplenimin iletim gecikmelerini düşürme potansiyeli olmasına rağmen, çoklu erişim katmanında bir sorun çıkarmaktadır. Hiyerarşik kipleme kullanıldığında, iki kullanıcıya eşzamanlı olarak iletim yapılmaktadır. Başarılı bir iletim için, her iki alıcının komşuluğundaki kullanıcıların sessiz kalması yani herhangi bir iletme girmemesi gerekmektedir. Fiziksel katman girişimi bir problem olarak düşünülürse, hiyerarşik kipleme kullanılması daha düşük bir uzamsal yeniden kullanım (spatial reuse) oranının elde edilmesine neden olacaktır. Bu nedenle bu çalışmada birinci problem için, tek katman iletim ile iki katmanlı iletim arasındaki uzamsal yeniden kullanım oranları karşılaştırılacaktır. i . düğüm j . düğüme iletim yaptığında, j . düğümde oluşan ortalama SINR;

$$SINR_j = \frac{f(\Delta_{ij})E_i}{\sum_{i'=1, i' \neq i}^K f(\Delta_{i'j})E_{i'} + N_0} \quad (3.9)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, K , girişime sebep olan verici sayısını göstermektedir.

Çoklu erişim algoritmasında ilk kullanıcı rastgele bir şekilde seçilmektedir. Seçilen kullanıcının komşularının arasından, (3.2) ve (3.3)'te belirtilen ağırlıklara göre iletim yapılacak olan alıcı düğümler belirlenir ve bu şekilde en büyük ağılığa sahip olan kullanıcılar seçilmiş olur. Bu aşamada başka kullanıcılar listelenmediği için, (3.9) denkleminde, paydadaki girişim terimi 0'dır. Algoritmanın her bir döngüsünde, bir önceki döngüde listelenen verici düğümlerin veri hızlarını etkilemeyecek şekilde, yeni bir verici düğüm listeye eklenir. Listelenen düğümlerini olumsuz bir şekilde etkilemeden listeye eklenecek yeni bir verici düğüm kalmayana dek bu işlem tekrarlanır.

Verici düğümler, anlık kanal kazançları hakkında bilgilendirilmediklerinden dolayı, ortalama kazanç durumlarına güvenmek zorundadırlar. Örneğin, yukarıda anlatılan çoklu kullanıcı listeleme yönteminde tanımlanan iletim hızları sadece ortalama girişimi hesaba katmaktadır. Kullanıcı tarafından görülen gerçek girişim değerleri ise çoklu bağımsız rastgele değişkenlerin toplamı şeklindedir. Çoklu bağımsız rastgele

değişkenler toplandığında, toplam değişinti bireysel değişintilerin toplamı şeklindedir. Dolayısıyla, anlık girişim değeri, ortalamadan, tek bir değişkenin sapmasından daha fazla miktarda sapabilir. Bunun anlamı, pratikte listelenen iletimler ortalama performansın sunduğundan daha az güvenilirlerdir. Bu durumdan kaçınmak için, mekansal yeniden kullanım oranı hesaplamalarında, Çizelge 3.1’de belirtilen γ_{th} ’den 3 dB daha fazla olan γ_{th}^{margin} eşik değerleri kullanılacaktır.

3.8 Benzetim Sonuçları

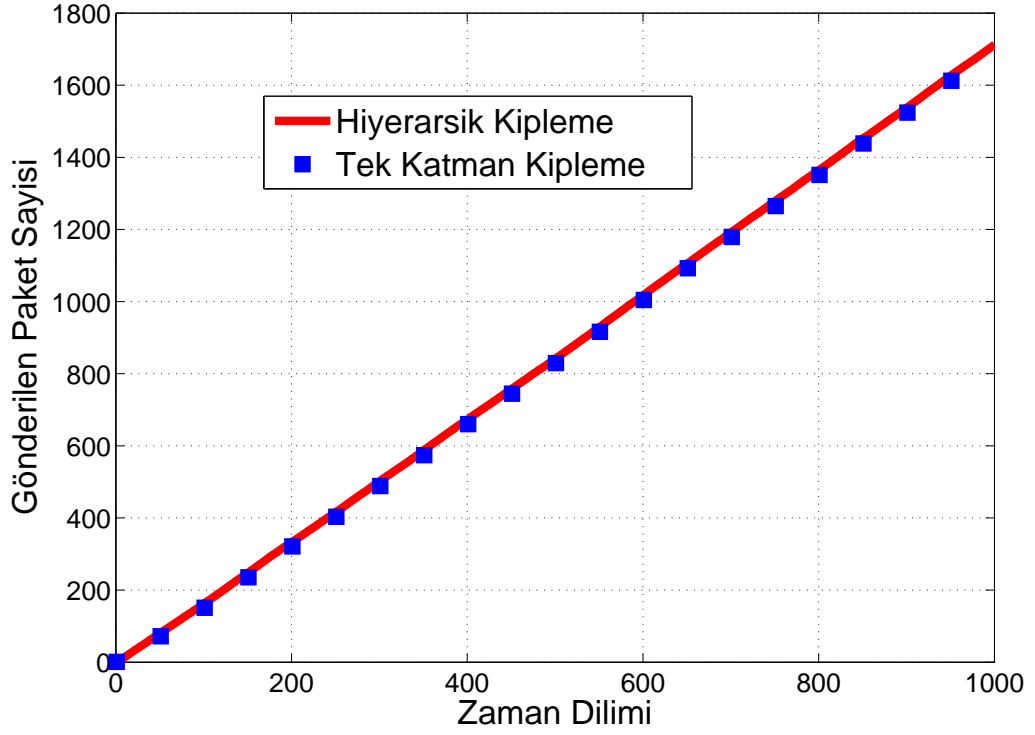
Bu bölümde, bilgisayar ortamında yapılan benzetimlerin sonuçları sunulacaktır. Benzetimlerde, $800 \times 800 m^2$, alan içerisinde $N = 10$ adet düğümün olduğu ve bütün i değerleri için $E_i/N_0 = 15$ dB varsayılmaktadır. (3.1) denklemindeki $f(\Delta_{ij})$ fonksiyonu

$$f(\Delta_{ij}) = \begin{cases} 8 \times 10^{-3}, & \Delta_{ij} \leq 1m \\ 10^{(-2\log_{10}\Delta_{ij}) - \log_{10}(8 \times 10^{-3})}, & 1m < \Delta_{ij} \leq 400m \\ 10^{(-4\log_{10}\Delta_{ij}) + 2\log_{10}400 - \log_{10}(8 \times 10^{-3})}, & 400m < \Delta_{ij} \end{cases} \quad (3.10)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Birinci problem için $\lambda = 0.19$ data paket/zaman dilimi varsayılmıştır. İkinci problem için, bütün kullanıcılar en yüksek önceliğe sahip paketlerden en az sayıda, en düşük önceliğe sahip paketlerden ise en fazla sayıda üretmektedirler ve $\lambda^{(1)} = 0.03$, $\lambda^{(2)} = 0.06$, $\lambda^{(3)} = 0.12$, $\lambda^{(4)} = 0.24$ olarak varsayılmıştır. Bu parametreler, 1., 2. ve 3. önceliğe sahip paketler için sistemi kararlı tutmak adına bu şekilde seçilmiştir ancak 4. önceliğe sahip paketlerin kararlı olması amaçlanmamıştır. Çünkü, uygulama katmanında bu seviye paketlerinde servis kalitesi garanti edilmemektedir.

Benzetimler sonucu elde edilen sonuçlar 100 bağlı grafik üzerinden ortalama alınarak hesaplanmıştır ve benzetim süresi 1000 zaman dilimi olarak ayarlanmıştır. Şekil 3.5, birinci problem için, gönderilen ortalama paket miktarını göstermektedir. Bu grafikten görüldüğü üzere, en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi ile hiyerarşik kipleme beraber kullanıldığında gönderilen paket miktarında herhangi bir azalma olmamaktadır. Bu



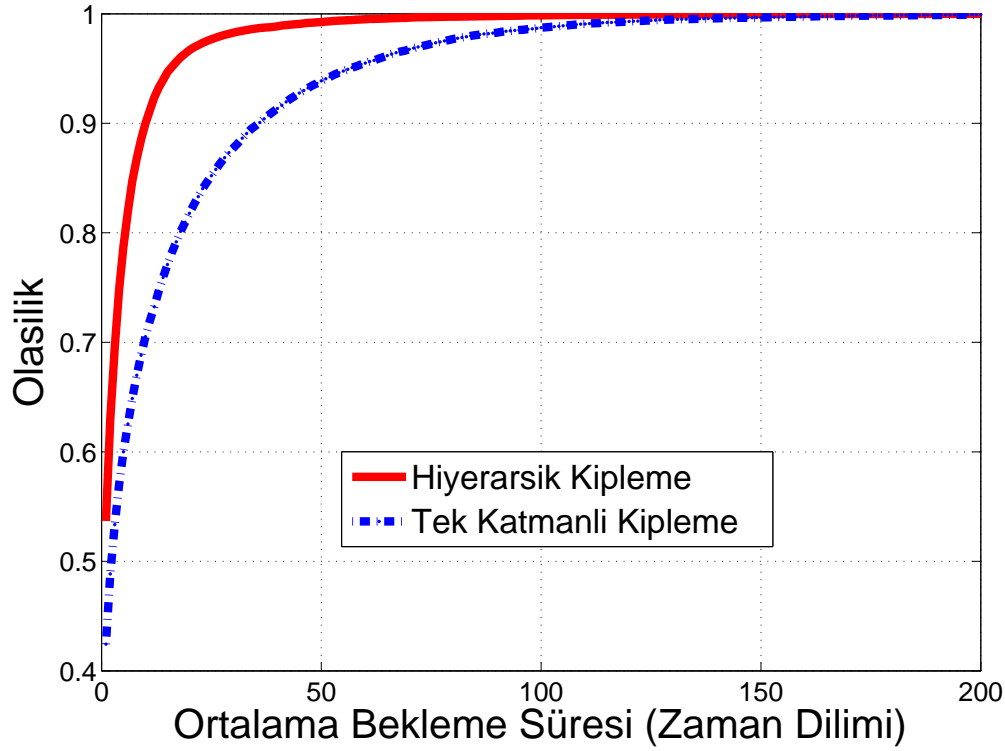
Şekil 3.5: Ortalama toplam giden paket karşılaştırması.

durum ilginç bir gözlemdir çünkü Gauss yayın kanallarında, verici sadece en iyi kanala sahip kullanıcıyla iletişim kurarsa toplam veri miktarı en büyük olmaktadır [1]. İletime aynı anda iki kullanıcı katılırsa, erişilebilir toplam veri hızı daha düşük olur.

Birinci problem için, paketlerin gönderilmeden önce kuyrukta ne kadar süre beklediklerinin analizi de bu çalışmada yapılmıştır. Paket gecikme sürelerinin birikimli dağılımlı fonksiyonu (CDF), bütün kullanıcılar üzerinden ortalama alınarak yapılmıştır ve elde edilen sonuçlar 3.6'da gösterilmiştir. Grafikten de anlaşılacağı üzere, iki kullanıcıli listeleme yöntemi, paketlerin ortalama kuyrukta bekleme sürelerini 10 zaman dilimi gecikme için %28 oranında azaltmaktadır.

İkinci problem için hiyerarşik kipleme kullanılması, özellikle üçüncü ve dördüncü önceliğe sahip paketlerin toplam gönderilme sayılarında önemli artışa neden olmaktadır. Hem tek katmanlı kipleme hem de iki katmanlı kiplemde, birinci öncelikli paketlere aynı şekilde davranılmaktadır.

- Birinci önceliğe sahip paketler, mümkün olan en büyük veri hızında, her zaman ilk olarak gönderilir.

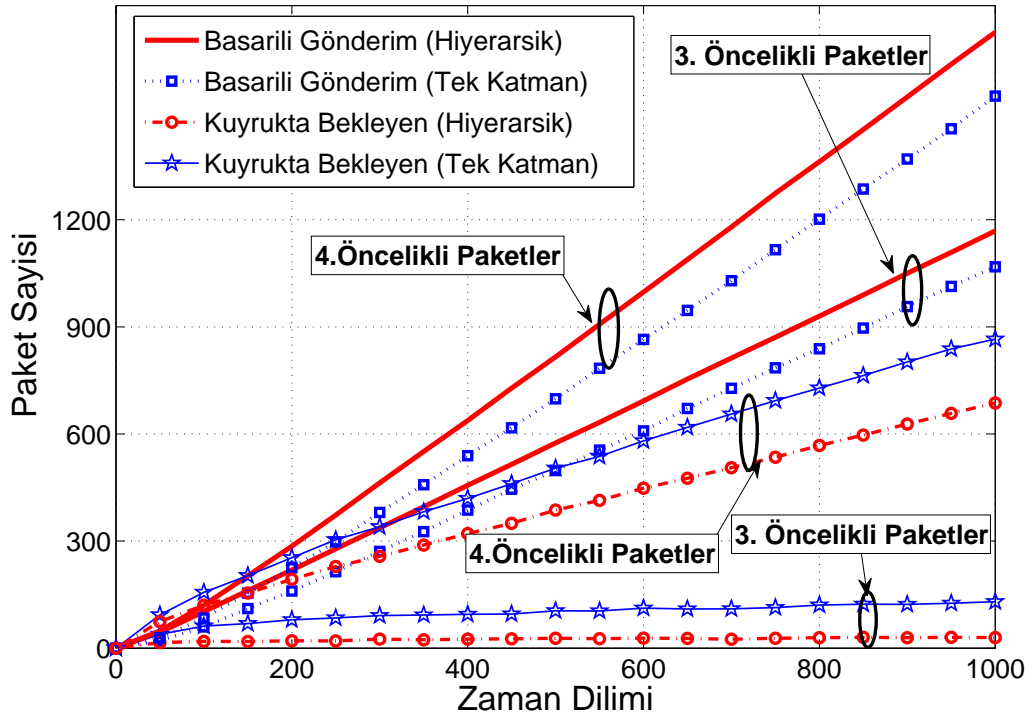


Şekil 3.6: Tek öncelikli paket üretildiği durumda, paketlerin kuyrukta bekleme sürelerinin birikimli dağılım fonksiyonu.

- Kuyrukta bekleyen birinci önceliğe sahip paket varsa, diğer paketler gönderilmez.

Bu uygulamadan dolayı, $\rho = 1$ için iki yöntemin de ortalama paket gönderme sayıları aynıdır. Benzer şekilde, ikinci önceliğe sahip paketler için de aynı durum söz konusudur ve gönderilen ortalama paket sayısında önemli bir fark söz konusu değildir. Ancak, Şekil 3.7'de gösterildiği gibi, hiyerarşik kipleme kullanılması, üçüncü ve dördüncü önceliğe sahip paketlerin gönderilen ortalama paket sayılarında sırasıyla %8 ve %13 oranında iyileştirmeye neden olmuştur. Şekil 3.7'de, kuyrukta bekleyen ortalama paket sayılarının, hiyerarşik kiplemede tek katman kiplemeye göre önemli ölçüde daha az olduğu görülmektedir.

Birinci problemle karşılaştırıldığında, hiyerarşik kipleme kullanmak problem 2'de daha fazla kazançla sebep olmaktadır. Bununla birlikte, ağdaki asimetrik durumlar, hiyerarşik kipleme kullanımını daha fazla desteklemektedir. Bu gözlem, yayın kanallarındaki bilgi kuramı sonuçlarıyla [1] da örtüşmektedir. İki kullanıcılu düşürülmüş (degraded) Gauss yayın kanallarında iki kullanıcı, istatistiksel olarak eşit

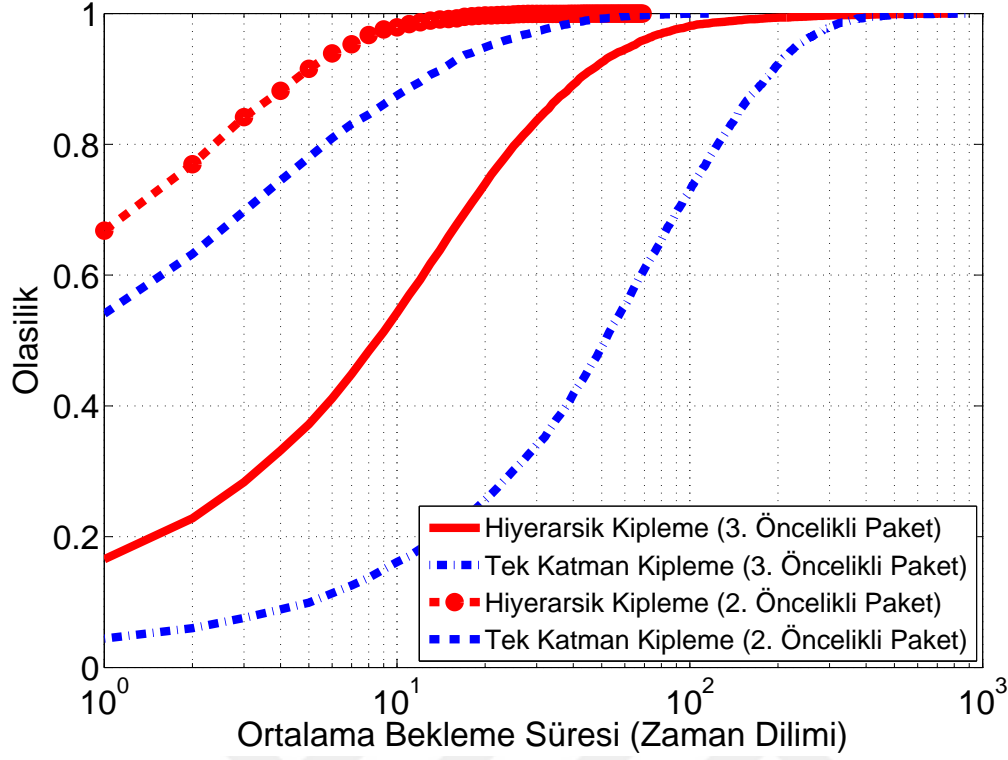


Şekil 3.7: $\rho = 3$ ve $\rho = 4$ için, başarılı bir şekilde gönderilen ve kuyrukta bekleyen paket sayıları.

kanallara sahip ise kapasite bölgesi zaman bölmeli erişimin kapasitesine düşmektedir.

Buna ek olarak ikinci problem için, $\rho = 2$ ve $\rho = 3$ için paketlerin kuyrukta bekleme süreleri incelenmiştir. Kuyrukta bekleyen paketlerin birikimli dağılım fonksiyonları Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Bu şekilden de anlaşılacağı üzere, iki kullanıcıli listeleme yöntemi, her iki önceliğe sahip paketlerin ortalama kuyrukta bekleme sürelerini önemli ölçüde azaltmaktadır. Hiyerarşik kipleme kullanma, paket bekleme süreleri sırasıyla 10 ve 100 zaman dilimi olduğunda, %12 ve %30 oranlarında paket bekleme sürelerini azaltmaktadır. Hem tek katman hem de iki katmanlı iletim, birinci öncelikli paketleri hemen gönderdiğinden dolayı, bu önceliğe ait paketlerin bekleme süreleri benzer şekildedir.

Çizelge 3.2 ve 3.3’te, birinci ve ikinci problem için, kullanılan kipleme yöntemlerinin kullanım yüzdeleri gösterilmektedir. Birinci problemde, eğer sadece tek katman iletim kullanılsaydı, BPSK, 4-QAM, 8-QAM ve 16-QAM kipleme yöntemleri kullanılacaktı, 32-QAM ve 64-QAM kipleme teknikleri kullanılmayacaktı. Öte yandan, hiyerarşik iletimde, iki katmanlı ve tek katmanlı iletim kullanım oranları



Şekil 3.8: $\rho = 2$ ve $\rho = 3$ için, kuyrukta bekleyen paketlerin birikimli dağılım fonksiyonu.

sırasıyla %53.3 ve %46.7 olarak görülmektedir. Yani, iki kullanıcıya iletim yapmak, toplam iletilen paket sayısında herhangi bir azalmaya sebep olmamakla birlikte, sistemin kullandığı kipleme yöntemleri önemli ölçüde değişmektedir. İkinci problemde, hiyerarşik kipleme kullanım yüzdesi %88.1 olarak görülmektedir. Dahası, birinci problemde 4/16-HQAM'den daha büyük sinyal uzayları hiç kullanılmamıştı ancak, ikinci problemde bu kipleme yöntemlerinin kullanım oranı %50.82'ye yükselmiştir. Sadece birinci seviye paketlerini gönderme işi tamamıyla kaynakların israf edilmesidir. Diğer öncelikli paketlerin eklenmesiyle, sistemin toplam veri miktarı artmakta ve paketlerin kuyrukta bekleme süreleri azalmaktadır.

Bu çalışmada, kablosuz tasarsız bir ağda birinci problem için mekansal yeniden kullanım oranları da araştırılmıştır. Mekansal yeniden kullanım işlemi, fiziksel katman girişimini hesaba katarak, aynı zaman dilimi içerisinde, eş zamanlı kaç tane vericinin iletim yapabileceğini göstermektedir. Benzetimlerde, $40 \times 40 \text{ km}^2$ alan içerisinde, $N = 100$ düğüm bulunduğu varsayılmıştır. $E_i/N_0 = 15 \text{ dB}$, $f(\Delta_{ij})$ fonksiyonu da (3.10) numaralı denklemde verildiği gibi hesap edilmektedir. Sonuçlar

Çizelge 3.2: Birinci problemde, kipleme yöntemlerinin kullanım yüzdeleri.

Birinci Problem			
Hiyerarşik(QAM)	Yüzde (%)	Tek Katman(QAM)	Yüzde (%)
2	27.8	2	39.1
4	17.8	4	54.7
8	1.1	8	5.7
16	0	16	0.5
32	0	32	0
64	0	64	0
2/4	38.2	-	-
2/8	4.8	-	-
4/8	9.3	-	-
2/16	1	-	-
4/16	0	-	-
8/16	0	-	-
4/64	0	-	-
16/64	0	-	-

Çizelge 3.3: İkinci problemde, kipleme yöntemlerinin kullanım yüzdeleri.

İkinci Problem			
Hiyerarşik(QAM)	Yüzde (%)	Tek Katman(QAM)	Yüzde (%)
2	6	2	11.615
4	4.9	4	23.85
8	0.42	8	16.57
16	0.25	16	18.47
32	0.17	32	12.69
64	0.18	64	16.8
2/4	13.4	-	-
2/8	11.9	-	-
4/8	5.1	-	-
2/16	6.83	-	-
4/16	12.3	-	-
8/16	11.02	-	-
4/64	17.4	-	-
16/64	10.1	-	-

20 farklı bağılı grafik üzerinden ortalama alınarak elde edilmiştir. Tek katman iletim ve iki katman iletimin mekansal yeniden kullanım oranları sırasıyla 5.35 ve 5.39'dur ve bu değerlerin standart sapmaları 1.12 ve 0.882'dir. Burada, görülen en yüksek yeniden kullanım oranı ise 8'dir. Her iki teknik için de yeniden kullanım oranları neredeyse aynıdır. Çünkü, iki kullanıcının listelendiği durumda kullanıcıların bir tanesine gönderim yapılması, neredeyse her zaman, seçilen diğer kullanıcının dışarıdan veri alması yada dışarıya iletim yapmasını engeller. Sonuç olarak, iki kullanıcı listeleme yöntemi, ortalama yeniden kullanım oranında herhangi bir değişikliğe sebep olmadan, sistemin gecikme performansını artırmaktadır.

3.9 Sonuç

Tez çalışmasının bu bölümünde, tek katmanlı kiplemenin üstüne hiyerarşik kipleme eklendiği bir sistemde en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi incelendi. Yayın kanallarında ele alınan araştırmada, verici tarafta hiyerarşik kipleme, alıcı tarafta ise ardışık girişim engelleme kullanılarak kip çözümü yapıldı. Bu sistem modelinde iki farklı problem ele alındı.

- Üretilen bütün paketlerin, eşit öneme sahip olduğu durum
- Paketlerin dört farklı önem derecesinde üretildiği durum.

Çalışma sonuçları göstermiştir ki, hiyerarşik kipleme toplam zaman diliminin %50'sinden fazlasında kullanılmıştır ve tek katman iletim ile karşılaştırıldığında hiyerarşik kipleme kullanmak, daha düşük kuyruk sayısına ve daha düşük gecikme süresine sebep olmaktadır. Buna ek olarak her iki problem için, hiyerarşik kipleme kullanmak tek katman iletim ile karşılaştırıldığında, birinci ve ikinci önceliğe sahip paketlerde eşit sayıda paket gönderimine, üçüncü ve dördüncü öncelik seviyesindeki paketler için ise daha fazla paket gönderimine olanak sağlamaktadır. Son olarak, girişimin etkisi benzetimlere dahil edilmiştir ve birinci problem için uzamsal yeniden kullanım oranları hesaplanmıştır. Sonuçlara göre, hiyerarşik kipleme kullanılması, çoklu erişim katmanında ekstra bir zarara sebep olmamaktadır ve tek katman iletimin elde ettiği yeniden kullanım oranlarına benzer oranlar elde etmektedir.

Sonuç olarak, iki kullanıcı listeleme yöntemiyle yapılan fiziksel katman ve çoklu erişim katmanı tasarımı, toplam veri miktarı ve yeniden kullanım oranlarında herhangi bir düşüŖe sebep olmadan, sistemin gecikme başarımını artırmaktadır. Çok kullanıcılı kipleme teknikleri, toplam veri miktarını, iletim gecikmelerini ve kullanıcılar arasındaki adilliği artırmakta, kuyruk yoğunluğunu azaltmaktadır. Bu sonuçlar, özellikle ağdaki asimetrik durumlarda daha da vurgulanmaktadır.





4. MU-MIMO SİTEMLERDE ÜSTDÜŞÜM KODLAMA

4.1 Giriş

Tez çalışmasının bu bölümünde, aşağı gönderim MIMO yayın kanalı ele alınmıştır. Baz istasyonunda, bütün kullanıcılara gönderilecek genel veri (common data) ve bazı kullanıcılara gönderilecek özel veri (unicast data) bulunmaktadır. Baz istasyonu bu verilerin, üstdüşüm kodlama ile birleştirilmiş hallerini göndermektedir. Bu model, nedik olmayan çoklu erişim (NOMA) ne de çok gruplu çok noktaya yayın (multi-group multicasting) literatürünün içerisine girmemektedir. NOMA sisteminde, baz istasyonunda bütün kullanıcılara gönderilecek özel veri bulunmaktadır ve çoklu kullanıcılar aynı zaman, frekans ya da kod kaynaklarını kullanmaktadır. Çok gruplu ÇNY teknolojisinde ise, birbiri ile kesişmeyen gruplar vardır ve her bir grup farklı bir veri akışını almak istemektedir. Bu çalışmada, bir baz istasyonunun bütün kullanıcılara genel veri akışı, bazı kullanıcılara ise özel veri akışlarını gönderdiği aşağı gönderim MIMO sistemi için ön kodlayıcı tasarımı yapılacaktır. Bu problemde amaç fonksiyonu, ağırlıklı toplam veri hızını (WSR) en büyükmektir. İlk olarak, ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı (WMMSE) en küçükleme problemi ile ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme problemlerinin eşit olduğu gösterilmiştir. İkinci olarak ise, WSR'yi en büyükleme problemi çözülmesi oldukça zor bir problem olduğu için, ön kodlayıcı ve alıcılar üzerinden, düşük karmaşıklığa sahip yinelemeli bir algoritma önerilmiştir ve bu algoritmaya WMMSE adı verilmiştir. Buna ek olarak, başka bir düşük karmaşıklığa sahip ön kodlayıcı olan fazı ayarlanmış zero-forcing ön kodlayıcı tanıtılmıştır ve bu ön kodlayıcı için de yinelemeli bir algoritma önerilmiştir. Elde edilen sonuçlarda, her iki algoritmanın da hızlı bir şekilde yakınsadığı görülmektedir. Bütün sinyal gürültü oranı değerlerinde, WMMSE algoritmasının hem PAZF algoritması hem de ZF ön kodlayıcıdan daha başarılı olduğu görülmektedir. Özellikle, ZF ön kodlayıcının yaklaşık optimal olduğu ve artık girişimin yararlı olduğu düşük SNR değerlerinde, WMMSE algoritması özel ve genel veri akışlarının hızlarında önemli iyileştirmeler yapmaktadır. Yüksek SNR değerlerinde ZF ön

kodlayıcı, özel veri akışı için optimal bir yöntemdir. Ancak genel veri akışının hızı, en uygun faz döndürmesini hesaplayan ve uyumlu birleştirme kazancını artıran PAZF algoritması kullanılarak geliştirilebilir. Yüksek SNR değerlerinde, WMMSE algoritması, PAZF algoritmasının yaptığı gibi, ZF üzerinde en iyi faz değerlerini bulma yeteneğine de sahiptir.

4.2 İlgili Çalışmalar

Kablosuz haberleşme, bilgi ve iletişim teknolojilerinin önemli parçalarından bir tanesidir. 5G kablosuz teknolojilerinin tanıtılmasıyla, daha yüksek veri hızları, daha düşük gecikmeler ve daha iyi güç verimliliği talep edilmektedir. Çok girişli çok çıkışlı haberleşme sistemleri bu talepleri, hem verici hem de alıcı tarafta çoklu antenler kullanarak karşılayabilen ve gelecek vaat eden teknolojilerden biridir. Bir MIMO haberleşme sisteminin serbestlik derecesi, verici ve alıcı anten sayılarının en küçüğü olarak tanımlanır [89], [9]. Boyut kısıtlarından dolayı, mobil cihazlardaki anten sayısı genelde, baz istasyonundaki ya da erişim noktalarındaki anten sayısından daha azdır. Bundan dolayı, bir MIMO sisteminde serbestlik derecesi, mobil cihazın anten sayısı ile kısıtlıdır. Diğer taraftan, aşağı gönderim çok kullanıcı MIMO (DL MU-MIMO) sistemi, baz istasyonundaki çoklu antenler sayesinde, aynı anda birden fazla kullanıcıya veri gönderilmesine olanak sağlayarak, serbestlik derecesini tam olarak kullanabilmektedir.

DL MU-MIMO sistemleri, çok noktaya yayın mesajlarının bir grup kullanıcıya gönderilmesi için de kullanılmaktadır. ÇNY servislerinin, gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için önemli bir rol oynaması beklenmektedir. Özellikle çok fazla kullanıcının aynı veri akışını talep ettiği bir çok uygulamada kullanılacak bir teknolojidir. Bu uygulamalara örnek olarak, dijital ses/video yayınları, mobil televizyon (TV), yerel servisler, mesajlaşma, mobil uygulama güncellemeleri, reklam servisleri ve kamusal grup haberleşme sistemleri [90], [91], [92] örnek olarak verilebilir. Çok grulu ÇNY sistemlerinde, her bir grubun farklı bir veri akışı talep ettiği ve grupların kesişmediği durumlar ele alınmaktadır.

Dik olmayan çoklu erişim, 4G iyileştirmeleri ve 5G sistemlerinde daha yüksek

spektral verimlilik için önerilmektedir [93]. NOMA sistemleri, dik çoklu erişim (OMA) sistemleri ile karşılaştırıldıklarında, daha fazla veri akışına sahiptirler [94]. Literatürde NOMA, özel veri akışlarının farklı kullanıcılara gönderilmesi ile ilişkilidir. Baz istasyonu güç alanında üstdüşüm kodlama prensibini kullanarak, birden fazla özel veri akışını, zaman, frekans ya da kod gibi aynı radyo kaynağında birleştirerek göndermektedir ve alıcı tarafta ardışık girişim engelleme kullanılmaktadır [7], [6], [95], [96].

Üstdüşüm kodlama (SPC) iki alıcı ile aynı anda güvenilir bir iletişim kurabilmek adına, ilk olarak yayın kanalları (BC) için önerilmiştir [1]. Bu yöntemin, düşürülmüş yayın kanalları için de optimal bir yöntem olduğu kanıtlanmıştır [97]. Çoklu verici antenler kullanıldığı zaman, kanal kaliteleri sıralanmaz ve SPC yöntemi artık optimal bir yöntem değildir. Vericide çoklu antenlerin kullanıldığı durumlarda, kirli kağıt kodlaması (DPC) optimal gönderim yöntemidir [20]. Ancak, DPC yöntemi oldukça karmaşık ve pratik sistemlere uygulanması zor bir yöntemdir. Bundan dolayı DL MU-MIMO sistemlerde, daha düşük karmaşıklığa sahip doğrusal ön kodlama teknikleri ve SPC hala önemli uygulamalardır [98].

Doğrusal ön kodlama yöntemleri literatürde, aşağı gönderim MU-MIMO sistemleri için detaylı şekilde incelenmiştir. Toplam güç kısıdı altında aşağı gönderim için, en küçük toplam ortalama karesel hata (MSE) problemi [99] ve [100]'da incelenmiştir. [101]'de, en büyük ağırlıklı toplam veri hızı problemi tanımlanmıştır. Bu çalışmada, ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı en küçükleme problemi ile ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme problemlerinin eşit olduğu ispatlanmış ve ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme problemi için yinelemeli bir algoritma önerilmiştir.

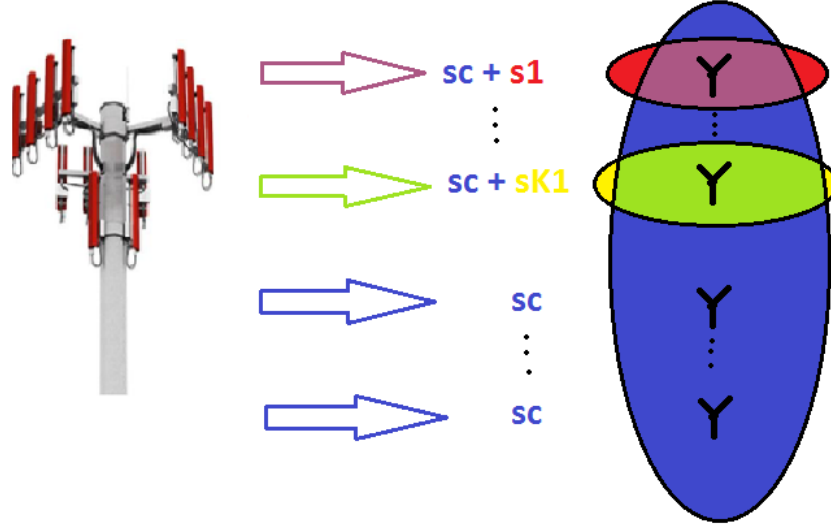
Doğrusal ön kodlama yöntemi, hem çok gruplu ÇNY hem de NOMA sistemleri için incelenmiştir. Bireysel servis kalitesi kısıdı altında toplam gücü en küçükleyen ön kodlayıcı tasarımı, tek gruplu ÇNY sistemi için [68]'de ele alınmıştır. Bu iletim yöntemi için yinelemeli bir algoritma [102]'de önerilmiştir. Aynı sorunu çözmek için bir kanal dikleştirme ve yerel arıtma tabanlı yaklaşım geliştirilmiştir [103]. [104]'te, MU-MIMO sistemleri için çok gruplu ÇNY ve özel veri iletimi arasında bir analogi kurulmuş ve ÇNY'a duyarlı ZF tekniği önerilmiştir. Literatürde bu alanda yapılmış, farklı ÇNY sistemlerini ele alan bol miktarda çalışma vardır [105], [106], [107],

[108], [109].

İki kullanıcılı MIMO-NOMA grupları için rastgele huzme oluşturma yöntemi incelenmiştir [7]. Bu çalışmada gösterilmiştir ki, MIMO-NOMA sistemlerinde rastgele huzme oluşturma, toplam kullanıcı veri hızını ve hücrenin toplam veri akışı miktarını artırmaktadır. [64]'te, MIMO-NOMA için çok kullanıcılı ZF ön kodlama yöntemi önerilmiştir. Bu çalışmada, doğrusal çok kullanıcılı ön kodlayıcı başarımının, yüksek oranda kullanıcıların nasıl kümelendiğine bağlı olduğu sonucu çıkarılmıştır. Kanal ilintilerinin ve kanal kazançları arasındaki farkların yüksek olduğu durumlarda, bu tarz kullanıcıların beraber gruplanması, sistemin başarımını artırmaktadır. [66]'te, toplam veri akışı miktarını artırmak için, kullanıcı gruplama, doğrusal ön kodlayıcı ve güç tahsisinin beraber ele alındığı bir yöntem önerilmiştir. Bu çalışmada, her bir grup içinde keyfi sayıda kullanıcı için, her bir kümenin en iyi kanala sahip kullanıcısının kanalı kullanılarak değiştirilmiş bir ZF ön kodlayıcı kullanılmaktadır. Aşağı gönderim MIMO-NOMA sistemi için toplam veri hızını en büyükleyen ön kodlayıcı tasarımı [110]'da ele alınmıştır. Bu dışbükey olmayan problem, en küçükleme-en büyükleme algoritması kullanılarak çözülmüştür. [111]'da, aşağı gönderim MIMO-NOMA haberleşme sistemlerinde sembol hata oranını iyileştirmek için en küçük Euclidean uzaklık ön kodlayıcısı kullanılmıştır. Literatürde, farklı ön kodlama tekniklerini araştıran çalışmalar bulunmaktadır [112], [113], [114], [115], [116].

4.3 Sistem Modeli

Bu bölümde, Şekil 4.1'de gösterilen sistem modeli tanıtılacaktır. M tane verici antene sahip bir tane baz istasyonu ile her birinin 1 tane alıcı antene sahip olduğu toplam $K_1 + K_2$ tane kullanıcının bulunduğu aşağı gönderim MIMO haberleşme sistemi ele alınacaktır. Baz istasyonu, bütün kullanıcılara $(K_1 + K_2)$ genel veri s_c ve K_1 kullanıcıya özel veri s_{u_k} ($k = 1, \dots, K_1$) gönderecektir. MIMO yayın kanalı serbestlik derecesi kısıtlarından dolayı K_1 'in, $K_1 \leq M$ şartını sağlanması gerekmektedir [117]. Baz istasyonu bu veri akışlarını üstdüşüm kodlama yöntemi kullanarak gönderecektir. Temel katmanda s_c , iyileştirme katmanında ise s_{u_k} ($k = 1, \dots, K_1$) veri akışları gönderilecektir.



Şekil 4.1: Sistem modeli.

$\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{K_1}]^T \in \mathbb{C}^{K_1 \times 1}$ giriş veri vektörünü temsil etmektedir ve her bir giriş veri akışı s_k , $k = 1, \dots, K_1$, genel veri s_c ve özel veri s_{u_k} 'nin toplamı şeklinde yazılabilmektedir. Buna ek olarak, giriş veri vektörü $\mathbf{s} = \mathbf{s}_c + \mathbf{s}_u$ şeklinde yazılabilmektedir. Burada, $\mathbf{s}_c = [s_c, \dots, s_c]^T \in \mathbb{C}^{K_1 \times 1}$ ve $\mathbf{s}_u = [s_{u_1}, \dots, s_{u_{K_1}}]^T \in \mathbb{C}^{K_1 \times 1}$. s_c ve tüm s_{u_k} 'lerin birbirinden bağımsız olduğu varsayılmaktadır ve, $\mathbb{E}\{s_c s_c^*\} = \alpha$ ve $\mathbb{E}\{s_{u_k} s_{u_k}^*\} = (1 - \alpha)$. Burada α , genel veri s_c 'ye tahsis edilen güç oranını temsil etmektedir.

Giriş veri vektörü \mathbf{s} , ön kodlama matrisi $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1, \dots, \mathbf{p}_{K_1}] \in \mathbb{C}^{M \times K_1}$ tarafından doğrusal bir işlemden geçirilmektedir. Burada, her bir özel veri akışına karşılık gelen ön kodlama vektörü \mathbf{p}_k 'lerin boyutu $M \times 1$ 'dir. Sonuç olarak, bu işlem sonrasında elde edilen ve baz istasyonu tarafından gönderilecek veri vektörü $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ şu şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} &= \mathbf{P}\mathbf{s} \\
 &= \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k s_c + \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k s_{u_k} \\
 &= \mathbf{p}_0 s_c + \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k s_{u_k}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Burada, $\mathbf{p}_0 = \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k$. Bu çalışma boyunca, kullanıcı seviyesinde bir ön kodlama

varsayıldığından dolayı, ortalama toplam güç kısıdı vardır ve bu kısıt

$$\mathbb{E}\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} = \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) \leq E_{tx}, \quad (4.2)$$

şeklinde ifade edilir. Burada E_{tx} , toplam iletim gücünü temsil etmektedir.

l . kullanıcı tarafından alınan sinyal şu şekilde ifade edilir.

$$y_l = \mathbf{h}_l \mathbf{x} + n_l \quad (4.3)$$

$$= \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 s_c + \mathbf{h}_l \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k s_{u_k} + n_l \quad \forall l = 1, \dots, K_1 + K_2. \quad (4.4)$$

Burada $\mathbf{h}_l \in \mathbb{C}^{1 \times M}$, l . kullanıcının kanal kazancı vektörünü temsil etmektedir. \mathbf{h}_l içerisindeki terimler, bağımsız ve eş dağılımlı (i.i.d.) olup beklenen değerleri sıfır ve birim değişintiye sahip simetrik karmaşık Gauss dağılımlı rastgele değişkenlerdir. Gürültü bileşeni n_l de aynı şekilde, beklenen değeri sıfır olan ve birim değişintiye sahip, bağımsız ve simetrik karmaşık Gauss dağılımına sahip rastgele değişkenidir. Alıcıların sadece kendi kanal kazançları \mathbf{h}_l değerlerini bildiği, baz istasyonunun ise bütün alıcıların kanal kazançlarını $\mathbf{h}_l, \forall l$ bildiği varsayılmaktadır. Genel veri akışını alacak olan tüm kullanıcıların \mathbf{p}_0 vektörünü, özel veri akışını alacak olan K_1 kullanıcının ise \mathbf{p}_0 vektörüne ek olarak \mathbf{p}_k vektörünü de bildiği kabul edilmektedir.

4.3.1 Erişilebilir veri hızı ve hatanın değişintisi tanımları

Bu sistem modelinde, bütün kullanıcılar genel veri akışı s_c 'yi çözmektedir. Buna ek olarak, özel veri akışı s_{u_k} 'yi almak isteyen alıcılar SIC yöntemini kullanarak önce genel veriyi çözüp çıkarırlar ardından kendi özel verilerinin kip çözümünü yaparlar. Böylece, l . kullanıcıdaki genel veri için erişilebilir veri hızı $R_{c,l}$, $l, l = 1, \dots, K_1 + K_2$, ve k . kullanıcıdaki özel veri için erişilebilir veri hızı R_k , $k = 1, \dots, K_1$ sırasıyla şu şekilde ifade edilir.¹

$$R_{c,l} = \log \left(1 + \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \right), \quad (4.5)$$

$$R_k = \log \left(1 + (1 - \alpha) \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H r_{n_2,k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \right), \quad (4.6)$$

¹Bu çalışmada, bütün logaritma ifadeleri doğal taban anlamında kullanılmıştır.

burada $r_{n_1,l}$ ve $r_{n_2,k}$, sırasıyla l . kullanıcıdaki genel veri akışı için ve k . kullanıcıdaki özel veri akışı için hatanın değışintisi terimlerini ifade etmektedir. Bu ifadeler

$$r_{n_1,l} = \mathbf{h}_l \left(\sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{p}_i (1 - \alpha) \mathbf{p}_i^H \right) \mathbf{h}_l^H + 1, \quad (4.7)$$

$$r_{n_2,k} = \mathbf{h}_k \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K_1} \mathbf{p}_i (1 - \alpha) \mathbf{p}_i^H \right) \mathbf{h}_k^H + 1. \quad (4.8)$$

şeklinde hesaplanır. [118]'deki sonuçları kullanarak, kullanıcılarda MMSE alıcı kullanıldığında $R_{c,l}$ ve R_k ifadeleri, hatanın değışintisi terimlerinin bir fonksiyonu olarak yazılabilir. l . kullanıcıdaki genel veri akışının ve k . kullanıcıdaki özel veri akışının ortalama karesel hata (MSE) ifadeleri sırasıyla

$$\bar{\epsilon}_{c,l} = \mathbb{E} \{ \|W_l y_l - s_c\|^2 \}, \quad (4.9)$$

$$\bar{\epsilon}_k = \mathbb{E} \{ \|V_k y_k - s_{u_k}\|^2 \}, \quad (4.10)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, W_l ve V_k sırasıyla, genel ve özel veri akışlarının alıcılarıdır. Genel ve özel veri akışları için optimal MMSE alıcıları W_l^{MMSE} ve V_k^{MMSE} sırasıyla şu şekilde tanımlanır.

$$W_l^{MMSE} = \arg \min_{W_l} \bar{\epsilon}_{c,l}, \quad (4.11)$$

$$V_k^{MMSE} = \arg \min_{V_k} \bar{\epsilon}_k. \quad (4.12)$$

(4.9), (4.10), (4.11) ve (4.12)'nin kapalı form ifadeleri sırasıyla

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{c,l} = & \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H W_l^* W_l \right) + \alpha \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l^* W_l + W_l^* W_l - \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 W_l \alpha \\ & - \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l^* + \alpha, \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_k = & \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H V_k^* V_k \right) + V_k^* V_k - \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k V_k (1 - \alpha) - (1 - \alpha) \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H V_k^* \\ & + (1 - \alpha), \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$W_l^{MMSE} = \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H + \alpha \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H + 1 \right)^{-1}, \quad (4.15)$$

$$V_k^{MMSE} = (1 - \alpha) \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H + 1 \right)^{-1}, \quad (4.16)$$

şeklindedir. (4.15) ve (4.16)'da ifade edilen MMSE alıcılar kullanıldığında, (4.13) ve (4.14)'te verilen hatanın değışintisi ifadeleri

$$\varepsilon_{c,l} = \left(\frac{1}{\alpha} + \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \right)^{-1}, \quad (4.17)$$

$$\varepsilon_k = \left(\frac{1}{(1 - \alpha)} + \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H r_{n_2,k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \right)^{-1}, \quad (4.18)$$

şeklini almaktadır. (4.5) ve (4.6) denklemleri (4.17) ve (4.18) denklemleri ile karşılaştırıldığında,

$$R_{c,l} = \log \left(\alpha \varepsilon_{c,l}^{-1} \right), \quad (4.19)$$

$$R_k = \log \left((1 - \alpha) \varepsilon_k^{-1} \right), \quad (4.20)$$

ifadeleri yazılabilmektedir.

4.3.2 Ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme problemi

Bu çalışmada amaç, belirli bir güç kısıdı altında, ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleyen optimal ön kodlayıcıları bulmaktır. Dolayısıyla, eniyileme problemi şu şekilde tanımlanmaktadır.

$$[\mathbf{p}_1^{SR}, \dots, \mathbf{p}_{K_1}^{SR}] = \arg \max_{\mathbf{p}_k, k=1, \dots, K_1} \left(\sum_{k=1}^{K_1} p_k R_k + (K_1 + K_2) \min_{l, l=1, \dots, K_1 + K_2} \{q R_{c,l}\} \right) \quad (4.21)$$

$$\text{s.t. } \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) \leq E_{tx}. \quad (4.22)$$

Burada p_k , k . kullanıcıdaki özel veri akışına karşılık gelen veri hızı ağılıklarını ve q ise genel veri akışına karşılık gelen veri hızı ağırlığını temsil etmektedir. Bütün kullanıcılar, genel veri akışını çözmek zorunda olduklarından dolayı, genel veri akışı için erişilebilir veri hızı bütün $R_{c,l}$ 'lerin en küçüğü şeklinde tanımlanır.

Bu problem dışbükey olmadığı için ve çözümleri zor bir problem olduğu için, daha pürüzsüz ve kısıtlı bir eniyileme problemine dönüştürülecektir. Yeni bir yardımcı t

değişkeni tanımlanarak, (4.21)-(4.22) denklemleri tekrardan yazılırsa,

$$[\mathbf{p}_1^{SR}, \dots, \mathbf{p}_{K_1}^{SR}] = \arg \max_{\mathbf{p}_k} \left(\sum_{k=1}^{K_1} p_k R_k + (K_1 + K_2)t \right) \quad (4.23)$$

$$\text{s.t. } \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) \leq E_{tx} \quad (4.24)$$

$$t \leq qR_{c,l}, l = 1, \dots, K_1 + K_2, \quad (4.25)$$

elde edilir.

4.3.3 Ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı en küçükleme problemi

Ağırlıklı veri hızını en büyükleme problemine benzer şekilde, ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı (WMMSE) en küçükleme problemi de şu şekilde tanımlanır.

$$[\mathbf{p}_1^{MSE}, \dots, \mathbf{p}_{K_1}^{MSE}] = \arg \min_{\mathbf{p}_k} \left(\sum_{k=1}^{K_1} v_k \epsilon_k + (K_1 + K_2) \max_{l, l=1, \dots, K_1+K_2} \{w \epsilon_{c,l}\} \right) \quad (4.26)$$

$$\text{s.t. } \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) \leq E_{tx}. \quad (4.27)$$

Burada, w ve v_k sırasıyla genel veri ve k . kullanıcıdaki özel veriye karşılık gelen ağırlıkları temsil etmektedir. MSE ifadeleri $\epsilon_{c,l}$ ve ϵ_k , sırasıyla (4.17) ve (4.18)'de verilmiştir. Yeni bir yardımcı değişken tanımlanarak, (4.26)-(4.27) problemi daha pürüzsüz ve kısıtlı bir problem haline dönüştürülebilir. Genellikle bir şey kaybetmeden, seçilecek olan yardımcı değişken, (4.23)-(4.25)'te tanımlanan bağımsız değişken t 'nin bir fonksiyonu olarak seçilebilir ve

$$[\mathbf{p}_1^{MSE}, \dots, \mathbf{p}_{K_1}^{MSE}] = \arg \min_{\mathbf{p}_k, t} \left(\sum_{k=1}^{K_1} v_k \epsilon_k + (K_1 + K_2) w e^{-t/q} \right) \quad (4.28)$$

$$\text{s.t. } \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) \leq E_{tx} \quad (4.29)$$

$$\epsilon_{c,l} \leq e^{-t/q}, l = 1, \dots, K_1 + K_2. \quad (4.30)$$

şeklinde yazılır. Bu tez çalışmasında, WSR ile WMMSE problemlerinin optimal noktada eşdeğer olduğu gösterilmeye çalışıldığından dolayı, belirlenen yardımcı değişkenin, WSR probleminde belirlenen t 'nin bir fonksiyonu olarak seçilmesi

gerekmektedir. Eğer burada amaç, sadece WMMSE probleminin optimal noktasını bulmak olsaydı, seçilecek olan yardımcı değişken istenilen şekilde ve formda seçilebilirdi. Ancak, iki farklı problemin optimal noktalarının eşdeğerliğinden bahsedilmek isteniyorsa, yardımcı değişken, t 'nin bir fonksiyonu olarak seçilmelidir.

Bir sonraki bölümde, WSR ve WMMSE problemlerinin eşit olduğu ispat edilecektir. Daha sonra ise, ön kodlayıcı tasarımı için iki tane algoritma önerilecektir.

4.4 WSR ve WMMSE Problemlerinin Eşdeğerliği

Bu bölümde, sırasıyla (4.23)-(4.25) ve (4.28)-(4.30) denklemlerinde tanımlanan WSR'yi en büyükleme ve WMMSE'yi en küçükleme problemleri için gradyan ifadeleri ve Karush-Kuhn-Tucker (KKT) koşulları elde edilecektir. Bu iki problemin Lagrange ifadeleri karşılaştırılacak ve bu iki problemin eşdeğerliği ispat edilecektir.

4.4.1 WSR probleminin gradyan ifadeleri ve KKT koşulları

Bu bölümde, ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme probleminin gradyan ifadeleri hesaplanacaktır. Öncelikle, (4.23)-(4.25)'te tanımlanan problemin sabit noktalarını araştırmak için, Lagrange denklemi şu şekilde yazılmaktadır.

$$f(\mathbf{P}, t) = \underbrace{-\sum_{k=1}^{K_1} p_k R_k}_{A} - (K_1 + K_2)t + \underbrace{\lambda (\alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) - E_{tx})}_{C} + \underbrace{\sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mu_l (t - qR_{c,l})}_{B}. \quad (4.31)$$

Burada, λ and μ_l Lagrange katsayılarıdır.² Öncelikle $\nabla_{\mathbf{p}_k} f(\mathbf{P}, t)$ ifadesi hesaplanacaktır.

²Burada, hem λ hem de $\mu_l, l = 1, \dots, K_1 + K_2$ eşitsizlik ile alakalı katsayılarıdır.

4.4.1.1 A teriminin gradyanı

(4.31) denklemindeki A teriminin gradyanını hesaplamak için öncelikle $i = k$ ve $i \neq k$ durumlarında $\nabla_{\mathbf{p}_k} R_i$ ifadesinin hesaplanması gerekmektedir. (4.18)-(4.20) denklemlerini kullanarak, $\nabla_{\mathbf{p}_k} R_k = (\nabla_{\mathbf{p}_k} \boldsymbol{\varepsilon}_k^{-1}) \boldsymbol{\varepsilon}_k$. Burada şu bilgi unutulmamalıdır ki gürültü varyansı $r_{n_2,k}^{-1}$, \mathbf{p}_k teriminden bağımsızdır. Ayrıca, $\nabla_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}^H \mathbf{A} \mathbf{X}) = \mathbf{A} \mathbf{X}$ [119, Bölüm E.3]. Böylece,

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} \boldsymbol{\varepsilon}_k^{-1} = \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_k^H r_{n_2,k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k. \quad (4.32)$$

Burada \mathbf{e}_m , m . değeri 1, geri kalan değerleri 0 olan $M \times 1$ boyutlarında birim sütun vektörüdür. $[\nabla_{\mathbf{p}_k} R_k]_m = \nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} R_k = \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_k^H r_{n_2,k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k$ olduğundan dolayı,

$$\nabla_{\mathbf{p}_k} R_k = \mathbf{h}_k^H r_{n_2,k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k. \quad (4.33)$$

Sıradaki işlem, $i \neq k$ durumları için $\nabla_{\mathbf{p}_k} R_i$ ifadesinin hesaplanmasıdır. Bu işlem de

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} R_i = \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i^H \nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} (r_{n_2,i}^{-1}) \mathbf{h}_i \mathbf{p}_i \boldsymbol{\varepsilon}_i. \quad (4.34)$$

şeklinde yapılabilir. $\nabla_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}^{-1}) = -\mathbf{X}^{-1} \nabla(\mathbf{X}) \mathbf{X}^{-1}$ [120] eşitliği kullanılarak,

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} (r_{n_2,i}^{-1}) = -r_{n_2,i}^{-1} \nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} (r_{n_2,i}) r_{n_2,i}^{-1}, \quad (4.35)$$

şeklinde yazılabilir. Daha sonra,

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} (r_{n_2,i}) = \mathbf{h}_i \mathbf{p}_k (1 - \alpha) \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_i^H, \quad (4.36)$$

hesaplanır. (4.34), (4.35) ve (4.36) denklemleri birleştirilerek

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} R_i = -(1 - \alpha) \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_i^H r_{n_2,i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_i \boldsymbol{\varepsilon}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i^H r_{n_2,i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_k, \quad (4.37)$$

elde edilir. Tüm bu işlemlerden sonra,

$$\nabla_{\mathbf{p}_k} R_i = -(1 - \alpha) \mathbf{h}_i^H r_{n_2,i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_i \boldsymbol{\varepsilon}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i^H r_{n_2,i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_k. \quad (4.38)$$

(4.33) ve (4.38) denklemleri kullanılarak, A teriminin gradyan ifadesi

$$\nabla_{\mathbf{p}_k} \mathbf{A} = -p_k \mathbf{h}_k^H r_{n_2, k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k + \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K_1} (1 - \alpha) p_i \mathbf{h}_i^H r_{n_2, i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_i \boldsymbol{\varepsilon}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i^H r_{n_2, i}^{-1} \mathbf{h}_i \right) \mathbf{p}_k. \quad (4.39)$$

şeklinde tamamlanır.

4.4.1.2 B teriminin gradyanı

İkinci olarak, (4.31) denkleminde bulunan B teriminin gradyanı hesaplanacaktır.

$\nabla_{\mathbf{p}_k} R_{c, l} = (\nabla \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}^{-1}) \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}$ bilgisi unutulmamalıdır. $\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}^{-1}$ ifadesinin gradyanı, $\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}^{-1}$ üzerine zincir kuralı uygulanarak şu şekilde elde edilebilir.

$$\begin{aligned} \nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}^{-1} &= \nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} \left(\frac{1}{\alpha} + \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \right) \\ &= \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H \frac{\partial (r_{n_1, l}^{-1})}{[\partial \mathbf{p}_k^*]_m} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 + \frac{\partial (\mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H)}{[\partial \mathbf{p}_k^*]_m} r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 + \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \frac{\partial (\mathbf{h}_l \mathbf{p}_0)}{[\partial \mathbf{p}_k^*]_m} \\ &= -\mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \frac{\partial (r_{n_1, l})}{[\partial \mathbf{p}_k^*]_m} r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 + \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 + 0. \end{aligned} \quad (4.40)$$

Burada, sonucu terim sıfıra eşittir çünkü $\frac{\partial \mathbf{p}_k}{\partial \mathbf{p}_k^*} = 0$. Sıradaki işlem,

$$\begin{aligned} \nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} r_{n_1, l} &= \frac{\partial (\mathbf{h}_l (\sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{p}_i (1 - \alpha) \mathbf{p}_i^H) \mathbf{h}_l^H + 1)}{[\partial \mathbf{p}_k^*]_m} \\ &= \frac{\partial (\mathbf{h}_l \mathbf{p}_k (1 - \alpha) \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}_l (\sum_{i=1, i \neq k}^{K_1} \mathbf{p}_i (1 - \alpha) \mathbf{p}_i^H) \mathbf{h}_l^H + 1)}{[\partial \mathbf{p}_k^*]_m} \\ &= \mathbf{h}_l \mathbf{p}_k (1 - \alpha) \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_l^H. \end{aligned} \quad (4.41)$$

Çünkü $\nabla_{\mathbf{X}} (\mathbf{X} \mathbf{A} \mathbf{X}^H) = \mathbf{X} \mathbf{A}$ [119]. Böylece,

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}^{-1} = -\mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_k (1 - \alpha) \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 + \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0, \quad (4.42)$$

$$\nabla_{[\mathbf{p}_k]_m} R_{c, l} = -\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l} \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_k (1 - \alpha) + \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}, \quad (4.43)$$

elde edilir. Son olarak,

$$\nabla_{\mathbf{p}_k} R_{c, l} = -\mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l} \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_k (1 - \alpha) + \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \boldsymbol{\varepsilon}_{c, l}, \quad (4.44)$$

hesaplanır ve B teriminin gradyanı

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{p}_k} \mathbf{B} = & - \left(\sum_{l=1}^{K_1+K_2} (1-\alpha) \mu_l q \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \varepsilon_{c,l} \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \right) \mathbf{p}_k \\ & + \left(\sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mu_l q \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \varepsilon_{c,l} \right), \end{aligned} \quad (4.45)$$

şeklinde tamamlanır.

4.4.1.3 C teriminin gradyanı

Üçüncü ve son olarak, (4.31) denklemindeki C teriminin gradyanı şu şekilde hesaplanacaktır.

$$\nabla_{\mathbf{p}_k} \mathbf{C} = \lambda (\alpha \mathbf{p}_0 + (1-\alpha) \mathbf{p}_k). \quad (4.46)$$

Çünkü, $\nabla_{\mathbf{p}_k} \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) = \mathbf{p}_0$. Son olarak, (4.39), (4.45) ve (4.46) denklemleri birleştirildiğinde

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{p}_k} f(\mathbf{P}, t) = & - p_k \mathbf{h}_k^H r_{n_2,k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \varepsilon_k + \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K_1} (1-\alpha) p_i \mathbf{h}_i^H r_{n_2,i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_i \varepsilon_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i^H r_{n_2,i}^{-1} \mathbf{h}_i \right) \mathbf{p}_k \\ & - \left(\sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mu_l q \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \varepsilon_{c,l} \right) \\ & + \left(\sum_{l=1}^{K_1+K_2} (1-\alpha) \mu_l q \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \varepsilon_{c,l} \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1,l}^{-1} \mathbf{h}_l \right) \mathbf{p}_k \\ & + \lambda (\alpha \mathbf{p}_0 + (1-\alpha) \mathbf{p}_k) \end{aligned} \quad (4.47)$$

sonucu elde edilmektedir.

4.4.1.4 KKT koşulları

Yukarıdaki işlemlere ek olarak,

$$\partial_t f(\mathbf{P}, t) = -K_1 - K_2 + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mu_l. \quad (4.48)$$

KKT koşullarından bilinmektedir ki, bir yerel optimum noktası $\nabla_{\mathbf{p}_k} f(\mathbf{P}, t) = 0$ ve $\partial_t f(\mathbf{P}, t) = 0$ koşullarını sağlamalıdır. Ayrıca, bu yerel optimum noktası, tamamlayıcı gevşeklik adı verilen (complementary slackness) koşullarını da sağlamak zorundadır. Bu koşullar şu şekilde ifade edilmektedir.

$$\mu_l^*(t - qR_{c,l}^*) = 0, \quad (4.49)$$

$$\lambda^*(\alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0^* \mathbf{p}_0^{*H}) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k^* \mathbf{p}_k^{*H}) - E_{tx}) = 0. \quad (4.50)$$

Burada \star gösterimi optimal değeri göstermektedir. Bu problemde, kullanılmayan güç daha düşük toplam veri hızına neden olacağından dolayı, toplam güç kısıdının her zaman sağlandığı varsayılmaktadır.

4.4.2 WMMSE probleminin gradyan ifadeleri ve KKT koşulları

(4.28)-(4.30) denklemlerinde ifade edilen, ağırlıklı ortalama karesel hatayı en küçükleme probleminin sabit noktalarını araştırmak için, Lagrange ifadesi şu şekilde yazılır

$$g(\mathbf{P}, t) = \sum_{k=1}^{K_1} v_k \varepsilon_k + (K_1 + K_2) w e^{-t/q} + \bar{\lambda} (\alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) - E_{tx}) + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \eta_l w (\varepsilon_{c,l} - e^{-t/q}). \quad (4.51)$$

KKT koşullarından bilinmektedir ki, bir yerel optimum noktası $\nabla_{\mathbf{p}_k} g(\mathbf{P}, t) = 0$ ve $\partial_t g(\mathbf{P}, t) = 0$ koşullarını sağlamalıdır. Ayrıca, bu yerel optimum noktası, tamamlayıcı gevşeklik koşullarını da sağlamak zorundadır. WSR problemine benzer olarak bu problemde de toplam güç kısıdının her zaman eşitlikte sağlandığı varsayılmaktadır çünkü kullanılmayan güç daha yüksek ortalama hataya sebep olacaktır.

$\nabla_{\mathbf{p}_k} g(\mathbf{P}, t)$ teriminin gradyanı, $\nabla_{\mathbf{p}_k} f(\mathbf{P}, t)$ 'nin gradyan hesabına benzer bir şekilde

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{p}_k} g = & -\mathbf{h}_k^H r_{n_2, k}^{-1} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k \varepsilon_k v_k \varepsilon_k + \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_i^H r_{n_2, i}^{-1} \mathbf{h}_i \mathbf{p}_i \varepsilon_i v_i \varepsilon_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_i^H r_{n_2, i}^{-1} \mathbf{h}_i \right) \mathbf{p}_k \\ & - \left(\sum_{l=1}^{K_1+K_2} \eta_l \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \varepsilon_{c, l} w \varepsilon_{c, l} \right) + \bar{\lambda} (\alpha \mathbf{p}_0 + (1 - \alpha) \mathbf{p}_k) \\ & + \left(\sum_{l=1}^{K_1+K_2} (1 - \alpha) \eta_l \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \varepsilon_{c, l} w \varepsilon_{c, l} \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H r_{n_1, l}^{-1} \mathbf{h}_l \right) \mathbf{p}_k. \end{aligned} \quad (4.52)$$

olarak hesaplanır.

Benzer şekilde $\partial_t g(\mathbf{P}, t)$ ifadesi,

$$\nabla_t g(\mathbf{P}, t) = (-K_1 - K_2 + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \eta_l) \left(\frac{w}{q} e^{-t/q} \right), \quad (4.53)$$

olarak hesaplanır. Tamamlayıcı gevşeklik kısıtından dolayı optimal noktada $(\mathbf{p}_k^*, \bar{\lambda}^*, \eta_l^*)$

$$\eta_l^* (w \varepsilon_{c, l}^* - w e^{-t/q}) = 0, \quad (4.54)$$

$$\bar{\lambda}^* (\alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0^* \mathbf{p}_0^{*H}) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k^* \mathbf{p}_k^{*H}) - E_{tx}) = 0. \quad (4.55)$$

olarak yazılır.

4.4.3 İki problemin tümüyle karşılaştırılması

(4.47) ve (4.52) denklemleri karşılaştırıldığında, verilen bir $\mathbf{p}_1, \dots, \mathbf{p}_{K_1}$ ön kodlayıcı seti ve bu değerlere karşılık gelen $\varepsilon_k, k = 1, \dots, K_1$ ve $\varepsilon_{c, l}, l = 1, \dots, K_1 + K_2$ değerleri için, p_k, q, v_k ve w değerleri

$$v_k = p_k \varepsilon_k^{-1}, \quad (4.56)$$

$\forall k$, ve

$$w = q \varepsilon_{c, l}^{-1} \quad (4.57)$$

$\forall l$ ve $\eta_l > 0$ olduğunda, $\nabla_{\mathbf{p}_k} f(\mathbf{P}, t)$ ve $\nabla_{\mathbf{p}_k} g(\mathbf{P}, t)$ birbirine eşit olmaktadır. Unutulmamalıdır ki optimal çözümde, $\eta_l > 0$ olduğunda $\varepsilon_{c,l} = e^{-t/q}$ ya da eşdeğer olarak $R_{c,l} = t/q$. Ayrıca benzer şekilde, bu şartı sağlayan l değerleri için $\mu_l > 0$ 'dır. Yine benzer şekilde, aynı sebepten dolayı bazı l değerleri için $\eta_l = 0$ olduğunda μ_l değeri de 0 olmaktadır. Bu bilgilere ek olarak, $\partial_t f(\mathbf{P}, t)$ ve $\partial_t g(\mathbf{P}, t)$ ifadeleri de eşit olmaktadır. Ayrıca, (4.56) ve (4.57) denklemleri sağlanırsa,

- $\nabla_{\mathbf{p}_k} f(\mathbf{P}, t) = 0, \partial_t f(\mathbf{P}, t) = 0$, (4.49) ve (4.50) ile
- $\nabla_{\mathbf{p}_k} g(\mathbf{P}, t) = 0, \partial_t g(\mathbf{P}, t) = 0$, (4.54) ve (4.55)

denklemler eşit olmaktadır. WSR'yi en büyükleme problemi ile WMMSE'yi en küçükleme problemi için tasarlanan optimal ön kodlayıcılar da birbirine eşit olmaktadır. Böylece, bu problemlerden sadece bir tanesi için ön kodlayıcı tasarlamak yeterli olacaktır.

4.5 Yinelemeli Ön Kodlayıcı Tasarımı

Önceki bölümde, WSR'yi en büyükleme problemi ile WMMSE'yi en küçükleme problemlerinin eşdeğer olduğu ispatlanmıştır. Ancak, her iki problem de çözülmesi zor problemlerdir ve optimal ön kodlayıcılar bilinmemektedir. Bu bölümde, bu problemleri çözmek yerine yinelemeli ön kodlayıcı algoritması önerilecektir.

(4.28)-(4.30) denklemlerinde tanımlanan optimizasyon probleminde, bütün kullanıcılarda (4.15) ve (4.16) denklemlerinde tanımlanan MMSE alıcıların kullanıldığı varsayılmıştır ve bu problem vericideki optimal ön kodlayıcı bulmaktadır. Aşağı tarafta, (4.9) ve (4.10) denklemlerinde tanımlanan ortalama karesel hata ifadelerini kullanan ve kullanıcılarda genel ve özel veriler için keyfi alıcılar kullanan yeni bir problem tanımlanmıştır.

$$[\mathbf{p}_1^{MSE}, \dots, \mathbf{p}_{K_1}^{MSE}] = \arg \min_{\{\mathbf{p}_k, t, V_k, W_l\}} \sum_{k=1}^{K_1} v_k \bar{\varepsilon}_k + (K_1 + K_2) w e^{-t/q} \quad (4.58)$$

$$\text{s.t. } \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) \leq E_{tx} \quad (4.59)$$

$$\bar{\varepsilon}_{c,l} \leq e^{-t/q}. \quad (4.60)$$

β ve ξ_l ifadeleri Lagrange katsayılarını temsil ettiğinde, bu problemin Lagrange amaç fonksiyonu

$$h(\mathbf{P}, t) = \sum_{k=1}^{K_1} v_k \bar{\epsilon}_k + (K_1 + K_2) w e^{-t/q} + \beta (\alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k \mathbf{p}_k^H) - E_{tx}) + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l (w \bar{\epsilon}_{c,l} - w e^{-t/q}). \quad (4.61)$$

şeklinde yazılmaktadır. Daha önceki bölümlerde olduğu gibi KKT koşulları sağlandığında, aşağıdaki kuram önerilmektedir.

Kuram 1 Aşağıda tanımlanan özel veri alıcısı V_k , genel veri alıcısı W_l , verici ön kodlayıcısı \mathbf{p}_k ve Lagrange katsayısı β , (4.58)-(4.60) denklemlerinde tanımlanan optimizasyon problemi için KKT koşullarını sağlamaktadır.

$$W_l = \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H + \alpha \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H + 1 \right)^{-1}, \quad (4.62)$$

$$V_k = (1 - \alpha) \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H + 1 \right)^{-1}, \quad (4.63)$$

$$\beta = \frac{1}{E_{tx}} \left[\sum_{k=1}^{K_1} v_k V_k V_k^* + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l w W_l W_l^* \right], \quad (4.64)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_k &= \left(\beta \mathbf{I} + \sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{h}_i^H V_i^* V_i v_i \mathbf{h}_i (1 - \alpha) + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* W_i \xi_i w \mathbf{h}_i \right)^{-1} \\ &\times \left[\mathbf{h}_k^H V_k^* v_k (1 - \alpha) + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* \xi_i w \alpha - \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* W_i \xi_i w \mathbf{h}_i (\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_k) \alpha \right. \\ &\left. - \beta \alpha (\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_k) \right]. \end{aligned} \quad (4.65)$$

İspat 1 Bu bölümde, Teorem 1'in ispatı yapılacaktır. (4.61) denkleminde verilen h fonksiyonunun W_l 'ye göre türevi alınıp sıfıra eşitlendiğinde

$$\xi_l \alpha w \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H = \sum_{i=1}^{K_1} \xi_l (1 - \alpha) w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H W_l + \xi_l \alpha w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l + \xi_l w W_l, \quad (4.66)$$

elde edilir. Bu sonuç kullanılarak,

$$W_l = \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H + \alpha \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H + 1 \right)^{-1}, \quad (4.67)$$

elde edilmiş olur. Benzer şekilde, (4.61) denkleminin V_k 'ye göre türevi alınıp sıfıra eşitlendiğinde

$$(1 - \alpha)v_k \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H = \sum_{i=1}^{K_1} v_k \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i (1 - \alpha) \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H V_k + v_k V_k, \quad (4.68)$$

elde edilir ve bu sonuç kullanılarak

$$V_k = (1 - \alpha) \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H \left(\sum_{i=1}^{K_1} (1 - \alpha) \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H + 1 \right)^{-1}, \quad (4.69)$$

elde edilmiş olur. Daha sonra, (4.61) denkleminin \mathbf{p}_k 'ye göre gradyanı alınıp sıfıra eşitlendiğinde aşağıdaki denklem elde edilir:

$$\begin{aligned} & \mathbf{h}_k^H V_k^* v_k (1 - \alpha) + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* w \xi_i \alpha \\ &= \sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{h}_i^H V_i^* V_i v_i \mathbf{h}_i \mathbf{p}_k (1 - \alpha) + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* W_i \xi_i w \mathbf{h}_i \mathbf{p}_0 \alpha \\ & \quad + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* W_i \xi_i w \mathbf{h}_i \mathbf{p}_k (1 - \alpha) + \beta (\alpha \mathbf{p}_0 + (1 - \alpha) \mathbf{p}_k). \end{aligned} \quad (4.70)$$

Bir takım işlemlerin ardından,

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_k &= \left(\beta \mathbf{I} + \sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{h}_i^H V_i^* V_i v_i \mathbf{h}_i (1 - \alpha) + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* W_i \xi_i w \mathbf{h}_i \right)^{-1} \\ & \times \left[\mathbf{h}_k^H V_k^* v_k (1 - \alpha) + \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* \xi_i w \alpha - \sum_{i=1}^{K_1+K_2} \mathbf{h}_i^H W_i^* W_i \xi_i w \mathbf{h}_i (\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_k) \alpha \right. \\ & \left. - \beta \alpha (\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_k) \right]. \end{aligned} \quad (4.71)$$

β 'yu hesaplamak için, (4.66) denkleminin her iki tarafı W_l^* ile, (4.68) denkleminin her iki tarafı da V_k^* ile çarpıldıktan sonra, (4.66) denkleminin her iki tarafından $\sum_{l=1}^{K_1+K_2}$ işlemi, (4.68) denkleminin her iki tarafından da $\sum_{k=1}^{K_1}$ işlemi uygulanırsa

$$\begin{aligned} \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l w \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l^* &= \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \sum_{i=1}^{K_1} \xi_l (1 - \alpha) w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H W_l W_l^* + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l w W_l W_l^* \\ & \quad + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l \alpha w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l W_l^*, \end{aligned} \quad (4.72)$$

$$\sum_{k=1}^{K_1} (1-\alpha) v_k \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H V_k^* = \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{i=1}^{K_1} (1-\alpha) v_k \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H V_k V_k^* + \sum_{k=1}^{K_1} v_k V_k V_k^*, \quad (4.73)$$

denklemleri elde edilir. (4.72) ve (4.73) denklemleri taraf tarafa toplandığında

$$\begin{aligned} & \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l w \alpha \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l^* + \sum_{k=1}^{K_1} (1-\alpha) v_k \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H V_k^* \\ &= \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \sum_{i=1}^{K_1} \xi_l (1-\alpha) w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_l^H W_l W_l^* + \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{i=1}^{K_1} (1-\alpha) v_k \mathbf{h}_k \mathbf{p}_i \mathbf{p}_i^H \mathbf{h}_k^H V_k V_k^* \\ & \quad + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l w W_l W_l^* + \sum_{k=1}^{K_1} v_k V_k V_k^* + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l \alpha w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{h}_l^H W_l W_l^*. \end{aligned} \quad (4.74)$$

ifadesine ulaşılır. Diğer taraftan, (4.70) denklemi soldan \mathbf{p}_k^H ile çarpıp ardından her iki taraftan $k = 1$ 'den K_1 'e kadar toplama işlemi gerçekleştirilirse

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_k^H V_k^* v_k (1-\alpha) + \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_l^H W_l^* \xi_l w \alpha \\ &= \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{i=1}^{K_1} \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_i^H V_i^* v_i v_i \mathbf{h}_i \mathbf{p}_k (1-\alpha) + \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_l^H W_l^* W_l \xi_l w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_k (1-\alpha) \\ & \quad + \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k^H \beta \alpha \mathbf{p}_0 + \sum_{k=1}^{K_1} \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \mathbf{p}_k^H \mathbf{h}_l^H W_l^* W_l \xi_l w \mathbf{h}_l \mathbf{p}_0 \alpha \\ & \quad + \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k^H \beta (1-\alpha) \mathbf{p}_k \end{aligned} \quad (4.75)$$

elde edilir. Şimdi, (4.74) ve (4.75) denklemlerinin sol taraflarının eşit olduğu görülmektedir. Aynı şekilde sağ taraflarının da eşit olması gerekmektedir. (4.2) denkleminin eşitlikte sağlandığı varsayımı yapıldığından dolayı (4.74) = (4.75) olabilmesi için

$$\beta = \frac{1}{E_{tx}} \left[\sum_{k=1}^{K_1} v_k V_k V_k^* + \sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l w W_l W_l^* \right] \quad (4.76)$$

olması gerekmektedir.

Yorum 1 (4.62) ve (4.63) denklemlerindeki W_l ve V_k alıcıları tamamen, (4.15) ve (4.16) denklemlerinde verilen MMSE alıcılara eşittir.

Önerilen Algoritma 1: Yinelemeli WMMSE

$n = 0$ olarak ata;

$\mathbf{p}_k^n = \mathbf{p}_k^{init} \forall k$ olarak ata;

yinele;

1. $n = n + 1$ olarak güncelle
 2. W_l^n 'i hesapla $\forall l$, (4.62)'yi kullanarak
 3. V_k^n 'i hesapla $\forall k$, (4.63)'ü kullanarak
 4. w ve v_k 'yi hesapla $\forall l$ ve k , (4.56) ve (4.57)'yi kullanarak
 5. ξ_l^n 'yi hesapla $\forall l$, (4.77)'yi kullanarak
 6. β^n 'yi hesapla, (4.64)'ü kullanarak
 7. \mathbf{p}_k^n 'yi hesapla $\forall k$, (4.65)'i kullanarak
 8. **Eğer** $\left\{ \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0^n \mathbf{p}_0^{nH}) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k^n \mathbf{p}_k^{nH}) \right\} > E_{tx}$ ise
 \mathbf{p}_k^n 'yi ölçeklendir
 $\left\{ \alpha \text{Tr}(\mathbf{p}_0^n \mathbf{p}_0^{nH}) + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^{K_1} \text{Tr}(\mathbf{p}_k^n \mathbf{p}_k^{nH}) \right\} = E_{tx}$
değilse;
sıradaki basamağa git
 9. **Eğer** $\text{Tr} \left\{ \left[\sum_{k=1}^{K_1} (\mathbf{p}_k^n - \mathbf{p}_k^{n-1})(\mathbf{p}_k^n - \mathbf{p}_k^{n-1})^H \right] \right\} < \varepsilon$ ise
algoritmayı bitir
değilse
birinci basamağa git
-

Kuram 1'de detaylandırılan ilişkilere rağmen, optimal ön kodlayıcılar ve alıcılar için açık bir çözüm oldukça zor bir işlemdir. $(\mathbf{P}, V_1, \dots, V_{K_1}, W_1, \dots, W_{K_1+K_2})$ birleşik optimizasyon seti için kapalı form bir çözüm olmadığından dolayı, sıralı bir yöntemde alıcılar ve ön kodlayıcılar ayrı ayrı hesaplanmaktadır. Önerilen algoritmada alıcılar, Kuram 1'deki ilişkiler kullanılarak, bir önceki döngüde verilen ön kodlayıcılara göre güncellenmektedir. Önerilen algoritma Algoritma 1 akış şemasında verilmiştir. Algoritmada \mathbf{p}_k^i , i . döngüdeki \mathbf{p}_k değerini, \mathbf{P}^{init} ise ön kodlayıcının başlangıç değerini temsil etmektedir. Algoritma ilk olarak, önceki döngüde verilen ön kodlayıcılara göre V_k ve W_l alıcılarını güncellemektedir. Daha sonra hesaplanan bu alıcıları kullanarak, Lagrange katsayıları ξ_l ve β hesaplanmaktadır. Ardından, alıcılar ve Lagrange katsayıları kullanılarak optimal ön kodlayıcı hesaplanmaktadır. Bu işlemler algoritma belirli bir noktaya yakınsayana kadar devam etmektedir.

Algoritma 1'in içerisinde Lagrange katsayısı $\xi_l, \forall l$ değerlerini hesaplama işlemi önemsiz bir mesele değildir. [121]'de tanımlanan ve normal ceza yöntemi olarak adlandırılan yöntem uygulanarak, her döngüde ξ_l değerleri

$$\xi_l = (K_1 + K_2) \frac{\exp\{vw(\bar{\epsilon}_{c,l} - e^{-t/q})\}}{\sum_{l=1}^{K_1+K_2} \exp\{vw(\bar{\epsilon}_{c,l} - e^{-t/q})\}}, \forall l = 1, \dots, K_1 + K_2. \quad (4.77)$$

eşitliğine göre güncellenmektedir. Burada v sabit bir sayı ve $v \geq \log(K_1 + K_2)/\epsilon$ sağlandığında elde edilen çözüm ϵ -optimal çözümdür. Unutulmamalıdır ki, bu seçim, ξ_l üzerindeki KKT koşullarını sağlamaktadır. Çünkü, $\sum_{l=1}^{K_1+K_2} \xi_l = K_1 + K_2$ ve $\xi_l \geq 0$. Dahası, (4.60)'deki kısıdın L tane kullanıcı için, $L < K_1 + K_2$, kuvvetli eşitsizlikte sağlandığı varsayıldığında, v yeterince büyük seçilirse, bu kullanıcılar için ξ_l değerleri yaklaşık olarak 0'a eşittir. Kalan kullanıcılar için ise (4.60) kısıdı eşitlik ile sağlanır ve bu kullanıcılar için ise bütün ξ_l değerleri birbirine eşit olur ve yaklaşık olarak $(K_1 + K_2)/(K_1 + K_2 - L)$ değerine eşittir.

4.6 Yinelemeli Fazı Ayarlanmış Sıfıra Zorlayıcı Ön Kodlayıcı

Önerilen ikinci algoritma oldukça basit bir ön kodlayıcı tasarımını amaçlamaktadır. Bu algoritma, genel veri akışı için uyumlu birleştirme kazancı oluşturmak adına, zero-forcing ön kodlayıcı üzerinde faz döndürmesi yapmaktadır. Alıcı anten sayısının verici anten sayısından küçük eşit olduğu MU-MIMO sistemlerinde, ZF ön kodlayıcı oldukça yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. $K_1 \leq M$ ve $K_2 = 0$ olduğunda, ZF ön kodlayıcı şu şekilde hesaplanır.

$$\mathbf{P}^{ZF} \triangleq [\mathbf{p}_1^{ZF} \dots \mathbf{p}_{K_1}^{ZF}] \quad (4.78)$$

$$= \sqrt{\frac{E_{tx}}{\text{Tr}((\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1})}} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}. \quad (4.79)$$

Burada $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T, \dots, \mathbf{H}_{K_1}^T]^T$, boyutları $K_1 \times M$ olan, bütün kullanıcıların kanal kazanç matrisini temsil etmektedir ve \mathbf{p}_k^{ZF} , $k = 1, \dots, K_1$, ise $M \times 1$ boyutlarında ön kodlayıcı vektörüdür. (4.79) denkleminde bulunan ölçeklendirme katsayısı toplam güç kısıdını sağlamak için konulmuştur. Bu ölçeklendirme ile, her kullanıcıda alınan SNR değeri benzer şekilde olmaktadır.

Burada, $K_1 + 1$ tane farklı veri akışının ($K_1 + 1 > M$) ZF ön kodlayıcı kullanılarak gönderilip gönderilemeyeceği sorusu akla gelebilir. \mathbf{H} matrisinin $K_1 + 1 \times M$ boyutlarında olduğu varsayalım. Bu kanal durum matrisi, kare matris değildir ve tam kademeye sahip olduğu kabul edildiğinde bu matrisin kademesi $\text{rank}(\mathbf{H}) = M$ 'dir. Bu durumda, (4.79) numaralı denklemde $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ matris çarpımı kare matristir ve bu matrisin kademesi $\min(\mathbf{H}, \mathbf{H}^H) = M$ 'dir. Yani, $K_1 + 1 > M$ durumu için kanal matrisinin kademesi M ile sınırlıdır. Bu sonuçtan dolayı, $K_1 + 1 > M$ durumu için ZF ön kodlayıcıyı doğrudan kullanmak uygun değildir. Bu nedenle, belirlenen ZF ön kodlayıcı için optimal faz vektörlerinin bulunması gerekmektedir.

Faz vektörü olarak $\Theta = (\theta_1, \dots, \theta_{K_1})$ vektörü tanımlanmıştır. Unutulmamalıdır ki, herhangi bir faz değeri θ_k için, $\mathbf{p}_k^{ZF} e^{j\theta_k}$, \mathbf{p}_k^{ZF} 'nin ulaştığı aynı başarıyı elde etmektedir. Çünkü, K_1 kullanıcının başarıyı ZF ön kodlayıcı kullanıldığında faz döndürmelerinden bağımsızdır. Kanal vektörü \mathbf{h}_k , herhangi bir $i \neq k, 1 \leq i, k \leq K_1$ durumunda $\mathbf{p}_i^{ZF} e^{j\theta_i}$ 'ye diktir. Diğer taraftan her bir K_2 kullanıcı için $K_1 < m \leq K_1 + K_2$ durumunda, kanal vektörü \mathbf{h}_m 'in ön kodlayıcı vektörü \mathbf{p}_k^{ZF} 'ye dik olması gerekmektedir. Ayrıca, m . kullanıcıdaki sinyal gücü farklı faz döndürmeleri $e^{j\theta_k}$ için değişmektedir. Böylece, fazı döndürülmüş ZF ön kodlayıcı için m . kullanıcıdaki alınan sinyal

$$y_m(\Theta) = \mathbf{h}_m \mathbf{p}_0^{ZF} s_c + \mathbf{h}_m \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k^{ZF} e^{j\theta_k} s_{u_k} + n_m \quad (4.80)$$

şeklinde tanımlanır. Burada, $\mathbf{p}_0^{ZF} \triangleq \sum_{k=1}^{K_1} \mathbf{p}_k^{ZF} e^{j\theta_k}$.

Şimdi, K_2 kullanıcının genel veri akışının ağırlıklı MSE değerlerinin en büyüğünü en küçükleyecek faz değerlerinin bulunması gerekmektedir. Verilen $w_{K_1+1}, \dots, w_{K_1+K_2}$ ağırlıkları için, optimizasyon problemi

$$[\theta_1^{MSE}, \dots, \theta_{K_1}^{MSE}] = \arg \min_{\theta_k} \max_{m, m=K_1+1, \dots, K_1+K_2} \{w_m \bar{e}_{c,m}(\Theta)\}. \quad (4.81)$$

şeklinde yazılabilir. (4.81) denklemdeki $\bar{e}_{c,m}(\Theta)$ değerini hesaplamak için, (4.13) denklemde sırasıyla, \mathbf{p}_i ve \mathbf{p}_0 yerine \mathbf{p}_i^{ZF} ve \mathbf{p}_0^{ZF} yazılmalıdır.

Daha önceki bölümlerde yapıldığı gibi, yeni bir yardımcı değişken τ tanımlanarak,

(4.81) problemi daha pürüzsüz ve kısıtlı bir optimizasyon problemi haline dönüştürüldüğünde

$$[\theta_1^{MSE}, \dots, \theta_{K_1}^{MSE}] = \arg \min_{\theta_k} \tau \quad (4.82)$$

$$w_m \bar{\epsilon}_{c,m}(\Theta) \leq \tau, \quad m = K_1 + 1, \dots, K_1 + K_2, \quad (4.83)$$

elde edilir. Dönüştürülen (4.82)-(4.83) probleminin sabit noktalarını bulabilmek için Lagrange denklemi yazıldığında

$$\gamma(\Theta, \tau) = \tau + \sum_{m=K_1+1}^{K_1+K_2} \kappa_m (w_m \bar{\epsilon}_{c,m}(\Theta) - \tau), \quad (4.84)$$

denklemi elde edilir. Burada $\kappa_m \geq 0, m = K_1 + 1, \dots, K_1 + K_2$ Lagrange katsayılarıdır. KKT koşullarından bilinmektedir ki bir yerel optimum noktası bütün k ve m değerleri için, $\partial_{w_m} \gamma(\Theta, \tau) = 0, \partial_{\tau} \gamma(\Theta, \tau) = \sum_{m=K_1+1}^{K_1+K_2} \kappa_m - 1 = 0, \nabla_{\Theta} \gamma(\Theta, \tau) = 0$ ve $\kappa_m^* (w_m \bar{\epsilon}_{c,m}^*(\Theta) - \tau^*) = 0$ eşitliklerini sağlamalıdır. Burada, son eşitlik tamamlayıcı gevşeklik kısıdını göstermektedir.

Kuram 2 (4.82)-(4.83) denklemlerinde ifade edilen optimizasyon probleminde KKT koşullarını sağlayan herhangi bir çözüm için, optimal faz değerleri

$$\theta_k = \tan^{-1} \left(\frac{\Re\{\Gamma_1 - \Gamma_2\}}{\Im\{\Gamma_1 - \Gamma_2\}} \right) \quad (4.85)$$

$$= \frac{\pi}{2} - \angle \Gamma_1 - \Gamma_2. \quad (4.86)$$

şeklinde hesaplanır. Ayrıca, (4.15) denkleminde verilen MMSE alıcılar da aynı KKT koşullarını sağlamaktadır.

İspat 2 $\partial_{\theta_k} \gamma(\Theta, \tau)$ türev işlemi

$$\partial_{\theta_k} \gamma(\Theta, \tau) = \Gamma_1 e^{j\theta_k} + \Gamma_1^* e^{-j\theta_k} - \Gamma_2 e^{j\theta_k} - \Gamma_2^* e^{-j\theta_k}, \quad (4.87)$$

şeklinde hesaplanır. Burada Γ_1 ve Γ_2 ³

$$\Gamma_1 = \sum_{m=K_1+1}^{K_1+K_2} \alpha \kappa_m \left(\sum_{i=1, i \neq k}^{K_1} e^{-j\theta_i} \mathbf{p}_i^H \right) \mathbf{h}_m^H W_m^* W_m \mathbf{h}_m \mathbf{p}_{k,j} \quad (4.88)$$

$$\Gamma_2 = \sum_{m=K_1+1}^{K_1+K_2} \alpha \kappa_m W_m \mathbf{h}_m \mathbf{p}_{k,j}. \quad (4.89)$$

şekilde tanımlanır. $\partial_{\theta_k} \gamma(\Theta, \tau) = 0$ denkleminin çözümü (4.86) denklemini vermektedir. Bununla birlikte, optimal MMSE alıcısı W_m de Kuram 1'de olduğu gibi ispat edilebilmektedir.

Yorum 2 PAZF'de $k = 1, \dots, K_1$ kullanıcıları, sırasıyla (4.15) ve (4.16) denklemlerinde ifade edilen genel veri ve özel veri akışlarının MMSE alıcılarını kullanmaktadır.

$(\Theta, W_{K_1}, \dots, W_{K_1+K_2})$ birleşik optimizasyon seti için kapalı form bir çözüm yoktur. Ancak, Kuram 2'deki sonuçlar kullanılarak, sıralı bir yöntemle alıcılar ve faz değerleri ayrı ayrı optimize edilebilir.

Algoritma 2'de yinelemeli fazı ayarlanmış ZF ön kodlayıcı algoritması önerilmiştir. Bu algoritmada, optimum faz değerleri ve alıcılar yinelemeli bir şekilde hesaplanmaktadır. Algoritma 2'de, θ_k^n değeri n . döngüdeki θ_k 'yi temsil etmektedir. Algoritma öncelikle, bir önceki döngüde hesap edilen faz değerlerini kullanarak W_m alıcısını hesaplamaktadır. İkinci olarak, bu alıcıyı kullanarak Lagrange katsayısı κ_m 'yi hesaplar. Son olarak da, hesaplanan alıcılar ve Lagrange katsayıları kullanılarak yeni faz değerleri hesaplanır. Lagrange katsayısı κ_m hesaplanırken, bir önceki bölümde kullanılan normal ceza yöntemi kullanılmıştır.

³(4.88) ve (4.89) denklemlerinde kullanılan j ifadesi, sanal kısmı ifade eden sayıdır.

Önerilen Algoritma 2: Fazı Ayarlanmış ZF Ön Kodlayıcı

$n = 0$ olarak ata

$\theta_k^n = \theta_k^{init} \forall k$ olarak ata

$\mathbf{P}^{init} = \mathbf{P}^{ZF}$ olarak ata

yinele ;

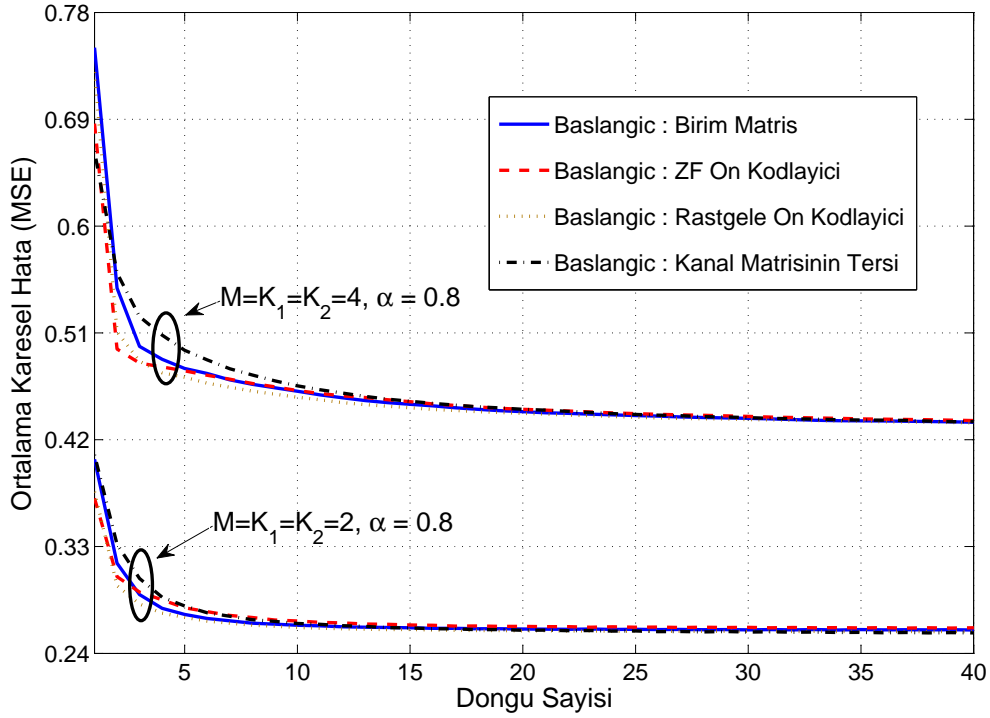
1. $n = n + 1$ olarak güncelle
2. W_m^n 'yi hesapla $\forall m$, (4.62)'yi kullanarak
3. κ_m^n 'yi hesapla $\forall m$ (4.77)'yi kullanarak
4. θ_k^n 'yi hesapla $\forall k$, (4.86)'yı kullanarak)

yakınsayana kadar

4.7 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, önerilen algoritmalar ile ZF ön kodlayıcıyı karşılaştırmak için Monte Carlo benzetim sonuçları tartışılacaktır. Benzetimlerde farklı MIMO yayın kanalı senaryoları için, algoritmaların yakınsamaları ve toplam veri hızları karşılaştırılacaktır. Elde edilen benzetim sonuçları 10^4 kanal üzerinden ortalama alınarak hesaplanmıştır. En yüksek döngü sayısı 200 olarak belirlenmiştir. Eğer algoritma bu sayıya ulaşırsa döngü sonlandırılmaktadır. Normal ceza yönteminde kullanılan ε değeri 10^{-3} olarak belirlenmiştir. Ayrıca, algoritmanın yakınsaması için gerekli olan değişim miktarı da 10^{-3} 'tür. İlerleyen bölümlerde $R_{c,min}$ ifadesi, $R_{c,min} = \min_{l=1,\dots,K_1+K_2} R_{c,l}$ 'in yerine kullanılacaktır.

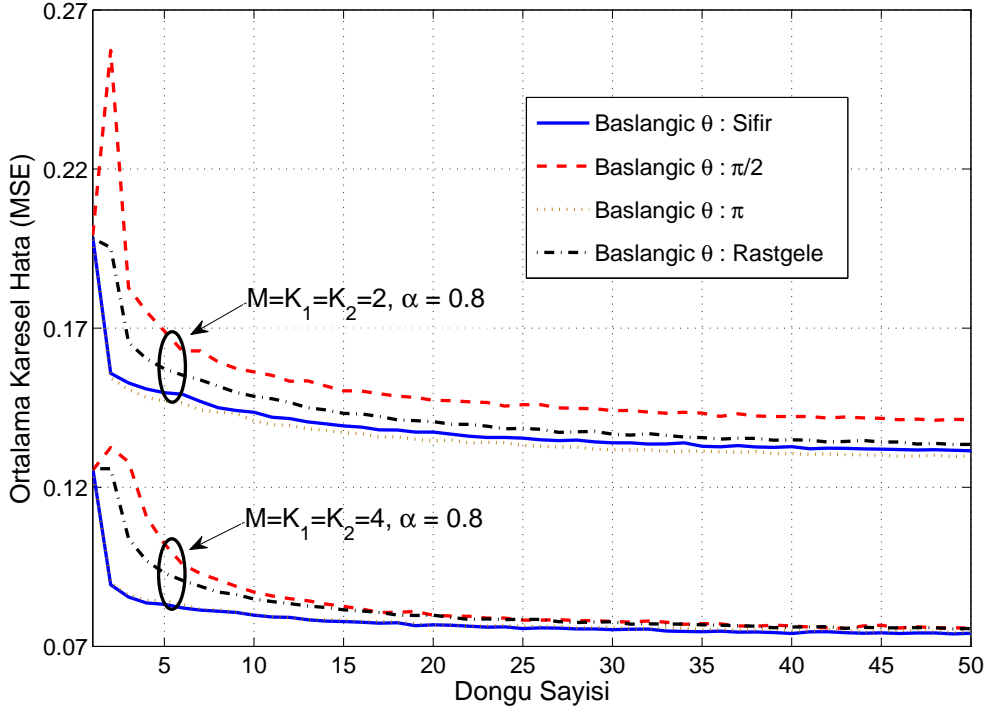
Algoritma 1, WMMSE, için elde edilen yakınsama sonuçları Şekil 4.2'de gösterilmektedir. Elde edilen bu şekilde, farklı sayıda anten ve kullanıcı sayıları için ön kodlayıcılar farklı başlangıç değerlerinde başlatılmıştır. Toplam iletim gücü E_{tx} , 10 dB olarak belirlenmiştir. Başlangıç ön kodlayıcı matrisleri \mathbf{P}^{init} , ölçeklendirilmiş birim matrisi, (4.79) denkleminde verilen ZF ön kodlayıcı, kanal matrisi \mathbf{H} 'nin tersi ya da güç kısıdını sağlayan rastgele bir ön kodlayıcı olarak seçilmektedir. Hem $M = 2, K_1 = 2, K_2 = 2, \alpha = 0.8$ senaryosu hem de $M = 4, K_1 = 4, K_2 = 4, \alpha = 0.8$ senaryosu için MSE değerlerinin 5 ile 15 döngüde yakınsadığı gözlenmektedir. Ayrıca algoritma bütün başlangıç noktalarında yakınsamaktadır.



Şekil 4.2: $M = K_1 = K_2 = \{2, 4\}$ için MSE yakınsama başarımı. Toplam iletim gücü 10 dB ve $\alpha = 0.8$ olarak belirlenmiştir.

Benzer şekilde Algoritma 2, PAZF, için elde edilen yakınsama sonuçları Şekil 4.3'de gösterilmektedir. Aynı şekilde, farklı anten sayıları ve farklı başlangıç faz değerleri Θ^{init} için algoritma çalıştırılmıştır. Başlangıç faz değerleri $(\theta_1, \dots, \theta_{K_1})$; $0, \pi/2, \pi$ ya da rastgele seçilmektedir. Şekil 4.3'de görülmektedir ki, PAZF algoritması bütün başlangıç değerleri için yakınsamaktadır. Ancak, elde edilen MSE sonuçları başlangıç faz değerlerine bağlıdır. Başlangıç faz vektörü (π, \dots, π) olarak seçilirse, hem $M = 2, K_1 = 2, K_2 = 2$ ve $\alpha = 0.8$, hem de $M = 4, K_1 = 4, K_2 = 4$ ve $\alpha = 0.8$ senaryoları için $E_{tx} = 10$ dB'de MSE değeri en küçük olmaktadır. Ayrıca, algoritmanın ulaştığı en küçük MSE değeri, antenlerin sayısı daha büyük olduğunda başlangıç faz değerine daha az bağlıdır. Bunu sebebi, daha fazla anteni olan sistemlerde toplam MSE değeri daha küçüktür.

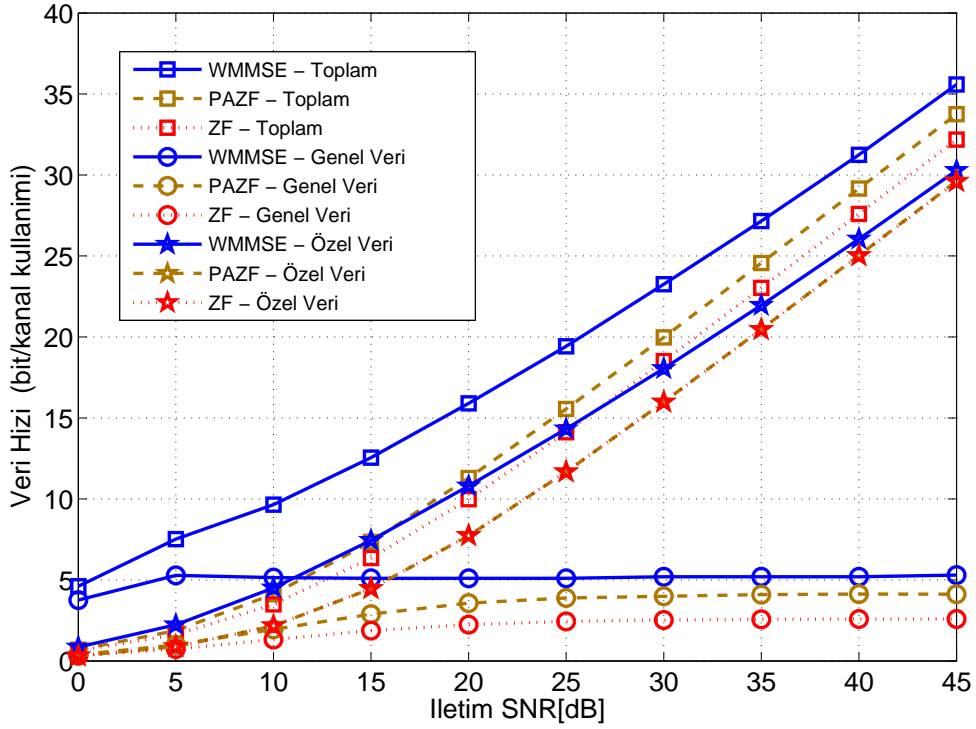
Şekil 4.4, 4.5, 4.6, 4.7 ve 4.8'de, farklı senaryolar için elde edilen genel veri ve özel veri akışlarının veri hızı başarımları karşılaştırılmıştır. Şekillerde genel ve özel veri birlikte aynı şekil üzerine çizilebilsin diye, yatay eksen toplam iletim SNR'si, E_{tx} , göstermektedir. Unutulmamalıdır ki, genel veri akışı ve özel veri akışlarına farklı güçler tahsis edildiği için, bu veri akışlarının alınan SNR değerleri ortalama



Şekil 4.3: $M = K_1 = K_2 = \{2, 4\}$ için MSE yakınsama başarımı. Toplam iletim gücü 10 dB ve $\alpha = 0.8$ olarak belirlenmiştir.

birbirinden farklıdır.

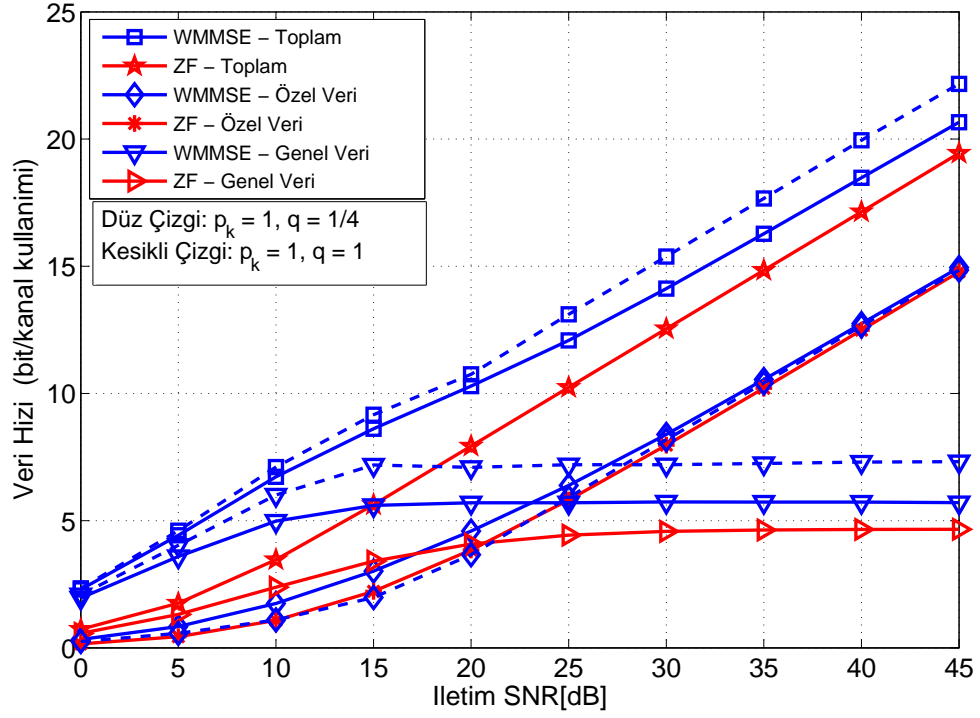
Şekil 4.4'te $M = K_1 = K_2 = 4$, $\alpha = 0.5$, $p_k = 1 \forall k$ ve $q = 1/(K_1 + K_2)$ senaryosunda, toplam veri akışı $(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + (K_1 + K_2)R_{c,min})$ başarımı gösterilmektedir. Bu şekilden gözlemlenmektedir ki 20 bit/kanal kullanımı, WMMSE algoritması PAZF algoritmasından 5 dB, PAZF algoritması da ZF ön kodlayıcıdan 2 dB daha fazla kazançlıdır. Toplam özel veri akışı hızları $(\sum_{k=1}^{K_1} R_k)$ karşılaştırıldığında, PAZF ve ZF aynı başarımı göstermektedir. Çünkü PAZF, ZF üzerinde sadece faz döndürmesi gerçekleştirmektedir. Özellikle düşük SNR değerlerinde, WMMSE algoritması PAZF ve ZF'den daha iyi sonuçlar vermektedir. Düşük SNR değerlerinde, özel veri akışlarını alacak kullanıcılar arasında girişimi sıfırlamak optimal bir yöntem değildir çünkü bir miktar artık girişim bırakılması, WMMSE'nin yaptığı gibi, daha iyi sonuç vermektedir. Yüksek SNR değerlerinde ise, özel veri akışı için optimal yöntem ZF'dir ve bundan dolayı üç yöntem de aynı başarıma sahip olmaktadır. Şekil 4.4'te bütün protokoller için toplam genel veri akışı hızları $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ karşılaştırıldığında, ZF'nin en kötü başarıma sahip olduğu görülmektedir. Bunun sebebi, ZF ön kodlamanın genel veri akışını alacak bütün kullanıcıların kanal durumlarını hesaba



Şekil 4.4: $M = K_1 = K_2 = 4$, $\alpha = 0.5$, $p_k = 1$, ve $q = 1/8$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$, toplam genel veri akışı hızı $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ ve toplam veri hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + (K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$ eğrileri .

katarak ön kodlayıcıyı oluşturulmamasıdır. Bundan dolayı, bütün kullanıcıların kanalları kullanılarak işlem yapan WMMSE algoritması PAZF ve ZF'den daha iyi sonuç vermektedir. WMMSE algoritması bütün SNR değerlerinde daha yüksek hızla sahiptir, özellikle düşük SNR değerlerinde daha fazla kazanç söz konusudur. PAZF, genel veri akışı için uyumlu birleştirme kazancının faydasını görmektedir ve bundan dolayı ZF'den daha iyi sonuç vermektedir. Şekil 4.4'te gözlemlenen diğer bir husus da, bütün protokoller için özel veri akışı hızı artarken, genel veri akışı hızı sabit bir değere yakınsamaktadır. Bunun sebebi, genel veri akışı alıcı tarafta ilk olarak çözülmektedir ve özel veri akışına girişim gibi davranmaktadır. Güç tahsisi parametresi α sabit kaldığı sürece, yani SNR ile değişmediği sürece, ya da özel veri akışı alıcı tarafta ilk olarak çözülmeyeceği sürece, bu yakınsama davranışı değişmeyecektir, sabit kalacaktır.

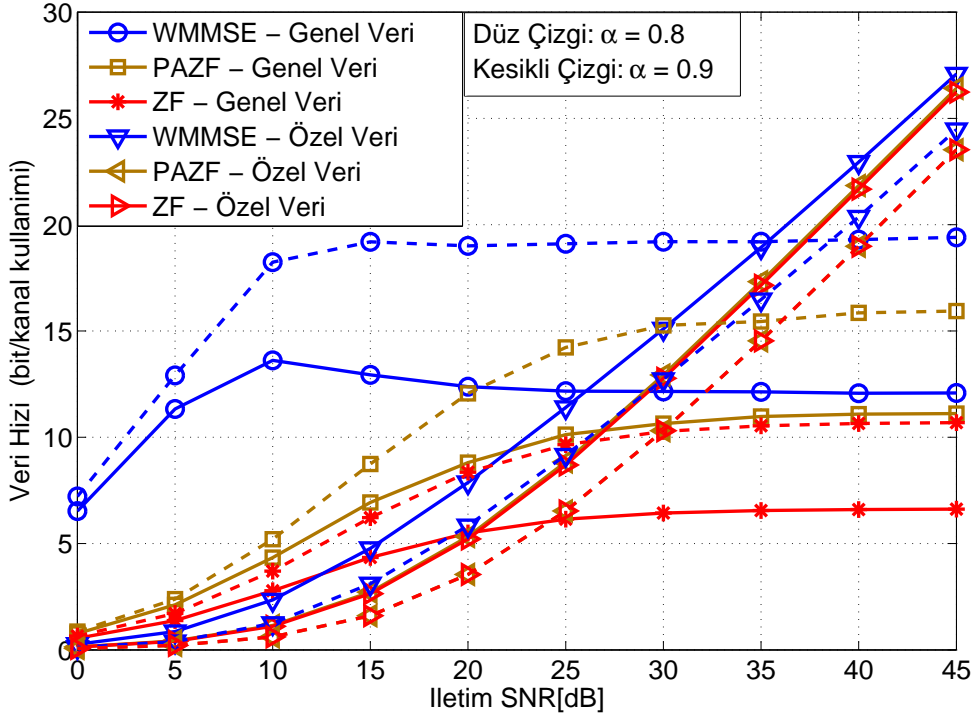
Şekil 4.5'te $M = K_1 = K_2 = 2$, $\alpha = 0.8$, $p_k = 1 \forall k$, $q = 0.25$ ya da $q = 1$ senaryolarında, genel veri akışının ağırlığı q 'nun, toplam veri hızı



Şekil 4.5: $M = K_1 = K_2 = 2$, $\alpha = 0.8$, $p_k = 1$ ve $q = \{0.25, 1\}$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$, toplam genel veri akışı hızı $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ ve toplam veri hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + (K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$ eğrileri.

$\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + (K_1 + K_2)R_{c,min}\right)$, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve toplam genel veri akışı hızı $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ üzerindeki etkisi incelenecektir. ZF başarımı q ağırlığından bağımsız olmasına rağmen, referans olması için bu şekil üzerinde çizdirilmiştir. Genel veri akışı daha fazla öneme sahip olunca ($q = 1$), özel veri akışındaki kayıpla birlikte genel veri akışı hızı artmaktadır. WMMSE algoritmasında genel veri akışı hızı 15 dB'de kendi limit değerine ulaşmaktadır ve toplam özel veri akışı hızı ZF'ye yakınsamaktadır. Buna bağlı olarak toplam veri hızı da artmaktadır. Çünkü, genel veri akışındaki net kazanç özel veri akışındaki kayıptan daha fazladır. Bu net kazanç $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k + R_{c,min}\right)$ değerleri karşılaştırıldığında da görülebilmektedir.

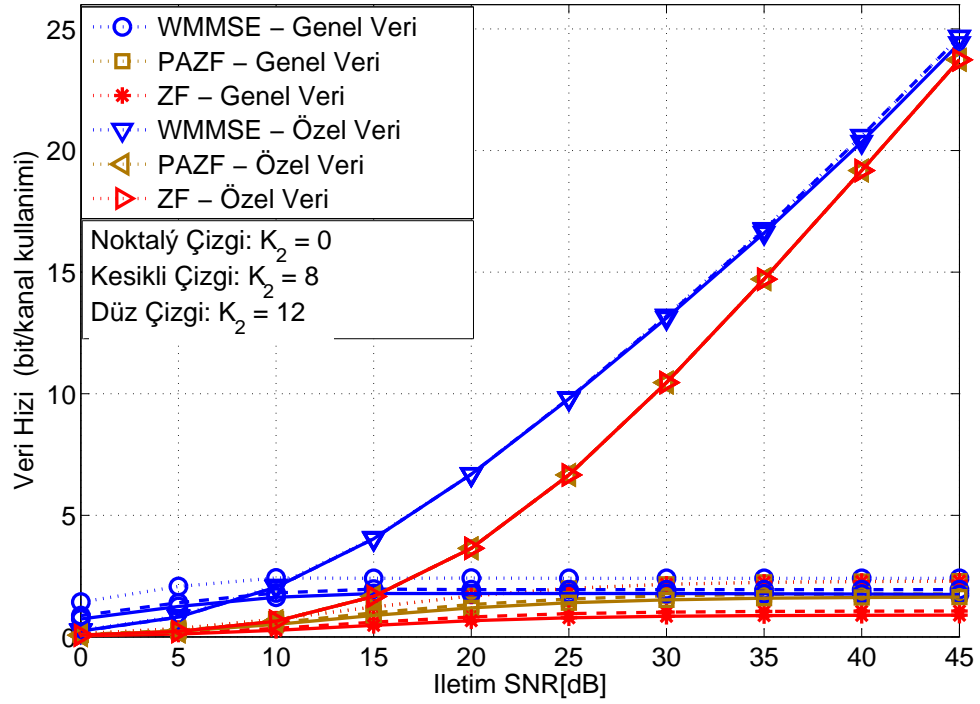
Genel veri akışının hızını artıran diğer bir etken de genel veri akışına tahsis edilen güç miktarıdır, yani α değeridir. Şekil 4.6'da, $M = K_1 = K_2 = 4$, $p_k = 1 \forall k$, $q = 1/(K_1 + K_2)$ ve $\alpha = 0.8$ ya da 0.9 senaryoları için, WMMSE, PAZF ve ZF protokollerindeki toplam özel veri akışı hızı ile toplam genel veri akışı hızlarının karşılaştırılması gösterilmektedir. Şekil 4.6'ten de görüleceği üzere, α arttıkça genel



Şekil 4.6: $M = K_1 = K_2 = 4$, $\alpha = \{0.8, 0.9\}$, $p_k = 1$, ve $q = 1/8$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve toplam genel veri akışı hızı $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ eğrileri.

veri akışının hızı da artmaktadır. Ancak, toplam özel veri akışının hızı azalmaktadır.

Şekil 4.7, $M = K_1 = 4$, $p_k = 1 \forall k$, $q = 1/(K_1 + K_2)$, ve $\alpha = 0.9$ senaryosunda, farklı K_2 değerleri için toplam özel veri akışı hızının ve genel veri akışı hızının, $R_{c,min}$, karşılaştırılmasını göstermektedir. Bu şekilde K_2 değişmektedir. Bundan dolayı adillik açısından, toplam genel veri akışı hızı $((K_1 + K_2)R_{c,min})$ yerine genel veri hızı $(R_{c,min})$ çizdirilmiştir. Şekil 4.7'ya ek olarak Çizelge 4.1, 40 dB'de bütün ön kodlayıcıların toplam özel veri akışı hızı, $R_{c,min}$ ve toplam veri hızı $\sum_{k=1}^{K_1} R_k + R_{c,min}$ değerlerini göstermektedir. Şekil 4.7 ve Çizelge 4.1'in beraber ele alınmasıyla görülecektir ki, K_2 artarsa ZF ön kodlayıcı için $R_{c,min}$ değeri düşmektedir. Çünkü, o değer rastgele değişkenlerin en küçüğüdür. Ancak WMMSE ve PAZF'de o kadar önemli bir azalma söz konusu değildir. K_2 değeri arttıkça genel veri akışı daha fazla kullanıcıya gönderilecektir. Aslında, PAZF ve ZF arasındaki genel veri akışı hızı farkı uyumlu birleştirme kazancından kaynaklanmaktadır. WMMSE ve PAZF arasındaki fark ise girişimin daha iyi yönetilmesinden kaynaklanmaktadır. Unutulmamalıdır ki, baz istasyonu ne tür bir ön kodlayıcı kullanırsa kullansın, limitsiz sayıda genel veri alıcısı



Şekil 4.7: $M = K_1 = 4$, $K_2 = \{0, 8, 12\}$, $\alpha = 0.9$, $p_k = 1$, ve $q = 1/(K_1 + K_2)$ senaryosu için, toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve genel veri akışı hızı $(R_{c,min})$ eğrileri.

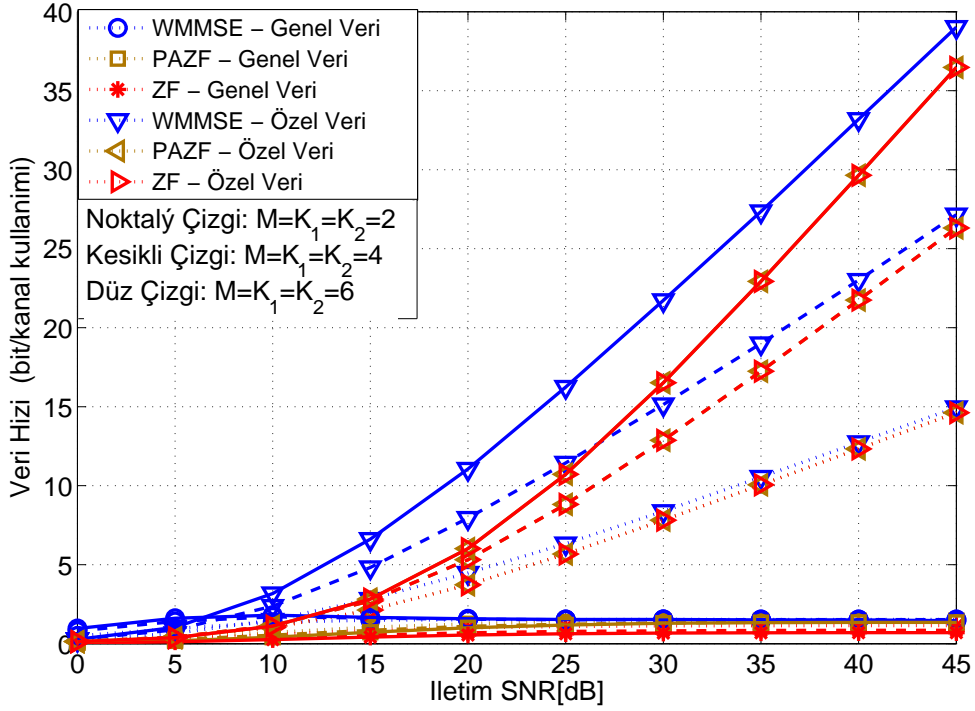
ile güvenilir bir şekilde iletişim kuramaz. K_2 arttığında, WMMSE algoritması genel veri akışı hızını mümkün olduğu kadar yüksek tutabilmek için uğraştığı için toplam özel veri akışı hızı azalmaktadır. Diğer taraftan bütün K_2 değerleri için, PAZF ve ZF aynı toplam özel veri akışı başarımına sahiptir. Toplam özel veri akışı hızını belirleyen M ve K_1 değerleri sabit kaldığı sürece, yüksek SNR değerlerinde bütün toplam özel veri akışı hızı eğrileri birbirlerine paralel olur. Çizelge 4.1'deki toplam veri hızları karşılaştırıldığında, WMMSE'nin en iyi olduğu, PAZF'nin ZF'den daha iyi olduğu görülmektedir. Ayrıca, K_2 arttıkça toplam veri hızı azalmaktadır.

Çizelge 4.1: $M = K_1 = 4$, $K_2 = \{0, 8, 12\}$ senaryolarında $E_{tx} = 40dB$ durumunda, WMMSE, PAZF ve ZF algoritmalarının karşılaştırılması.

K_2	WMMSE			PAZF			ZF		
	$\sum_{k=1}^{K_1} R_k$	$R_{c,min}$	Top.	$\sum_{k=1}^{K_1} R_k$	$R_{c,min}$	Top.	$\sum_{k=1}^{K_1} R_k$	$R_{c,min}$	Top.
0	20.60	2.41	23.01	19.18	2.28	21.46	19.18	2.28	21.46
8	20.60	1.94	22.54	19.18	1.76	20.94	19.18	1.06	20.24
12	20.35	1.76	22.11	19.18	1.62	20.80	19.18	0.89	20.07

Son olarak, Şekil 4.8, $M = K_1 = K_2 = \{2, 4, 6\}$, $\alpha = 0.8$, $p_k = 1 \forall k$, ve

$q = 1/(K_1 + K_2)$ senaryoları için, anten sayılarının $\sum_{k=1}^{K_1} R_k$ and $R_{c,min}$ açısından etkilerini incelemektedir. Toplam iletim gücü sabit olduğunda ve M arttığında, kullanıcı başına özel veri akışı hızı azalmaktadır ancak, toplam özel veri akışı hızı artmaktadır. Sistemde çok kullanıcı olduğunda, $R_{c,min}$ azalır ancak, genel veri akışının daha fazla antenden yayınlanmasından dolayı uyumlu birleştirme kazancı, diğer taraftaki kaybı telafi eder ve $R_{c,min}$ değeri değişmez.



Şekil 4.8: $M = K_1 = K_2 = \{2, 4, 6\}$, $\alpha = 0.8$, $p_k = 1$, ve $q = 1/(K_1 + K_2)$ senaryoları için toplam özel veri akışı hızı $\left(\sum_{k=1}^{K_1} R_k\right)$ ve genel veri akışı hızı $(R_{c,min})$ eğrileri.

4.8 Sonuç

Tez çalışmasının bu bölümünde aşağı gönderim çok kullanıcı MIMO sisteminde, ağırlıklı toplam veri hızını en büyüleyen alıcı ve ön kodlayıcı tasarımı problemi incelenmiştir. Genel veri akışının tüm kullanıcılara, özel veri akışının ise belirli bir kullanıcı grubuna gönderildiği bir sistem modeli ele alınmıştır. Genel veri akışının ve özel veri akışlarının beraber gönderilmesi için, verici tarafta üstdüşüm kodlama, alıcı tarafta ise ardışık girişim engelleme yöntemi kullanılmaktadır. Öncelikle, ağırlıklı toplam veri hızını en büyüleme problemi ile ağırlıklı ortalama karesel hatayı en

küçükleme problemlerinin eşdeğer olduğu ispatlanmıştır. Ancak, her iki problemde dışbükey olmayan problemlerdir ve, alıcıları ve ön kodlayıcıları birlikte hesaplamak oldukça karmaşık ve zor bir işlemdir. Bundan dolayı, yinelemeli WMMSE algoritması önerilmiştir. Bu algoritmada, verilen bir ön kodlayıcı için alıcıları güncellemekte, daha sonra bu alıcılar için ön kodlayıcılar güncellenmektedir. Daha basit bir algoritma önerebilmek için, genel veri akışının ağırlıklı ortalama karesel hata değerini en küçükleme problemi incelenmiştir ve fazı ayarlanmış ZF ön kodlayıcı algoritması önerilmiştir. Bu algoritma, genel veri akışı için ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı en küçükleyecek, ZF üzerindeki faz döndürmesini hesaplamaktadır.

Benzetim sonuçları göstermektedir ki, her iki algoritma hızlı bir şekilde yakınsamaktadır. Sonuçlar, ZF ön kodlayıcı ve MMSE alıcı kullanan bir sistem ile karşılaştırılmıştır. WMMSE, hem PAZF hem de ZF'den daha başarılıdır. WMMSE algoritması hem genel veri akışı hem de özel veri akışlarının hızlarını geliştirmektedir. Çünkü WMMSE, özel veri akışı için iyi bir girişim yönetimi, genel veri akışı için ise daha yüksek uyumlu birleştirme kazancı sağlamaktadır. Yüksek SNR'de bu üç yöntem, özel veri akışı hızları açısından aynı sonuçları vermektedir, WMMSE ve PAZF, ZF'nin üzerine genel veri akışı hızını artırmaktadır. Ayrıca, kullanıcı sayısının ve verici anten sayısının etkileri de incelenmiştir.



5. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu tez çalışmasında üstdüşüm kodlama, baz istasyonunda (vericide) tek anten ve çok anten kullanıldığı durumlarda, aşağı gönderim kablosuz haberleşme sistemleri için ele alınmıştır. Bu tezin amacı üstdüşüm kodlamasının, tek antenli sistemler ve MIMO sistemler olmak üzere iki farklı kablosuz haberleşme yayın kanalında kullanılmasının sağladığı faydaları ve neden olduğu olumsuz yönleri ortaya koymaktır.

Tezin ilk kısmında, verici ve alıcı tarafta tek anten kullanıldığı ve kullanıcıların en az, ikili faz kaydırmalı kipleme ile birbirlerine iletim yapabilecekleri durumlarda birbirlerine bağlı sayıldıkları, tasarsız birbirine bağlı bir ağ incelenmiştir. Kanal durum bilgisinin yalnızca alıcı tarafta olduğu tasarsız bir ağda, üstdüşüm kodlamasının pratik bir uygulaması olan hiyerarşik kipleme, iletim gecikmelerini ve kuyrukta bekleyen paket sayısını azaltabilmek için uygulanmıştır. Hiyerarşik kipleme ile aynı anda iki kullanıcıya iletim yapılabildiğinden dolayı, literatürde var olan en büyük ağırlıklı listeleme yöntemi, iki kullanıcıyı aynı anda listelemek üzere uygulanmıştır. Bu yöntemde, her iki kullanıcının kuyruklarında bekleyen paket sayıları ve kullanıcıların ortalama veri hızlarının çarpımı toplanarak elde edilen ağırlık, kullanıcıların listelenmesi için bir kriter oluşturmaktadır. Bu çalışmada, önceden tanımlanmış iki adet problem ele alınmıştır.

1. Her kullanıcıya, önem derecesi aynı olan paketler üretilir.
2. Her kullanıcıya üretilen paketler, dört farklı önem derecesine sahip olabilir.

İkinci problemde, listelenen kullanıcının kuyruğunda bekleyen yüksek öncelikli paketler olduğu sürece, düşük öncelikli paketler gönderilemez kuralı uygulanmıştır.

Elde edilen benzetim sonuçları göstermektedir ki, birinci problemde hiyerarşik kipleme kullanılması, hiyerarşik kipleme kullanılmayan sistemlerle karşılaştırıldığında, iletilen toplam paket miktarını korumakla birlikte, paketlerin kuyrukta bekleme sürelerini kısaltmaktadır ve böylece iletim gecikmeleri,

karşılaştırılan sisteme göre daha azdır. Benzetim sonuçlarına göre, ikinci problemde ise, paketlerin iletim gecikmelerindeki azalmaya ek olarak, iletilen toplam paket miktarında da önemli artışlar gözlemlenmiştir. Birinci ve ikinci öncelikli paketlerin gönderim önceliğinden dolayı, bu paketlerin toplam gönderilen paket sayıları her iki sistemde de hemen hemen aynıdır. Ancak hiyerarşik kipleme kullanılan sistem modelinde, özellikle üçüncü ve dördüncü önceliğe sahip paketlerin gönderilen toplam paket sayıları tek katman iletim yapılan yöntemle göre oldukça fazladır. Bu verilere ek olarak bu çalışmada, çoklu erişim katmanındaki girişim de incelenmiştir. Hiyerarşik kipleme kullanılan ve tek katman iletim kullanılan sistemler karşılaştırıldığında, yeniden kullanım oranlarının benzer çıktığı gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, hiyerarşik kipleme kullanılması, özellikle asimetrik kanal durumlarında sistem kaynaklarının daha verimli bir şekilde kullanılmasını sağlamaktadır ve bu başarıyı elde ederken, tek katman kipleme yapıldığında elde edilen başarımların altına düşmemektedir.

Tez çalışmasının ikinci kısmında ise üstdüşüm kodlamanın, aşağı gönderim MIMO yayın kanalında kullanılması incelenmiştir. Baz istasyonunda ve kullanıcılarda kanal durum bilgisinin bilindiği varsayıldığı bu sistem modelinde, bütün kullanıcılara ($K_1 + K_2$) genel veri, bazı kullanıcılara (K_1) ise özel veri akışları gönderilecektir. Serbestlik derecesi kısıtlı olduğundan dolayı, toplamda $K_1 + 1$ farklı veri akışı üstdüşüm kodlama yöntemi kullanılarak gönderilmektedir.

Bu MIMO yayın kanalında, ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleyen ön kodlayıcıların tasarlanması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda ilk olarak, ağırlıklı toplam veri hızını en büyükleme problemi max-min optimizasyon problemi şeklinde tanımlanmıştır. Benzer şekilde ağırlıklı en küçük ortalama karesel hatayı en küçükleme problemi de min-max problemi şeklinde tanımlanmıştır. Bu iki problemin Lagrange denklemleri elde edilip KKT koşulları incelenmiştir. Üstdüşüm kodlama kullanılmayan bir sistemde bu iki problemin optimal noktada eşit oldukları daha önce gösterilmiştir. Bu çalışmada, üstdüşüm kodlama kullanıldığında bu iki problemin eşitliğinin hala devam ettiği ispatlanmıştır. Optimal noktadaki ön kodlayıcı yapısı elde edilmesine rağmen, bu ifadelerden ön kodlayıcıları elde etmek oldukça zor bir işlemdir. Bundan dolayı, yinelemeli bir algoritma önerilmiştir. Bu algoritmada, alıcılar ve ön kodlayıcılar sıralı bir şekilde güncellenmektedir. Benzetim sonuçları

göstermiştir ki, önerilen bu algoritma, hızlı bir şekilde yakınsamaktadır ve optimale yakın bir çözüme ulaşılabilmektedir.

Bu çalışmaya ek olarak, ZF ön kodlayıcının faz değerleri değiştirilerek K_2 kullanıcının toplam veri hızının artırılabilmesi için araştırma yapılmıştır. Bilindiği üzere ZF ön kodlayıcılar, özel veri akışı için kullanıcılar arası girişimi engellemektedir. Bu özellikten faydalanarak, K_1 kullanıcı için ZF ön kodlayıcılar kullanılırken, K_2 kullanıcının başarımını artıracak optimal faz değerleri araştırılmıştır.

Öncelikle, K_2 kullanıcının ağırlıklı ortalama karesel hata değerlerini en küçükleyen optimizasyon problemi, min-max optimizasyon problemi şeklinde yazılmıştır. Daha sonra, Lagrange denklemi elde edilip optimal noktadaki faz değerleri için kapalı form bir ifade elde edilmiştir. Bu ifadeyi doğrudan hesaplamak zor olduğundan dolayı yinelemeli bir algoritma önerilmiştir. Önerilen ilk algoritmadan daha az karmaşık ve hızlı bir yöntem olan bu algoritmada, alıcılar ve faz değerleri sıralı bir şekilde güncellenmektedir. Elde edilen çözüm optimale yakın bir çözüm olmaktadır. Benzetim sonuçları göstermiştir ki, bu algoritma da hızlı bir şekilde yakınsamaktadır.

Çok kullanıcı MIMO sistemlerinde, daha önce ele alınmayan bu sistem modeli için, iki farklı algoritma önerilmiştir. Bu algoritmaların, yakınsadığı ve başarımlarının ZF ön kodlayıcıdan daha iyi olduğu ortaya konmuştur.

Gelecekte yapılacak olan çalışmalarda ele alınacak ilk problem kullanıcı seçimi problemidir. Bu sistem modeline ait kullanıcı seçimi problemi, henüz literatürde ele alınmış bir problem değildir. Bütün çalışmalarda, seçilecek bütün kullanıcılar tek bir algoritma sonucu elde edilmektedir. Ancak, bu tezde ele alınan sistem modelinde genel veri akışını alacak olan $K_1 + K_2$ kullanıcının ve özel veri akışını alacak olan K_1 kullanıcının iki aşamada belirlenmesi gerekmektedir. Bu konuyu araştırmak, yapılacak gelecek çalışmalar arasındadır.

Bu çalışmada, Gauss dağılımına sahip giriş sinyalleri ele alınmıştır. Yapılacak çalışmalardan bir diğeri ise, üstdüşüm kodlamanın pratik bir hali olan sonlu alfabeyle sahip hiyerarşik kipleme için ön kodlayıcı tasarımı yapmaktır. Ayrıca, vericide çok fazla antenin bulunduğu MIMO senaryolarında (massive MIMO) kullanıcı seçimi ve ön kodlayıcı tasarımı problemleri de yapılacak çalışmalar arasındadır.



KAYNAKLAR

- [1] **T. Cover**, “Broadcast channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 1, pp. 2–14, Jan 1972.
- [2] **G. Ungerboeck**, “Channel coding with multilevel/phase signals,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 28, no. 1, pp. 55–67, January 1982.
- [3] **A. R. Calderbank and N. Seshadri**, “Multilevel codes for unequal error protection,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 39, no. 4, pp. 1234–1248, April 1993.
- [4] **R. H. Morelos-Zaragoza and M.P.C. Fossorier and Shu Lin and H. Imai**, “Multilevel coded modulation for unequal error protection and multistage decoding .i. symmetric constellations,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 2, pp. 204 –213, Feb 2000.
- [5] **M. Isaka and M.P.C. Fossorier and R.H. Morelos-Zaragoza and Shu Lin and H. Imai**, “Multilevel coded modulation for unequal error protection and multistage decoding. ii. asymmetric constellations,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 5, pp. 774 –786, May 2000.
- [6] **L. Dai and B. Wang and Y. Yuan and S. Han and C. I. I and Z. Wang**, “Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 74–81, September 2015.
- [7] **Y. Saito and Y. Kishiyama and A. Benjebbour and T. Nakamura and A. Li and K. Higuchi**, “Non-orthogonal multiple access (noma) for cellular future radio access,” in *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, June 2013, pp. 1–5.
- [8] **J. G. Andrews and S. Buzzi and W. Choi and S. V. Hanly and A. Lozano and A. C. K. Soong and J. C. Zhang**, “What will 5g be?” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, June 2014.
- [9] **Telatar, Emre**, “Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/ett.4460100604>
- [10] **E. A. Jorswieck and H. Boche**, “Channel capacity and capacity-range of beamforming in mimo wireless systems under correlated fading with covariance feedback,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 5, pp. 1543–1553, Sept 2004.

- [11] **D. P. Palomar and S. Barbarossa**, “Designing mimo communication systems: constellation choice and linear transceiver design,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 10, pp. 3804–3818, Oct 2005.
- [12] **Alamouti, S.**, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct 1998.
- [13] **Tarokh, Bahid and Seshadri, N. and Calderbank, A.R.**, “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar 1998.
- [14] **Foschini, Gerard J.**, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [15] **Wolniansky, P.W. and Foschini, G.J. and Golden, G.D. and Valenzuela, R.**, “V-blast: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” in *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*, Sep 1998, pp. 295–300.
- [16] **G. Caire and S. Shamai**, “On the achievable throughput of a multiantenna gaussian broadcast channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691–1706, July 2003.
- [17] **P. Viswanath and D. N. C. Tse**, “Sum capacity of the vector gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 8, pp. 1912–1921, Aug 2003.
- [18] **S. Vishwanath and N. Jindal and A. Goldsmith**, “Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of gaussian mimo broadcast channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658–2668, Oct 2003.
- [19] **Wei Yu and J. M. Cioffi**, “Sum capacity of gaussian vector broadcast channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 9, pp. 1875–1892, Sept 2004.
- [20] **H. Weingarten and Y. Steinberg and S. S. Shamai**, “The capacity region of the gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 9, pp. 3936–3964, Sept 2006.
- [21] **W. Yu**, “Competition and cooperation in multi-user communication environments,” Ph.D. dissertation, Stanford University, June 2002.
- [22] **Schubert, M. and Boche, H.**, “Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual sinr constraints,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 18–28, Jan 2004.

- [23] —, “Iterative multiuser uplink and downlink beamforming under SINR constraints,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 7, pp. 2324–2334, July 2005.
- [24] **B. R. Vojcic and Won Mee Jang**, “Transmitter precoding in synchronous multiuser communications,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 10, pp. 1346–1355, Oct 1998.
- [25] **Yan Xin and Zhengdao Wang and G. B. Giannakis**, “Space-time diversity systems based on linear constellation precoding,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 2, pp. 294–309, Mar 2003.
- [26] **A. Stamoulis and L. Zhiqiang and G. B. Giannakis**, “Space-time block-coded OFDM with linear precoding for multirate services,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 1, pp. 119–129, Jan 2002.
- [27] **L. Sanguinetti and M. Morelli**, “Non-linear pre-coding for multiple-antenna multi-user downlink transmissions with different QoS requirements,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 852–856, March 2007.
- [28] **A. Scaglione and P. Stoica and S. Barbarossa and G. B. Giannakis and H. Sampath**, “Optimal designs for space-time linear precoders and decoders,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1051–1064, May 2002.
- [29] **Mats Bengtsson and Björn Ottersten**, “Optimal downlink beamforming using semidefinite optimization,” 1999.
- [30] **N. Bornhorst and M. Pesavento**, “An iterative convex approximation approach for transmit beamforming in multi-group multicasting,” in *2011 IEEE 12th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, June 2011, pp. 426–430.
- [31] **F. Rashid-Farrokhi and K. J. R. Liu and L. Tassiulas**, “Downlink power control and base station assignment,” *IEEE Communications Letters*, vol. 1, no. 4, pp. 102–104, July 1997.
- [32] **F. Rashid-Farrokhi and L. Tassiulas and K. J. R. Liu**, “Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 10, pp. 1313–1324, Oct 1998.
- [33] **F. Rashid-Farrokhi and K. J. R. Liu and L. Tassiulas**, “Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1437–1450, Oct 1998.
- [34] **A. B. Gershman and N. D. Sidiropoulos and S. Shahbazpanahi and M. Bengtsson and B. Ottersten**, “Convex optimization-based beamforming,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 27, no. 3, pp. 62–75, May 2010.

- [35] **Q. H. Spencer and A. L. Swindlehurst and M. Haardt**, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser mimo channels,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461–471, Feb 2004.
- [36] **R. D. Wesel and J. M. Cioffi**, “Achievable rates for tomlinson-harashima precoding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 824–831, Mar 1998.
- [37] **A. A. D’Amico and M. Morelli**, “Joint tx-rx mmse design for mimo multicarrier systems with tomlinson-harashima precoding,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 8, pp. 3118–3127, August 2008.
- [38] **G. Lebrun and J. Gao and M. Faulkner**, “Mimo transmission over a time-varying channel using svd,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 2, pp. 757–764, March 2005.
- [39] **H. Lee and S. Park and I. Lee**, “A new two-step precoding strategy for closed-loop mimo systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 3, pp. 861–870, March 2009.
- [40] **D. Senaratne and C. Tellambura**, “Generalized singular value decomposition for coordinated beamforming in mimo systems,” in *2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010*, Dec 2010, pp. 1–6.
- [41] **Z. Shen and R. Chen and J. G. Andrews and R. W. Heath and B. L. Evans**, “Sum capacity of multiuser mimo broadcast channels with block diagonalization,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 6, pp. 2040–2045, June 2007.
- [42] **L. N. Tran and M. Juntti and E. K. Hong**, “On the precoder design for block diagonalized mimo broadcast channels,” *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 8, pp. 1165–1168, August 2012.
- [43] **C. A. Viteri-Mera and F. L. Teixeira**, “Space-time block diagonalization for frequency-selective mimo broadcast channels,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 6602–6613, 2016.
- [44] **H. Imai and S. Hirakawa**, “A new multilevel coding method using error-correcting codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 23, no. 3, pp. 371–377, May 1977.
- [45] **Xiao Ma and Li Ping**, “Coded modulation using superimposed binary codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3331–3343, Dec 2004.
- [46] **X. Ma and L. Ping**, “Power allocations for multilevel coding with sigma mapping,” *Electronics Letters*, vol. 40, no. 10, pp. 609–611, May 2004.
- [47] **U. Wachsmann and R. F. H. Fischer and J. B. Huber**, “Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rules,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1361–1391, Jul 1999.

- [48] **N. Varnica and Xiao Ma and A. Kavcic**, “Iteratively decodable codes for bridging the shaping gap in communication channels,” in *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2002.*, vol. 1, Nov 2002, pp. 3–7 vol.1.
- [49] **Hong Jiang and P.A. Wilford**, “A hierarchical modulation for upgrading digital broadcast systems,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 2, pp. 223– 229, june 2005.
- [50] **S.S. Arslan and P.C. Cosman and L.B. Milstein**, “Progressive source transmissions using joint source-channel coding and hierarchical modulation in packetized networks,” pp. 1–6, 30 2009-dec. 4 2009.
- [51] **M.B. Pursley and J.M. Shea**, “Adaptive nonuniform phase-shift-key modulation for multimedia traffic in wireless networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 8, pp. 1394–1407, aug 2000.
- [52] **3GPP TR 25.814**, “Physical layer aspects for evolved ultra, v7.0.0,” p. 22, June 2006.
- [53] **ETSI, EN 3000 744, V1.5.1**, “Digital video broadcasting (DVB): framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television,” November 2004.
- [54] **B. Wang and K. Wang and Z. Lu and T. Xie and J. Quan**, “Comparison study of non-orthogonal multiple access schemes for 5g,” in *2015 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, June 2015, pp. 1–5.
- [55] **Y. Tao and L. Liu and S. Liu and Z. Zhang**, “A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5g,” *China Communications*, vol. 12, no. 10, pp. 1–15, Oct 2015.
- [56] **Anderson, John B.**, *Signal Processing for 5G*. John Wiley and Sons, Ltd, 2016. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/9781119116493>
- [57] **Saito, Yuya and Benjebbour, Anass and Kishiyama, Yoshihisa and Nakamura, Takehiro**, “System-level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (noma),” in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, Sept 2013, pp. 611–615.
- [58] **Zhiguo Ding and Zheng Yang and Pingzhi Fan and Poor, H.V.**, “On the performance of non-orthogonal multiple access in 5g systems with randomly deployed users,” *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 21, no. 12, pp. 1501–1505, Dec 2014.
- [59] **Q. Sun and S. Han and C. L. I and Z. Pan**, “On the ergodic capacity of mimo noma systems,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 405–408, Aug 2015.

- [60] **Z. Ding and M. Peng and H. V. Poor**, “Cooperative non-orthogonal multiple access in 5g systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 1462–1465, Aug 2015.
- [61] **S. Timotheou and I. Krikidis**, “Fairness for non-orthogonal multiple access in 5g systems,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 22, no. 10, pp. 1647–1651, Oct 2015.
- [62] **P. Xu and Z. Ding and X. Dai and H. V. Poor**, “A new evaluation criterion for non-orthogonal multiple access in 5g software defined networks,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1633–1639, 2015.
- [63] **S. M. R. Islam and N. Avazov and O. A. Dobre and K. s. Kwak**, “Power-domain non-orthogonal multiple access (noma) in 5g systems: Potentials and challenges,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 721–742, Secondquarter 2017.
- [64] **B. Kimy and S. Lim and H. Kim and S. Suh and J. Kwun and S. Choi and C. Lee and S. Lee and D. Hong**, “Non-orthogonal multiple access in a downlink multiuser beamforming system,” in *MILCOM 2013 - 2013 IEEE Military Communications Conference*, Nov 2013, pp. 1278–1283.
- [65] **M. S. Ali and H. Tabassum and E. Hossain**, “Dynamic user clustering and power allocation for uplink and downlink non-orthogonal multiple access (noma) systems,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 6325–6343, 2016.
- [66] **S. Ali and E. Hossain and D. I. Kim**, “Non-orthogonal multiple access (noma) for downlink multiuser mimo systems: User clustering, beamforming, and power allocation,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 565–577, 2017.
- [67] **Z. Ding and P. Fan and H. V. Poor**, “Random beamforming in millimeter-wave noma networks,” *IEEE Access*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [68] **N. D. Sidiropoulos and T. N. Davidson and Zhi-Quan Luo**, “Transmit beamforming for physical-layer multicasting,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 6, pp. 2239–2251, June 2006.
- [69] **Zhi-Quan Luo and Wei Yu**, “An introduction to convex optimization for communications and signal processing,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 8, pp. 1426–1438, Aug 2006.
- [70] **Mutapcic, Almir and Kim, S.-J and Boyd, Stephen**, “A tractable method for robust downlink beamforming in wireless communications,” pp. 1224 – 1228, 12 2007.
- [71] **M. J. Lopez**, “Multiplexing, scheduling, and multicasting strategies for antenna arrays in wireless networks,” Ph.D. dissertation, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, 2002.
- [72] **A. Narula and M. J. Lopez and M. D. Trott and G. W. Wornell**, “Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading

- channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1423–1436, Oct 1998.
- [73] **Yan Sun and K. J. R. Liu**, “Transmit diversity techniques for multicasting over wireless networks,” in *2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (IEEE Cat. No.04TH8733)*, vol. 1, March 2004, pp. 593–598 Vol.1.
- [74] **Jianzhong Zhang and A. M. Sayeed and B. D. Van Veen**, “Optimal space-time transceiver design for selective wireless broadcast with channel state information,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 6, pp. 2040–2050, Nov 2004.
- [75] **A. Khisti**, “Coding techniques for multicasting,” Master’s thesis, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, 2004.
- [76] **E. Karipidis and N. D. Sidiropoulos and Zhi-Quan Luo**, “Transmit beamforming to multiple co-channel multicast groups,” in *1st IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing, 2005.*, Dec 2005, pp. 109–112.
- [77] —, “Convex transmit beamforming for downlink multicasting to multiple co-channel groups,” in *2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings*, vol. 5, May 2006, pp. V–V.
- [78] **T.W. Sun and R.D. Wesel and M.R. Shane and K. Jarett**, “Superposition turbo TCM for multirate broadcast,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 3, pp. 368–371, March 2004.
- [79] **N. Deshpande and B. S. Rajan**, “Constellation constrained capacity of two-user broadcast channels,” in *IEEE Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009.*, 2009, pp. 1–6.
- [80] **M. J. Hossain and M.-S. Alouini and V.K. Bhargava**, “Multi-user opportunistic scheduling using power controlled hierarchical constellations,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1581–1586, May 2007.
- [81] **M. J. Hossain and M.-S. Alouini and V. K. Bhargava**, “Rate adaptive hierarchical modulation-assisted two-user opportunistic scheduling,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 6, pp. 2076–2085, June 2007.
- [82] —, “Two-user opportunistic scheduling using hierarchical modulations in wireless networks with heterogenous average link gains,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 3, pp. 880–889, March 2010.
- [83] **David Tse and Pramod Viswanath**, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University, September 2004.

- [84] **L. Tassiulas and A. Ephremides**, “Stability properties of constrained queueing systems and scheduling policies for maximum throughput in multihop radio networks,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 12, pp. 1936–1948, December 1992.
- [85] **M. Karaca and O. Ercetin**, “Optimal scheduling and resource allocation using hierarchical modulation in wireless networks,” in *IEEE 2011 Eighth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, 2011, pp. 1–5.
- [86] **A. Sridharan and C. E. Koksal and E. Uysal-Biyikoglu**, “A greedy link scheduler for wireless networks with Gaussian multiple-access and broadcast channels,” *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 20, no. 1, pp. 100–113, 2012.
- [87] **S. Shabdanov and P. Mitran and C. Rosenberg**, “Cross-layer optimization using advanced physical layer techniques in wireless mesh networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 4, pp. 1622–1631, 2012.
- [88] **M. J. Hossain and M.-S. Alouini and V.K. Bhargava**, “Channel access delay and buffer distribution of two-user opportunistic scheduling schemes in wireless networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 7, pp. 2077–2087, July 2010.
- [89] **Foschini, G.J. and Gans, M.J.**, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar 1998. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1023/A:1008889222784>
- [90] **Allan Lee**, “EMBMS delivers mobile video to the mass audience,” 2015. [Online]. Available: <https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/AsiaPacific/Documents/Events/2015/August-MTV/S3B-Allan-Lee.pdf>
- [91] **Thorsten Lohmar, Michael Slsingar, Vera Kenehan and Stig Puustinen**, “Delivering content with LTE broadcast,” *Ericsson Review*, vol. 1, no. 11, February 2013.
- [92] **3GPP**, “Multimedia broadcast/multicast service (MBMS); architecture and functional description,” Tech. Rep. TS 23.246, V8.0.0, June 2007.
- [93] **Z. Ding and X. Lei and G. K. Karagiannidis and R. Schober and J. Yuan and V. K. Bhargava**, “A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: Research challenges and future trends,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, pp. 2181–2195, Oct 2017.
- [94] **Y. Liu and G. Pan and H. Zhang and M. Song**, “On the capacity comparison between MIMO-NOMA and MIMO-OMA,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2123–2129, 2016.

- [95] **Z. Ding and Y. Liu and J. Choi and Q. Sun and M. ElKashlan and C. L. I and H. V. Poor**, “Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 185–191, February 2017.
- [96] **A. Benjebbovu and A. Li and Y. Saito and Y. Kishiyama and A. Harada and T. Nakamura**, “System-level performance of downlink NOMA for future LTE enhancements,” in *2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Dec 2013, pp. 66–70.
- [97] **Bergmans, Patrick**, “A simple converse for broadcast channels with additive white Gaussian noise (corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, no. 2, pp. 279–280, 1974.
- [98] **J. Lee and N. Jindal**, “High SNR analysis for MIMO broadcast channels: Dirty paper coding versus linear precoding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 12, pp. 4787–4792, Dec 2007.
- [99] **A. J. Tenenbaum and R. S. Adve**, “Joint multiuser transmit-receive optimization using linear processing,” in *2004 IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577)*, vol. 1, June 2004, pp. 588–592.
- [100] **S. Shi and M. Schubert and H. Boche**, “Downlink MMSE transceiver optimization for multiuser MIMO systems: Duality and sum-MSE minimization,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 11, pp. 5436–5446, Nov 2007.
- [101] **S. S. Christensen and R. Agarwal and E. D. Carvalho and J. M. Cioffi**, “Weighted sum-rate maximization using weighted MMSE for MIMO-BC beamforming design,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 4792–4799, December 2008.
- [102] **A. Lozano**, “Long-term transmit beamforming for wireless multicasting,” in *2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07*, vol. 3, April 2007, pp. III–417–III–420.
- [103] **A. Abdelkader and A. B. Gershman and N. D. Sidiropoulos**, “Multiple-antenna multicasting using channel orthogonalization and local refinement,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 7, pp. 3922–3927, July 2010.
- [104] **Y. C. B. Silva and A. Klein**, “Linear transmit beamforming techniques for the multigroup multicast scenario,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 4353–4367, Oct 2009.
- [105] **E. Manskani and N. D. Sidiropoulos and Z. Q. Luo and L. Tassiulas**, “Efficient batch and adaptive approximation algorithms for joint multicast beamforming and admission control,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 12, pp. 4882–4894, Dec 2009.

- [106] **R. Hunger and D. A. Schmidt and M. Joham and A. Schwing and W. Utschick**, “Design of single-group multicasting-beamformers,” in *2007 IEEE International Conference on Communications*, June 2007, pp. 2499–2505.
- [107] **N. Bornhorst and M. Pesavento and A. B. Gershman**, “Distributed beamforming for multi-group multicasting relay networks,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 1, pp. 221–232, Jan 2012.
- [108] **D. Christopoulos and S. Chatzinotas and B. Ottersten**, “Sum rate maximizing multigroup multicast beamforming under per-antenna power constraints,” in *2014 IEEE Global Communications Conference*, Dec 2014, pp. 3354–3359.
- [109] **H. Joudeh and B. Clerckx**, “A rate-splitting strategy for max-min fair multigroup multicasting,” in *2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, July 2016, pp. 1–5.
- [110] **M. F. Hanif and Z. Ding and T. Ratnarajah and G. K. Karagiannidis**, “A minorization-maximization method for optimizing sum rate in the downlink of non-orthogonal multiple access systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 1, pp. 76–88, Jan 2016.
- [111] **Z. Chen and X. Dai**, “Med precoding for multiuser MIMO-NOMA downlink transmission,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 6, pp. 5501–5505, June 2017.
- [112] **Jongmok Kim and Jeongwan Koh and J. Kang and Kwangeog Lee and J. Kang**, “Design of user clustering and precoding for downlink non-orthogonal multiple access (NOMA),” in *MILCOM 2015 - 2015 IEEE Military Communications Conference*, Oct 2015, pp. 1170–1175.
- [113] **Q. Sun and S. Han and Z. Xu and S. Wang and I. Chih-Lin and Z. Pan**, “Sum rate optimization for MIMO non-orthogonal multiple access systems,” in *2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, March 2015, pp. 747–752.
- [114] **M. Tian and Q. Zhang and S. Zhao and Q. Li and J. Qin**, “Robust beamforming in downlink MIMO NOMA networks using cutting-set method,” *IEEE Communications Letters*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [115] **Z. Chen and Z. Ding and P. Xu and X. Dai**, “Optimal precoding for a QoS optimization problem in two-user MISO-NOMA downlink,” *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 6, pp. 1263–1266, June 2016.
- [116] **C. Chen and W. Cai and X. Cheng and L. Yang and Y. Jin**, “Low complexity beamforming and user selection schemes for 5G MIMO-NOMA systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 12, pp. 2708–2722, Dec 2017.

- [117] **S. Yang and M. Kobayashi and D. Gesbert and X. Yi**, “Degrees of freedom of time correlated MISO broadcast channel with delayed CSIT,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 59, no. 1, pp. 315–328, Jan 2013.
- [118] **Dongning Guo and S. Shamai and S. Verdu**, “Mutual information and minimum mean-square error in Gaussian channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1261–1282, April 2005.
- [119] **Moon, T.K. and Stirling, W.C.**, *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*. Prentice Hall, 2000. [Online]. Available: <https://books.google.com.tr/books?id=1xUfAQAAIAAJ>
- [120] **K. B. Petersen and M. S. Pedersen**, “The matrix cookbook,” nov 2012, version 20121115. [Online]. Available: <http://www2.imm.dtu.dk/pubdb/p.php?3274>
- [121] **X.S. Li, S. Pan**, “Solving the finite min-max problem via an exponential penalty method,” *Comput. Tech.*, vol. 8, pp. 3–15, 2003.



ÖZGEÇMİŞ

Adı-Soyadı : Ahmet Zahid Yalçın
Uyruğu : T.C.
Doğum Tarihi ve Yeri : 25.07.1987-TOKAT
E-posta : azyalcin@etu.edu.tr, ahmetzahid@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2010, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2012, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2010-2012	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi	Burslu Y. Lisans Öğrencisi
2012-2016	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi	Burslu Doktora Öğrencisi

YABANCI DİL: İngilizce, İtalyanca

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **A. Z. Yalcin**, M. Yuksel, F. A. Onat, D. Aktas, T. Numanoglu ve A. E. Kolağasioğlu, 2014. Maximum-weight scheduling with hierarchical modulation, Iran Workshop on Communication and Information Theory (IWCIT), May 7-8 2014, Tahran, Iran.
- **A. Z. Yalcin**, M. Yuksel, F. A. Onat, D. Aktas, T. Numanoglu ve A. E. Kolağasioğlu, 2016. Maximum-weight scheduling with hierarchical modulation for lower delay, AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 70, Issue 9, 1205-1210, September 2016.

- **A. Z. Yalcin**, M. Yuksel, ve Israfil Bahceci, 2018. Downlink MU-MIMO with qos aware transmission: Precoder design and performance analysis, IEEE - Transactions on Wireless Communication, Mart 2018'de dergiye gönderildi.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **A. Z. Yalcin** ve M. Yuksel. Diversity analysis of hierarchical modulation in cooperative systems. MASFOR, İstanbul, Turkey, June 2012.
- **A. Z. Yalcin** ve M. Yuksel, 2014. Hiyerarşik kiplleme kullanılan işbirlikli haberleşme sistemlerinde çeşitleme kazancı incelemesi. IEEE 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference, Trabzon, Turkey, April 2014
- **A. Z. Yalcin** ve M. Yuksel, 2014. Diversity analysis of hierarchical modulation in wireless relay networks. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 63, Issue 6, 2989-2994, July 2014.