

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİMDE 5G TEKNOLOJİSİ
İÇİN MU-MIMO VE HÜZME OLUŞTURMA ÇÖZÜMLERİ**

**Hazırlayan
Musaab Sami Ismail AL-OBAIDI**

**Danışman
Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ**

Doktora Tezi

**Haziran 2020
KAYSERİ**

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİMDE 5G TEKNOLOJİSİ
İÇİN MU-MIMO VE HÜZME OLUŞTURMA ÇÖZÜMLERİ**

(Doktora Tezi)

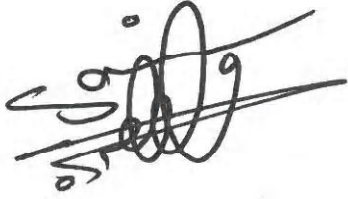
**Hazırlayan
Musaab Sami Ismail AL-OBAIDI**

**Danışman
Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ**

**Haziran 2020
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.



Musaab Sami Ismail AL-OBAIDI

“Kablosuz Mobil İletişimde 5G Teknoloji için MIMO ve Huzme Oluşturma Çözümler” adlı Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Hazırlayan

Musaab Sami Ismail AL-OBAIDI

Danışman

Prof. Dr. Cebail ÇİFLİKLİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Başkanı

Prof. Dr. Ömer Galip SARAÇOĞLU

Prof. Dr. CebraİL ÇİFLİKLİ danışmanlığında **Musaab Sami AL-OBAIDI** tarafından hazırlanan “**Kablosuz Mobil İletişimde 5G Teknolojisi için MU-MIMO ve Hüzme Oluşturma Çözümleri**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

11./06/2020

JÜRİ:

Danışman : Prof. Dr. CebraİL ÇİFLİKLİ

Üye : Prof. Dr. Derviş KARABOĞA

Üye : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

Üye : Doç. Dr. Esma UZUNHISARCIKLİ

Üye : Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 13/07/2020 tarih ve 2020/38-15...sayılı kararı ile onaylanmıştır.



Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, tez çalışması süresince desteğini esirgemeyen değerli hocam sayın Prof. Cebail Çiftlikli'ye teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca, anneme ve babama hayatım boyunca koşulsuz destekle çok fazla sevgi ve cesaret verdikleri için içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Aynı zamanda, yanımda olan ve çalışmalarım boyunca benimle paylaşılan ve tereddüt etmeden zorlukların üstesinden gelmemeye yardımcı olan sevgili eşime teşekkür ediyorum.

Son olarak, Kardeşlerime ve tüm ailem üyelerime yanımda ve desteğim için teşekkür ederim.

Musaab Sami Ismail AL-OBAIDI

Haziran 2020, KAYSERİ

KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİMDE 5G TEKNOLOJİ İÇİN MIMO VE HUZME OLUŞTURMA ÇÖZÜMLER

Musaab Sami AL-OBAIDI

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Doktora Tezi, Mart 2020
Danışman: Prof. Dr. Cebirail ÇİFLİKLİ

ÖZET

Uzay bölmeli çoklu erişim (SDMA), çok kullanıcılı çok girişli çok çıkışlı (MU-MIMO) Beşinci Nesil (5G) kablosuz haberleşme sistemi kapasitesini potansiyel olarak aynı zaman ve frekans kaynağını kullanarak karşılamakta, ancak muhtemel ortak kanal girişimlerine de (CCI) neden olmaktadır. Kanal durum bilgisi (CSI) ile desteklenen hüzme (BF) şekillendirme yaklaşımı, ilintili kanalların uzaysal çeşitliliğinden faydalanarak veya kanalların özelliklerine göre BF ağırlıkları adaptasyonu ile uzaysal çoğulmaya izin vererek girişime neden olan kullanıcıları ayırabilmektedir. Ayrıca, her kullanıcıya atanan BF ağırlığı, hedeflenen kullanıcıdaki işaret gücünü korumak veya arttırmak ve kullanıcılara karşı istem dışı CCI'yi ortadan kaldırmak veya azaltmak için işaret gücünü aynı hücredeki diğer kullanıcılarla etkileşimli olarak değiştirir. İşaret güçlerindeki değişim CCI'yi ortadan kaldırır, ancak alınan işaretin gerekli gücünü de azaltır ya da CCI'yi ortadan kaldırmadan alınan işaretin gerekli gücünü artırır (sadece CCI'yi azaltır). Bu araştırmanın temel amacı, MU-MIMO sisteminde CCI azaltımı için doğrusal ön kodlama tabanlı BF şekillendirme yaklaşımı önermektir. İlk olarak, iki farklı kodlama yönteminin CSI'ya göre iki ön kodlama yöntemi değerlendirilir. Bu yöntemler, dikey BF (OBF) şekillendirme elde etmek için blok köşegenleştirmeyi (BD) ve dikey olmayan BF (NOBF) şekillendirme elde etmek için işaret-kaçak oranını (SLR) en üst düzeye çıkarmak için kullanmıştır. İkinci olarak, her ön kodlama yönteminin performansının bir analizi, standart koşullarına göre sunulmaktadır. Ayrıca, bu iki ön kodlama yönteminin performansları arasında bir karşılaştırma yapılmıştır. Üçüncü olarak, analize bağlı olarak, gerekli işaretin gücünü desteklemek için aşağı bağlantı MU-MIMO sistemi için BD ve Alamouti STBC arasındaki kombinasyona göre OBF şekillendirme geliştirilmiştir. Dördüncüsü, performansları kaçak gücü açısından sayısal olarak değerlendirilirken, NOBF ışın şekillendirmesi için yeni bir sistem modeli oluşturulmuştur. Bu sistem, kaçak gücü kullanmak ve istenen işareti desteklemek için

sıralı girişim iptali (OSIC) algılama ve hibrit işbirliği yöntemini kullanmaktadır. Benzetim sonuçları, birleşik OBF açılı şekillendirme performansında elde edilebilir iyileşmenin, klasik OBF açılı şekillendirme ile bağlantılı 10^{-3} BER'de SNR'de 22 dB'den fazla olduğunu ortaya koymuştur. Ayrıca, benzetimden MU-MIMO BF şekillendirme sisteminin işbirlikçi OSIC şemasının OSIC'in çeşitlilik sırasını gerçekleştirdiğini göstermektedir. Ek olarak, kaçak gücü sadece bir girişim gücü olarak değil, yararlı bir güç olarak kullanılarak, önerilen NOBF sistemi klasik NOBF sisteminden daha iyi performans göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: 5G, MU-MIMO, CCI, OBF, NOBF, CSI, BD, SLR, işbirliği, OSIC.

KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİMDE 5G TEKNOLOJİ İÇİN MIMO VE HUZME OLUŞTURMA ÇÖZÜMLER

Musaab Sami AL-OBAIDI

Erciyes University, Graduate school of Natural and Applied Sciences

Ph.D. Thesis, March 2020

Supervisor: Prof. Dr. Cebraail ÇİFLİKLİ

ABSTRACT

Space-division multiple access (SDMA) is recently been introduced to potentially meet the multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) fifth generation (5G) wireless system capacity using the same time and frequency but possibly producing co-channel interferences (CCI). The beamforming (BF) approach assisted with channel state information (CSI) can separate various interfered users by exploiting the spatial diversity of the correlated channels or allowing spatial multiplexing by BF weights adaptation according to the characteristics of the channels. Moreover, the BF assigned to each user changes the signal power interactively with other users within the same cell to maintain or increase the signal power at the intended user and eliminate or reduce CCI to non-intended users. Unfortunately, the changing in signal powers either eliminating CCI but reduces the required power of the received signal, or increasing the required power of the received signal without eliminating CCI (it just reduces CCI). The main objective of this research is to propose a two linear precoding based BF approach for CCI reduction in the MU-MIMO system. Firstly, two precoding methods are evaluated according to the CSI of two different types of channels. These methods used block diagonalization (BD) to achieve orthogonal BF (OBF) and used maximizing signal-to-leakage ratio (SLR) to achieve non-orthogonal BF (NOBF). Secondly, an analysis of the performance of each precoding method is presented according to its standard conditions. Furthermore, a comparison was made between the performances of these two precoding methods. Thirdly, building on the analysis, OBF is developed according to the combination between BD and Alamouti STBC for the downlink MU-MIMO system to support the power of the required signal. Fourthly, a new system model for NOBF is established while their performance is numerically evaluated in terms of leakage power. This system used ordered successive interference cancellation (OSIC) detection and hybrid cooperation method to exploit the leakage

power and support the desired signal. Numerical results reveal that the achievable improvement in the performance of combined OBF is more than 22 dB in SNR at 10^{-3} BER compared to classical OBF. Furthermore, the promising results from the simulation show that the cooperative OSIC scheme of the MU-MIMO BF system realizes the diversity order of OSIC. Additionally, by utilizing leakage power as a useful power and not just as an interference power, the proposed NOBF system outperforms the classical NOBF.

Keywords: 5G, MU-MIMO, CCI, OBF, NOBF, CSI, BD, SLR, Cooperation, OSIC.



İÇİNDEKİLER

KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİMDE 5G TEKNOLOJİ İÇİN MIMO VE HUZME OLUŞTURMA ÇÖZÜMLER

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK	iv
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI.....	v
KABUL ONAY	vi
TEŞEKKÜR	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT	x
İÇİNDEKİLER.....	xii
KISALTMALAR LİSTESİ	xvi
TABLOLAR LİSTESİ.....	xxx
ŞEKİLLER LİSTESİ	xxi
GİRİŞ	1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR TARAMASI

1.1. Giriş.....	5
1.2. Kablosuz Sönümlemeli Kanal (Fading Channel).....	5
1.2.1. Sönümlemeli Kanal Tasarımı.....	7
1.2.2. MIMO Kanal Modelleri	8
1.2.2.1. Çoklu erişim kanalı.....	8
1.2.2.2. Yayın kanalı (BC)	9
1.3. Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) Sistemi	10
1.3.1. MIMO sistemine giriş.....	10
1.3.2. Alıcı Çeşitleme	12
1.3.3. Verici Çeşitleme.....	13

1.3.4. Uzaysal Çoğullama.....	14
1.4. İşbirlikli Sistem.....	16
1.4.1. İşbirlikli Sisteme Giriş.....	17
1.4.2. İşbirlikli İletim Yöntemleri.....	18
1.4.2.1. Yükseltme ve İletme (AAF)	19
1.4.2.2. Kod Çözme ve İletme (DAF)	19
1.4.2.3. Kodlamalı İşbirliği (CC)	21
1.5. Çok Kullanıcı MIMO (MU-MIMO).....	22
1.5.1. Uydu-Yer Hattı (Downlink).....	23
1.5.2. Yer-Uydu Hattı (Uplink).....	23
1.5.3. Çok Kullanıcı MIMO Sisteminin Matematiksel Modeli	24
1.5.4. Hüzme Şekillendirme	25
1.5.5. Hüzme Şekillendirmenin Tarihsel Geçmişi	26
1.5.6. Hüzme Şekillendirme Ön Kodlama Yöntemleri	29
1.5.6.1. Kanal ters çevirme (CI).....	29
1.5.6.2. Blok Köşegenleştirme (BD)	30
1.5.6.3. işaret-kaçak oranı (SLR)	31
1.6. Anten çeşitliliği	32
1.6.1. Uzay Zaman Blok Kodu.....	33
1.6.2. Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodu.....	34
1.6.3. Genişletilmiş Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodu	37
1.7. MU-MIMO Sistemi İçin Aşağı Hat işaret Algılama.....	38
1.7.1. Sıfıra zorlamalı (ZF) algılama.....	38
1.7.2. Minimum Ortalama Karesel Hata (MMSE) algılama	39
1.7.3. Maksimal oran birleştirme (MRC)	40
1.7.4. Sıralı girişim önleme (OSIC) tespiti.....	41

2. BÖLÜM

5G Ağı

2.1. Giriş	42
2.2. 1G-4G Ağlar	43
2.3. 5G Ağı	48
2.4. 5G Teknolojileri	49
2.4.1. Milimetrik Dalga Teknolojisi	50
2.4.2 Küçük Hücre Teknolojisi	51
2.4.3 Masif MIMO Teknolojisi	53
2.4.4 Hüzmeleme Teknolojisi	54
2.4.5 Tam Çift Yönlü Teknoloji	55

3. BÖLÜM

OBF VE NOBF ÖN KODLAMA PERFORMANSININ DEĞERLENDİRİLMESİ

3.1. Giriş	58
3.2. MU-MIMO işaret yayın modülü	59
3.3. Down-link önkodlama	61
3.4. Lineer ön kodlama	62
3.4.1. OBF ile Blok köşegenleştirme	62
3.4.1.1. Benzetim Sonuçları Ve Değerlendirme	65
3.4.2. İşaretl-kaçak oranının maksimize ederek NOBF	67
3.4.2.1. Benzetim sonuçları	69

4. BÖLÜM

İSTENİLEN İŞARET GÜCÜNÜ ARTIRMAK İÇİN BF ALGORİTMALARININ GELİŞTİRİLMESİ

4.1. Giriş	73
4.2. Alamouti SIBC'nin BD Hüzme Şekillendirme ile Birleştirilmesi	73

4.2.1. Alamouti SIBC.....	73
4.2.2. Genişletilmiş Alamouti	75
4.2.3. Alamouti STBC'nin BD ile birleştirimi	75
4.2.4. Benzetim Sonuçları	82
4.3. 5G İçin Maximum SLR'ye Dayalı MU-MIMO Hüzme şekillendirmenin	
Sızıntı Gücünden Faydalanmayı Amaçlayan İşbirlikçi OSIC Sistemi.....	87
4.3.1. Önerilen Yöntem	88
4.3.2. Maksimum SLR'ye dayalı NOBF.....	89
4.3.3. OSIC Sezim Algoritması	89
4.3.4. Karma Aktarma Modeli.....	90
4.3.5. Benzetim Sonuçları	92

5. BÖLÜM

SONUÇ VE TARTIşMA

5.1. Giriş.....	104
5.1.1 Sonuçlar.....	104
5.2. Gelecekte yapılabilecek önersiler.....	107
KAYNAKÇA.....	108
ÖZGEçMİş.....	123

KISALTMALAR LİSTESİ

SDMA	: Uzak Bölme Çoklu Erişim
MU-MIMO	: Çoklu Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
1G	: Birinci Nesil
2G	: İkinci Nesil
3G	: Üçüncü Nesil
4G	: Dördüncü Nesil
5G	: Beşinci Nesil
CCI	: Ortak Kanal Girişimleri
BF	: Hüzme
CSI	: Kanal Durumu Bilgisi
BD	: Blok Köşegenleştirme
OBF	: dikey hüzme
SLR	: İşaret Kaçak Oranı
NOBF	: dikey olmayan hüzme
OSIC	: Sıralı Ardışık Parazit İptali
LOS	: Görüş Mesafesi
NLOS	: Görüş Mesafesi Olmayan
2D	: iki boyutlu
MAC	: Çoklu Erişim Kanalı
BC	: Yayın Kanalı
RAS	: Servis Verilebilirlik
LTE	: Uzun Süreli Evrim
LTE-A	: Uzun Süreli Evrim-İlerleme
MRC	: Maksimum Oran Birleştirici
SISO	: Tek Giriş Tek Çıkış

MISO	: Çoklu Giriş Tek Çıkış Teknikleri
SC	: Seçim Birleştirme
SNR	: İşaret Gürültü Oranı
QoS	: Hizmet Kalitesi
STBC	: Uzay Zaman Blok Kodlaması
SFBC	: Uzay Frekans Blok Kodlaması
SU-MIMO	: Tek Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
SVD	: Tekil Değer Ayrıştırması
AF	: Kuvvetlendir ve İlet
DF	: Çöz ve İlet
CC	: Kodlu İşbirliği
CDMA	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim
DTTCM	: Dağıtılmış Turbo Kafes Kodlu Modülasyon
EXIT	: Dış Bilgi Transferi
CRC	: Döngüsel Artıklık Kontrolü
FDMA	: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
TDMA	: Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
OFDMA	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
MS	: Mobil İstasyondan
MMSE	: Minimum Ortalama Kare Hatası
RCI	: Düzenli Kanal İnversiyonu
SLNR	: İşaret / Kaçak ve Gürültü Oranını
Nu-SVD	: Önerilen Boş Uzay Tekil Değer Ayrışmasından
TMMSE	: Minimum Toplam Ortalama Kare Hatasına
OCI	: Diğer Hücre Parazitli
NOMA	: Dikey Olmayan Çoklu Erişim

SIC	: Ardışık Girişim İptali
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
MRT	: Maksimum Oran İletim
ZF	: Sıfır Zorlama
CI	: Kanal Ters Çevirme
STC	: Uzay-Zaman Kodlaması
MISO	: Çoklu Giriş Tek Çıkış Teknikleri
AWGN	: Toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü
ML	: Maximum Likelihood
SDT	: İşaret Algılama Teorisi
ISI	: Semboller Arası Girişimin
SINR	: İşaret-Girişim Artı Gürültü Oranını
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
mMTC	: büyük Makine Tipi İletişim
IoT	: Nesnelerin İnterneti
GSM	: Mobil İletişim için Global Sistem
GPRS	: Genel Paket Radyo Servisi
EDGE	: Evrimi için Gelişmiş Veri Hızları
UMTS	: Evrensel Mobil Telekom Sistem
HSPA	: Yüksek Hızlı Paket Erişimi
HSPA +	: Gelişmiş HSPA
IMT	: Uluslararası Mobil Telekomünikasyon
VR	: Sanal Gerçeklik
FDD	: Frekans Bölmeli Çift Yönlü
TDD	: Zamanlı Bölmeli Çift Yönlü
BER	: Bit Hata Oranı

SLRC	: İşaret Bölü Sızıntı Oranlı İşbirlikçi Sistem
SLNR	: İşaret Bölü Sızıntı, Girişim ve Gürültü Oranlı
QPSK	: Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama



TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Literatürdeki Hüzme Şekillendirme Çalışmaları.....	28
Tablo 2.1. Mobil İşaret Sembollerinin Anlamları	44
Tablo 2.2 Mobil Teknolojilerin Karşılaştırılması.....	47
Tablo 4.1. Farklı Zaman Dilimlerinde Sembol İletimleri	74
Tablo 4.2. Tipik Değerler ve Benzetim Parametreleri	83
Tablo 4.3. Benzetim Parametreleri ve Bunların Tipik Değerleri	93
Tablo 4.4. Metot performansı karşılaştırma	105



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	Sönümlemeli Kanal Tipleri	6
Şekil 1.2.	Kablosuz Kanal Yayılımı	7
Şekil 1.3.	Çoklu Erişim Kanalı (MAC).....	9
Şekil 1.4.	Yayın Kanalı (BC).....	9
Şekil 1.5.	M x N uzaysal çeşitlilik sağlayan M verici ve N alıcı antenli Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) sisteminin şeması	11
Şekil 1.6.	Tek Giriş Çoklu Çıkış Sisteminde Alıcı Çeşitleme	12
Şekil 1.7.	X verisinin M kopyasını Bağımsız Kanallardan Göndererek Uzaysal Çoğullama sağlayan MIMO Sistemi	14
Şekil 1.8.	M parçaya bölünen veriyi bağımsız kanallardan göndererek uzaysal çoğullama sağlayan MIMO system şeması	14
Şekil 1.9.	MIMO system provides spatial multiplexing.....	15
Şekil 1.10.	İki Döğümlü işbirlikli ağ sistemi modeli.....	18
Şekil 1.11.	Üç bileşenli paralel birleştirilmiş TTCM kodlayıcının şeması	21
Şekil 1.12.	Kablosuz Haberleşme Tipleri.....	23
Şekil 1.13.	Çok Kullanıcı MIMO sistemi	23
Şekil 1.14.	Çok kullanıcı MIMO iletişim sistemleri için uydu-yer hattı kanal modeli	25
Şekil 1.15.	MIMO Sisteminde Hüzme şekillendirme tekniği.....	26
Şekil 1.16.	CCI in MU-MIMO sistem.....	29
Şekil 1.17.	CI ön kodlamalı MU-MIMO sistem şeması	30
Şekil 1.18.	BD ön kodlamalı MU-MIMO sistem şeması.....	31
Şekil 1.19.	SLR ön kodlamalı MU-MIMO sistem şeması	32
Şekil 1.20.	Farklı Çeşitlilik teknikleri	33
Şekil 1.21.	Alamouti Uzay-Zaman Blok Kod Şeması.....	34
Şekil 1.22.	MISO ve MIMO sistemleri için Alamouti şeması.....	35
Şekil 1.23.	3x3 Genişletilmiş Alamouti Şeması	38
Şekil 1.24.	u. kullanıcının u. uzaysal akışı için OSIC-MU işaret algılama şeması	41
Şekil 2.1.	5G Teknolojisinin Sunması Beklenen İmkanlar	42
Şekil 2.2.	Mobil işaret Sembolleri	43
Şekil 2.3.	Çoklu Erişim Teknikleri	48
Şekil 2.4.	5G Bağlantı Topluluğu	49

Şekil 2.5.	Milimetre Dalga bandı.....	50
Şekil 2.6.	Küçük Hücre Teknolojisi.	52
Şekil 2.7.	Masif MIMO.	53
Şekil 2.8.	Hüzmeleme Teknolojisi.	54
Şekil 2.9.	Tam Çift Yönlü Teknoloji.....	55
Şekil 2.10.	Eşzamanlı iletim ve alım.	56
Şekil 3.1.	Önkodlama metodları.....	58
Şekil 3.2.	Kablosuz MU-MIMO sistem.	59
Şekil 3.3.	Kablosuz MU-MIMO sisteminin işareti alındı.	61
Şekil 3.4.	OBF kullanarak çoklu bağımsız SU-MIMO sisteminin blok şeması.....	63
Şekil 3.5.	MU-MIMO sisteminin OBF	63
Şekil 3.6.	Vericide BD ve her biri 2, 3 ve 4 antenle donatılmış 3 alıcıda ZF algılama yöntemi kullanan MU-MIMO sisteminin BER performansı.....	66
Şekil 3.7.	Vericide BD ve her biri 2, 3 ve 4 antenle donatılmış 3 alıcıda ZF algılama yöntemini kullanan MU-MIMO sisteminin BER performansı.	67
Şekil 3.8.	NOBF kullanarak MU-MIMO sisteminin blok diyagramı	68
Şekil 3.9.	$U = 3$ $N_i=2$ olan ve OBF için $M = 6$ NOBF için $M = 4$ olan MU-MIMO sistemi	70
Şekil 3.10.	Her kullanıcının $N_i=2$ adet alıcı anteni kullandığı OBF ve NOBF şeması kullanan MU-MIMO sistemi	71
Şekil 4.1.	2×2 için Alamouti yöntemi	74
Şekil 4.2.	2×2 sistemi için Alamouti STBC nin blok diyagramı	74
Şekil 4.3.	3×3 için genişletilmiş Alamouti yöntemi.	75
Şekil 4.4.	Alamouti STBC ile BD'nin birleştirilmesine ait sistem modülü.....	76
Şekil 4.5.	BF'li Alamouti STBC'nin birleşimine ait blok diyagram.....	77
Şekil 4.6.	Rayleigh kanal kullanımlı bir MU-MIMO sistem, $U=2$ ve $N_i=2$	83
Şekil 4.7.	Farklı senaryolar için birleştirilmiş yöntemin Rayleigh kanaldaki başarımı.	84
Şekil 4.8.	LOS ve NLOS ortamlarında Alamouti STBC'li BD ön kodlama kullanan bir MU-MIMO sistemin BER performansı ($N_i=2$).	85
Şekil 4.9.	LOS ve NLOS ortamlarında genişletilmiş Alamouti STBC'li BD ön kodlama kullanan bir MU-MIMO sistemin BER performansı ($N_i=3$).	86

Şekil 4.10. Aşağı yönlü MU-MIMO sistem için 1. zaman aralığındaki NOBF tekniği	87
Şekil 4.11. BS de SLR'nin ve kullanıcılarda ise OSIC'in kullanıldığı aşağı yönlü MU-MIMO sistemin blok diyagramı.	88
Şekil 4.12. Sızıntı gücünden faydalanmak üzere işbirlikçi kullanıcılar için OSIC sezimi blok diyagramı.	90
Şekil 4.13. 2. zaman aralığındaki sızıntı gücünden faydalanmak için işbirlikçi kullanıcıların sistem modülleri	90
Şekil 4.14. $M=6$, $U=3$, $N_i=3$ için MU-MIMO sistemi	93
Şekil 4.15. $M=6$, $U=3$, $N_i=3$ için MU-MIMO sistem. $K=15$ dB ve $B=0.15$ olan Rician kullanıcılar arası kanal dikkate alınmıştır.	94
Şekil 4.16. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $M=6$, $U=3$ ve $N_i=3$ için MU-MIMO sistem.	95
Şekil 4.17. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $M=6$, $U=3$ ve $N_i=3$ için MU-MIMO sistem.	96
Şekil 4.18. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $U=2$ için MU-MIMO sistem	97
Şekil 4.19. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $U=2$ için MU-MIMO sistem	98
Şekil 4.20. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $U=2$ ve $N_i=2$ için MU-MIMO sistem.....	99
Şekil 4.21. $K=15$ dB olduğu Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $N_i=2$ için MU-MIMO sistem	100
Şekil 4.22. $K=15$ dB olduğu Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $N_i=2$ için MU-MIMO sistem.	101

GİRİŞ

İnsanların her alanda birbirleriyle haberleşmesi insan faaliyetlerinin özünü oluşturduğundan dolayı tarihte haberleşme teknolojilerinin ortaya çıkması kaçınılmazdı. Her ne kadar haberleşme bilimindeki, özellikle de kablosuz haberleşme teknolojisinde muazzam gelişmeler sağlanmış olsa da bu teknolojilerin dünyada hızla yayılması, kablosuz haberleşme altyapısını artan veri talebini karşılamak için büyük bir zorlukla karşı karşıya getirmiştir.

Kablosuz sistem teller, kablolar veya fiber optikler yerine işaretleri veya verileri iletmek için mikrodalga, radyo, kızılötesi, elektromanyetik veya ses dalgalarını kullanır. Kablosuz aygıtlar ise karşımıza cNOBF telefonları, iki yönlü telsizler, uzaktan kumandalar ve GPS alıcıları, vb. olarak çıkmaktadır. Kablosuz haberleşme ayrıca dünyanın herhangi bir yerinden internet erişimine izin veren aygıtları da içerir (uydular, mikrodalga vericileri, ve kablosuz modemler).

Kablosuz haberleşme dünyayı birçok şekilde etkilemiştir. Kablosuz haberleşme sayesinde dünyanın en uzak bölgelerinde bile tıbbi bilgi ve tedavilere oldukça hızlı bir şekilde ulaşmak mümkün olmuştur. Kablosuz haberleşme ile son yıllarda dünyanın çeşitli yerlerindeki afet olaylarının haberlerini modern yollarla yaymakta önemli mesafeler kat edilmiş ve böylece tüm dünyadaki insanların olayları meydana geldikleri anda görmelerinin ve hızlı yardım sağlamaların önü açılmıştır. Mobil haberleşme cihazları, yaklaşan doğal afetlerle ilgili erken uyarıların yayılmasına yardımcı olmuş, felaketin ardından kurtarma çalışanları ve kurtulanlar arasındaki haberleşmeyi etkin bir şekilde sağlamıştır. Bu nedenle, akıllı telefon veya diğer kablosuz haberleşme cihazları olmayan bir hayatı hayal etmek mümkün olmaktan çıkmıştır.

Günümüzün mobil kullanıcıları gün geçtikçe daha yüksek veri hızları ve daha güvenilir hizmet talNOBF etmektedir. Bu nedenle, dünyanın dört bir yanındaki telekomünikasyon

sağlayıcıları ve teknoloji şirketleri, tüketicilerin ve endüstriyel kullanıcıların artan mobil veri taleplerini karşılamak için yeni teknoloji çözümleri araştırmak ve geliştirmek için birlikte çalışmaktadır. Ne yazık ki, ilk haberleşme cihazından yeni akıllı telefonlara kadar geçen süreçte haberleşme tekniklerinin karmaşıklığı da katlanarak artmıştır. Ayrıca, mobil kullanıcı sayısı, bant genişliği sınırlamalarına bağlı olarak artmıştır. Bu sorunlarla başa çıkabilmek için, hücresel haberleşme sistemlerimizin birbirini takip eden nesilleri aracılığıyla verimliliği ve kapasiteyi artırması hedeflenmektedir.

Önümüzdeki on yıl içinde kullanıcıların veri trafiğinde beklenen çarpıcı artış, 2020'den sonra bu ihtiyaçlarla başa çıkacak olan gelecek hücresel nesil 5G için gelişmiş tekniklerin tasarlanmasını ve uygulanmasını zaruri hale getirmiştir. Ancak beşinci nesle geçmeden önce önemli bu yeni tekniklerin performansını test etmek oldukça önemlidir. Örneğin, gecikme süresi, güç tüketimi ve spektral verimlilik, bir sonraki hücresel kuşağın kilit faktörlerinden bazıları olarak kabul edilmektedir.

Geleneksel kablosuz haberleşmede, MU-MIMO (Multi-User Multiple-Input Multiple-Output, Çoklu Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış) tabanlı kod, frekans ve zamana dayalı çoklu erişim teknikleri, yüksek spektral verimlilik sunan temel teknolojilerden biri haline gelmiştir. Bununla birlikte, önümüzdeki yıllarda veri trafiğinin katlanarak artacak olması, mevcut radyo erişim teknolojisinin 5G tarafından temsil edilen teknolojik ilerlemelerin gereksinimlerini karşılamakta zorlanacağını göstermektedir.

5G'de, kablosuz haberleşme kapasitesini sınırlayan geleneksel kısıtlamaların aşılması gerekmektedir. Bu geleneksel kısıtlamalardan biri spektral sınırlamadır. SDMA (Space Division Multiple Access, Uzay Bölmeli Çoklu Erişim), 5G gereksinimlerini karşılamak için bu kısıtlamaların üstesinden gelebilecek umut verici bir çözümdür. Hüzme şekillendirme ön kodlama teknolojisini kullanan MU-MIMO sistemi SDMA'yı destekleyecek temel özelliklere sahiptir. SDMA'ya ulaşmak için MU-MIMO sistemleri, vericinin aynı frekanslı radyo kaynaklarını kullanarak aynı anda birden çok kullanıcıya işaret iletmesine izin verir. Ancak bu durumda kullanıcılar aralarında CCI (Ortak Kanal Girişimleri, co-channel interferences) oluşması da kaçınılmaz hale gelmektedir. SDMA maksimum SLR (signal-to-leakage ratio, işaret-kaçak oranını) algoritmasına dayanan hüzme oluşturma ön kodlaması ile CCI etkisini başarılı bir şekilde ortadan kaldırabilir, ancak sızıntı gücünü iptal etmez.

Bu çalışmada, kaçak gücü kullanmak ve istenen işareti desteklemek için yeni bir sistem önerilmektedir. Bu çalışma için temel varsayımımız, her kullanıcının CSI'si (Channel State Information, Kanal Durum Bilgisi) vericide ve her kullanıcıda mevcut olduğunda tüm kullanıcılar için OSIC (ordered successive interference cancellation, Sıralı Ardışık Parazit İptali) saptaması yapılmasıdır. Bu çalışmada ayrıca alıcılara bilgi iletmek için hüzmeye şekillendirici ön kodlamayı kullanan tek bir vericiden oluşan MU-MIMO sistemi için alıcı-verici tasarımı önerilmiştir. İkinci zaman dilimi boyunca alıcılar, her kullanıcıda OSIC saptamasının belirli sonuçlarını paylaşmak için işbirliği yapmaktadır. Bu tez çalışmasının önceki araştırmaların katkılarının değerlendirilmesi ve analizi için bir referans oluşturmasını umuyoruz. Ayrıca, bilginin geniş yörüngesinde dönen küçük bir yıldız temsil eden böyle bir çalışmanın, kablosuz haberleşme teknolojisinin geleceğine katkıda bulunmayı başaracağına inanıyoruz. Sayfa 4'de çalışmanın genel özeti grafik olarak verilmiştir.

Bu tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır ve bölümlerde aşağıda veriler konular incelenmiştir:

Bölüm 1: Literatür taraması ile kablosuz iletişim sistemi hakkında genel bilgiler verilmiştir.

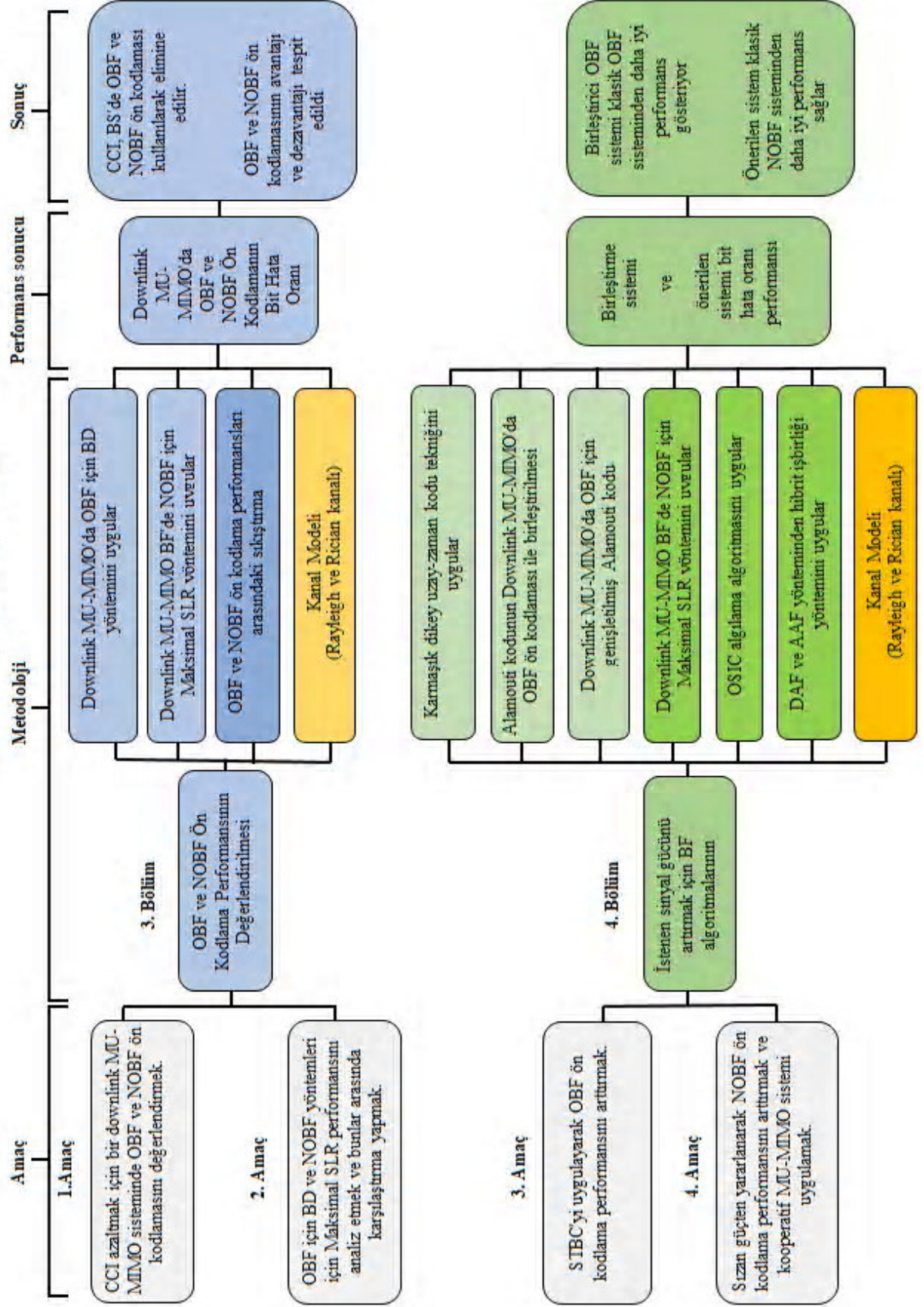
Bölüm 2: Hızla artan sayıdaki kullanıcının ve yeni kablosuz uygulamaların gelecekteki ihtiyaçlarını karşılayabilecek yeni bir iletişim sistemi aramanın arkasındaki motivasyon açıklanmıştır.

Bölüm 3: OBF (orthogonal beamforming, dikey hüzmeye) ve NOBF (non-orthogonal beamforming, dikey olmayan hüzmeye) ön kodlama performansının sonuçlarıyla birlikte bir değerlendirmesi yapılmıştır.

Bölüm 4: Sonuçlarla istenen işaret gücünü artırmak için BF algoritmalarının geliştirilmesi incelenmiştir.

Bölüm 5: Gerçekleştirilen çalışmanın sonuçları yorumlanmıştır.

Çalışmanın genel özeti



1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR TARAMASI

1.1. Giriş

Kablosuz iletişim sistemleri hakkında mevcut olan literatür kaynaklarına rağmen, bu doktora tezinde radyo temelleri ve dijital iletim sisteminin temel teorisi kısaca gözden geçirilecektir. Birinci bölümde, kanal modelleri arasındaki korelasyonun yanı sıra, kablosuz kanal da yayılma ve sönmüleme modülleri verilmektedir.

1.2. Kablosuz Sönmülemeli Kanal (Fading Channel)

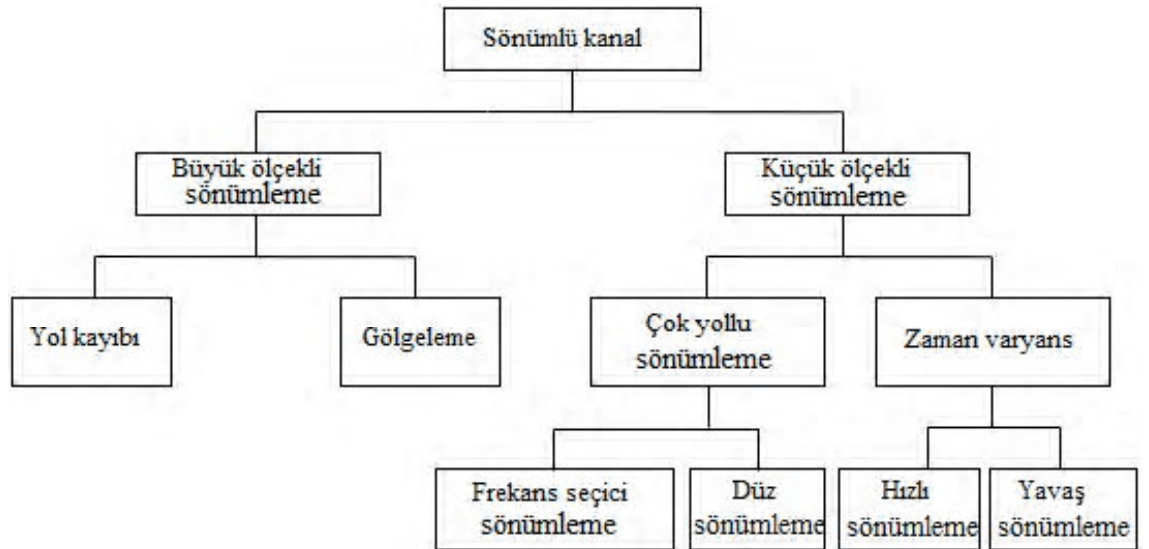
Kablosuz haberleşme sistemlerinin performansı öncelikle kablosuz kanal ortamına bağlıdır. Radyo yayılımı, radyo dalgalarının kablosuz haberleşmede bir vericiden bir alıcıya ulaşma sürecindeki davranışdır. Yayılma sırasında radyo dalgalarını etkileyen üç temel fiziksel olay vardır: yansıma, kırınım ve saçılma [1, 2].

Yansıma, yayılan bir elektromanyetik dalganın, dalga boyuna kıyasla çok büyük boyutlara sahip bir nesneye çarptığında ortaya çıkan fiziksel olaydır. Kırınım, verici ve alıcı arasındaki iletim hattının keskin hatlara veya küçük boşluklara sahip bir yüzey tarafından engellendiğinde ortaya çıkan çeşitli olayları ifade eder. Saçılma, bir elektromanyetik dalganın radyasyonunun, dalga boyuna kıyasla küçük boyutlarda bir veya daha fazla yerel engel tarafından düz bir yoldan sapmaya zorlandığı fiziksel bir olaydır [3].

Dalga genliğinin zaman ve frekanstaki değişimi olan sönmüleme olgusu, kablosuz bir kanalın karakteristik özelliklerinden biridir. Sönmülemeyi etkileyen kablosuz kanal modeli parametreleri tipik olarak hat mesafesi, merkez frekansı, anten yükseklikleri ve

diğer ortam parametreleridir [4]. Sönümlleme iki farklı tipte sınıflandırılabilir: büyük ölçekli sönümlleme ve küçük ölçekli sönümlleme.

- Büyük ölçekli sönümlleme mobil istasyonun uzun mesafeli hareketleri sırasında gerçekleşen işaret yol kaybı olarak tanımlanabilir. Binalar ve bitki örtüsü gibi büyük nesnelerin alıcı ve verici arasına girmesi sonucunda mesafe ve gölgelenmenin bir fonksiyonu olarak ortaya çıkar. Gölgelenme, sabit konumlarda verici ve alıcı arasındaki ortalama yol kaybının değişmesi ile karakterize olan orta ölçekteki bir sönümlleme işlemidir.
- Küçük ölçekli sönümlleme, mobil istasyon kısa mesafelerde hareket ettiğinde birden fazla işaret yolunun (çok yollu) bozucu girişimi nedeniyle işaret seviyesinin hızla değişmesini ifade eder.
- Mobil istasyonun hızından dolayı (Doppler saçınımı ile karakterize edilir) bir kanaldaki zaman değişimine bağlı olarak sönümlleme hızlı sönümlleme veya yavaş sönümlleme olarak sınıflandırılabilir. Şekil 1.1, sönümllemeli kanal tiplerini sınıflandırmaktadır.



Şekil 1.1. Sönümllemeli kanal tipleri

- Tutarlı bant genişliği, kanalın "düz" olarak kabul edilebildiği frekans aralığının veya başka bir deyişle, bir işaretin iki frekansının karşılaştırılabilir veya ilişkili genlik sönümllemesi yaşayabileceği yaklaşık maksimum bant genişliği veya frekans aralığının istatistiksel bir ölçütüdür.

1.2.1. Sönümlemeli Kanal

Kablosuz kanalın (iç veya dış) yayılımı, Şekil 1.2'de görüldüğü gibi Direkt Görüş Hattı'na (LOS, Line of Sight) veya Direkt Olmayan Görüş Hattı'na (NLOS, Non-line of Sight) sahip olabilir. Literatürdeki ilkel kanal modellerinde, NLOS ortamında alınan işaretin olasılık yoğunluğu fonksiyonu Rayleigh dağılımı ile, LOS ortamında ise Rician dağılımı ile modellenmiştir [5]. Clarke'ın NLOS ortamında iki boyutlu (2D) izotropik saçılma için yaptığı çalışmaları popüler olmuştur [5]. Sönümlemeye maruz kalan bir kablosuz kanal, karmaşık bir Gauss rasgele değişkeni $W_1 + jW_2$, ile temsil edilebilir; burada W_1 ve W_2 , sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı bağımsız ve aynı şekilde dağıtılmış Gauss rasgele değişkenleridir [3].



Şekil 1.2. Kablosuz kanal yayılımı

LOS yayılımından dolayı, MIMO kanalının en güçlü yayılma bileşeni deterministik bileşene (aynasal bileşen olarak da adlandırılır) karşılık gelir. Diğer taraftan, diğer tüm bileşenler rastgele bileşenlerdir (NLOS, saçılma bileşenleri olarak da adlandırılır) [3]. Yayın kanalı dağılımı, σ^2 varyanslı ve sıfır ortalamalı Gauss dağılımı olan Rayleigh kanal dağılımını model almaktadır. Bu durum, her hangi bir LOS bileşeninin olmadığı anlamına gelir ($K = 0$):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{K+1}}, \quad q = 0 \quad (1.1)$$

Öte yandan, LOS'un herhangi bir bileşeni bulunduğunda ($K > 0$ için) yayın kanalı dağılımı, σ^2 varyanslı ve q ortalamalı Gauss dağılımını yada K aşağıdaki gibi arttığında Rician dağılımını takip etmektedir:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{K+1}}, \quad q = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \quad (1.2)$$

Bu nedenle, MIMO sisteminin kanal matrisi aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir [6] :

$$H = \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_d + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_r \quad (1.3)$$

burada H_d normalize edilmiş deterministik kanal matrisinin bileşenini temsil ederken, H_r rastgele kanal matrisinin bileşenini temsil eder ($\|H_d\|^2 = N_T M$, $E\{|[H_r]_{i,j}|^2\} = 1$, $i = 1:N_T$, $j = 1:M$). K , aynasal gücün c^2 bileşeni ile saçılma gücü $2\sigma^2$ bileşeni arasındaki ilişki sonucu oluşan Rician kanal faktörünü temsil etmekte olup aşağıdaki gibi ifade edilir [3, 7]:

$$K = \frac{\|H_d\|^2}{E\{|[H_r]_{i,j}|^2\}} = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (1.4)$$

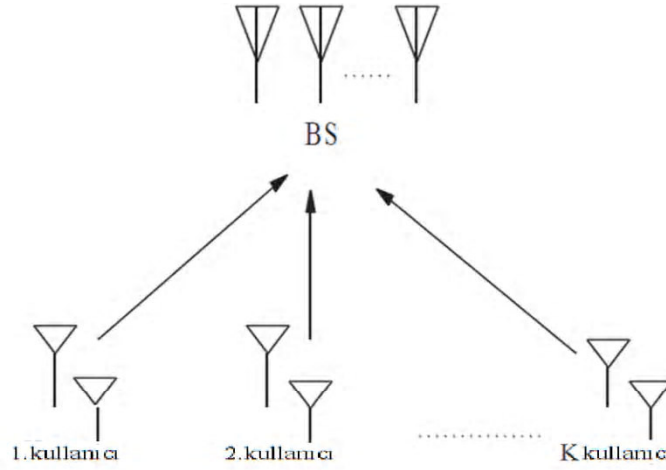
1.2.2. MIMO Kanal Modelleri

İki temel çok kullanıcı MIMO kanal modeli vardır:

- Çoklu erişim kanalı (MIMO-MAC).
- Yayın kanalı (MIMO-BC).

1.2.2.1. Çoklu erişim kanalı

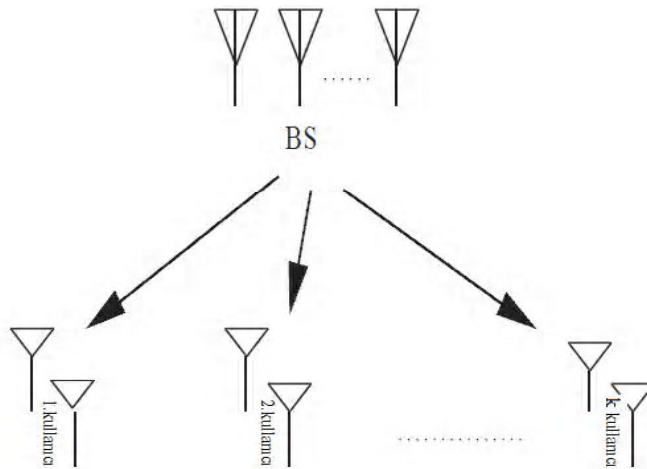
MIMO-MAC (Multiple access channel)'de, birden fazla kullanıcı bireysel işaretlerini bir alıcıya iletmek için ortak bir iletişim kanalını paylaşır. Böyle bir sistem Şekil 1.3'te gösterilmiştir. Bir mobil hücresel haberleşme sisteminin yukarı yönlü iletiminde (uplink), kullanıcılar herhangi bir hücredeki mobil vericilerdir ve alıcı o hücrenin baz istasyonudur [3].



Şekil 1.3. Çoklu erişim kanalı (MAC).

1.2.2.2. Yayın kanalı (BC)

MIMO-BC (Broadcast channel)'de, bir verici Şekil 1.4'te gösterildiği gibi birden fazla alıcıya bilgi gönderir. Bir mobil hücresel iletişim sisteminin aşağı yönlü iletim (downlink) bağlantısında verici baz istasyonudur ve alıcılar mobil istasyonlardır [3]. Tek kullanıcılı, MAC ve BC kanalları arasındaki temel fark, tek kullanıcılı kanalda vericinin ve alıcının her iki tarafında tam bir işbirliği olmasıdır. Bu işbirliği MAC kanalında yalnızca alıcıda, BC kanalında ise yalnızca vericide mevcuttur. Bu nedenle BC kanalında alıcılar arasında ortaklaşa kanal verisi işleme sistemi desteklenemez. Bu gerçeğe dayanarak, BC kanalının tasarımının daha zor olacağı kabul edilebilir.



Şekil 1.4. Yayın kanalı (BC).

1.3. Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) Sistemi

Kablosuz haberleşme sistemleri genellikle sunulan servis tipi, desteklenen veri hızı (data rate), paket dağıtım mekanizması, haberleşme kapasitesi (throughput), performans ve güvenilirlik (reliability) gibi belirleyici ihtiyaçları gidermek doğrultusunda ortaya koyulan ve belli standartları olan teknolojilerdir.

Bu teknolojilerden biri olan MIMO sistemi, iletim hızını düşürmeden, çoklu yol sönmülemeli kanalların işaret üzerindeki bozucu etkisini ortadan kaldırarak kablosuz haberleşme sisteminin kararlılık, yüksek veri hızları ve güvenilirlik performanslarını artırmak amacıyla ortaya atılmıştır [8, 9].

Sağlam bir haberleşme ağında, sağlanan hizmetlerin ve bağlantıların her zaman kullanılabilir ve yeterli düzeyde olacağı kabul edilir. Sistem bu prensibe göre tasarlanır. Bu doğrultuda sistemin içerisindeki gerek donanımsal gerekse de yazılım tabanlı bütün bileşenlerin ideal bir şekilde çalışması sonucunda sistemin güvenilir olduğu kabul edilir. Güvenilirlik, Erişilebilirlik ve Servis Verilebilirlik (RAS), herhangi bir sistemde tasarımın önemli unsurları olarak kabul edilir. Teorik olarak, güvenilir bir sistem teknik hatalardan arındırılmış olmalıdır.

Bir MIMO sistemi, sistemin verici ve alıcı antenleri arasında oluşturulan çoklu bağımsız kanallar aracılığıyla yedekleme sağlar. MIMO sistemlerini kullanırken, ek iletim gücü veya bant genişliği genişletmesine gerek kalmadan iletişim sistemlerinin kapsama alanında ve veri akış hızında önemli gelişmeler elde edilir.

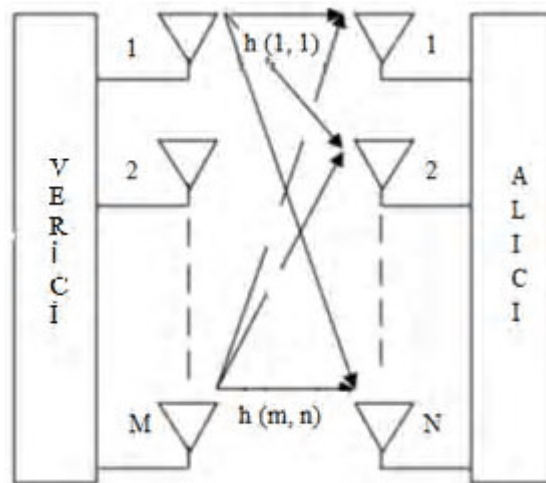
1.3.1. MIMO sistemine giriş

MIMO, LTE (Long Term Evolution, Uzun Süreli Evrim) standartlarında kullanılan en önemli teknolojilerden biridir. Mobil Haberleşme literatüründe oldukça fazla yer bulan MIMO teknikleri, LTE standardının gereksinimlerini karşılamak için birden fazla anten kullanmanın avantajıyla yüksek veri oranlarını desteklemekte ve yüksek iletim verimine ulaşmaktadır [10].

MIMO teknikleri mobil haberleşmeyi iki farklı şekilde iyileştirmekte olup bunlar: genel veri hızlarını artırmak ve iletişim bağlantısının güvenilirliğini artırmaktır. LTE standardında kullanılan MIMO algoritmaları dört geniş kategoriye ayrılabilir:

- Alıcı Çeşitleme
- Verici Çeşitleme
- Hüzme Şekillendirme
- Uzaysal Çoğullama

Alıcı çeşitleme ve hüzme şekillendirmede farklı antenler üzerine aynı bilgileri iletiriz. Bu nedenle, bu yöntemler ulaşılabilir veri hızlarında herhangi bir artışa katkıda bulunmaz, aksine iletişim bağlantısını daha sağlam hale getirir. Ancak uzaysal çoğullamada, sistem farklı antenler üzerinde bağımsız (yedeksiz) bilgileri iletir. Bu tip MIMO şeması, belirli bir bağlantının veri hızını önemli ölçüde artırabilir. Veri hızlarının ne ölçüde iyileştirilebileceği, iletim antenlerinin sayısı ile doğrusal olarak orantılıdır. LTE standardı bu ihtiyacı karşılamak için, aşağı yönlü iletim (downlink) spesifikasyonunda dört taneye kadar verici anteninin, LTE-Advanced (Long Term Evolution- Advanced, Uzun Süreli Evrim-İlerleme) ise sekiz adede kadar verici anteninin kullanılmasına izin verir [10]. Bir MIMO sistemi hem uzaysal çeşitlilik hem de uzaysal çoğullama kazanımları sağlayabilir fakat bu durumda sağlanan tüm kazançların aynı anda elde edilemeyebileceğini belirtmek önemlidir. Bunun yerine, aralarında bir değiş tokuş meydana gelir. Şekil 1.5, Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) sisteminin şemasını göstermektedir [11].



Şekil 1.5. $M \times N$ uzaysal çeşitlilik sağlayan M verici ve N alıcı antenli MIMO sisteminin şeması

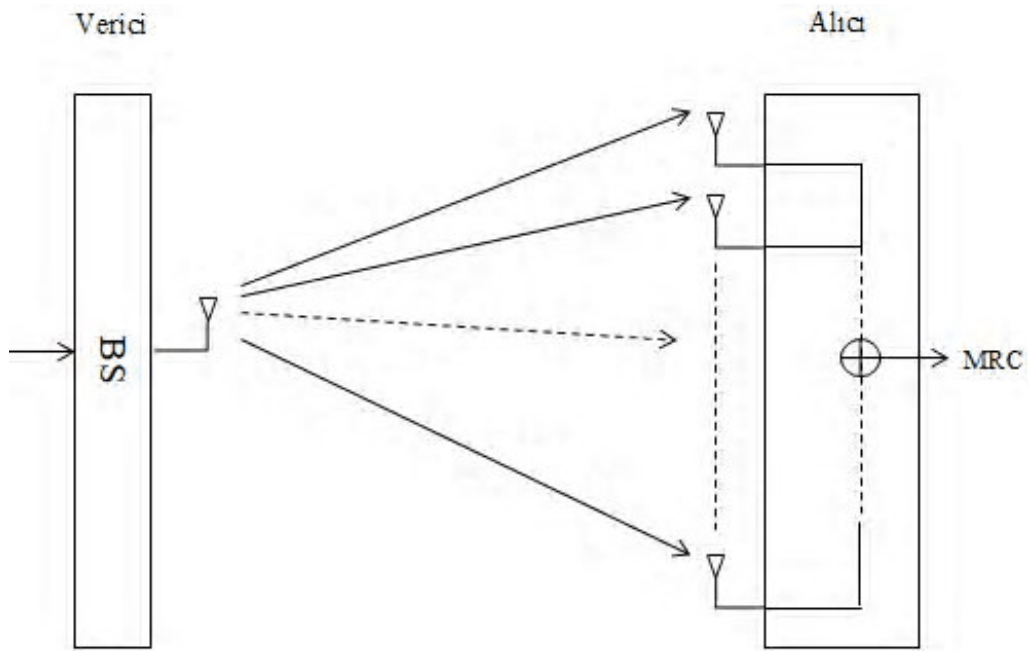
Yukarıdaki şekilde M adet verici antenlerinden ve N adet alıcı antenlerinden oluşan MIMO sistem şeması gösterilmektedir. Bu MIMO sisteminde işaret, verici sistemi ile alıcı sistemi arasında mevcut olan $M \times N$ farklı bağımsız kanal tarafından iletilebilir. Herhangi bir alıcı antende alınan işaret, her bir verici anteni tarafından iletilen ve sönümlenme ve ilave beyaz Gauss gürültüsünden etkilenen tüm işaretlerin toplamını temsil etmektedir. Burada h_{mn} , $m = 1, 2, \dots, M$ olan verici anteni ile $n = 1, 2, \dots, N$ olan alıcı anteni arasındaki kanal cevabını (sönümlenme kanalı) temsil etmekte olup, sistem aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$y_n = h_{1n}x_1 + h_{2n}x_2 + \dots + h_{Mn}x_m + n_{on} \quad (1.5)$$

r ve n_{on} , sırasıyla alınan işaret ve gürültü sütun vektörlerini temsil etmektedir.

1.3.2. Alıcı Çeşitleme

Şekil 1.6 gösterdiği gibi basit ve en yaygın çoklu anten konfigürasyonu, alıcı tarafında çoklu antenlerin kullanılmasıdır. Bu genellikle alıcı çeşitleme olarak adlandırılır. Alma çeşitlemede kullanılan en önemli algoritma MRC (Maximum Ratio Combining, Maksimum Oran Birleştirici) olarak bilinir. Bu algoritma tek verici antenli LTE standardında iletim modu içinde kullanılmaktadır.



Şekil 1.6. Tek giriş çoklu çıkış sisteminde alıcı çeşitleme

Bu mod, aynı zamanda yalnızca bir alıcı anteninin konuşlandırıldığı SISO (Single Input Single Output, Tek Giriş Tek Çıkış) veya birden çok alıcı antenin kullanıldığı SIMO (Single Input Multiple Output, Tek Giriş Çoklu Çıkış) olarak da bilinir. Alıcıda iki tip birleştirme yöntemi kullanılabilir. Bunlar MRC ve Seçim Birleştirme (SC) dir [12]. MRC'de, iletilen işaretin en olası kestirimini yapmak için alınan çoklu işaretleri (genellikle bunların ortalamasını alarak) birleştirilir. SC'de ise iletilen işareti tahmin etmek için alınan işaretlerden yalnızca en yüksek SNR (Signal-to-Noise Ratio, işaret-Gürültü Oranına) SNR sahip olan kullanılır.

MRC, bir sönümleme kanalında, girişim işaretlerinin sayısının fazla olduğu ve tüm işaretlerin neredeyse eşit SNR sergilediği durumlarda başarılı bir MIMO tekniğidir. Bu nedenle, MRC en iyi düz sönümleme kanalı üzerinde yapılan kablosuz haberleşmede performans verir.

1.3.3. Verici Çeşitleme

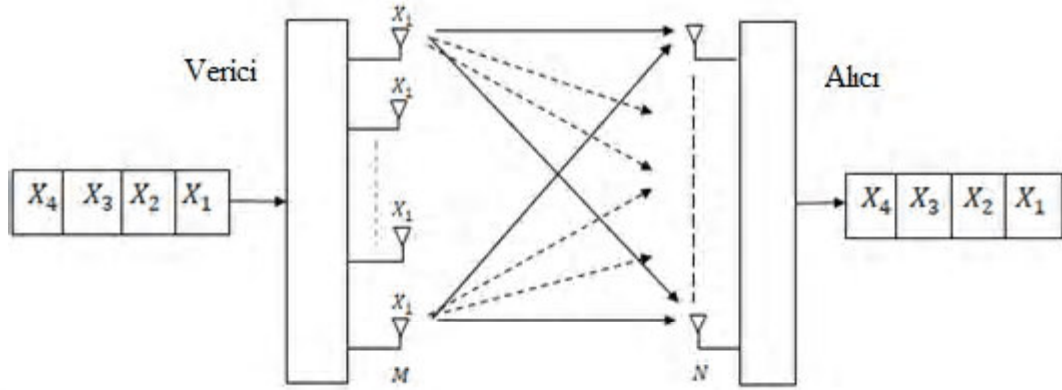
Verici çeşitleme tekniğinde, aynı bilgilerin birçok kopyasının birden fazla bağımsız kablosuz kanal üzerinden hedefe iletilmesi esastır. Bu teknikte bilgi işaretinin uzay alanında [13], zaman alanında [9] veya frekans alanında [14] birçok kez kopyalandığı birden fazla şema vardır. Bu kopyalar, verici ve alıcı arasındaki tüm olası bağımsız sönümleme kanalları vasıtasıyla kablosuz ortamda iletilir. Bu nedenle, sönümleme etkisinin azalması olasılığının yanı sıra sisteme referans fazlalığı da sağlar [8]. Böylece hem vericide hem de alıcıda kullanılan çoklu anten sistemi (MIMO) uzaysal çoğollama elde edebilir ve QoS (Quality of Service, hizmet kalitesini) artırabilir.

Bu tip MIMO tekniği genellikle STBC (Space-Time Block Coding, Uzak Zaman Blok Kodlaması) olarak adlandırılır. STBC modülasyonunda, semboller çoklu iletim antenlerinin kullanılmasıyla sunulan çeşitliliği yakalamak için zaman ve uzay (verici anten) bölgesinde kodlanır.

SFBC (Space Frequency Block Coding, Uzak Frekans Blok Kodlaması), LTE standardında iletim çeşitliliği tekniği olarak seçilen STBC ile yakından ilişkili bir tekniktir. İki teknik arasındaki temel fark, SFBC'de kodlamanın, STBC için olduğu gibi anten ve zaman alanlarından ziyade anten ve frekans alanlarında yapılmasıdır.

Verici çeşitlemenin blok diyagramı Şekil 1.7'de verilmiştir [10]. Verici çeşitleme veri hızında herhangi bir artışa yardımcı olmaz; yalnızca kanal sönümlemesinin etkilerini

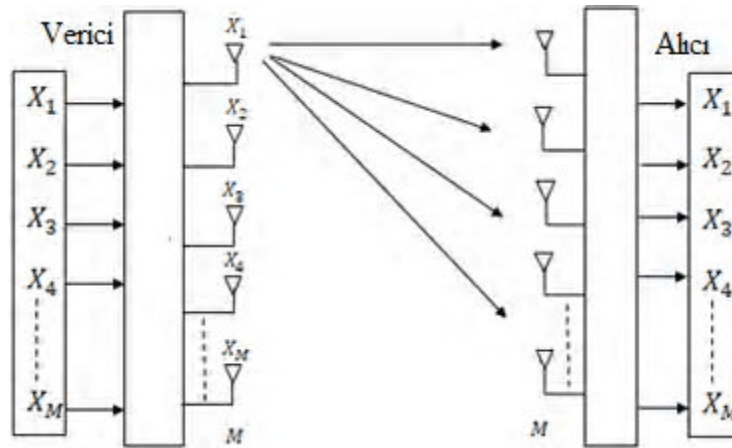
azaltmaya katkıda bulunur ve bağlantı kalitesini artırır. Diğer MIMO modları özellikle uzaysal çoğullama artan veri hızına doğrudan katkıda bulunur.



Şekil 1.7. X verisinin M kopyasını bağımsız kanallardan göndererek uzaysal çoğullama sağlayan MIMO sistemi

1.3.4. Uzaysal Çoğullama

Uzaysal çoğullama kablosuz haberleşmede veri hızlarını artırmak için kullanılan bir tekniktir. Bu veri artışı, verinin parçalara bölünmesi ve birden fazla bağımsız ve birbirine girişim oluşturmeyen kanaldan iletilmesiyle elde edilir. Şekil 1.8, MIMO sistemi ile elde edilen uzaysal çoğullamayı göstermektedir. Bir işaretin farklı kısımları farklı bağımsız sönümleme kanallarından iletildiğinde bir işaret uzaysal olarak çoğullanır. Dolayısıyla, bir kanal alt kanallardan birinde sönümlemeye maruz kalırsa, bilgilerin sadece küçük bir kısmı kaybolacaktır. Ayrıca ulaşılan iletim hızı, kullanılan bağımsız kanal sayısına eşit bir faktör ile artırılmış olacaktır [15].



Şekil 1.8. M parçaya bölünen veriyi bağımsız kanallardan göndererek uzaysal çoğullama sağlayan MIMO system şeması

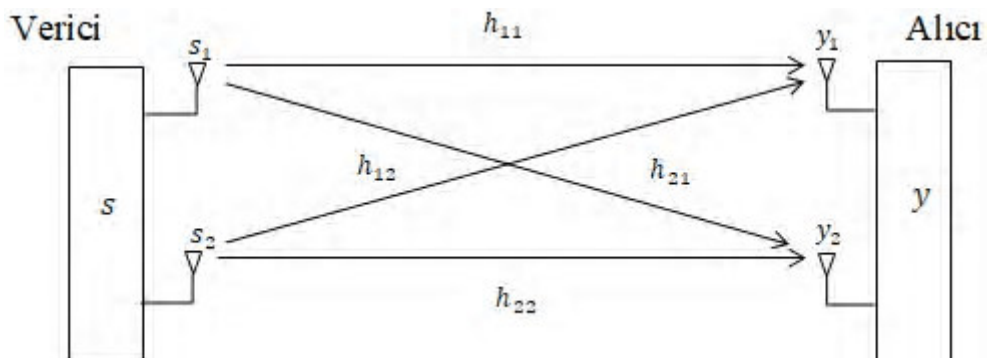
Aynı zamanda ve aynı alt taşıyıcı frekansında, farklı modüle edilmiş semboller farklı antenler üzerinden iletilir. Bu durum uzaysal çoğullamanın bant genişliği verimliliğini doğrudan artırabileceği ve yüksek bant genişliği kullanımı olan bir sisteme neden olabileceği anlamına gelir. Uzaysal çoğullamanın avantajları ancak farklı antenler üzerinden gönderilen işaretler arasında bir ilinti yoksa gerçekleştirilebilir. Bu, bir iletişim ortamının çok yollu sönümlene özelliğinin performansa gerçekten yardımcı olduğu yerdir. Çok yollu sönümlene, her alıcı antende alınan işaretlere farklı etkiler göstereceğinden dolayı, çok yollu bir sönümlene kanalı boyunca iletilen uzaysal çoğullama aslında performansı artıracaktır. 2×2 anten konfigürasyonu için uzaysal çoğullama Şekil 1.9'da gösterilmiştir. Her alt taşıyıcıda x_1 ve x_2 sembolleri iki verici anteni aracılığıyla iletilir. Aynı alt taşıyıcı y_1 ve y_2 'de alınan semboller, kanal matrisi H tarafından ağırlıklı x_1 ve x_2 'nin AWGN (Katkı Beyaz Gauss Gürültüsü) z_1 ve z_2 ilavesiyle doğrusal bir kombinasyonunun sonucu olarak düşünülebilir. Buna karşılık gelen MIMO denklemi aşağıdaki gibidir [10]:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

burada MIMO kanal matrisi H , verici anten i ve alıcı anten j 'nin herhangi bir kombinasyonu için her alt taşıyıcı H_{ij} 'deki kanal frekans tNOBFkilerini belirtir. Herhangi bir sayıda verici ve alıcı anteni için genelleştirilmiş bir matris notasyonunda, denklem aşağıdaki gibi olacaktır:

$$y = Hs + z \quad (1.6)$$

burada s verici tarafında iletilen işaretlerin M -boyutlu vektörünü belirtir: $S = [s_1, s_2, \dots, s_M]$ ve y ve z vektörleri, alınan işaretleri ve karşılık gelen gürültüyü gösteren N -boyutlu vektörlerdir: $y = [y_1, y_2, \dots, y_M]$; $z = [z_1, z_2, \dots, z_M]$.



Şekil 1.9. MIMO sistemin uzaysal çoğullama sağlaması

Tüm s vektörü bileşenleri bir kullanıcıya aitse, tek kullanıcının bilgi akışları farklı antenlerle çarpılır. Bu, Tek Kullanıcılı Çoklu Girişli Çoklu Çıkış (SU-MIMO) şeması olarak tanımlanır. Çeşitli kullanıcılardan gelen veri akışları farklı antenlere çoğullanırsa, ortaya çıkan sistem MU-MIMO şeması olarak adlandırılır. SU-MIMO sistemleri belirli bir kullanıcı için veri hızını önemli ölçüde artırır ve MU MIMO sistemleri bir hücrenin birden çok çağrışı destekleme kapasitesini artırır.

Bir uzaysal çoğullama sisteminin çalışması ile ilgili en temel sorulardan biri, karşılık gelen MIMO denkleminin çözülüp çözilemeyeceği ve benzersiz bir çözümü olup olmadığıdır. Bu soru, karşılık gelen MIMO kanal matrisinin tekilliği ve ters matrisinin elde edilip edilemeyeceği ile ilgilidir. Birçok alıcı antende alınan işaretler ilişkilendirildiğinde, H kanal matrisi doğrusal olarak bağımlı olan satırlara veya sütunlara sahip olabilir. Bu durumda, sonuçta elde edilen kanal matrisinin rankı matrisin boyutundan daha küçük olacak ve matrisin tersi alınamaz kabulü yapılacaktır. Bu nedenle, uzaysal çoğullama için rank tahmini, herhangi bir kanal koşulu altında uzaysal çoğullama işlemlerinin gerçekleştirilip gerçekleştirilemeyeceğini belirlediğinden, matris sıralamasının gerçek değeri, başarıyla çoğaltılabilen maksimum iletim anteni sayısını gösterecektir. LTE terminolojisinde rank, MIMO'nun uzaysal çoğullama modlarındaki katman sayısı olarak kabul edilmektedir.

Kapalı döngü MIMO işlemlerinde, kanal matrisinin rankı mobil kullanıcı tarafından hesaplanır ve yer-uydu hattı kontrol kanalları yoluyla baz istasyonuna iletilir. Kanalın tam bir rankdan daha azına sahip olduğu kabul edilirse, gelecek uydu-yer bağı iletimlerinde uzaysal çoğullamaya yalnızca azaltılmış sayıda bağımsız veri akışı katılabilir. Rank Adaptasyonu olarak bilinen bu özellik, uyarlanabilir MIMO şemalarının bir parçasıdır ve LTE standardının diğer adaptasyon özelliklerini tamamlar [10].

1.4. İşbirlikli Sistem

Kablosuz bir kanaldan bilgi aktarımı, bilgide değişiklik olasılığını da beraberinde getirdiği için hataların ortaya çıkmasına neden olabilmektedir. Bunun nedeni, işaretlerin kablosuz bir kanal üzerinden iletimde ciddi bir zayıflama yaşamasıdır. Hataların meydana gelmesi, kanal gürültüsü, sönmüleme ve yol kaybı ile doğru

orantılıdır. Bu hatalar, mobil kullanıcının hizmet kalitesini (QoS) etkileyecektir. Her kablosuz kanal, diğer kanallardan farklı, bağımsız bir sönümlene karakterine sahiptir. Bu hataları azaltmak için sönümlene etkisini azaltmak gerekmektedir. Bu sönümlene etkisi, aynı bilgilerin aktarımı için birden fazla bağımsız kanal kullanılarak en aza indirgenebilmektedir. Çeşitliliği içeren bu teknik, kanal kapasinde azalma pahasına çeşitlilik kazancı sağlayabilmektedir [16]. Bu teknik uzaysal çeşitliliği sağlamak için bir dizi verici anten kullanılarak bir başka deyişle MIMO sistem kullanılarak gerçekleştirilir [17].

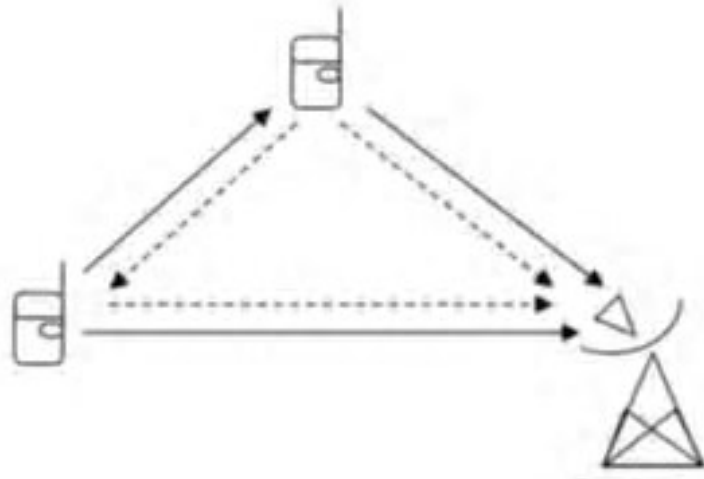
Bir MIMO sistemi, sistemin verici ve alıcı antenleri arasında oluşturulan çoklu bağımsız kanallar üzerinde bilgi fazlalığı sunar.

Her ne kadar baz istasyonundaki iletim çeşitliliği açıkça avantajlı olsa da mobil cihazlardaki anten sayısının fazlalığı pratikte mümkün değildir. Özellikle boyut, donanım veya maliyet pratik kısıtlamaları nedeniyle kablosuz mobil cihazların birden fazla anteni desteklemesi mümkün değildir. Bu sorunun çözümü, uzaysal çeşitliliği sağlamak için MIMO sistemindeki gibi bir dizi anten oluşturmak için mobil cihazlar arasındaki işbirliğini teşvik etmektir. Uzaysal çeşitlilik, aynı bilginin birçok kopyasının farklı kanallar üzerinden iletilmesiyle elde edilir. Bu antenler, işbirlikli kablosuz ağ oluşturmak amacıyla bir gönderici ve röle olarak kullanılır.

1.4.1. İşbirlikli Sisteme Giriş

İşbirlikli kablosuz iletişim, en az üç düğüme sahip bir Ad Hoc ağıdır. Bu kablosuz ağ uzaysal çeşitlilik sağlar. İşbirlikli kablosuz iletişim, kanal kod oranlarında ve iletim gücünde değiş tokuş sağlar [18]. Kod oranları için her kullanıcının spektral verimliliği artar çünkü; işbirliği çeşitliliği nedeniyle kanal kodu oranları artırılabilir. Her düğüm için temel iletim gücü, çeşitlilik nedeniyle azalacaktır. İşbirliğinin temeli, cNOBF telefonlarının gücü ve bant genişliği için belirli tahsis stratejilerinin sistem performansında önemli kazanımlara yol açmasıdır. İşbirlikli kaynak tahsisinde, her mobil cihaz birden fazla cNOBF telefonu için iletim yapar [18]. İşbirlikli iletişim ağının üç yöntemi vardır: Yükseltme ve İletme (AAF), Kod Çözme ve İletme (DAF) ve Kodlu İşbirliği (CC).

Tek antenli kullanıcı olarak bilinen, işbirlikli kablosuz iletişimdeki kablosuz düğümler MIMO sisteminin uzaysal çeşitlilik özelliği gibi avantajlarını da gerçekleyebilmektedir [14]. Enerji gibi sınırlı ağ kaynaklarından kablosuz iletişimde işbirliği kullanılarak tasarruf edilebilmektedir [19] [20]. Ayrıca fiziksel katmanda bit hata oranları veya kesinti olasılığı ile ölçülen hizmet kalitesini de (QoS) artırabilir. Bu, sistemde orijinal işaretin birden fazla kopyasından dolayı, tüm kopyaların derin sönümlenmeye maruz kalma olasılığı oldukça azalır [21]. Genel olarak, iş birlikli iletişim sistemi, her kablosuz kullanıcının veri göndermesi ve başka bir kullanıcı için iş birlikli bir düğüm görevi görmesi esasına dayanmaktadır [18]. Her bir kullanıcı Şekil 1.10'da gösterildiği gibi kendi bitlerini ve kanal bilgilerini iş birliği içerisinde olduğu ortağına iletir. Ancak, iş birlikli iletişim sistemi birden fazla senaryoya sahip olabilir.



Şekil 1.10. İki düğümlü işbirlikli ağ sistemi modeli

1.4.2. İşbirlikli İletim Yöntemleri

İş birlikli sistemdeki röle düğümü, 3 temel işbirliği yönteminden biri ile hedef düğümle iletişime geçer: Yükseltme ve İletme (AF), Kod Çözme ve İletme (DF) ve Kodlu İşbirliği (CC) yöntemi. AF işbirliği yönteminde, ortak (röle düğümü), maksimum iletim gücü kısıtlamasına bağlı olarak alınan işareti güçlendirir ve yeniden iletir [22]. DF modu kullanılırsa, kaynak düğümünden alınan işaret demodüle edilir ve yeniden iletimden önce kodu çözülür. Son olarak CC çalışma modu kullanılıyorsa, röle ortakların işaretini deşifre eder ve hedef düğüme iletmeyen önce kodlar. Aşağıda, iş birlikli sistemler için kullanılan iletim yöntemleri ve bu geçiş modlarının prensipleri kısaca incelenmiştir.

1.4.2.1. Yükseltme ve İletme (AF)

Kablosuz işbirlikli iletişimin en basit şekli AF yöntemidir. Röle terminalinde sınırlı güç, sınırlı hesaplama süresi veya zaman gecikmesi olduğunda kullanılır. Laneman ve Wornell AF bu yöntemi literatüre kazandırmış ve analiz etmiştir [23]. Yöntem basit bir konsepte dayanmaktadır. Bu yöntemde her röle düğümü tarafından alınan işaret gürültülü zayıflamacı bir işarettir. Bu nedenle, orijinal işaretin gürültülü kopyasının, röle düğümü veya ortağı tarafından tekrar iletebilmesi için yükseltilmesi gerekir. Bunu durumda, işarettaki gürültü de güçlendirilir. Hedef düğümde, kullanıcı ve röle düğümü tarafından gönderilen bilgiler.

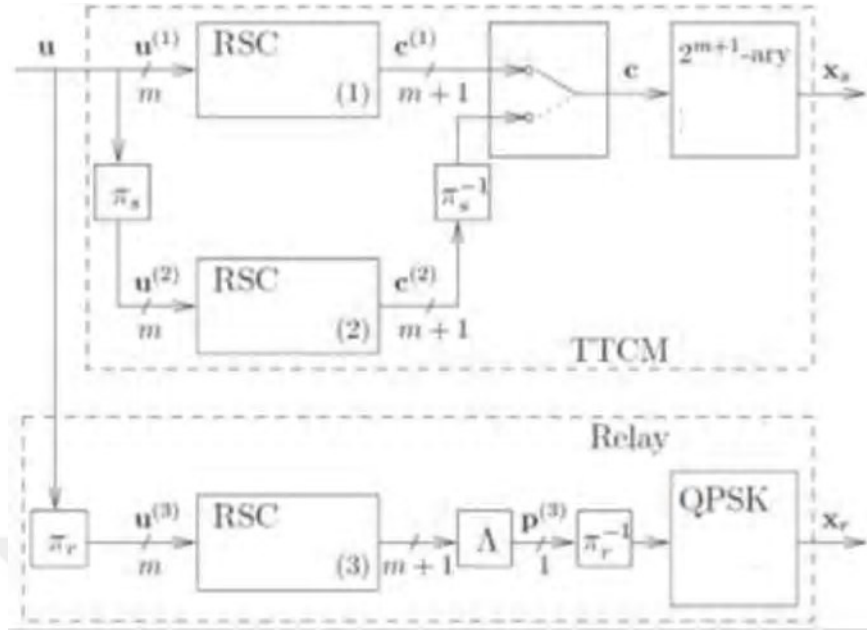
Ayrıca, hedef iletilen bilgiler hakkında nihai kararı verecektir. AF yöntemi işarettaki gürültüyü artırsa da, hedef tarafından gönderilen bilginin algılanması konusunda daha iyi bir karar verilir. Bunun nedeni, iki bağımsız kanal sonumlemesi arasında iletilen aynı bilginin iki versiyonunu almasıdır. Bu modda, ikinci çeşitlilik derecesi elde etmek için iki düğüm kullanılır. Laneman ve Wornell'in tarafından, SNR yüksek olduğunda bu yöntemde en iyi sonucun elde edilebileceği gösterilmiştir [23]. Hedef düğümün optimum kod çözme uyguladığı tahmin edildiğinden, kullanıcılararası kanal özelliğinin kullanılması önerilmektedir. Karakteristik katsayıdaki bu kazanç, rölenin işareti yükseltmek için kullanıldığının göstergesi olarak çok faydalıdır. İletimden önce, bu kazanç her işaret bloğu için hesaplanmalıdır. A. Meier ve J. Thompson, AF yöntemiyle ikinci seviye çeşitliliği kullanmışlardır. Ayrıca, rölenin konumuna bağlı olarak performans üzerindeki etkiyi göstermek için AF yönteminde röle düğümünün çeşitli mesafelerini analiz etmişlerdir [24]. Krikidis, parazit sınırlı ağlarda iş birlikli bir AF yöntemini önermiştir [25].

1.4.2.2. Kod Çözme ve İletme (DF)

Bu yöntemde işbirliği yapılan ortak, kullanıcının bilgisinin kodunu çözer ve daha sonra kodu çözülen bilgiyi hedefe yeniden iletir [26]. Bu nedenle, gönderilen işarettde yükseltilmiş gürültü bulunmaz. Birbiriyle ortaklık yapan en az iki kullanıcı vardır. Her kullanıcının ikinci (çeşitlilik) bir veri yolu sağlayan bir ortağı vardır. DAF işbirlikli iletim yöntemini kullanan bir rölede en çok tercih edilen yöntemdir. Ancak bu yöntem rölenin orijinal mesajı tamamen çözmesi şartıyla anlamlı olabilir. Sendonaris'in [27] [28] 'daki çalışması, DAF işaretlemesini iki kullanıcıyla basit bir kod bölmeli çoklu

erişim (CDMA) sisteminde kullanmıştır. Birinci ve ikinci aralıkta, her kullanıcı kendi bitlerini iletir. Daha sonra her kullanıcı diğer kullanıcının ikinci bitini algılar. Üçüncü aralıkta, her iki kullanıcı da kendi ikinci biti ve ortağın ikinci biti olacak şekilde doğrusal bir kombinasyon iletir. Daha sonra her biri uygun yayma kodu ile çarpılır. Birinci, ikinci ve üçüncü aralıklar için iletim güçleri birbirinden farklı olabilir. Bu yöntem, göreceli iletim güçlerini yer-uydu hattı ve kullanıcı-arası kanalların koşullarına göre optimize ederek kanal koşullarına uyulanabilirlik sağlar.

Güçler, ortalama güç kısıtlamasını korumak için güç faktörleri aracılığıyla tahsis edilir. Bu, kullanıcılar arası kanalın uygun olmadığı durumlarda işbirliğinin azaltıldığı anlamına gelir. Kullanıcılar arası kanalın uygun olduğu durumlarda, işbirliği için daha fazla güç tahsis edilecektir. Dolayısıyla, bu yöntemde ortak tarafından başarısız tespit olasılığı vardır. Başka bir deyişle, işbirlikli kablosuz iletişim, varış yerindeki bilgilerin doğru olarak algılanmasına engelleyebilmektedir. Ayrıca bu teknik baz istasyonunda optimum kod çözme için kullanıcılar arası kanalın bozucu özellikleri hakkında bilgi gerektirmektedir. Laneman, melez DAF yöntemi önererek çalışmalarında hata yayılımından kaçınır [29]. [29] 'da, önerilen sistem SNR yüksek olduğunda DAF yöntemini kullanmaktadır. Bununla beraber, kullanıcılar SNR düşük olduğunda işbirliği yapmayan bir moda geri dönmektedir. [30] da işbirlikli kablosuz iletişim için Dağıtılmış Turbo Kafes Kodlu Modülasyon (DTTCM) şeması önerilmiş ve iki kullanıcılı PSK modülasyon sisteminde DAF işaretlemesi kullanılmıştır. Bu şema, ikilik tabanda olmayan Dış Bilgi Transferi (EXIT) grafikleri yardımıyla kod çözme yakınsamasına dayanarak tasarlanmıştır. Soon Xin Ng ve arkadaşlarının çalışmaları, kaynak düğümde 8PSK destekli iki bileşenli bir TTCM kodlayıcı olduğudur. Röle düğümündeyken QPSK destekli bir RSC kodlayıcıda röle, TTCM kod çözme işlemini gerçekleştirir ve rölenin Şekil 1.11'de gösterildiği gibi doğru kod çözüp çözemeyeceğine bakılmaksızın, Özyinelemeli Sistemlik Konvolüsyon (RSC) kodu kullanarak bilgi bitlerini yeniden kodlamaktadır. Ayrıca, röle için BPSK modülasyonu kullanırlar. Ancak QPSK modülasyonunun hedef düğümde hala iyi bir kod çözme performansı sağlayabildiğini göstermişlerdir. BPSK modülasyonu kullanılırken röledeki iletim süresini bunun yarısına düşürürken, hem uzun dönemli yol kaybını hem de kısa dönemli ilintisiz Rayleigh sönümlemesini kullanmışlardır.



Şekil 1.11. Üç bileşenli paralel birleştirilmiş TTCM kodlayıcının şeması [30].

1.4.2.3. Kodlamalı İşbirliği (CC)

Hunter ve Nosratinia CC olarak bilinen bir işbirliği yöntemi sunmuşlardır [31]. Doğrudan bir röle (AF) veya tekrarlama (DF) yerine CC yöntemi, işaret rölesini kanal kodlamasına entegre eder. Bu yöntemde, her kullanıcı aynı bilgi için iki bağımsız sönmüleme kanalı yoluyla farklı kod sözcüğü bölümlerini iletir. Bu yöntemin temel amacı, her kullanıcı tarafından artan yedek bilgileri ortağına iletmektir. Bu mümkün değilse, kullanıcılar işbirlikçi olmayan moda geri döner. [32] 'te her kullanıcı kendi bilgisini iki bloğa böler ve bu blokları döngüsel artıklık kontrolü (CRC) kodu ile donatır. Bilginin bölünmesinden ve CRC ile sıkıştırılmasından sonra, farklı kodlar tarafından bir kod kelimesine (C1; C2) kodlanacaktır. İlk kod (C1), kaynakta N1 bit kod kelimesiyle, ikinci kod (C2) rölede N2 bit kod kelimesi ile kullanılır. Her kullanıcı kendi bilgi iletim periyodunu sırasıyla N1 ve N2 bit aralıklarının iki zaman dilimine böler. İlk zaman diliminde, her kullanıcı (kaynak) N1 bit kodundan oluşan kendi kod sözcüğünü iletir. Aynı zamanda her bir düğüm, kendi ortağının mesaj kodunu çözmeye çalışır. Ortağın mesajının kodu CRC kullanılarak çözülürse, kullanıcı ortağının bilgilerini N2 bit kodu (C2) ile kodlar ve ikinci düğüme iletir. Ancak bu girişim başarısız olursa, kullanıcı N1 bit kodunu (C2) içeren kendi bilgilerini yeniden iletir.

1.5. Çok Kullanıcılı MIMO (MU-MIMO)

MU-MIMO senaryolarında, aynı anda aynı hücrelerdeki veya frekans bandındaki çok sayıda mobil istasyon aynı baz istasyonunu paylaşır ve iletişim kurmaya çalışır. Bu durumda, birçok ortak kanal meydana gelir. Kaynakların MU-MIMO sistemlerinde yeniden kullanılmasının dolayısı, sistem çok kullanıcı girişi maruz kalır. 2004 yılında, Spencer çok kullanıcı MIMO sistemini tanımlamıştır [33]. MU-MIMO iletişimindeki temel zorluk, vericinin tüm anten elemanlarından gelen iletimleri koordine etme kabiliyetine sahip olmasına rağmen mobil kullanıcıların birbirleriyle koordinasyon sağlayamamalarıdır [34]. Bu nedenle, çok kullanıcı girişi önleme işlemi genellikle BS tarafında yapılmaktadır.

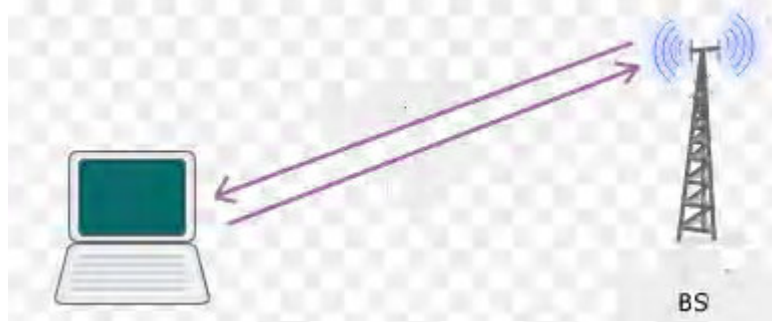
MU-MIMO sisteminde, iletişim sınırlı frekans ve zaman kullanılarak sağlanmalıdır. Bunu yapmak için bir çoklu erişim tekniği kullanılması gerekmektedir. Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA) [35], Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA) [36], Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) [37] en temel çoklu erişim teknikleridir. Günümüzde oldukça popüler olan Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim de (OFDMA) [38] bunlara eklenebilir.

Mobil iletişim sisteminde, sınırlı frekans ve zaman birden fazla kullanıcı arasında kullanılmak üzere bölünmüştür ve mobil iletişim sisteminin kapasitesi, verilen frekans ve zamana bağlı olarak sınırlıdır [39]. Gelecekte mobil istasyon sayısı arttıkça ve ilgili mobil istasyonlarda gerekli olan veri miktarı arttıkça mobil iletişim sisteminde gereken kapasitenin artması beklenmektedir. Bununla birlikte, ilgili sistemlerin kullanabileceği frekans / zaman kaynakları sınırlı olduğundan, sistemin kapasitesini arttırmak için frekans / zaman kaynaklarından başka kaynaklar kullanan teknik bir gelişmeye ihtiyaç vardır [40].

Bu sorunu çözmek için sabit baz istasyonunda doğrusal ön kodlama ve alıcı tarafında kod çözme yaklaşımlarına ihtiyaç vardır [41]. Mobil istasyonlarda meydana gelen ortak kanal girişimini azaltmak için hüzmeye şekillendirme vektörleri vasıtasıyla birkaç mobil istasyona bilgi gönderebilen bir verici tasarımı oluşturulmalıdır. Özellikle, MU-MIMO sistemlerine LTE Advanced için kablosuz iletişim sistemlerine en verimli uygulamayı vaat eden geleceğin teknolojisi olarak oldukça önem verilmektedir [42].

Şekil 1.12'de gösterildiği gibi iki tür iletişim vardır [44, 43]:

- Uydu-Yer Hattı (Downlink)
- Yer-Uydu Hattı (Uplink)



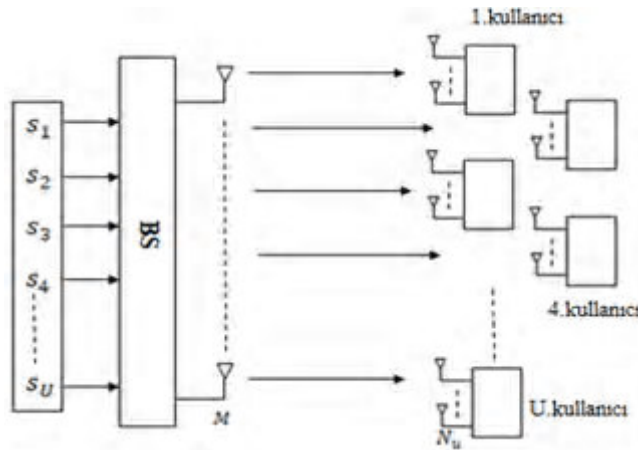
Şekil 1.12. Kablosuz haberleşme tipleri

1.5.1. Uydu-Yer Hattı (Downlink)

BS'den mobil kullanıcıya giden iletişim yaygın olarak uydu-yer hattı olarak bilinir. Downlink iletim kanalı, literatürde yayın kanalı olarak da bilinir. Bu modda her kullanıcının Şekil 1.13'te gösterildiği gibi yayın aşamasında bağımsız işaret vektörleri aldığı varsayılır [44].

1.5.2. Yer-Uydu Hattı (Uplink)

Bir mobil kullanıcı veya mobil istasyondan (MS) BS'ye iletişim yaygın olarak uplink olarak bilinir. Yer-uydu hattı iletim kanalı, literatürde çoklu-erişim kanalı olarak da bilinir. Bu modda K adet kullanıcının baz istasyonuna işaret gönderdiği varsalır [44].



Şekil 1.13. Çok kullanıcılı MIMO sistemi

1.5.3. Çok Kullanıcı MIMO Sisteminin Matematiksel Modeli

M adet antene sahip baz istasyonu ile haberleşen coğrafi olarak seyrek dağılmış U adet mobil istasyondan oluşan MU-MIMO yayın kanalı ortamını düşünelim. Her kullanıcı bağımsızdır ve u . kullanıcısının N_u antenlerini kullanır.

Bu kullanıcılar, Şekil 1.14'te gösterildiği gibi kendi işaretlerini alacaktır.

Toplam kullanıcı anten sayısını $N_T = \sum_{u=1}^U N_u$ olarak tanımlayabiliriz. Bağımsız düz sönümleme kanallarına sahip tipik bir kablosuz iletişim ağı için, $N_T \geq M$ olduğunu kabul ederiz.

Diyelim ki, u . için amaçlanan mesaj işareti s_u olsun. Bu nedenle, U kullanıcılarına iletilen simge vektörü aşağıdaki gibi olacaktır.

$$S = [s_1, s_2, \dots, s_U]^T \quad (1.8)$$

Şekil 1.15 yayın kanalı (BC) olarak bilinen uydu-yer hattı kanalını göstermektedir. Burada $s \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ BS'den iletilen işareti ve $y_u \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ u . kullanıcısında alınan işareti temsil etmektedir.

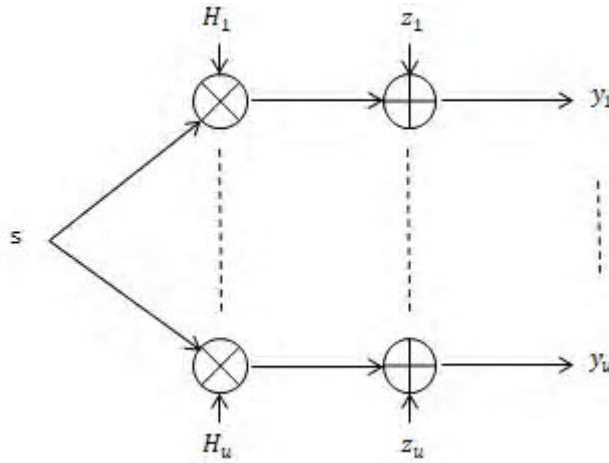
Ayrıca, $H_u \in \mathbb{C}^{M \times N_u}$ BS ile u . kullanıcısı arasındaki kanal kazancını temsil eder. Bu nedenle, u . kullanıcısından alınan işaret şu şekilde ifade edilir:

$$y_u = H_u s_u + z_u \quad (1.9)$$

Burada $z_u \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$, u . kullanıcısında toplanan beyaz Gauss gürültüsüdür.

Tüm kullanıcı işaretlerini tek bir vektörle temsil eden genel sistem aşağıdaki şekilde ifade edilebilir[3]:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 \\ \vdots \\ H_u \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_u \end{bmatrix} \quad (1.10)$$



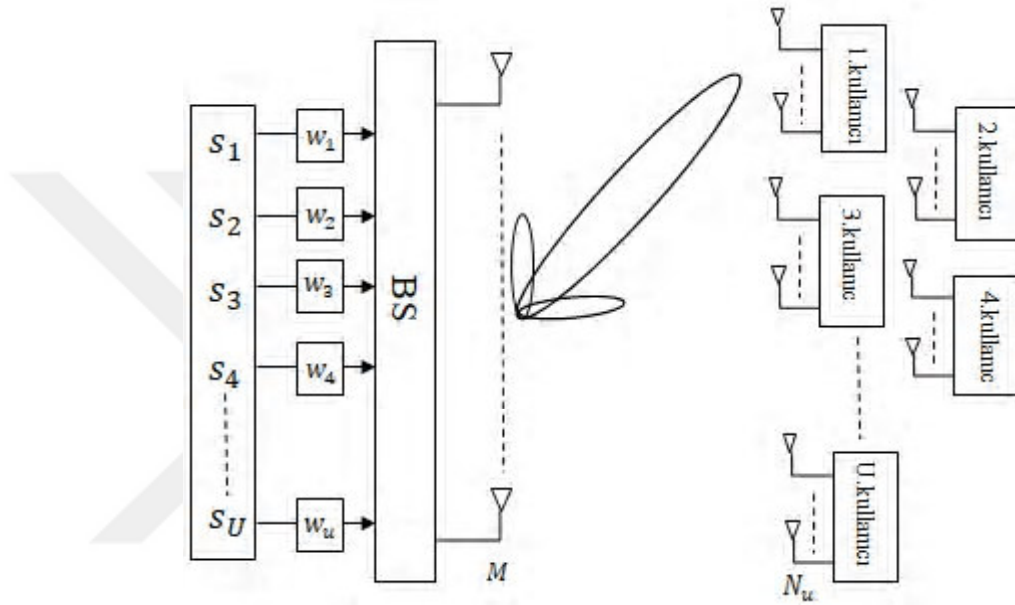
Şekil 1.14. Çok kullanıcılı MIMO iletişim sistemleri için uydu-yer hattı kanal modeli

1.5.4. Hüzme Şekillendirme

5G kablosuz haberleşme genellikle sistem kapasitesini artırmak, kullanıcı alımını iyileştirmek ve girişimi azaltmak için modern teknolojilerle donatılmıştır. Bu tekniklerden biri hüzme şekillendirmedir. Ancak hüzme şekillendirme tam olarak nedir, nasıl çalışır ve gerçekten yararlı mıdır?

Basitleştirilmiş terimlerle ifade edecek olursak hüzme şekillendirme, bir işaretin belirli bir yöne odaklanmasıyla ilgili olan SDMA [45]. Başka bir deyişle, hüzme şekillendirme, doğrusal ön kodlama, yani M antenlerinin her birinde uzayda ayrılmış M veri akışını çoğaltmak için kullanılır. Geleneksel kablosuz sistemde, BS bir kablosuz işaret yayınladığında, verileri her yöne yayınlar. Hüzme şekillendirme teknolojisi ile BS, kullanıcının (Şekil 1.16) (dizüstü bilgisayar, akıllı telefon, tablet veya başka bir kullanıcı) nerede bulunduğunu belirler ve bu belirli yönde daha güçlü bir işaret yansıtır. Hüzme oluşturma, her kullanıcı için daha uzun menzile sahip daha hızlı ve daha güçlü bir kablosuz işaret vaat eder. BS, kablosuz verileri bir kullanıcıya her yöne aktarmak yerine, yalnızca bu bilgiyi kullanıcının yönüne en uygun yöntemle aktarmaya çalışır [46]. Hüzme şekillendirmede, toplam anten kazancını mobil terminal yönünde en üst düzeye çıkarmak için genel anten yayılım modelini (veya hüzme) şekillendirmek için çoklu iletim antenleri kullanılabilir. Hüzme şekillendirme tekniklerinin kullanımı, alıcıdaki işaret gücünde, verici anten sayısı ile orantılı bir artışa yol açabilir. Tipik olarak, hüzme şekillendirme, en az sekiz anten elemanından oluşan bir anten dizisinin kullanımına dayanır [47]. Hüzme şekillendirmede anten dizisinin farklı elemanlarına

farklı kompleks değerli kazançlar (ağırlık olarak da bilinir) uygulanır. Daha sonra Şekil 1.15'de gösterildiği gibi farklı antenler üzerindeki işaretlere farklı faz kaymaları uygulanarak hüzmeler farklı yönlere yönlendirilebilir [46]. Çok kullanıcılı MIMO sistemleri için Uydu-Yer Hattı kanalındaki veri iletimindeki temel zorluk, alıcı taraftaki koordineli işaret algılamanın kolay olmaması ve dolayısıyla BS'de girişim önleme işleminin gerekmesidir [3].



Şekil 1.15. MIMO sisteminde hüzmeye şekillendirme tekniği

1.5.5. Hüzmeye Şekillendirmenin Tarihsel Geçmişi

Widrow 1967'de [48], istenen dizi işleme geliştirmesini elde etmek için potansiyel olarak daha basit bir şema sunmuşlardır. Bu çalışmada kullanılan performans kriteri MMSE (Minimum Mean Square Error, Minimum Ortalama Kare Hatası). [49]'de, bir algılayıcı dizisinin istenen bir değere cevap verecek şekilde ayarlanması için basit bir algoritma Frost tarafından tarif edilmiştir. Bu algoritma, hüzmeye biçiminin çıkış gücünü görünüş yönünde bir kısıtlama altında minimuma indirmek için geniş bantlı bir algılayıcı dizisinin ağırlıklarını tekrar tekrar uyarlamaktadır. 1982'de [50] Griffiths, bir algılayıcı dizisinin çıkışlarını birleştirmek için kullanılabilen basit bir zamanla değişen hüzmeye şekillendiriciyi önermiştir. Hüzmeye şekillendirme radyo dalgalarının yanı sıra ses dalgalarında da kullanılmaktadır [51]. Yirminci yüzyılın 1990'larında, akustik hüzmeye şekillendirmesinin kullanılması nedeniyle, öncü araştırmaların birçoğu yürütüldükten sonra iletilen kelime hata oranında önemli bir iyileşme gözlenmiştir [52]-[54]. İsmail

trafik varlığında çok yönlü BS ve hüzme biçimlendirmeli sektörel antenlerin performansını karşılaştırmışlardır [55]. 2001 yılında [56] Bengtsson her kullanıcı için bir işaret-girişim artı gürültü oranını (SINR) kısıtlaması verildiğinde iletilen güç sorununu en aza indirmeye yönelik genel bir bakış saçı getirmişlerdir. Peel tarafından [57] 'da tek antenli MU-MIMO kanalları için doğrusal hüzme şekillendirme kodlama yöntemi olarak düzenli kanal inversiyonu (RCI) önerilmiştir. Spencer tarafından [58]'da yapılan çalışma, çok kullanıcı MIMO uydu yer bağlantısına bir giriş niteliğindedir. Aynı çalışmada, ortak kanal girişimi sorununu çözmek için Spencer iki öneri getirmiştir. Birinci öneri, BS'de çeşitli tiplerde doğrusal hüzme şekillendirme ön kodlama kullanmaktadır. Bu tipte, tek antenli alıcı için kanal çevirmeyi ve düzenli kanal çevirmeyi önermektedir. İkinci önerme, 1983 yılında Costa tarafından tanıtılan doğrusal olmayan kirli kağıt kodlama yöntemini kullanmaktadır [59]. SLR altında yatan temel fikir, Tarighat'ın çığır açan çalışması tarafından ortaya konulmuştur [60]. Hem tek hem de çoklu akış durumları için MIMO uydu-yer hattı kanalı için Alamouti kodlaması kullanan SLNR (Signal to Leakage and Noise, İşaret / Kaçak ve Gürültü Oranını) tabanlı sistem geliştirmiş ve MIMO uydu-yer hattı için genişletilmiştir. 2008 yılında Lee, tek antenli kullanıcıların bulunduğu olan MU-MIMO kanalları için önerilen RCI teknolojisini, çok antenli kullanıcılara sahip MU-MIMO kanallarına başarıyla genişletmiştir [61]. Bu çalışmada sunulan Benzetim sonuçları, RCI teknolojisinin sırasıyla [62, 63]'de Nu-SVD (Nullspace-directed Singular Value Decomposition, Önerilen Boş Uzay Tekil Değer Ayrışmasından) daha iyi TMMSE (Minimum Total Mean Squared Error, Minimum Toplam Ortalama Kare Hatasına) ve daha iyi toplam hız performansına sahip olduğunu göstermiştir. [64]'daki Venkateswaran'ın çalışması, faz kayması ağları ile MIMO iletişimde analog hüzme şekillendirmesini kullanmıştır. Ek olarak, MU-MIMO uydu-yer bağı kanallarında OCI (Other Cell Interference, Diğer Hücre Parazitli) çok kullanıcı hüzme oluşturma şeması için araştırma yayını Ji-Hoon tarafından [65]'de yayınlandı. Önerilen şema, SLNR en üst düzeye çıkarmak ve güç tahsisi için OCI'yi beyazlatmaktan oluşmaktadır. Saito tarafından [66]'de önerilen yöntemde, 5G hedeflerini gerçekleştirmek için gelecek vaat eden NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access, Dikey Olmayan Çoklu Erişim) önerilmiştir. Bu çalışmada Saito MU-MIMO uydu-yer hattı kanalı için birden fazla kullanıcının verici tarafındaki güç alanında çoğullandığı ve alıcı tarafındaki çok kullanıcı işaret ayrımının SIC (Successive Interference Cancellation, Ardışık Girişim İptali) temelinde

gerçekleştirildiği NOMA sistemi önemişlerdir. 2014 yılında Kimoto [67], BD (block diagonalization, Blok Köşegenleştirme) algoritması için kullanıcı terminalinde FFT (Fast Fourier Transform, Hızlı Fourier Dönüşümü) tabanlı dikey hüzme seçim yöntemini önerdi. Araştırmacılar daha sonra dikkatlerini [68] 'de tartışılmış ve temel ilkeler, temel özellikler, alıcı karmaşıklığı vb. Zhang [69] 'de, iletim hüzmesi oluşturan vektörlerin tasarlanması için zayıf kanallara sahip kullanıcıların diğer kullanıcılardan daha düşük parazitlere maruz kalacağı şekilde parazit dağılımını ayarlamaya dayanan alternatif bir yaklaşım önermişlerdir. [70]'de Song hüzme şekillendirmesinin her bir ağ geçidine dağıtıcı olarak uygulanmasını amaçlayan dağıtılmış doğrusal olmayan ön kodlama tabanlı hibrit uzay-yer hüzmeleme tekniği önerdi. Son zamanlarda Kwon [71] 'de iki kullanıcı MISO girişim kanallarında makine öğrenimine dayalı hüzme şekillendirme tasarımını araştırmıştır. Bu çalışmada her kullanıcı, MRT (Maximum Ratio Transmission, Maksimum Oran İletim) hüzmeleme ve ZF (zero-forcing, sıfır zorlama) hüzmeleme şeması arasından birini seçmektedir. Tablo 1.1'de yukarıda sözü edilen kablosuz haberleşmede kullanılan hüzme şekillendirme ile ilgili çalışmalar özetlenmiştir.

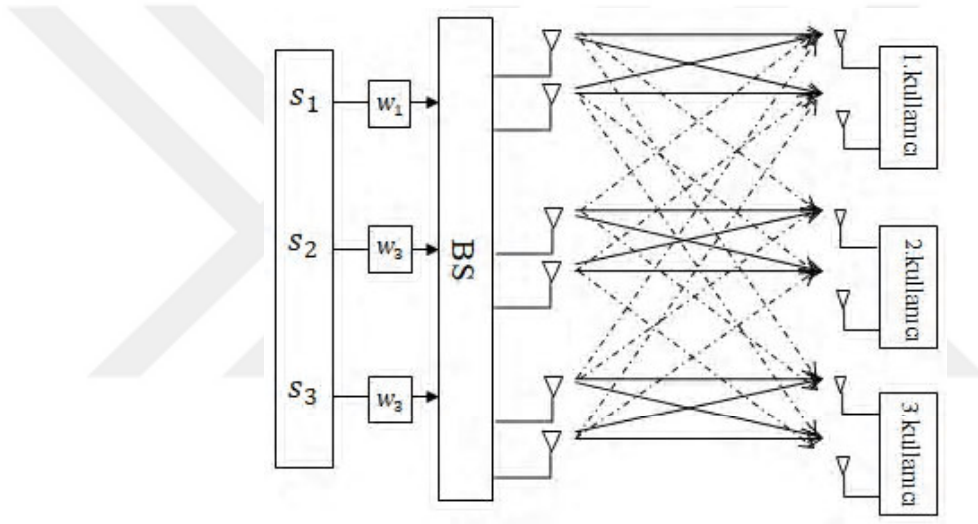
Tablo 1.1. Literatürdeki hüzme şekillendirme çalışmaları

Yıl	Yazar	katkı
1967	Widrow et al.	İstenen diziyi geliştirmek için bir şema sundu [48].
1972	O.L. Frost	Bir sensör dizisini ayarlamak için bir algoritma açıklanmıştır [49].
1982	Griffiths et al.	Açıklanan zamanla değişen ışın şekillendirici [50].
1983	Costa	Kirli bir kağıt kodlama yöntemi getirildi [59].
1990	Compernelle et al.	Kullanılan akustik ışın şekillendirme [53].
1999	Ismail et al.	Çok yönlü BS ile ışın oluşturma BS arasında karşılaştırılmıştır [55].
2003	Peel et al.	Doğrusal ön kodlama olarak önerilen RCI [57].
2004	Spencer et al.	MU-MIMO uydu-yer hattı için bir giriş sundu [58].
2007	Tarighat et al.	Çok akışlı durumlar için SLNR tabanlı ışın şekillendirme ve Alamouti kodlaması kullanıldı [60].
2008	Lee et al.	Birden fazla anten kullanıcısı olan MU-MIMO için RCI önerilir [61].
2010	Venkateswaran et al.	Faz kaydırma ağları ile önerilen analog ışın şekillendirme [64].
2011	Lee et al.	OCI için sunulan SLNR tabanlı ışın şekillendirme [65].
2013	Saito et al.	Güç etki alanında bir NOMA önerildi [66].
2014	Kimoto et al.	BD algoritması için önerilen FFT [67].
2015	Dai et al.	Birkaç ana NOMA şemasını tartıştı ve karşılaştırdı [68].

2016	Zhang et al.	Kiriş şekillendirme tasarımı için alternatif bir yaklaşım önerdi [69].
2018	Song et al.	Önerilen hibrit uzay-zemin hüzmleme tekniği [70].
2019	Kwon et al.	Makine öğrenimi tabanlı ışın şekillendirme tasarımını araştırın [71].

1.5.6. Hüzme Şekillendirme Ön Kodlama Yöntemleri

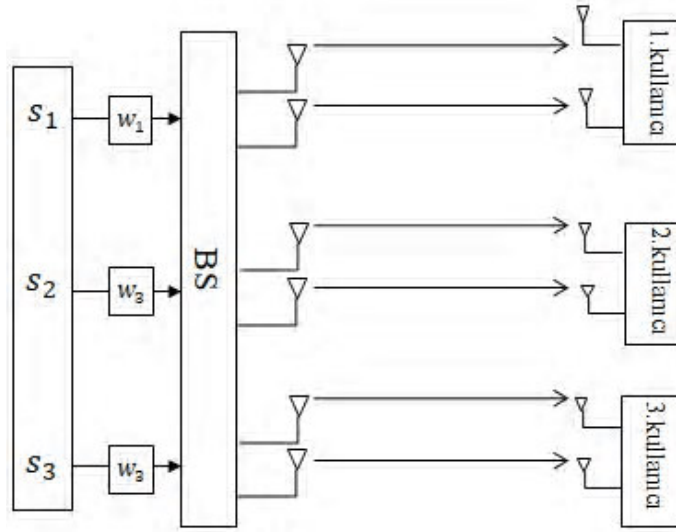
MU-MIMO sistemi için hüzme şekillendirme ön kodlama teknikleri kanal ters çevirme, blok köşegenleştirme ve işaret-kaçak oranıdır (Şekil 1.16'de görüldüğü gibi).



Şekil 1.16. MU-MIMO sistemin'de CCI

1.5.6.1. Kanal Ters çevirme (CI)

Bu bölümde, her biri tek bir antene sahip olan birden fazla kullanıcıyla ilgili CI yöntemini [72] inceleyeceğiz. CI yönteminde (Şekil 1.17'de görüldüğü gibi), hedef işaret dışındaki tüm işaretler girişim olarak kabul edilir ve alınan koddan ön kodlama ile iptal edilir.



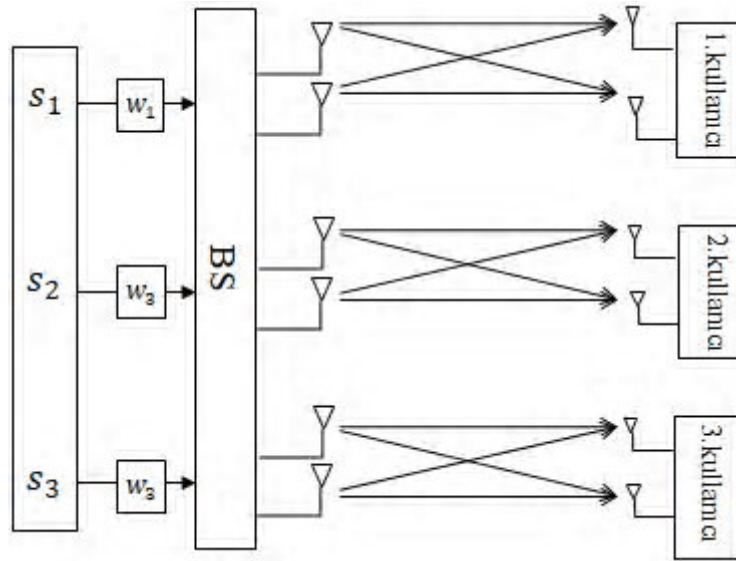
Şekil 1.17. CI ön kodlamalı MU-MIMO sistem şeması

Başka bir deyişle, kendi işaretindeki antenler arası girişim ve diğer kullanıcı girişimleri CI süreçlerinde iptal edilir veya hafifletilir ve gürültü iyileştirme hedef kullanıcının bakış açısından daha başarılı hale gelir. CI, yinelemesiz basit bir kavramdır ve yüksek veri hızı uygulamaları gibi veri aktarımının zamanla kritik olduğu durumlarda faydalı olabilir.

1.5.6.2. Blok Köşegenleştirme (BD)

Çok kullanıcılu MIMO sistemlerinde, anten dizisine sahip birçok kullanıcı aynı BS ile aynı frekans bantları üzerinden aynı anda iletişim kurmaya çalışır. BD yöntemi her kullanıcının birden fazla anteninin olduğu birden fazla kullanıcı için uyumludur. BD algoritması Spencer tarafından önerilmiştir [58]. Bu yönteminde ön kodlama işlemiyle, diğer kullanıcı işaretlerinden gelen girişim işareti iptal edilir. Bu nedenle MU-MIMO kanal modeli, Şekil 1.18'de görüldüğü gibi BD yöntemi [3] ile birden fazla bağımsız tek kullanıcılu MIMO kanal modeline dönüşmektedir.

BD şeması, iletim huzmesi oluşturma vektörlerinin karmaşık olmayan bir şekilde tasarlanması için kullanılabilir. Bu teknik, her bir mobil istasyon için bir ön kodlama matrisi elde etmek amacıyla önerilmiştir. Bu matris, diğer mobil istasyonların kanal matrislerinin uzay boşluğunda yatmaya zorlanır.



Şekil 1.18. BD ön kodlamalı MU-MIMO sistem şeması

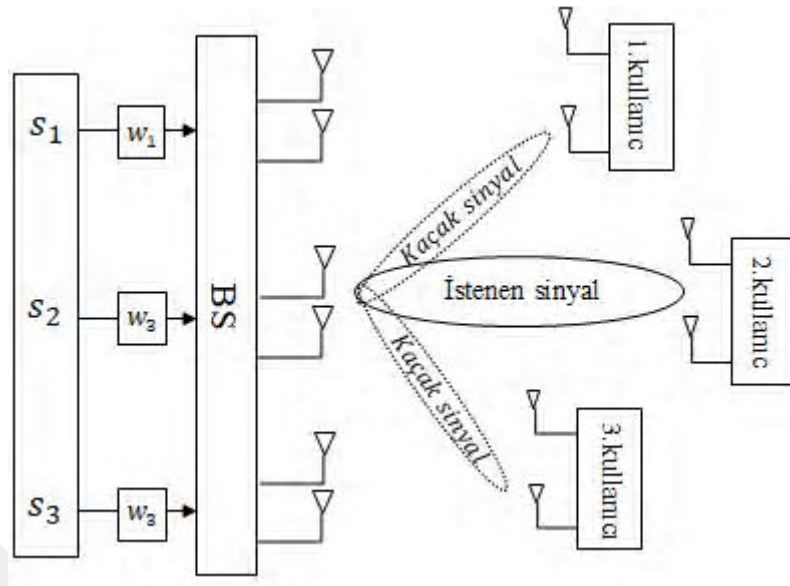
Bu durumda, hüzme şekillendirme tekniği her bir mobil istasyonun uzaysal bilgisine bağlı duruma gelir. Bununla beraber bu teknikte alınan işaret gücü azalacaktır [73].

1.5.6.3. İşaret-Kaçak Oranı (SLR)

SLR algoritması (Şekil 1.19) doğrusal ön kodlamalı bir hüzme şekillendirme tekniğidir. Orijinal SLR tabanlı ön kodlama şeması Tarighat tarafından önerilmiştir [74]. Bu algoritma, SLR maksimize etmeye dayanan bir hüzme oluşturma ön kodlama matrisi tasarlar.

Bu, mobil istasyondan alınan işaretlerin yararlı gücünü en üst düzeye çıkarırken, diğer tüm ortak kanal mobil istasyonlarında mobil istasyonun neden olduğu toplam girişim gücünü en aza indirmektedir.

BD şemasına kıyasla, SLR algoritması her mobil istasyon için istenen işaret gücünü en üst düzeye çıkarır fakat CCI'yi bastırmak için hiçbir işlem yapmaz.

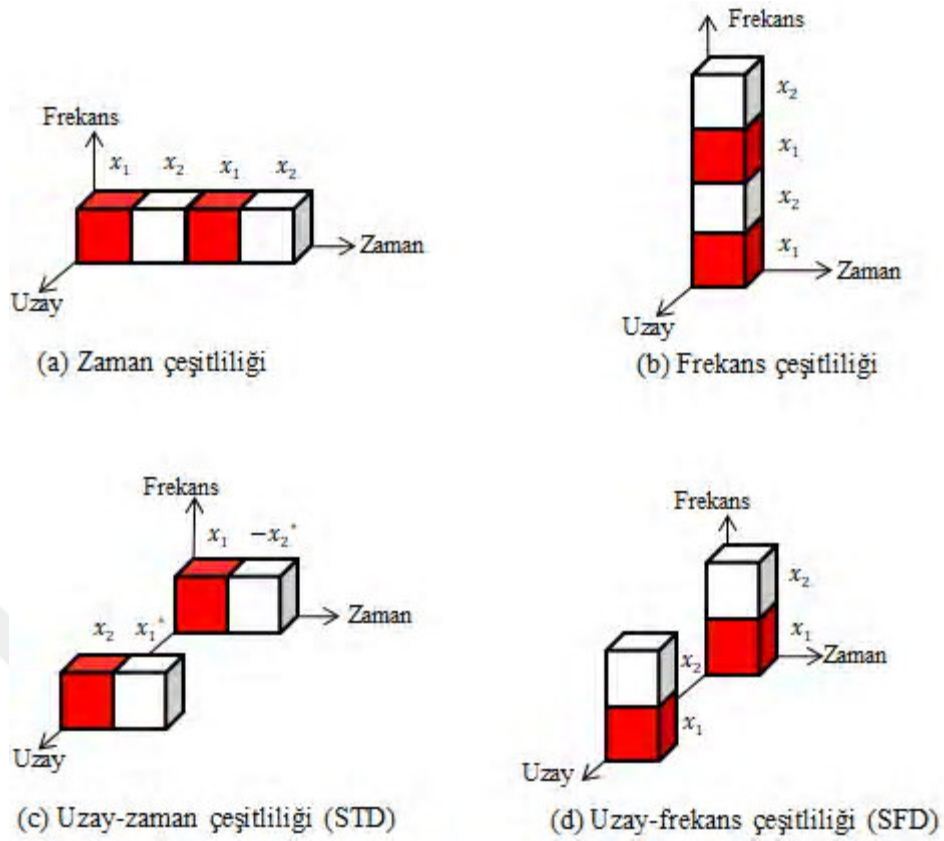


Şekil 1.19. SLR ön kodlamalı MU-MIMO sistem şeması

1.6. Anten çeşitliliği

Kararsız kablosuz sönümlenme kanallarından kaynaklanan hata performansını iyileştirmek için çeşitlilik teknikleri kullanılır [75, 76]. Anten çeşitliliği tekniklerinin temel amacı, önemli ölçüde sönümlenme olmaksızın dengesiz zamanla değişen kablosuz sönümlenme kanalından kararlı bir kanal elde etmektir. İletim çeşitliliği teknikleri, alıcının işlem karmaşıklığını azaltmada faydalı olduğundan, pratikte yaygın olarak benimsenmiştir. Ayrıca, sadece verici tarafında birden fazla anten gerektirir. Birçok farklı anten çeşitliliği tekniği arasında, bu bölüm anten çeşitliliği kazanımını elde etmek için kullanılan STC tekniklerine odaklanacaktır. Şekil 1.20 farklı çeşitlilik tekniklerini göstermektedir. Zaman çeşitliliğinde, çeşitlilik kazanımı elde etmek için aynı bilgi işareti farklı zaman dilimleri üzerinden iletilir. Frekans çeşitliliği ise aynı verilerin farklı spektral bantlarda iletildiği bir çeşitlilik yöntemidir.

Uzay çeşitliliği teknikleri ek kaynak gerektirmez. Şekil 1.20 (c), çoklu iletim antenleri kullanan uzay-zaman çeşitliliği (STD) kavramını göstermektedir ve STD Şekil 1.20 (a)'daki zaman çeşitliliğinin aksine ek zaman kaynağı gerektirmemektedir.



Şekil 1.20. Farklı çeşitlilik teknikleri

Benzer şekilde, Şekil 1.20 (d) 'de, çoklu iletim antenleri kullanan uzak-frekans çeşitliliği (SFD) kavramını görebiliriz. Ayrıca, SFD Şekil 1.20 (b) 'deki FD'ye göre ek frekans kaynağı gerektirmemektedir. Bu bölümde birçok farklı anten çeşitliliği tekniği arasından, anten çeşitliliği kazanımını elde etmek için kullanılan STC tekniklerine odaklanılacaktır.

1.6.1. Uzak Zaman Blok Kodu (STBC)

Çeşitlilik kazancı, verici tarafındaki uzak-zaman kodlaması (STC) ile de elde edilebilir. Bu teknik, kod çözme için alıcı tarafında basit bir doğrusal işlem gerektirir. Mobil birimlerde hesaplama karmaşıklığını daha da azaltmak için, alıcı tarafında CSI tahmini gerektirmeyen diferansiyel uzak-zaman kodları kullanılabilir [76]-[78].

Alıcıda CSI tahmini gerektirmeyen farklı bir uzak-zaman modülasyonu [79, 80] kullanmak Alamouti iletim şemasının uygulanmasına alternatif bir yaklaşımdır.

Uzay-zaman blok kodları MISO ve MIMO sistemleri için veri akışının birden fazla kopyasının verici tarafındaki bir dizi anten üzerinden aktarılmasını sağlamak için kullanılır.

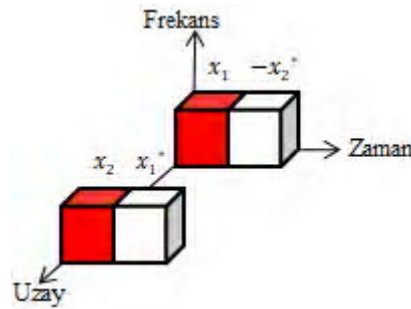
Bu teknik, sönümlenme ve termal gürültü gibi kanal sorunlarını telafi etmeye yardımcı olur. Bir uzay-zaman blok kod yöntemi ile gönderilecek veriler genellikle bir matriste düzenlenir. Her satır, belirli bir anten üzerinden bilgi iletimi için zaman aralıklarını temsil eder.

Her sütun, antenlerin belirli bir zaman dilimi üzerinden iletimini temsil eder. Uzay-zaman kodlamasında, alıcı, alınan işaretin tüm kopyalarını, her birinden mümkün olduğunca fazla bilgi elde etmek için en uygun şekilde birleştirir.

1.6.2. Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodu (Alamouti STBC)

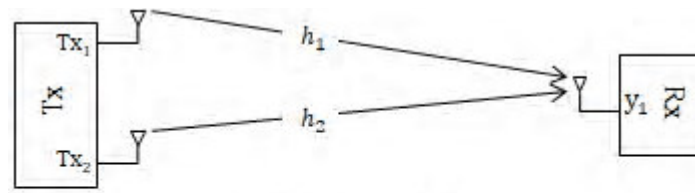
Alamouti şeması (Şekil 1.21) ilk ve en çok bilinen STBC olarak kabul edilir ve dikgen bir STBC olduğu görülür. Bu dikgenlik, hem alıcı hem de verici tarafında basit kod çözme ve kodlama işlemini sağlamaktadır.

Bu şema başlangıçta iki verici antenli olarak Alamouti tarafından tasarlanmış ve sunulmuştur [81].

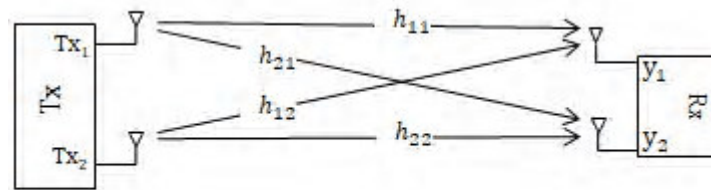


Şekil 1.21. Alamouti uzay-zaman blok kod şeması

Alamouti şeması, Şekil 1.22'de gösterildiği gibi 2×1 MISO modunda veya 2×2 MIMO modunda kullanılabilen karmaşık bir uzay-zaman çeşitliliği tekniğidir.



a) 2x1 Alamouti STBC



b) 2x2 Alamouti STBC

Şekil 1.22. MISO ve MIMO sistemleri için Alamouti şeması

Alamouti kodlama aşamasında, aşağıda özetlenen uzay-zaman kod sözcüğü matrisi ile tamamlanan iki ardışık sembol x_1 ve x_2 kodlanmaktadır [83].

$$X_{A \text{ 2.antenna}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Denklemleri (1.11) incelerken görülebileceği gibi, iki iletim anteninden Alamouti kodlu işaretin iki farklı sembol periyodu boyunca iletimi vardır. Ön sembol süresi boyunca, x_1 ve x_2 aynı anda iki verici antenden iletilir. İkinci periyot boyunca, ilk gönderme anteni $-x_2^*$ iletirken, ikinci gönderme anteni x_1^* iletir [81]. Şekil 1.23 (a) 'daki gibi MISO Alamouti'nin kodlanması aşağıdaki şekilde yapılırsa:

	2.Zaman dilimi	1.Zaman dilimi
Tx ₁	$-x_2^*$	x_1
Tx ₂	x_1^*	x_2

Alıcıya ulaşan vektörler:

1. Zaman dilimi

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \quad (1.12)$$

2. Zaman dilimi

$$y_2 = h_2 x_1^* - h_1 x_2^* + n_2 \quad (1.13)$$

burada h sönmleme kanalını, n AWGN'yi gösterir ve $(\cdot)^*$, $(\cdot)$ 'nin kompleks eşleniğini belirtir. Bu denklemler matris denklemi formunda aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Alamouti kodunu çözmek ve x_1, x_2 vektörlerinin gürültü versiyonlarını bulmak için maximum likelihood (ML) kod çözme yöntemi kullanılabilir.

$$\hat{x}_1 = \frac{h_1^*}{h_1^* h_1} y_1 + \frac{h_2}{h_2^* h_2} y_2^* \quad (1.15)$$

$$\hat{x}_2 = \frac{h_2^*}{h_2^* h_2} y_1 - \frac{h_1}{h_1^* h_1} y_2^* \quad (1.16)$$

Şekil 1.23 (b) 'deki gibi MIMO Alamouti'nin kodlanması aşağıdaki şekilde yapılırsa:

	2. Zaman dilimi	1. Zaman dilimi
Tx ₁	$-x_2^*$	x_1
Tx ₂	x_1^*	x_2

Alıcıya ulaşan vektörler:

1. Zaman dilimi (a)

$$y_{1a} = h_{11} x_1 + h_{12} x_2 + n_1 \quad (1.17)$$

$$y_{2a} = h_{21} x_1 + h_{22} x_2 + n_2 \quad (1.18)$$

Bu denklemleri matris formunda yazacak olursak :

$$\begin{bmatrix} y_{1a} \\ y_{2a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

2. Zaman dilimi (b)

$$y_{1b} = h_{12} x_1^* - h_{11} x_2^* + n_1 \quad (1.20)$$

$$y_{2b} = h_{22} x_1^* - h_{21} x_2^* + n_2 \quad (1.21)$$

Bu denklemleri matris formunda yazacak olursak:

$$\begin{bmatrix} y_{1b} \\ y_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_2^* \\ x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Alamouti kodunu çözmek ve x_1, x_2 vektörlerinin gürültü versiyonlarını bulmak için maximum likelihood (ML) kod çözme yöntemi kullanılabilir.

$$\hat{x}_1 = h_{11}^* y_{1a} + h_{21}^* y_{2a} + h_{12} y_{1b}^* + h_{22} y_{2b}^* \quad (1.23)$$

$$\hat{x}_2 = h_{12}^* y_{1a} + h_{22}^* y_{2a} - h_{11} y_{1b}^* - h_{21} y_{2b}^* \quad (1.24)$$

$$\hat{x}_1 = h_{11}^* (h_{11} x_1 + h_{12} x_2) + h_{21}^* (h_{21} x_1 + h_{22} x_2) + h_{12} (h_{12} h_{12} x_1^* - h_{11} x_2^*)^* + h_{22} (h_{22} x_1^* - h_{21} x_2^*)^* \quad (1.25)$$

$$\hat{x}_2 = h_{12}^* (h_{11} x_1 + h_{12} x_2) + h_{22}^* (h_{21} x_1 + h_{22} x_2) - h_{11} (h_{12} h_{12} x_1^* - h_{11} x_2^*)^* - h_{21} (h_{22} x_1^* - h_{21} x_2^*)^* \quad (1.26)$$

$$\hat{x}_1 = \frac{h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21} + h_{12}^* h_{12} + h_{22}^* h_{22}}{h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21} + h_{12}^* h_{12} + h_{22}^* h_{22}} x_1 + n_1 \quad (1.27)$$

$$\hat{x}_2 = \frac{h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21} + h_{12}^* h_{12} + h_{22}^* h_{22}}{h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21} + h_{12}^* h_{12} + h_{22}^* h_{22}} x_2 + n_2 \quad (1.28)$$

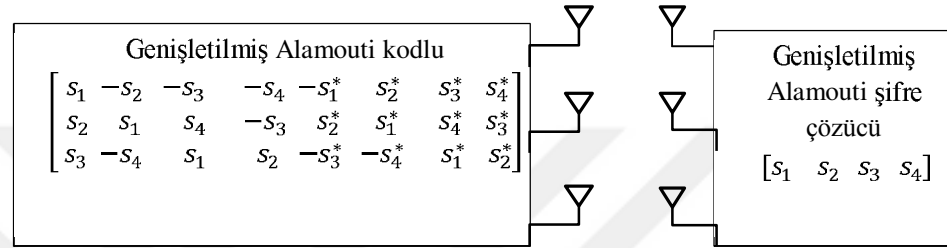
Bu yöntem ilk olarak Alamouti tarafından tasarlanmış ve sunulmuştur [81]. Mobil birimlerdeki hata performansı bozulma seviyelerini düşürmek ve buna bağlı olarak kablosuz bağlantılarda daha fazla iyileştirme elde etmek amacıyla Alamouti şeması, hüzmeye şekillendirme ön kodlaması ile birleştirilebilir [82]-[85].

1.6.3. Genişletilmiş Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodu

Diğer çalışmalarda da tartışıldığı gibi [86], Alamouti şeması 4x1 çeşitlilik düzeninin uzantısı ile elde edildiği görülen yapının temelini oluşturur. Bu durumda, 3x3 çeşitlilik

sırası göz önünde bulundurularak daha da genişletilir [3]. Buna göre, Şekil 1.24'te gösterilen blok diyagramı gösterimini dikkate almak gerekir, bu da 3 iletim anteni için genişletilmiş Alamouti kodunu gösterir ve s_1, s_2, s_3 ve s_4 olmak üzere dört sembol için sekiz farklı sembol dönemi boyunca 3 anten istihdam eder.

$$S_{A \text{ 3.anten}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (1.29)$$



Şekil 1.23. 3x3 Genişletilmiş Alamouti şeması

1.7. MU-MIMO Sistemi İçin Aşağı Hat İşaret Algılama

İşaret algılama teorisi (SDT), adından da anlaşılacağı gibi, gürültüye gömülü işaretleri en iyi şekilde algılamak için kullanılan matematiksel teoridir. Gürültü bilinen bir olasılık dağılımı ile rasgele bir değişken ise, o zaman işaret algılamada optimal bir yöntem belirlemek için bu bilgiden yararlanmak mümkündür. Askeri bir bağlamda geliştirilmiş, daha sonra işitsel ve görsel sensör çalışmalarına uygulanmıştır. Günümüzde bilişsel bilimler, tanısal tıp ve diğer birçok alanda kullanılmaktadır. SDT elektronik işaretleri rastgele girişim veya gürültü arka planına göre algılamak için en uygun gözlem ve karar süreçlerini belirlemektedir. Wesley W. Peterson ve Theodore G. Birdsall'un (Peterson ve ark. 1954) [87] çalışmalarında doruğa ulaşan mühendislik teorisi, Jerzy Neyman ve ES Pearson tarafından geliştirilenlerden başlayarak istatistiksel çıkarım teorileri için matematiksel gelişmelerin temellerini atmıştır. (1933) [88].

1.7.1. Sıfıra Zorlamalı (ZF) algılama

ZF, iletişim sistemlerinde kullanılan ve alıcıdaki işareti geri yüklemek için kanalın tersini alınan işarete uygulayan doğrusal bir işaret algılama yöntemidir [89]. Bu işaret algılama biçimi ilk olarak Robert Lucky tarafından önerilmiştir [90]. Hedef iletim anteninden istenen işaret haricinde, iletilen tüm işaretleri girişim olarak kabul eder. Bu

nedenle, diğer iletim antenlerinden gelen girişim işaretleri, hedef iletim anteninden istenen işaretin saptanması sırasında geçersiz kılınır. ZF adı, gürültüsüz bir durumda semboller arası girişimin (ISI) sıfıra indirilmesine karşılık gelir. Bu yöntem ISI'nın gürültüye kıyasla daha dikkate değer olduğu durumlarda yararlı olacaktır. ZF, aşağıdaki ağırlık matrisi [3] ile girişimi etkisiz kılar:

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (1.30)$$

burada $(.)^H$ Hermitian devrik işlemini tanımlamakta olup başka bir deyişle kanalın etkisini tersine çevirmektedir:

$$\hat{x} = W Y = x + (H^H H)^{-1} H^H z = x + \hat{z} \quad (1.31)$$

burada $\hat{z} = W z = (H^H H)^{-1} H^H z$ olup hata performansı $\hat{z}$ nin kuvvetiyle doğrudan ilintilidir.

1.7.2. Minimum Ortalama Karesel Hata (MMSE) algılama

1960'lı yılların başlarında, adaptif eşitleme üzerine yapılan araştırmaların çoğu, sıfır zorlamalı enine eşitleme yapısı üzerine odaklanırken [91], aynı dönemde doğrusal iletim filtrelerinin teorisini ve yapısını geliştirmek için bazı çalışmalar yapılmıştır [92, 93] ve buna ilave olarak Gauss gürültülü kanallarının ortalama karesel hatası en aza indirgenebilmiştir [94]. MMSE kullanmanın temel amacı, semboller arası etkileşimi ve ilave gürültü efektlerini en aza indirmek için eşitleme katsayılarını geliştirmektir [95]. Bu terim için geçerlidir, çünkü kanalın frekans cevabında derin bir boşluk görüldüğünde, bu eşitleme alınan işareti sadece kanalın tersi için çarparak yükseltmez, bu nedenle amplifikasyon yapmamak için SNR'yi dikkate alır. MMSE eşdeğeri, SNR değerine göre çalışabilme avantajına sahiptir, yüksek SNR değerlerinde MMSE eşitleyicisi ZF gibi çalışır [95]. Ancak SNR'nin düşük değerlerinde, MMSE eşitleyicisi gürültü ve işaretin varyasyonunu dikkate alır ve gürültüyü Sıfıra Zorlama gibi yükseltmez. Bu iki eşitleme arasındaki temel farklılıktır ve kanalın derin boşluklarında açıkça görülebilir. Sıfıra Zorlama eşitleyicisi orijinal işareti kurtarmak için gürültü terimini önemli ölçüde arttırırken, MMSE bunu yapmaz. Algılama sonrası SINR en üst düzeye çıkarmak için, MMSE ağırlık matrisi şu şekilde verilmiştir:

$$W = (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} H^H \quad (1.32)$$

MMSE alıcısının istatistiksel gürültü σ^2 bilgilerini gerektirdiğini unutmamak gerekir. Denklem (1.32)'deki MMSE ağırlığını kullanarak aşağıdaki ilişkiyi elde ediyoruz:

$$\hat{x} = W Y = x + (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} H^H z = x + \hat{z} \quad (1.33)$$

Burada $\hat{z} = W z = (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} H^H z$ olarak ifade edilebilir.

1.7.3. Maksimal Oran Birleştirme (MRC)

Bir işareti orijinal haline getirebilen MRC tekniği, 1954'te Amerikalı mühendis Leonard R. Kahn [96] tarafından literature kazandırılmıştır. MRC, uzaysal olarak beyaz Gauss gürültüsü varlığında her anten kısmında bağımsız sönümlerle uyumlu birleştirme tekniğidir [97]. MRC sönümlerle kanalının etkisini azaltmasına rağmen, CCI bastırmak için herhangi bir işlem yapmaz [98]. Çıkışta SNR'yi maksimuma çıkarmak için aynı bilgi işaretinin çoklu kopyaları birleştirilir [99]. Pierce ve Stein, [103] 'deki çalışması ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) ile ilişkili sönümlerle işaretlerinin MRC'si olarak kabul edilmiş ve [100]-[104] tipik anten konfigürasyonları için sadece bir dağıtım fonksiyonu dikkate alınmıştır.

I alıcı anteninde, alınan işaret:

$$y_i = h_i s + z_i \quad (1.34)$$

burada y_i , alıcı antenin üzerindeki alınan semboldür, h_i kanaldır, s iletilen semboldür ve z_i alıcı antenin üzerindeki gürültüdür. Eşitlenmiş sembol,

$$\hat{s} = \frac{h_i^*}{h_i^* h_i} y_i \quad (1.35)$$

N antenli senaryo için antenler $\hat{s}$ şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{s} = \frac{h_1^* y_1 + \dots + h_n^* y_n}{h_1^* h_1 + \dots + h_n^* h_n} \quad (1.36)$$

Buna göre her antenden gelen işaret, kanalın fazına ve gücüne göre döndürülür ve ağırlıklandırılır, böylece tüm antenlerden gelen işaretler işaret ve gürültü terimleri arasındaki maksimum oranı elde etmek üzere birleştirilir.

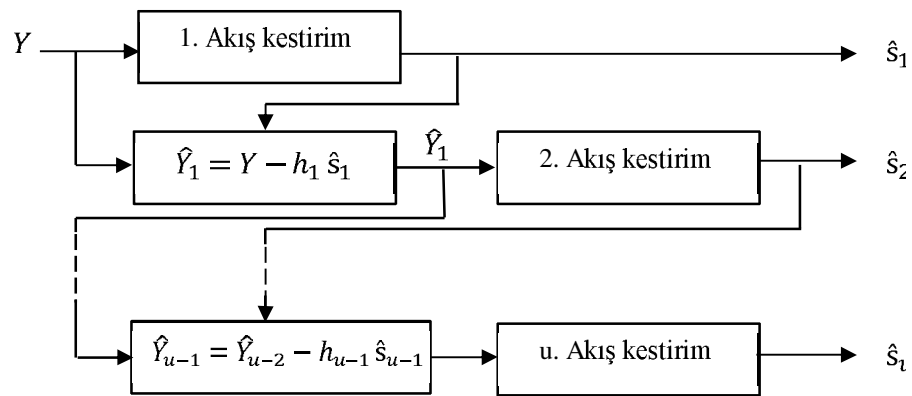
1.7.4. Sıralı Girişim Önleme (OSIC) tespiti

Doğrusal algılama yöntemleri, düşük karmaşıklıkta donanım uygulamasını gerektirir. OSIC yöntemi karmaşıklığı artırmadan performansın artırılmasına yardımcı olabilir [3]. Bu yöntemde, tüm antenlerde alınan işarete göre seçilen semboller diğerlerinin üzerindeki girişimi kaldırmak için kullanılır. Girişimi azaltmak için, her aşamada tespit edilen işaret alınan işaretden çıkarılır [3]. ML algılama şemasının alınan işareti tahmin etmek için kullanılacağı varsayımından yola çıkarak tahminden sonra, ilk aşamada kalan işaret alınan işaret y_i den çıkarılarak oluşturulur. s_i 'nin tahmin edilmesinden sonra, ilk aşamada kalan işaret, Şekil 1.24'te gösterildiği gibi alınan işaretden [105] [106] çıkarılır.

$$\tilde{y}_i = y_i - H_i s_i \quad (1.37)$$

girişim tahmin sırasında başarılı bir şekilde iptal edilir $s_u, u=1, \dots, i-1, i+1, \dots, U$. Her kullanıcıdaki tüm değerleri tahmin ettikten sonra, tüm kullanıcılar yalnızca parazit işaretini paylaşmak için işbirliği yapar.

Daha sonra girişim $s_u, u=1, \dots, i-1, i+1$, tahminiyle başarılı bir şekilde bertaraf edilir. Her kullanıcı için s_u değerini tahmin ettikten sonra, tüm kullanıcılar birbirleriyle işbirliği yaparak yalnızca kaçak güçten yararlanmak için girişim işaretini paylaşırlar.



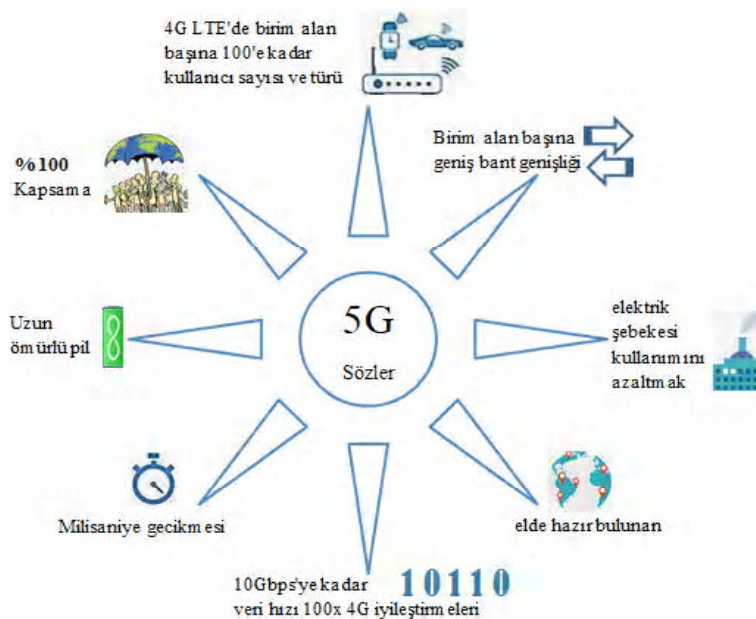
Şekil 1.24. u . kullanıcının u . uzaysal akışı için OSIC-MU işaret algılama şeması

2. BÖLÜM

5G AĞI

2.1. Giriş

Günümüzde mobil kullanıcılar daha yüksek veri hızları ve daha güvenilir hizmet talep etmektedir. Yeni nesil kablosuz hücresel iletişim sistemleri veya 5G, talep edilen bu ihtiyacı ve daha fazlasını sunmayı vaat etmektedir. 2020'ye kadar çok çeşitli yeni uygulamaların ortaya çıkması beklenmekte ve bu da önümüzdeki beşinci nesil hücresel ağlar için farklı tasarımları gerektiren yeni kullanım örneklerine katkıda bulunmaktadır [107]. Gelecekteki 5G ağlarının bağlantı yoğunluğunda 10 kat artışa, yani kilometrekare başına 10^6 bağlantı sayısına ulaşması beklenmektedir [108]. 5G ile, kullanıcıların bir saniyenin altında yüksek çözünürlüklü bir filmi indirebilmesi beklenmektedir (4G LTE'de 10 dakika sürebilen bir görev). Mühendisler, bu ağların otonom araç senaryosu, sanal gerçeklik, büyük makine tipi iletişim (mMTC) senaryosu ve nesnelerin interneti (IoT) senaryosu gibi diğer yeni teknolojilerin gelişimini de etkileyeceğini öngörmektedir.

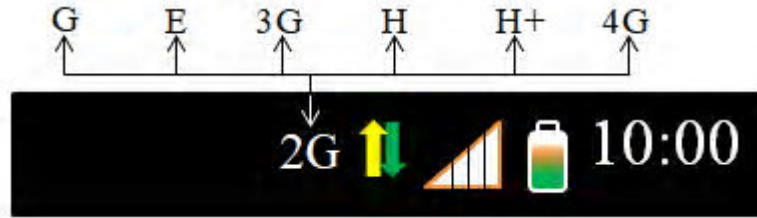


Şekil 2.1. 5G teknolojisinin sunması beklenen imkanlar

Her şey yolunda giderse, telekomünikasyon şirketleri ilk ticari 5G ağlarını bu yıl (2020) veya gelecek yıl sürmeyi planlamaktadır. Şu anda, 5G hala planlama aşamasında olup şirketler ve sanayi grupları tam olarak ne olacağını anlamak için birlikte çalışmaya devzam etmektedir. Ancak hNOBFSi bir konuda hemfikirdir: Mobil kullanıcı sayısı ve veri talebi arttıkça, 5G, bugünün hücresel ağlarını oluşturan baz istasyonlarından çok daha yüksek hızlarda çok daha fazla trafiği ele alacaktır. Bunu başarmak için, mühendisler yeni haberleşme teknolojileri üzerinde çalışmaya devam etmektedir. Bu teknolojiler kullanıcılara milisaniyeden daha az bir gecikme ile (bugünün 4G ağlarında yaklaşık 70 ms ile karşılaştırıldığında) veri sunacak ve saniyede 20 gigabytelik (4G'de 1 Gb / s ile karşılaştırıldığında) en yüksek indirme hızlarını beraberinde getirecektir.

2.2. 1G-4G Ağlar

Kablosuz bir sistemdeki mobil iletişimin kalitesi ve hızı, mobil ekranın üst kısmındaki işaret çubuğunun yanında 2G, G, E, 3G, H, H +, 4G veya 5G gibi sembollerle ifade edilmektedir. Bu sembollerin mobil işaretteki anlamları Şekil 2.2'deki gibidir:



Şekil 2.2. Mobil işaret sembolleri

1. G, ikinci nesil (2G) mobil teknoloji olarak kabul edilen General Packet Radio Service (GPRS) anlamına gelir. Diğer teknolojilere kıyasla çok yavaş ve tüm mobil teknolojiler arasında en eskisi olan bu teknoloji WhatsApp gibi sohbet uygulamaları için yeterli olup internet ile arama veya web sayfalarına göz atmak için yeterli değildir.
2. E, EDGE (Enhanced data Rates for GSM Evolution) anlamına gelir. Bu teknoloji 2G ve 3G arasındadır. EDGE, 3G öncesi radyo teknolojisi olarak kabul edilir. EDGE, GPRS'den daha hızlıdır, web sayfalarına göz atmak için uygundur, ancak video ve ses akışı için uygun değildir.

3. 3G, 1998'de tanıtılan UMTS (Universal Mobile Telecomm. System) ve Üçüncü Nesil'in kısa formunun kısaltmasıdır. Dizüstü Bilgisayarlarda akıllı telefon ve mobil modemlere birkaç MB / sn'lik mobil geniş bant erişimi sağlar. 3G, EDGE'den daha hızlıdır ve kullanıcılar daha yüksek veri iletim hızları yaşayabilir. 3G ağları, insanların müzik, resim ve videolara erişmesini sağlar.
4. H, 3.5 nesil mobil teknoloji (Gelişmiş 3G) olarak kabul edilen HSPA (High Speed Packet Access) anlamına gelir. HSPA ayrıca indirme ve yükleme hızlarını göstermek için HSDPA (indirme) ve HSUPA (yükleme) olarak ikiye ayrılır. Müzik ve hatta YouTube Videoları'nı çok fazla kesinti olmadan yayınlayabilme ve indirme olanağı verir.
5. H +, HSPA teknolojisinin geliştirilmesi anlamına gelir. 4G'nin ortaya çıkmasından önce, en iyi teknoloji olarak kabul edilmiştir. İndirme ve arabelleğe alma gibi işlemlerde sorunsuz çalışabilir.
6. 4G dördüncü nesil, çok daha yüksek hızda kablosuz İnternet erişimi sağlayan H+ teknolojisinin gelişmiş anlamına gelir. Ayrıca LTE olarak da adlandırılır, İnternet'ten 3G'den 10 kat daha hızlı dosya indirir. Bu teknoloji ile yeni bir oyun indirmek veya bir TV şovunu HD olarak arabelleğe almadan izleyebilmek mümkündür.

Tablo 2.1. Mobil işaret Sembollerinin Anlamları

Nesiller	Sembol	Standart
1G	-----	Analog
2G	2G	Mobil iletişim için Global Sistem (GSM)
	G	Genel Paket Radyo Servisi (GPRS)
	E	GSM Evrimi için Gelişmiş Veri Hızları (EDGE)
3G	3G	Evrensel Mobil Telekom. Sistem (UMTS)
	H	Yüksek Hızlı Paket Erişimi (HSPA)
	H+	Gelişmiş HSPA (HSPA +)
4G	4G	Uzun Süreli Evrim (LTE)
	4G	Uzun Süreli Evrim-İlerleme (LTE-A)

Basitçe, her yeni nesil mobil kablosuz haberleşme, belirli bir cNOBF telefonu sisteminin teknolojik uygulamasını detaylandıran bir dizi telefon şebekesi standardı olarak tanımlanır. Bu nedenle, her nesilde bir öncekinden daha iyi performans (hız veya QoS gibi) elde etmek için kullanılan teknoloji farklıdır. Örneğin, 1G 2,4 kbps, 2G 64 Kbps [109] , 3G 144 kbps-2 mbps, 4G 100 Mbps - 1 Gbps hız sunmaktadır [110].

Kablosuz erişim teknolojilerinin temel amacı yüksek performans, verimlilik ve güvenilir iletişim sağlamaktır [110]. Bu nedenle, her yeni nesil kablosuz haberleşme sistemi bu yönde büyük bir adımdır. 1979 yılında, 1G doğduğunda iletişimde evrim yolculuğuna başlandı ve günümüzde 5G için yapılan çalışmalar hala devam etmektedir.

1G teknolojisi, analogdan dijitale geçişin yaşandığı ve iletişim dünyasında büyük bir sıçramayı temsil eden 2G'ye kadar kablosuz teknolojiyi tanımlamak için kullanılmamıştır.

- Birinci Nesil (1G)

1G, birinci nesil cNOBF telefonu teknolojisi olup 70'lerin sonlarında uygulamaya konulmuş ve 80'lerin tamamında tam olarak uygulanan standart olarak belirlenmiştir [111]. 1G mobil sistem analog radyo işaretleri ve FDMA tekniği kullanmıştır [110] [111]. 1G'deki tüm kablosuz ağlar ses hizmetleri sağlamıştır [110]. 1G'nin kısa kapasitesi, güvenilir ses aktarımı, zayıf ses bağlantıları vardır ve telefonlar genellikle zayıf pil ömrüne sahiptir olup bazen telefon görüşmelerinde kesintiler meydana gelmektedir [111]. Bunlar 1980'lerde uygulamaya konulan ve yerini 2G dijital telekomünikasyona bırakana kadar devam eden analog haberleşmenin beraberinde getirdiği sorunlardır.

- İkinci Nesil (2G)

1G'den 2G'ye geçiş, hücresel haberleşme tarihindeki gerçek anlamda ilk teknolojik yükseltilmedir. 1G ve 2G arasındaki temel fark, 1G'nin analog radyo işaretleri kullanırken 2G'nin dijital radyo işaretleri kullanmasıdır. 2G'nin temel amacı, güvenli ve güvenilir iletişim kanalı sağlamaktır. 2G teknolojisinin bu kazanımları, GSM [111] ve CDMA [110] kavramını uygularken tek bir kanalda birden fazla kullanıcıya imkan verilerek elde edilmekteydi. 1991 yılında 2G hücresel telekomünikasyon şebekeleri, Radiolinja (şimdi Elisa Oyj'ın bir parçası) tarafından Finlandiya'daki GSM standardında

ticari olarak başlatılmış olup SMS ve MMS gibi küçük veri hizmetleri sağlanmıştır. 2G teknolojisindeki ilerlemeler, bugün hala kullandığımız SMS, dahili dolaşım, konferans görüşmeleri, çağrı bekletme ve hizmetlere dayalı faturalandırma gibi birçok temel kavramın ortaya çıkmasını sağlamıştır. GPRS ile maksimum 2G hızı, GSM Evrimi için Gelişmiş Veri Hızları ile 50 Kbps veya 1 Mbps'dir. 2G'den 3G kablosuz ağlara büyük bir sıçrama yapmadan önce, daha az bilinen 2.5G ve 2.75G, boşluğu dolduran geçici standartlar olmuştur [111].

- Üçüncü Nesil (3G)

Üçüncü nesil (3G), adından da anlaşılacağı gibi, daha önceki iki nesil mobil telekomünikasyonun devamı niteliğindedir. İlk 3G ticari olarak Ekim 2001'de piyasaya sürülmüştür [110]. Üçüncü nesil mobil iletişim için belirlenen hedefler daha fazla ses ve veri kapasitesini kolaylaştırmak, daha geniş bir uygulama yelpazesini desteklemek ve daha düşük maliyetle veri iletimini artırmaktır. 3G, tanıdığımız, sevdiğimiz ve kullandığımız kablosuz ağ uygulamalarının çoğunun ilk örneklerinin ortaya çıkmasına vesile olmuştur. Örneğin, web'de gezinme, e-posta, resim paylaşımı, video indirme ve diğer akıllı telefon programları 3G'de tanıtıldı. Bu uygulamalar, mobil ve taşınabilir aygıtlar için kullanılan standartlara ve dünya çapında kablosuz mobil ağ standartlarına bağlıdır. 3G standardı, çekirdek ağ mimarisi olan UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) adlı yeni bir teknolojiyi kullanmaktadır. Bu ağ, önemli ölçüde daha hızlı bir veri hızı sağlamak için 2G ağının bazı yönlerini yeni teknoloji ve protokollerle birleştirmiştir ve mobil cihazlar ve mobil telekomünikasyon için kullanılan bir dizi standarda dayanarak, Uluslararası Telekomünikasyon Birliği'nin Uluslararası Mobil Telekomünikasyon-2000 (IMT-2000) spesifikasyonlarına uyan hizmetleri sunar. IMT-2000 tarafından belirlenen gereksinimlerden biri hızın 3G servisi olarak adlandırılması için en az 200 kbps olması gerektiğidir [111]. 3G'nin sunduğu multimedya servis desteği oldukça önemli olup 3G ile farklı cihaz türlerinde evrensel erişim ve taşınabilirlik mümkün olmuştur. 3G, bir çağrı sırasında sesin sıkıştırılma şeklini geliştirerek frekans spektrumunun verimliliğini artırmıştır. Böylece aynı frekans aralığında daha fazla eşzamanlı çağrılar gerçekleştirilebilmiştir. BM'nin Uluslararası Telekomünikasyon Birliği IMT-2000 standardı, gerçek bir 3G için sabit 2 Mbps hız ve 384 kbps mobil hız tanımlamaktadır. Zamanla 3G, 4G için ön hazırlık sağlamak amacıyla 3.5G ve 3.75G'ye dönüşmüştür.

- Dördüncü Nesil (4G)

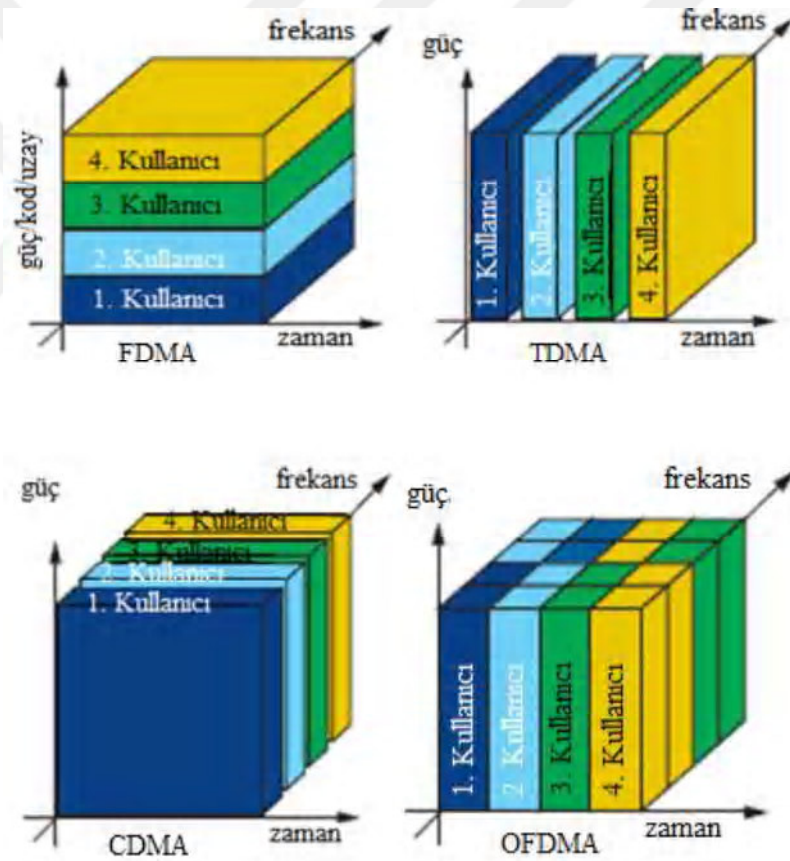
Birkaç yıllık 3G çalışmasından sonra, 3G teknolojisine kıyasla tamamen farklı bir teknolojinin ortaya çıkmasına neden olan ve 4G temsilini hak eden muazzam gelişmeler olmuştur. Dördüncü kuşağın amacı sistem kapasitesini arttırmak; yüksek hızda kaliteli hizmet sunmak; güvenliği artırmak; ses ve veri hizmetlerinin maliyetini azaltmak ve IP kullanarak çoklu ortam uygulamaları sağlamaktır. Potansiyel ve güncel uygulamalar arasında değiştirilmiş mobil web erişimi, IP telefonu, oyun hizmetleri, yüksek tanımlı mobil TV, video konferans, 3D televizyon ve bulut bilişim bulunmaktadır [111]. Bu başarıları elde eden ve 4G'nin doğmasını mümkün kılan ana teknolojiler MIMO sistemi ve OFDM'dir. İki önemli 4G standardı WiMAX (ilk olarak 2007'de Güney Kore'de kullanıldı) ve LTE (2009'dan beri Oslo, Norveç ve Stockholm, İsveç'te kullanılmaktadır). Cihaz hareket halindeyken 4G ağı maksimum hızı, hareketsiz veya yürüme [112] gibi düşük hareketlilik iletişimi için 100 Mbps veya 1 Gbps'dir. Gecikme süresi yaklaşık 300 ms'den 100 ms'nin altına düşürülmüştür. Aslında, 4G ilk kullanıma sunulduğunda, 3G'den biraz daha hızlıydı. Parlak 4G yürüyüşü sırasında 4.5G (LTE-Advanced) adlı yeni bir 4G sürümü ortaya çıkmıştı ve bu yeni sürüm ile beraber daha fazla MIMO, daha fazla D2D kullanılarak bir nevi 5G standardının temelleri atılmaya başlanmıştır.

Tablo 2.2 Mobil Teknolojilerin Karşılaştırılması

Nesil	1G	2G	3G	4G
Yıl	1980s	1991	2001	2007
Teknoloji	Analog Hücresel	Dijital Hücresel, GSM, GPRS, EDGE	IMT-2000, CDMA, UMTS	WiMAX, LTE, Wi-Fi
Veri oranları	2 Kbps	144 Kbps	2 Mbps	1 Gbps
Hizmet	Analog Ses	Dijital Ses, SMS, MMS	Yüksek Kaliteli Ses, Video, veri	Dinamik Bilgi erişimi, Giyilebilir Cihazlar
Bant genişliği	Analog	25 MHz	25 MHz	100 MHz
Zayıflık	Düşük spektral verimlilik, büyük güvenlik sorunu	Sınırlı veri hızları, internet talebini ve e-mail desteklemek zor	Gerçek performans tipte eşleşmiyor, internet erişimi için WAP hatası	Pil kullanımı daha fazladır, Gerekli Karmaşık ve pahalı donanım

2.3. 5G Ağı

Mobil iletişim sistemlerinin amacı, çok sayıda mobil kullanıcıya daha düşük maliyetle gelişmiş ve esnek hizmetler sunmaktır. Bu amaç, mevcut sınırlı frekans spektrumu içinde sistem kapasitesini ve kalitesini artırmaya çalışan kablosuz teknolojiler için büyük bir zorluk oluşturmaktadır. Mobil iletişim sistemindeki zorluk sınırlı frekans ve zaman kullanarak iletişim kurmaktır. Bu hedefe ulaşmak için çoklu erişim teknikleri gereklidir. Şekil 2.3'de görüldüğü Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA), Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA), Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) ve Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (OFDMA) en temel çoklu erişim teknikleridir.



Şekil 2.3. Çoklu erişim teknikleri

1. FDMA - FDMA tekniği frekans kaynağını böler ve bunları ilgili mobil istasyonlara tahsis ederek birden fazla erişim sağlar.
2. TDMA - TDMA tekniği zaman kaynağını böler ve ilgili mobil istasyonları birden fazla erişim vermek üzere tahsis eder.

3. CDMA - CDMA tekniği, mobil istasyonların birden fazla erişim vermesini sağlayan ilgili mobil istasyonlara dikgen kodlar tahsis eder.

4. OFDMA - OFDMA tekniği, kaynak kullanım verimliliğini en üst düzeye çıkarmak için frekans kaynağını dikgen frekanslara böler ve ayırır. Mobil iletişim sisteminde, sınırlı frekans ve zaman birden fazla kullanıcı arasında kullanılmak üzere bölünür ve mobil iletişim sisteminin kapasitesi, verilen frekans ve zamana bağlı olarak sınırlanır. Gelecekte mobil istasyon sayısı arttıkça ve ilgili mobil istasyonlarda gerekli olan veri miktarı arttıkça mobil iletişim sisteminde gereken kapasitenin arttırılması zorunluluğu kaçınılmazdır.



şekil 2.4. 5G bağlantı topluluğu

Bununla beraber, ilgili sistemlerin kullanabileceği frekans / zaman kaynakları sınırlı olduğundan, bir kapasiteyi arttırmak için frekans / zaman kaynaklarından (frekansa veya zamana bağlı olmayan [113]) başka kaynaklar kullanan bir teknik geliştirilmesi gerekli hale gelmiştir.

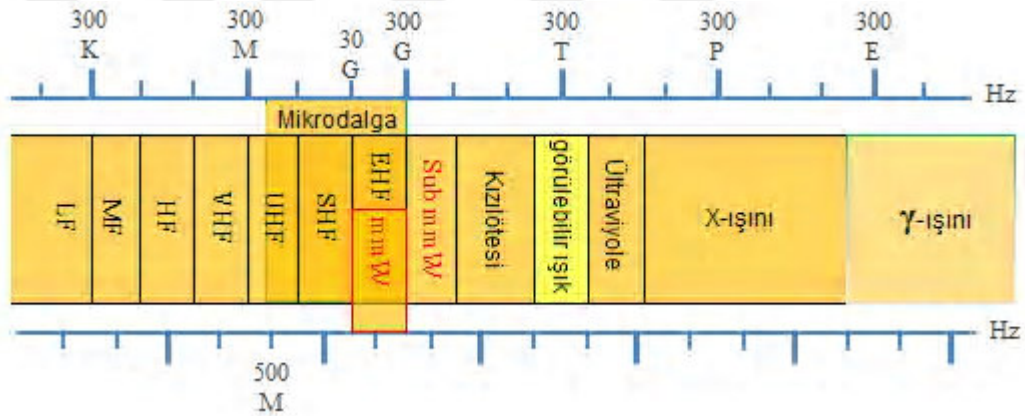
2.4. 5G Teknolojileri

şu anda, hangi teknolojilerin uzun vadede 5G için kullanılacağı kesinleşmiş değildir, ancak birkaç teknoloji bu konuda favori duruma geçmiştir. Bunlar arasında milimetre dalgaları (millimeter waves) [114] küçük hücreler (small cells), büyük MIMO (Massive

MIMO), hüzme şekillendirme (Beamforming) ve tam dubleks (full duplex) bulunmaktadır. 5G'nin günümüzdeki 4G ağlarından nasıl farklı olacağını anlamak için, bu beş teknolojiyi gözden geçirmek ve her birinin kablosuz kullanıcılar için ne anlama geleceğini incelemek yardımcı olacaktır [115].

2.4.1. Milimetrik Dalgı Teknolojisi

Günümüz kablosuz ağları şu an bir sorunla karşı karşıyadır: Artık daha fazla insan ve cihaz, eskiye nazaran çok daha fazla veri tüketiyor, ancak mobil sağlayıcıların her zaman kullandığı aynı radyo-frekans spektrumu bandında sıkışıyorlar. Söz konusu durum, herkes için daha az bant genişliği anlamına gelmekte ve daha yavaş hizmete ve daha fazla bağlantıya neden olmaktadır [114, 116, 117].



Şekil 2.5. Milimetre dalgı bandı

Bu sorunu çözmenin yollarından biri de, daha önce mobil hizmetler için hiç kullanılmamış bir yöntem ile işaretleri yNOBFyeni bir spektrum üzerinden iletmektir. Bu nedenle, sağlayıcılar, cNOBF telefonları için uzun süredir kullanılan radyo dalgalarından daha yüksek frekansları kullanan milimetre dalgalarında yayın yapmayı denemekteler.

Şekil 2.5'de görüldüğü gibi Milimetre Dalgı spektrumunun kullanılmamasının temel nedeni, yakın zamana kadar güçlü erişim yol kaybı, atmosferik ve yağmur soğurması, engellerin çevresinde düşük kırınım ve nesne penetrasyonu gibi kullanıcıya zararlı niteliklerinin olması nedeniyle mobil iletişim için uygun görülmemesi ve güçlü faz gürültüsü ve aşırı ekipman maliyetlerine neden olmasıdır [114].

Bu nedenle, genel algı, söz konusu frekansların ve özellikle de 60 Ghz civarındaki geniş lisanssız bandın [118], esas olarak çok kısa mesafeli iletim için uygun olduğuna yöneliktir [119]-[121].

Bu yüzden, odak noktası, WiFi (60 GHz bandında WiGiG standardıyla) ve 28, 38, 71-76 ve 81-86 GHz hızlarındaki sabit kablosuz hizmete yöneliktir [114, 116, 117].

Bununla birlikte, büyük ölçüde yukarıda belirtilen kısa-menzilli standardın gelişimi sayesinde yarı iletkenlerin de olgunlaşması maliyet ve güç tüketimlerini hızlıca düşürmektedir. Yayılmaya yönelik diğer engeller de artık söz konusu zaman ve çaba ile birlikte giderek daha fazla aşılabılır kabul edilmektedir [122]-[127].

Milimetre dalgaları, geçmişte mobil cihazlar için kullanılan 6 GHz'nin altındaki bantla karşılaştırıldığında 30 ila 300 gigahertz arasındaki bir frekansta yayın yapmaktadır. Milimetre dalgaları olarak adlandırılmalarının nedeni, uzunluk olarak onlarca santimetreyi ölçen, günümüz akıllı telefonlarına hizmet eden radyo dalgalarıyla karşılaştırıldığında 1 ila 10 mm arasındaki bir uzunlukta değişiklik göstermeleridir.

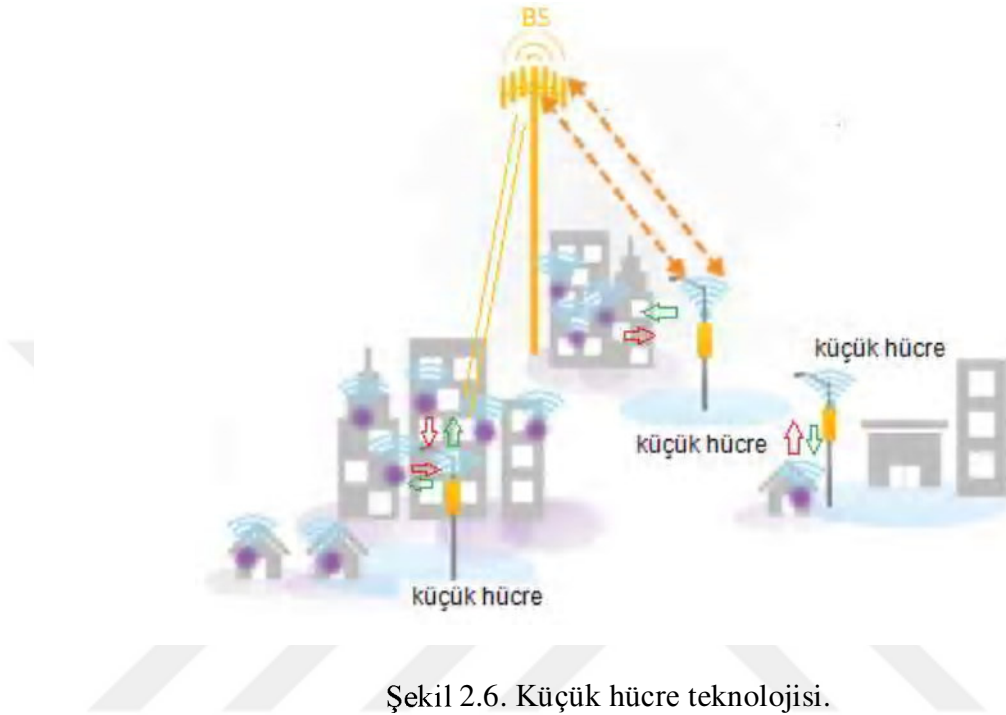
Günümüze kadar, yalnızca uydu ve radar sistemi operatörleri gerçek hayatta uygulama maksatlı olarak milimetre dalgalarını kullanmıştır. Bazı hücresel sağlayıcıları, iki baz istasyonu gibi baz istasyonları arasında veri göndermek için milimetre dalgalarını kullanmaya başlamıştır. Ancak mobil kullanıcıları yakındaki bir baz istasyonu aracılığıyla bağlamak için milimetre dalgalarını kullanmak tamamen yeni bir yaklaşımdır.

Bununla birlikte, binaların ya da engellerin içinden kolaylıkla geçemedikleri, yağmur ve yaprak birikintisi tarafından kolayca emildikleri için milimetre dalgalarının önemli bir dezavantajı vardır. Bu nedenle 5G ağları, küçük hücre diye adlandırılan yeni teknolojiyle, geleneksel hücresel kulelerini muhtemelen güçlendirecektir.

2.4.2 Küçük Hücre Teknolojisi

Ağ kapasitesini artırmanın basit ama son derece etkili bir yolu hücreleri küçültmektir [114]. Küçük hücreler her 200 metrede bir ya da şehir boyunca yerleştirilebilen ve işletilmesi için minimum güç gerektiren taşınabilir minyatür baz istasyonlarıdır [114]. İşaretlerin düşmesini önlemek amacıyla, taşıyıcılar bir aktarma ekibi gibi davranan,

diğer baz istasyonlardan gelen işaretleri alan ve herhangi bir konumdaki kullanıcılara veri gönderen yoğun bir ağ oluşturmak niyetiyle herhangi bir şehre binlerce bu istasyonlardan kurabilir..



Şekil 2.6. Küçük hücre teknolojisi.

Geleneksel hücre ağları artan sayıda baz istasyonuna dayansa da 5G performansını sağlamak için daha büyük bir altyapı gerekmektedir.

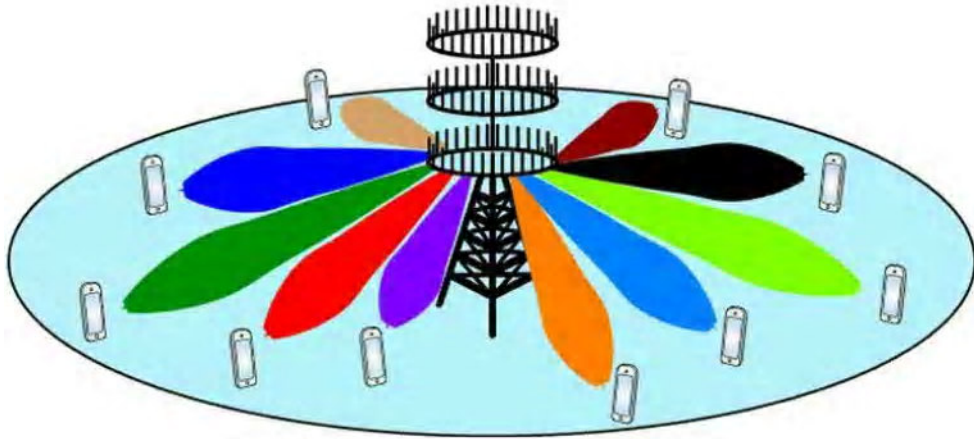
Neyse ki, ağlar artık picocells gibi, çok küçük hücreler (100 metrenin altındaki bir menzilde) ve femtocelller (WiFi benzeri menzil) gibi iç içe küçük hücreleri [128], ve dağıtılmış anten sistemlerini kapsamaya başlamıştır [129, 130]. Şekil 2.6'deki küçük hücrelerdeki bu antenler, minik milimetre dalgaları yayıyorlarsa, geleneksel antenlerden çok daha küçük olabilirler. Bu boyut farkı, hücrelerin ışık direklerine ve binaların üstüne yerleştirilmesini daha da kolaylaştırır.

Bu kökten farklı ağ yapıları, daha hedefli ve etkin bir spektrum kullanımı sunmalıdır. Daha fazla spektruma sahip olmak demek, bir alandaki cihazlar aracılığıyla bağlanmak için bir istasyonun kullandığı frekansın başka bir müşteriye hizmet etmek amacıyla başka bir alanda başka bir istasyon tarafından kullanılabileceği anlamına gelir. Ancak bu da sorunu beraberinde getirmektedir. Şöyle ki 5G ağını kurmak için gerekli küçük hücre sayısı, kırsal alanlarda kurulmasını zorlaştırmaktadır.

Milimetre dalgalarının üzerinden yayın yapılmasına ek olarak, 5G baz istasyonları, masif MIMO gibi başkaca yeni teknolojilerden faydalanmak için günümüz hücresel ağlarının baz istasyonlarından daha fazla antene sahip olacaktır [114].

2.4.3 Masif MIMO Teknolojisi

1990'ların sonlarında ortaya çıkan araştırmalara göre [131, 132], MIMO iletişimi, 2006'da WiFi sistemlerinde, kısa bir süre sonra da 3G hücresel sistemde uygulamaya konuldu [114]. Günümüz 4G baz istasyonlarının, tüm hücresel trafiği işleyen antenlere yönelik bir düzine çıkışı mevcuttur: sekiz tanesi verici ve dört tanesi alıcı. Ancak 5G baz istasyonları yaklaşık yüz bağlantı noktasını destekleyebilir, bu da daha fazla antenin tek bir dizine sığabileceği anlamına gelir. Söz konusu kapasite, bir baz istasyonunun mobil ağların kapasitesini 22 kat veya daha fazla artırarak, aynı anda birden fazla kullanıcıdan gelen işaretleri gönderip alabilmesi anlamına gelir. Bu teknolojiye masif MIMO denir. Şekil 2.7'deki gibi her şey çoklu giriş-çoklu çıkış anlamına gelen MIMO ile başlar.



Şekil 2.7. Masif MIMO.

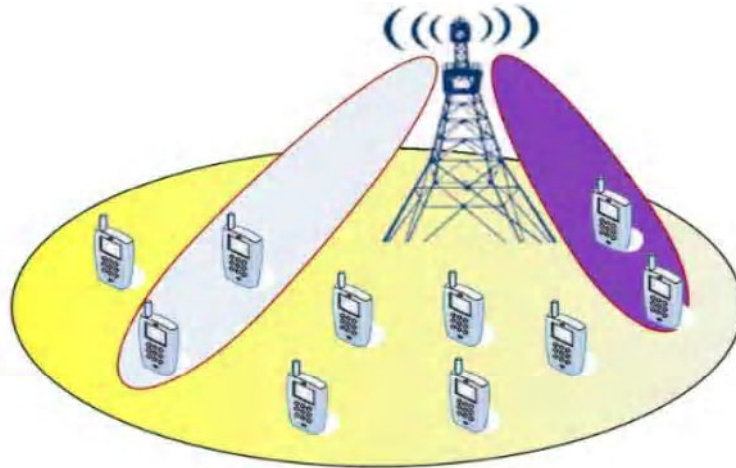
Esasen, MIMO, BS ve mobil cihazlarda çok sayıda anten bulunduğu ortaya çıkan iletişimin uzaysal boyutunu gösterir [114]. Masif MIMO, tek bir dizide düzinelerce antenin bulunduğu bu konsNOBFTi yeni bir seviyeye taşımaktadır. Ancak şimdiye kadar, masif MIMO yalnızca laboratuvarlarda ve birkaç saha denemesinde test edildi. Erken testlerde, saniyede ne kadar veri bitinin belirli kullanıcılara iletebileceğini ölçen spektrum verimliliğine yönelik olarak yeni rekorlar kırdı. Masif MIMO, cazip faydalar sunmaktadır [114]:

- Artmış BS yoğunlaştırmasına gerek duymadan spektral verimliliğin muazzam iyileştirmeleri, güç verimlilik iyileştirmeleriyle her zaman bir değiş tokuş konusu olmuştur. [133,134].
- Büyük sayılar yasasının olumlu eylemlerine neden olan geniş uzaysal çeşitlilikten kaynaklı olarak kanal tNOBFkilerini pürüzsüzleştirmiştir. Esasen, tüm küçük ölçekli rastgelelik, kanal gözlem sayısı arttıkça azalmaktadır [114].
- Her BS ile aynı işaret kaynağını paylaşan aktif kullanıcı grubu arasındaki kanalların benzer dik açılı niteliği nedeniyle basit verme / alma yapılarına sahiptir [114].

Söz konusu fayda vaatleri, 5G ön tartışmalarında masif MIMO'yu merkezi bir konuma yükseltmiştir [135]. Bununla birlikte, hücresel trafiği çözmek amacıyla çok daha fazla anten kurmak, bu işaretlerin çaprazlanması halinde, daha fazla parazite neden olur. Bu nedenle 5G istasyonları, hüzmelenmeyi içermelidir.

2.4.4 Hüzmelenme Teknolojisi

Hüzmelenme, belirli bir kullanıcıya en verimli veri dağıtım yolunu tanımlayan hücresel baz istasyonları için trafik işaretizasyon sistemidir. Bu süreçte yakın kullanıcılar için girişimi (interference) azaltır [136]. Olaya ve teknolojiye bağlı olarak, 5G şebekelerinin bunu uygulamasının birkaç yolu vardır. Hüzmelenme, masif MIMO dizilerinin etraflarındaki spektrumu daha verimli kullanmasına yardımcı olabilir [136]. Masif MIMO için ilk sorun, aynı anda birçok antenden daha fazla bilgi iletirken paraziti azaltabilmektir. Şekil 2.8'de gibi Masif MIMO baz istasyonlarında işaret işleme algoritmaları, havadan her kullanıcıya en iyi aktarım yolunu çizer.



Şekil 2.8. Hüzmelenme teknolojisi.

Daha sonra, bireysel veri paketlerini birçok farklı yöne göndererek, binalardan ve diğer nesnelerden tam olarak koordine edilmiş bir şekilde sıçratarak gönderebilir.

Paketlerin hareketlerini ve varış zamanını koreografi oluşturarak, hüzmleme teknolojisi, masif MIMO dizisindeki birçok kullanıcının ve antenin aynı anda çok daha fazla bilgi alışverişinde bulunmasına imkan tanır.

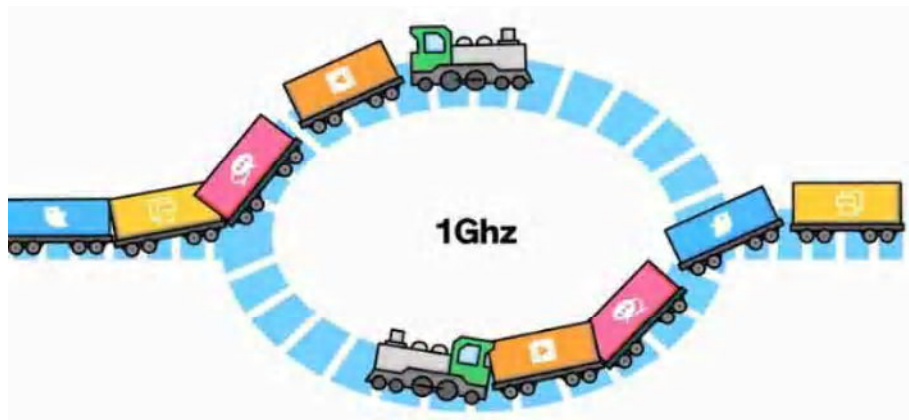
Milimetre dalgaları için, hüzmleme öncelikle farklı bir dizi sorunu çözmek için kullanılır: Hücresel işaretler nesneler tarafından kolayca engellenir ve uzun mesafelerde sönümlenme eğilimindedir [136].

Bu durumda, hüzmleme teknolojisi, aynı anda birçok yönde yayın yapmak yerine bir işaretin yalnızca kullanıcının yönünü gösteren konsantre bir hüzm içerisine odaklanmasıyla yardımcı olabilir [137].

Bu yaklaşım, işaretin bozulmamış olma ihtimalini güçlendirebilir ve diğer herkes için paraziti azaltabilir.

Milimetrik dalgalar üzerinden yayın yaparak ve masif MIMO ile spektrum verimliliğini artırarak veri hızlarını artırmanın yanı sıra, telsiz mühendisleri ayrıca 5G için gereken yüksek iş hacmine ve düşük gecikmeye, antenlerin veri alma ve gönderme şeklini değiştiren tam çift yönlü olarak adlandırılan bir teknoloji ile erişmeye çalışmaktadır.

2.4.5 Tam Çift Yönlü Teknoloji



Şekil 2.9. Tam çift yönlü teknoloji.

Günümüzün baz istasyonları ve cNOBF telefonları, aynı frekansta bilgi iletip alırken veya aynı anda bilgi alınması ve iletilmesi ya da kullanıcının aynı anda bilgi alıp, iletilmesini istemesi halinde farklı frekanslarda işlem yapması halinde Konvolosyonel çalışan alıcı-verici haberleşme cihazlarına dayanır.

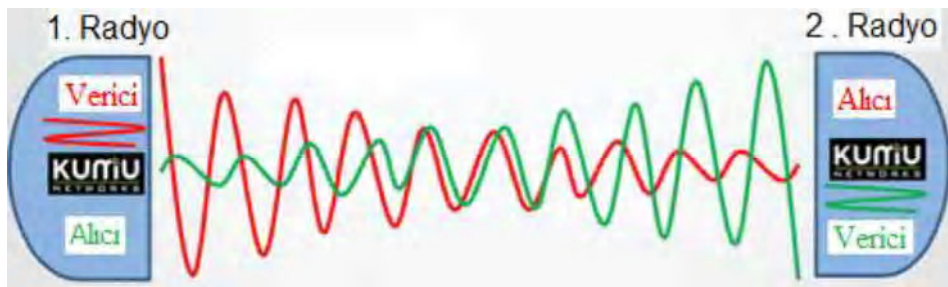
5G ile bir alıcı-verici haberleşme cihazı, aynı anda, aynı frekansta veri iletebilir ve alabilir. Şekil 2.9’da tam çift yönlü (Full Duplex) çalışmanın prensibi göstermektedir.

Tam çift yönlü iletişim, eşzamanlı iletim ve alıma izin vererek geleneksel yarı çift yönlü iletişim üzerinden sistem performansını geliştirme konusunda umut vericidir [138].

Kablosuz ağların kapasitesini en temel fiziksel katmanlarında iki katına çıkarabilir: Aynı anda konuşan ancak birbirlerini anlayabilen iki kişi için haberleşme yarısı kadar zaman sürer ve bir sonraki konuşmaları yakında başlar.

Bazı ordular halihazırda hacimli ekipmanlara dayanan tam çift yönlü teknolojisini kullanmaktadır [139].

Kişisel cihazlarda tam çift yönlü teknolojiye erişmek için, araştırmacılar, bir antenin aynı anda veri iletirken ve alırken çarpışmaması amacıyla gelen ve giden işaretleri yönlendiren bir devre tasarlamak durumundadır.



Şekil 2.10. Eşzamanlı iletim ve alım.

Bu durum, özellikle radyo dalgalarının karşılıklılık olarak bilinen bir ilkeye göre aynı frekansta hem ileri hem de geri gitme eğiliminden dolayı zor görünmektedir.

Ancak son zamanlarda uzmanlar, bu dalgaların geriye doğru yuvarlanmasını durdurmak amacıyla yüksek hızlı anahtarlar gibi hareket eden, aynı anda aynı frekansta işaretleri almalarını ve vermelerini sağlayan silikon transistörleri bir araya getirmişlerdir. Şekil 2.10'de eşzamanlı iletim ve alım göstermektedir [140, 141].

Tam çift yönlü teknolojinin dezavantajlarından biri rahatsız edici yankı nedeniyle daha fazla işaret paraziti oluşturmalarıdır. Verici bir işaret yayarsa, bu işaret cihazın antenine çok daha yakındır ve bu nedenle aldığı tüm işaretlerden daha güçlüdür.

Bir antenin aynı anda hem konuşmasını hem de dinlemesini beklemek, yalnızca özel yankı engelleme teknolojisi ile mümkündür.

Bu ve diğer 5G teknolojileriyle mühendisler, gelecekteki akıllı telefon kullanıcılarının, VR (Virtual Reality, sanal gerçeklik) oyuncularının ve özerk araçların her gün güveneceği kablosuz ağ kurmayı ummaktadır.

Araştırmacılar ve şirketler halihazırda tüketicilere oldukça düşük gecikme süresi ve rekor kıran veri hızları vaat ederek 5G 'ye yönelik yüksek beklentiler oluşturmaktadır.

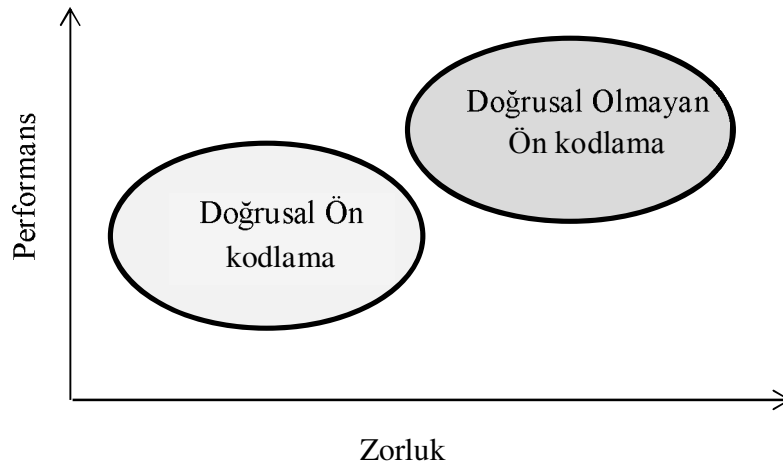
Kalan zorlukları da çözebilir ve tüm sistemlerin birlikte nasıl çalışabileceğini kavrarlarsa, oldukça hızlı 5G hizmeti önümüzdeki beş yıl içerisinde tüketicilere sunulabilir.

3. BÖLÜM

DİKGEN HÜZMELEME (OBF) VE DİKGEN OLMAYAN HÜZMELEME (NOBF) ÖN KODLAMA PERFORMANSININ DEĞERLENDİRİLMESİ

3.1. Giriş

Antenlerde hüzmleme veya uzaysal yönlendirme, kablosuz ağların daha sonra kablolu olanlar gibi davranabildiğinden, iletimin uzaysal eşzamanlılıklarını arttırmada avantajlı olacaktır [142]. Bu nedenle, bu çalışma MU-MIMO iletişim sisteminde dijital ışın hüzmlemeye eşdeğer olan ön kodlama tekniğine dayanmaktadır. Ayrıca, sistemi Rayleigh ve Rician kanal üzerinden farklı tipte lineer ön kodlama yöntemleriyle değerlendirmektedir. Doğrusal ön kodlama performansının düşük olmasına rağmen, karmaşık değildir. Öte yandan, doğrusal olmayan ön kodlamanın performansı yüksektir. Ancak Şekil 3.1'de gösterildiği gibi karmaşıktır. Bu tezde kullanılacak olan iki dijital hüzmleme tekniği vardır. Bu yöntemler dikgen hüzmleme (OBF) ve dikgen olmayan hüzmlemedir (NOBF).

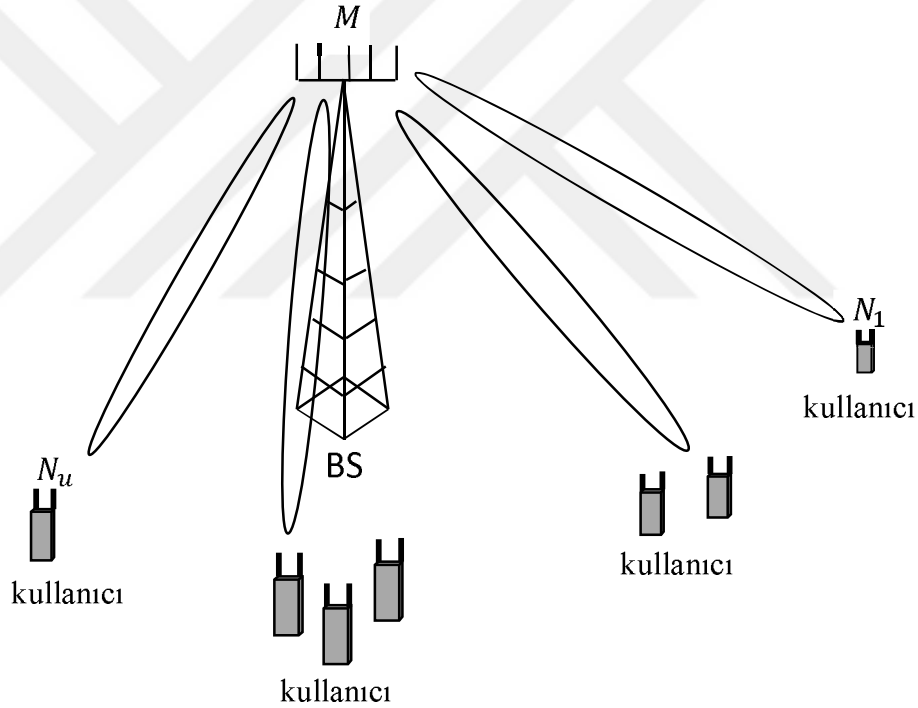


Şekil 3.1. Ön kodlama metodları

Bu yöntemler, verilerin hedefe gönderilmesinden önce baz istasyonunda nasıl işlendiğini tanımlar. Bu çalışmada, aynı hücrede aynı anda çok sayıda mobil istasyon ve frekans yuvaları aynı baz istasyonunu paylaşmaktadır.

3.2. MU-MIMO işaret yayın modülü

MU-MIMO sisteminde, MU (Multi-User, çok kullanıcı), M adet antenli MIMO BS ile iletişim kurarken U (kullanıcı sayısı) yu coğrafi olarak seyrek mobil istasyonların bulunduğu bir ortam olarak değerlendirmiştir. Böyle bir sistem ortamında, her mobil istasyon bağımsızdır ve u . kullanıcısının ($u=1, \dots, U$) N_u antenini kullanır. Bu kullanıcılar, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi kendi işaretlerini alacaklardır.



Şekil 3.2.. Kablosuz MU-MIMO sistem.

Toplam kullanıcı anten sayısı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$N_T = \sum_u^U N_u \quad (3.1)$$

Ayrıca, bu sistemin bağımsız düz sönmüleme kanallarıyla $N_T \geq M$ olan bir çalışma şartına sahiptir. U . kullanıcısı için kastedilen mesaj işareti s_u dur. Böylece, U

kullanıcılarına iletilen simge vektörü şöyledir:

$$S_T = [s_1, \dots, s_u, \dots, s_U]^T \quad (3.2)$$

İkinci adımda, ön kodlama matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$W = [w_1, \dots, w_u, \dots, w_U] \quad (3.3)$$

burada $w_u \in C^{N_u \times M}$, u . kullanıcısı için ortak hüzmleme katsayılarıdır. Ardından, iletilen sembol vektörü, ön kodlama verilerini aşağıdaki gibi üretmek için üçüncü adım olarak ön kodlama matrisi ile çarpılır

$$X = \sum_{u=1}^U w_u s_u = WS \quad (3.4)$$

s_u sembolü ve w_u hüzmleme ön kodlama katsayıları aşağıdaki şekilde normalize edilecektir $E|s_u|^2 = 1, \|w_u\|^2 = 1, u = \{1, \dots, U\}$.

Yayın adımında, toplam H kanalı üzerinden $\in C^{N_u \times M}$ işaretlerini aşağıdaki gibi yayınlandığı varsayıldı:

$$H = [H_1^T, \dots, H_u^T, \dots, H_U^T]^T \quad (3.5)$$

Burada $H_u \in C^{N_u \times M}$ u th kullanıcıdaki N_u alıcı anten ile BS antenleri arasındaki kanal katsayılarını aşağıdaki gibi ifade eder:

$$H_u = \begin{bmatrix} h_u^{(1,1)} & \dots & h_u^{(1,M)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_u^{(N_u,1)} & \dots & h_u^{(N_u,M)} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Burada, $h_u^{(n,m)}$, BS nin verici m . anten dizisi ile u kullanıcılarının u . alıcı anten dizisi arasında bulunan kanal matris bileşenini gösterir. Böylece, kullanıcıların antenlerinde alınan işaretler:

$$y = [y_1^T, \dots, y_u^T, \dots, y_U^T]^T = HWS + n \quad (3.7)$$

Burada, $y_u \in C^{N_u \times M}$ u ncü alıcıda alınan işareti temsil ederken, ilave gürültü n ile gösterilir. Her kullanıcıya ayrı ayrı dikkat edildiğinde, i nci alıcıda alınan işaret şöyle bulunur:

$$y_i = H_i \sum_{u=1}^U w_u s_u + n_i \quad (3.8 a)$$

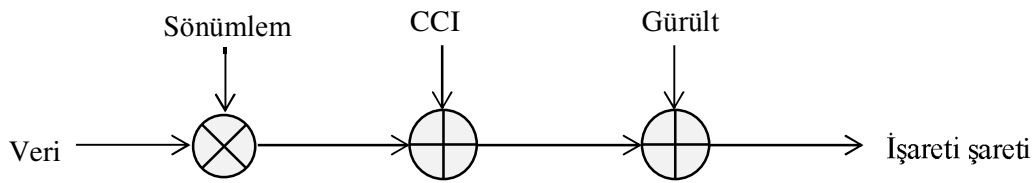
$$y_i = H_i w_i s_i + H_i \sum_{u=1, u \neq i}^U w_u s_u + n_i \quad (3.8 b)$$

$$y_i = H_i x_i + H_i \sum_{u=1, u \neq i}^U x_u + n_i \quad (3.8 c)$$

Burada x_i , i nci kullanıcının ön kodlama datasıdır ve x_u , u ncü kullanıcılar için girişim olan diğer kullanıcılar için ön kodlama datasıdır. H_i vektörü, birim-değişkenlik ve sıfır-ortalama içeren karmaşık Gauss değişken bileşenlerine sahiptir. Ayrıca, n_i ilave gürültüsünün bileşenleri $N(0, \sigma_i^2)$ gibi dağılıma sahip ve geçici olarak beyazdır.

3.3. Down-link ön kodlama

Geleneksel kablosuz hücreli şebekelerde, kablosuz mobil iletişim, gürültü ve sönmleme nedeniyle olumsuzluklarla karşı karşıyadır. Aynı hücrede, kullanıcılar, Şekil 3.3'te gösterildiği gibi birbirleri arasında CCI neden olabilirler.



Şekil 3.3. Kablosuz MU-MIMO sisteminin işareti alındı.

Böylece, CCI down-link kanalının kapasitesini bozabilir. MIMO sistem teorisine bağlı olarak, kablosuz iletişim ağı sistemleri araştırmaları önemli gelişmeler olmuştur. MIMO sistemi, uzaysal çoğullama kullanarak tek tek kanal sönmleme etkilerinin üstesinden gelmek için kullanılır. CSI kullanmak, kablosuz kanal bağlantısının performansını iyileştirebilir.

Hücre sınırları içindeki ek kullanıcılar tarafından oluşturulan CCI, MU-MIMO'daki her kullanıcı için BF ön kodlama vektörleri tasarlanarak sınırlandırılabilir veya iptal edilebilir.

Hücredeki kablosuz iletişim ağının CSI'sinin FDD (Frequency-division duplexing, Frekans bölmeli çift yönlü) veya TDD (Time-division duplexing, Zamanlı bölmeli çift yönlü) sistemlerinde BS olarak tanındığını varsayalım. FDD sistemlerinde BS, aynı hücrede bulunan kullanıcıların geri bildirimleriyle down-link CSI'yı alabilir. TDD sistemlerinde, kanal karşılıklılığına göre BS, downlink CSI ikilisini uplink CSI'ya doğru tahmin edebilir.

3.4. Lineer ön kodlama

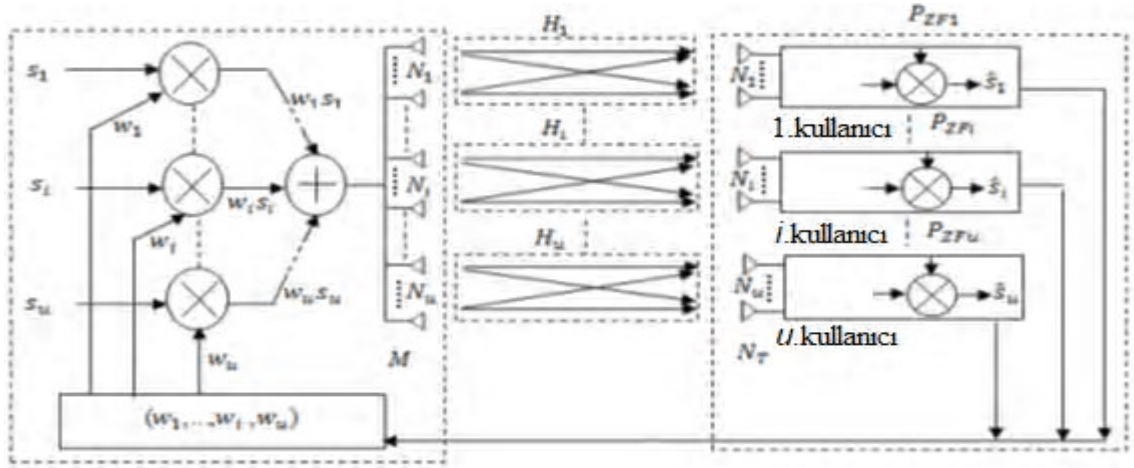
MU-MIMO bölümünde sunulan sistemde, yayın işareti modeli doğrusal ve doğrusal olmayan ön kodlama yöntemi olan iki ön kodlama yöntemi kullanılabilir. Bu çalışmada düşük karmaşıklık olduğu için lineer ön kodlama yöntemlerine yoğunlaşıldı.

3.4.1. OBF ile Blok köşegenleştirme (BD)

Vericide eksiksiz çok kullanıcılı CSI'nın mevcudiyeti nedeniyle, BF vektörleri, farklı alıcılar için iletilen vektörlerin birbirine dik olacak şekilde seçilebilir. Bu OBF vektörleri BD yöntemi ile tanımlanabilir.

Bu yöntem, MU-MIMO yayın kanalı sisteminde, ön-kodlamayı lineer bir ön kodlayıcı olarak hüzmeyici kodlama kullanarak, çeşitli veri akışlarını manifold kullanıcılarına müdahale etmeden ileten yöntem olarak kullanır.

BD yöntem birden fazla kullanıcıyla uyumludur. Her kullanıcının birden fazla anteni vardır. Bu yöntemin ön kodlama işlemiyle, diğer kullanıcı işaretlerinden gelen parazit işareti iptal edilecektir. Bu nedenle, MU-MIMO kanal modeli, Şekil 3.4'deki BD metodu ile birden fazla bağımsız tek kullanıcılı MIMO kanal modeline dönüştürülecektir.



Şekil 3.4. OBF kullanarak çoklu bağımsız SU-MIMO sisteminin blok şeması.

A. Alıcı

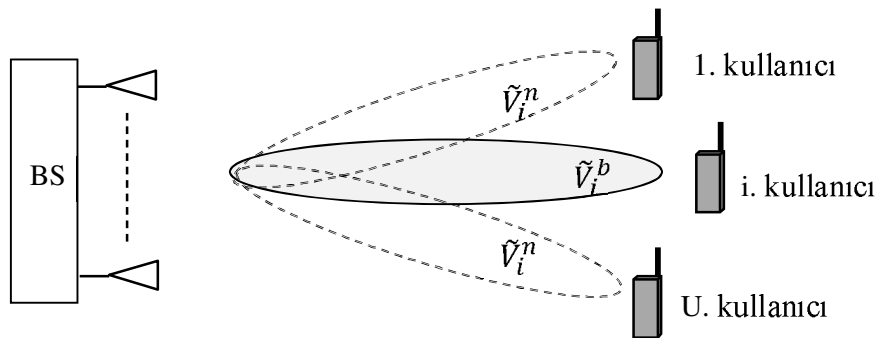
Kısaca, BD matrisinin tanımı, i .nci kullanıcı dışındaki tüm kullanıcıların kanallarından başlar:

$$\tilde{H}_i = [H_1 \dots H_{i-1} \ H_{i+1} \dots H_U]^T \quad (3.9)$$

Burada $\tilde{H}_i$, H_i olmadan H 'dir, sonra tüm kullanıcıların (i .nci hariç) $\tilde{H}_i$ nin SVD (Singular Value Decomposition, Tekil Değer Ayrışmasından) ile boş alanlarını ($\tilde{V}_i^{ns}$) hesaplamalıyız:

$$\tilde{H}_i = \tilde{U}_i \tilde{\Lambda} [\tilde{V}_i^b \ \tilde{V}_i^{ns}]^H \quad (3.10)$$

Şekil 3.5'de verilmektedir



Şekil 3.5. MU-MIMO sisteminde OBF

Burada $\tilde{V}_i^b$, i .nci kullanıcı dışındaki tüm kullanıcıların ışıdır, $(\cdot)^H$ Hermit aktarımını belirtir. $\tilde{H}_i$ matrisinin SVD'si, $\tilde{H}_i$ üç matriks içinde $\tilde{H}_i = \tilde{U}_i \tilde{\Lambda} \tilde{V}_i^H$ ürünlerine çarpanlarına ayrılmasıdır; buradaki $\tilde{U}_i$ sütunları ortonormaldir ve $\tilde{\Lambda}$ matrisi pozitif preel girdilerle köşegendir. i .nci llanıcının diğer kullanıcılara karışmasını önlemek için $\tilde{H}$ ile $\tilde{V}_i^{ns}$ çarpımı yapılır .

$$\begin{bmatrix} H_1 \tilde{V}_i^{ns} & = 0 \\ \vdots & \vdots \\ H_{i-1} \tilde{V}_i^{ns} & = 0 \\ H_{i+1} \tilde{V}_i^{ns} & = 0 \\ \vdots & \vdots \\ H_U \tilde{V}_i^{ns} & = 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

sonar H_i ile $\tilde{V}_i^{ns}$ değerini çarpar ve ön kodlama matrisi w_i yi elde etmek için SVD'yi tekrar kullanır:

$$SVD \text{ of } H_i \tilde{V}_i^{ns} = U_i \Lambda [V_i^b \ V_i^{ns}]^H \quad (3.12)$$

Burada V_i^{ns} i .nci kullanıcının boş alanı, V_i^b ise i .nci kullanıcının ışıdır. Bu nedenle, $N_T=M$ koşulu altında i .nci kullanıcı için $\tilde{V}_i^{ns}$ ve V_i^b den ön kodlama matrisi şu şekilde elde edilebilir:

$$w_i = [\tilde{V}_i^{ns} \ V_i^b] \quad (3.13)$$

B. Verici

Şimdi $\tilde{H}_i \tilde{V}_i^{ns} = 0$ şartları altında Eşitlik (3.13) Eşitlik (3.8) de yerine konarak

$$y_i = H_i x_i + 0 + n_i \quad (3.14)$$

elde edilir. Alınan işaretin diğer kullanıcıların herhangi bir girişimi olmadan sadece i .nci kullanıcının işaretinden oluştuğu not edilebilir. Bu nedenle, bu yaklaşım her bir kullanıcıdaki CCI'yi mükemmel şekilde kaldıracaktır. Kullanıcı anten bri verileri alır almaz, kullanıcı ZF algılama veya MMSE algılama kullanarak gelen verileri algılayacaktır. i .nci kullanıcının ZF ağırlığı aşağıdaki eşitlikle verilir:

$$W_{ZF-i} = ((H_i w_i)^H H_i w_i)^{-1} (H_i w_i)^H \quad (3.15)$$

İşaret ($\hat{s}$) onarmak için alıcıda ZF ağırlığı (W_{ZF}) uygulanır:

$$\hat{s}_i = W_{ZF-i} y_i = W_{ZF-i} H_i x_i + W_{ZF-i} n_i \quad (3.16)$$

burada $\hat{s}_i$, s 'nin gürültülü versiyonunu gösterir.

Diğer taraftan, MMSE algılama alıcıda Kullanıldığı zamanı SINR maksimize edilebilir. i.nci kullanıcının MMSE ağırlığı aşağıdaki gibi verilir:

$$W_{MMSE-i} = ((H_i w_i)^H H_i w_i + \sigma^2 I)^{-1} (H_i w_i)^H \quad (3.17)$$

Eşitlik (3.17) ile (3.15) karşılaştırılırsa, MMSE ağırlığının gürültü bilgisi σ^2 'nin bilinmesi gerektiği anlaşılır.

3.4.1.1. Benzetim Sonuçları ve Değerlendirme

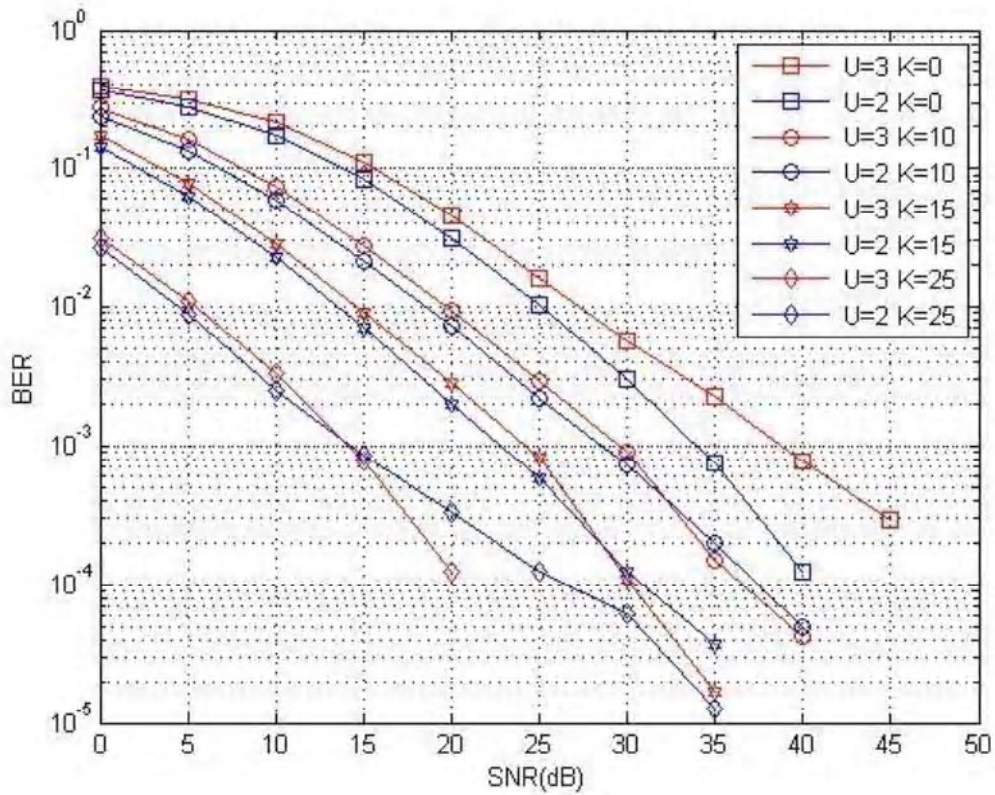
Bu bölümde, bit hata oranına (BER) karşı işaret-gürültü oranı (SNR) ön kodlama verimlilik ölçeği olarak kullanılmıştır. Tipik bir MU-MIMO şeması, önerilen MU-MIMO hüzmeye şekillendirme ön kodlama şemasının, geleneksel kanal ile Rayleigh sönümlemeli kanal üzerindeki aynı şema ile karşılaştırıldığında daha gerçekçi bir kanal olan Rician sönümlemeli kanal üzerindeki performansını tahmin etmek için taklit edilmiştir. Rastgele Rayleigh ve Rician sönümleme kanalı senaryoları için 10000 örnek üretilmiş olup bu örneklerin parametreleri Rayleigh sönümleme kanalı sıfır ortalama, Rician sönümleme kanalı m -ortalama, birim varyans bağımsız ve aynı şekilde dağıtılmış (i.i.d.) kompleks Gauss rasgele değişkenleri olacak şekilde düzenlenmiştir.

BS'de BD yönteminin alıcıda ise ZF yönteminin kullanıldığı $\{2, 2\} \times 4$, $\{2, 2, 2\} \times 6$, $\{3, 3, 3\} \times 9$ ve $\{4, 4, 4\} \times 12$ MU-MIMO sistemlerinden ortalama BER değeri alınmıştır. N_u anten kullanan BS, N_u anten kullanan her bir alıcıya gürültülü ve düz sönümleme özellikli kanal üzerinden iletimi gerçekleştirir. Tüm benzetimlerde modülasyon yöntemi olarak QPSK modülasyon şeması kullanılmış ve farklı kanal özelliklerine göre elde edilen sonuçların ortalaması alınmıştır. Tüm alıcılar için, alıcı anten başına gürültü varyansının eşit olduğu kabul edilmiştir, $\sigma_1^2 = \dots = \sigma_K^2 = \sigma^2$.

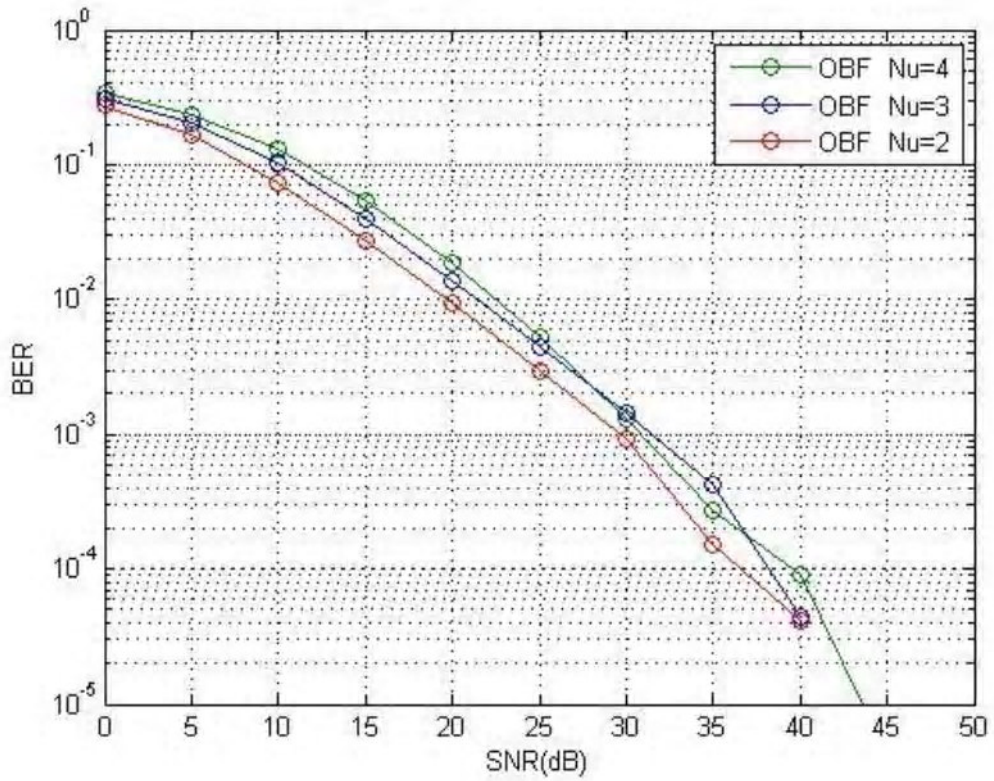
BD'nin BS'de ön kodlama yöntemi olarak ve ZF'nin kullanıcıda algılama yöntemi olarak kullanıldığı MU-MIMO hüzmeye şekillendirme sistemi, verileri geleneksel kanal

üzerinden iletirken kötü BER sonuçları vermiş olup (Şekil 3.6), daha gerçekçi 2 ve 3 dinamik kullanıcı ($U=\{2, 3\}$) bir kanal varlığında daha uygun BER değerleri üretmiştir. Önerilen yöntemin davranışını en iyi şekilde anlamak için BER grafiği, Rayleigh sönümlenme kanalına kıyasla farklı K (K , Rician kanalının bir faktörü olarak bilinir, $K > 0$) değerleri için çizilmiştir. BD, çok kullanıcı girişi mükemmel bir şekilde önlemiş, ancak arzu edilen alıcı işaretinin gücünü de en aza indirmiştir, özellikle düşük SNR değerlerinde kapasite kaybına sahip olduğu görülmüştür.

Bu doğrultuda, Şekil 3.6, gürültünün, düşük SNR durumunda sistemin performansını kısıtlayan ana faktör olduğunu göstermektedir. Farklı K değerleri için iki kullanıcı sistem, üç kullanıcıdan daha iyi bir performansa sahip olmuştur. Ayrıca çok kullanıcı girişim, yüksek SNR değerleri için sistemin performansını kısıtlayan temel faktöre dönüşmüştür. Bu durumda, farklı K değerleri için üç kullanıcı sistem, iki kullanıcıdan daha iyi performans göstermeye başlamıştır.



Şekil 3.6. Vericide OBF ve her biri 2 antenle donatılmış 2 ve 3 alıcıda ZF algılama yöntemi kullanan MU-MIMO sisteminin BER performansı.



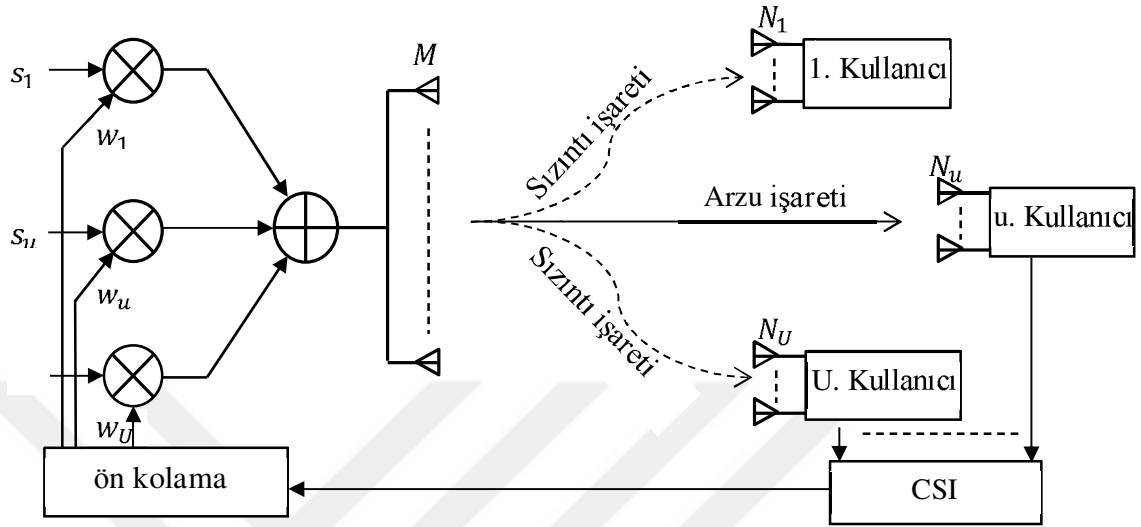
Şekil 3.7. Vericide OBF ve her biri 2, 3 ve 4 antenle donatılmış 3 alıcıda ZF algılama yöntemini kullanan MU-MIMO sisteminin BER performansı, $K=10$.

Şekil 3,7 çok sayıda anten ile yüksek performans elde etmek için yüksek SNR'ye ihtiyaç duyulduğunu göstermektedir. Bu nedenle, mobil cihazlardaki antenlerin çokluğu pratik değildir. Özellikle boyut, donanım veya maliyet kısıtlamaları nedeniyle kablosuz mobil cihazlar çok sayıda anteni destekleyemeyebilir.

3.4.2. İşaret Kaçak Oranının Maksimize ederek NOBF

Vericide tam çok kullanıcı CSI kullanılabilirliği nedeniyle, NOBF ön kodlaması, iletilen işaretlerin yararlı gücünü en maksimum düzeye çıkarır ve Şekil 3.8'te gösterildiği gibi diğer mobil istasyonun neden olduğu toplam parazit gücünü en aza indirir. OBF şemasındaki BD ile karşılaştırıldığında, NOBF algoritması her mobil istasyon için istenen işareti en üst düzeye çıkarır. Fakat, maalesef CCI'yi iptal etmek için hiçbir işlem yapmamaktadır. Bu da onu yüksek SNR'lere sahip sınırlı bir sistem haline getirmektedir [18, 16]. Bu NOBF vektörleri, maksimum SLR yöntemi olan doğrusal bir ön kodlayıcı ile açıklanabilir.

MU-MIMO yayın kanalı sisteminde, düşük parazitli çeşitli veri akışlarını iletme için SLR yöntemi kullanılır.



Şekil 3.8. NOBF kullanarak MU-MIMO sisteminin blok diyagramı

SLR, istenen kullanıcıdaki alınan işaret gücünün diğer terminallerdeki (işaret gücü) artı işaret gücüne oranı olarak tanımlanır:

$$SLR = \frac{\|H_i w_i\|^2}{\sum_{u=1, u \neq i}^U \|H_u w_i\|^2} \quad (3.15)$$

Burada $\|H_i w_i\|^2$, i . kullanıcısının gerekli işaret gücünü temsil ederken, $\sum_{u=1, u \neq i}^U \|H_u w_i\|^2$ i . kullanıcısının toplam gücünden diğer kullanıcılara toplam sızıntı gücünü temsil eder. Bu şema, her bir kullanıcının hüzmeleme ön kodlamasını (w_i^o) bu kullanıcıların maksimum SLR'sinden aşağıdaki gibi hesaplanır [17]:

$$w_i^o = \arg \max \frac{\|H_i w_i\|^2}{\sum_{u=1, u \neq i}^U \|H_u w_i\|^2} \quad (3.16)$$

$M \leq N_T$ koşulu altında [17]

Eşitlik (3.9) 'u (3.15)' e yerine koyarak

$$SLR = \frac{\|H_i w_i\|^2}{\|\tilde{H}_i w_i\|^2} = \frac{w_i^* H_i^* H_i w_i}{w_i^* \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i w_i} \quad (3.17)$$

[15, 18] 'e bağılı olarak (3.17)' yi şöyle çözebiliriz:

$$\frac{w_i^* H_i^* H_i w_i}{w_i^* \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i w_i} \leq \lambda_{maks}(H_i^* H_i, \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i) \quad (3.18)$$

Burada, λ_{maks} en büyük genelleştirilmiş özdeğerdir. Eşitlik, w_i en büyük genelleştirilmiş özdeğere karşılık gelen genelleştirilmiş bir özvektörle orantılıysa oluşur. Sonra

$$w_i^o \propto maks\ gen.eigenvector (H_i^* H_i, \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i) \quad (3.19)$$

elde edilir. Orantılılık sabiti, w_i^o nin normunu bire normalize etmek için seçilir. Kullanıcı i 'de MRC şeması, alınan işaretden s_i değerini aşağıdaki gibi tahmin etmek için kullanılacaktır [17]:

$$\tilde{y}_i = \frac{w_i^* H_i^*}{||H_i w_i||^2} \quad (3.20)$$

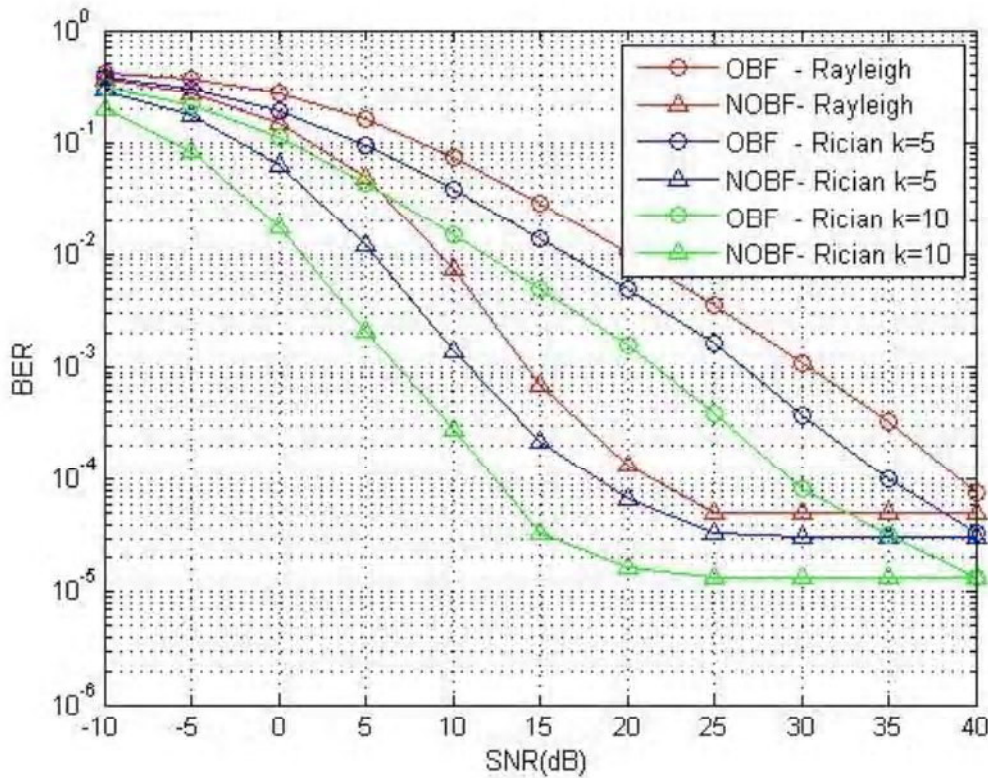
Sonra

$$\tilde{y}_i = s_i + \frac{w_i^* H_i^* \sum_{u=1, u \neq i}^U H_i w_u s_u}{||H_i w_i||^2} + \frac{w_i^* H_i^*}{||H_i w_i||^2} n_i \quad (3.21)$$

3.4.2.1. Benzetim sonuçları

Bu bölümde önerdiğimiz yöntemde bit hata oranına (BER) karşı SNR ön kodlama verimlilik ölççeği olarak kullanılmıştır. Önerilen MU-MIMO hüzme şekillendirme ön kodlama şeması, tipik bir MU-MIMO şemasının Rayleigh sönümlemeli kanal ile Rician sönümlemeli kanal üzerinde karşılaştırmalı olarak taklit edilmesi ile tasarlanmıştır. Rastgele Rayleigh ve Rician sönümleme kanalı senaryoları için 10000 örnek üretilmiş olup bu örneklerin parametreleri Rayleigh sönümleme kanalı sıfır ortalama, Rician sönümleme kanalı m -ortalama, birim varyans bağımsız ve aynı şekilde dağıtılmış (i.i.d.) kompleks Gauss rasgele değişkenleri olacak şekilde düzenlenmiştir. NOBF için $\{2, 2, 2\} \times 4$ ve $\{2, 2, 2, 2, 2\} \times 6$ koşulu ($M \leq N_T$) altında Benzetim gerçekleştirilmiş olup, OBF için $\{2, 2, 2\} \times 6$ ve $\{2, 2, 2, 2\} \times 8$ MU-MIMO koşulu ($M = N_T$) altında

Benzetim koşulmuştur. Bunun nedeni OBF'nin sistem yapılandırması için anten sayısı bakımında sağlam bir koşul sağlamasıdır. (BS anteni = $\sum$ kullanıcı anteni). NOBF için, bu sorunun iyi ortaya konabilmesi için, BS anteni $\leq \sum$ kullanıcı anteni olması gerekir. Benzetim sonuçları OBF için en iyi konfigürasyonun BS anteni = $\sum$ kullanıcı anteni NOBF için ise BS anteni $\leq \sum$ kullanıcı anteni olduğunu göstermiştir. ZF algoritmaları kullanan [3, 16] BD yöntemi, klasik maksimum olasılık algılama şeması algoritmasını kullanan NOBF yöntemi [17] ile karşılaştırılmıştır. Alıcı ZF yaklaşımı kullanırken BS'de OBF yaklaşımı kullanılarak ortalama BER değeri hesaplanmıştır. Daha sonra, alıcı maksimum olasılıklı bir yaklaşım kullanırken BS'de NOBF yaklaşımı kullanılarak ortalama BER değeri hesaplanmıştır. BS, M adet anten vasıtasıyla gürültülü ve düz sönmüleme özellikli kanal üzerinden N_u adet anten kullanan her bir iletişime geçmektedir.

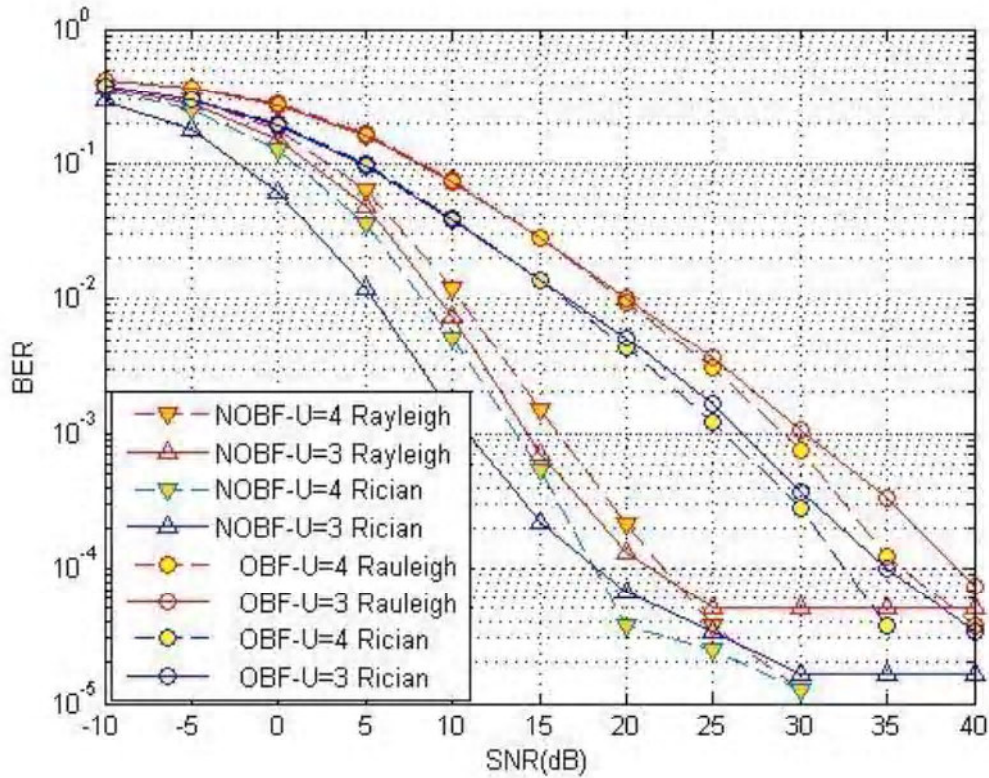


Şekil 3.9. $U = 3$, $N_t=2$ olan ve OBF için $M = 6$, NOBF için $M = 4$ olan MU-MIMO sistemi [143].

Tüm benzetimlerde modülasyon yöntemi olarak QPSK modülasyon şeması kullanılmış ve farklı kanal özelliklerine göre elde edilen sonuçların ortalaması alınmıştır.

Tüm alıcılar için, alıcı anten başına gürültü varyansının eşit olduğu kabul edilmiştir, $\sigma_1^2 = \dots = \sigma_K^2 = \sigma^2$.

Şekil 3.9'de görüldüğü gibi, OBF senaryosunda, sistemin performansı, SNR değerlerindeki artışlarla orantılı olarak kademeli ve sürekli olarak iyileşmiş olup, NOBF senaryosundaki sistem performansı düşük SNR değerlerinde radikal bir şekilde iyileşme göstermiştir.



Şekil 3.10. Her kullanıcının $N_i=2$ adet alıcı anteni kullandığı OBF ve NOBF şeması kullanan MU-MIMO sistemi, $K=5$ [143].

Ne yazık ki, yüksek SNR değerlerinde bile SNR değerleri arttığında, performans artışı yavaşça stabil hale gelmeye başlamıştır. Bunun nedeni gürültü ve kullanıcılar arası girişim faktörleridir.

Kullanıcılar arası girişimi yok sayan ve yararlı gücü en üst düzeye çıkaran NOBF şeması için, sistem düşük SNR değerlerinde OBF şemasından daha iyi performans göstermiştir.

Bunun nedeni gürültünün etkisinin kullanıcılar arası girişimin etkisinden daha büyük olmasıdır. Bu nedenle, düşük SNR değerlerinde, sistemin performansını sınırlayan en önemli faktör gürültüdür.

Diğer yandan, çok kullanıcı girişimi iptal eden OBF şeması, yüksek SNR değerlerinde NOBF şemasından daha iyi performans göstermiştir. Bunun nedeni kullanıcılar arası girişimin etkisinin, gürültünün sistem üzerindeki etkisinden daha büyük olmasıdır. Bu nedenle, yüksek SNR değerlerinde, sistemin performansını sınırlayan en önemli faktör kullanıcılar arası girişimdir.

Ayrıca, geleneksel kanallar üzerinden MU-MIMO hüzme şekillendirme sistemine (hem OBF hem de NOBF şemaları durumunda) kıyasla gerçekçi kanal, üç dinamik kullanıcının varlığında daha uygun bir BER değeri sağlamıştır. Önerilen şemaların davranışını en iyi şekilde anlamak için, BER, Rayleigh sönümleme kanalına kıyasla farklı K ($K > 0$) değerleri için çizilmiştir.

Şekil 3.10 te farklı sayıda kullanıcı sayılarında daha iyi bir performans elde etmek için, tüm SNR değerlerinde ve yüksek sayıda kullanıcı durumunda OBF şemasının, düşük SNR değerleri ve düşük sayıda kullanıcı durumunda ve düşük sayıda kullanıcı ve yüksek SNR değerlerinde NOBF şemasının daha iyi performans verdiği görülmektedir. Bu durum, kullanıcı sayısına bağlı olarak, sistem gerçekçi bir kanal üzerinden yayın yapsa bile OBF şemasının NOBF şemasından daha kararlı olduğu anlamına gelmektedir.

4. BÖLÜM

İSTENİLEN İŞARET GÜCÜNÜ ARTIRMAK İÇİN BF ALGORİTMALARININ GELİŞTİRİLMESİ

4.1. Giriş

Hüzme şekillendirme tekniğinin temel amacı, kablosuz ağ kapasitesini maksimize etmek için zaman ve frekans gibi kablosuz kaynakların yeniden kullanılmasıdır. Ne yazık ki bu süreç, kullanıcılar arasında CCI oluşturacaktır. Bir önceki bölümde CCI etkisini yok etmek için isimleri OBF algoritması ve NOBF algoritması olan iki tip hüzme şekillendirme tekniği sunulmuştur.

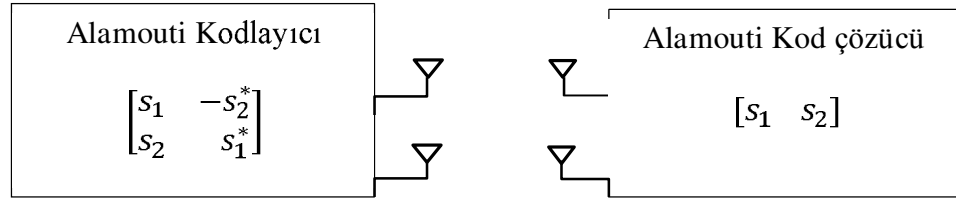
OBF algoritmasında her bir kullanıcıdaki CCI yok edilecektir. Ancak istenilen işaret gücünde azalacaktır. Diğer taraftan NOBF algoritması, CCI'yi yok etmeden istenilen işaret gücünü artıracak ve CCI'yi azaltacaktır. Bu bölümde, istenilen işaret gücünü artırmak için OBF algoritması geliştirilecektir. Aynı zamanda, NOBF algoritmasına sıranı geçen faydalanan yeni bir sistem modeli önerilecektir.

4.2. Alamouti SIBC'nin BD Hüzme Şekillendirme ile Birleştirilmesi

Bu çalışmada, aşağı bağlantı MU-MIMO sistem için Alamouti SIBC ve hüzme şekillendirmenin birleştirilmesi önerilmektedir. Daha sonra ise sistem performansını iyileştirmek için genişletilmiş Alamouti yöntemi gerçekleştirilmiştir.

4.2.1. Alamouti SIBC

Alamouti, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi iki iletim anteni için bir karmaşık dikgen uzay bölmeli blok kodu tasarlamış ve sunmuştur.



Şekil 4.1. 2 x 2 için Alamouti yöntemi

Alamouti kod Alamouti kodlayıcı durumunda, aşağıda özetlenen uzay zamanlı kod kelime matrisi ile tamamlanan iki belirgin ardışık sembol olan s_1 ve s_2 nin kodlanması söz konusudur:

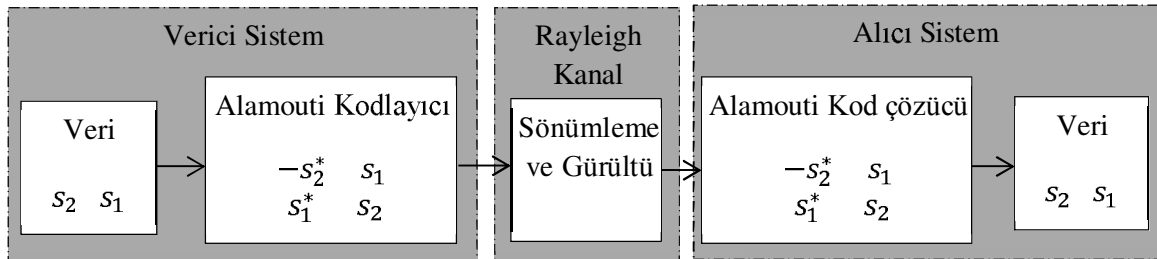
$$S_{A \text{ 2.antenna}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Eşitlik 4.1'in incelenmesinden görüleceği üzere, Tablo 4.1 de izah edildiği gibi iki farklı sembol periyodunda iki verici anteninden Alamouti kodlanmış işaretin iletimi yapılmaktadır.

Tablo 4.1. Farklı zaman dilimlerinde sembol iletimleri

	1. zaman aralısı	2. zaman aralısı
1. verici anteni	s_1	$-s_2^*$
2. verici anteni	s_2	s_1^*

İlk sembol periyodu boyunca s_1 ve s_2 aynı zamanda iki verici anteninden iletilir. İkinci zaman periyodu boyunca ise sembollerin tekrarlı iletimi söz konusudur. Buna göre ilk iletim anteni $-s_2^*$ iletirken ikinci iletim anteni ise s_1^* iletir.



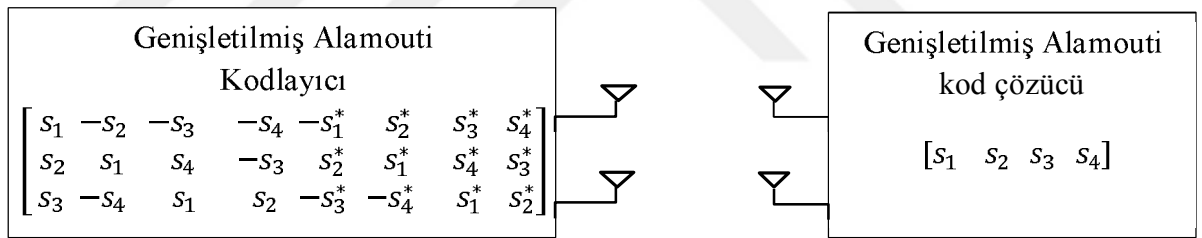
Şekil 4.2. 2x2 sistemi için Alamouti STBC nin blok diyagramı

Şekil 4.2, sembollerin Rayleigh ve gürültülü bir kanaldan iletildiği kablosuz haberleşme için Alamouti STBC kullanan bir sistemin performansını değerlendirmek üzere gerçekleştirilmiş bir benzetimi göstermektedir.

4.2.2. Genişletilmiş Alamouti

Alamouti STBC şeması uzayabilir. Bu durum için Alamouti yöntemi, 3x3 lük çeşitleme derecesini sağlayacak şekilde daha da genişletilmiştir. Şekil 4.3, vericide üç antenin ve alıcıda ise yine üç antenin kullanıldığı genişletilmiş Alamouti yöntemini göstermektedir. Bu yöntemde dört sembol (s_1, s_2, s_3 ve s_4), sekiz farklı sembol peryodunda iletilmiştir.

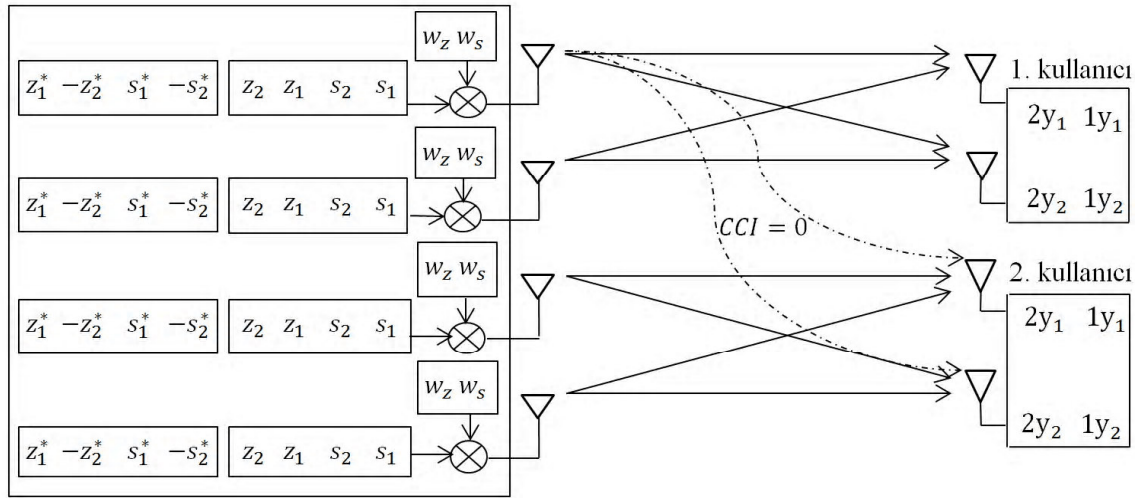
$$S_{A \text{ 3. anteni}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (4.2)$$



Şekil 4.3. 3x3 için genişletilmiş Alamouti yöntemi.

4.2.3. Alamouti STBC'nin BD ile birleştirimi

Bu kısım, Şekil 4.4. ve Şekil 4.5'de gösterildiği gibi Alamouti STBC ile BD hüzmeye şekillendirme metodu modülünün birleştirilmesinin çalışma prensibinin tanımını sunmaktadır. Şekil 4.5 benzetimin, sistem performansını değerlendirmek için gerçekleştirildiği, BS ve iki mobil istasyonun blok diyagramını göstermektedir. Bir MU-MIMO sistemi oluşturmak için, 3. Bölümdeki 3.2 kısım gözden geçirilmiştir. Daha sonra ise, şekil 4.4'de görüldüğü gibi kullanıcı sayısı $U=2$, $M=4$ ve $N_u=2$ kabul edilmiştir. Aynı zamanda, 1. kullanıcı ve 2. kullanıcı sembolleri sırasıyla S ve Z dir.



Şekil 4.4. Alamouti STBC ile BD'nin birleştirilmesine ait sistem modülü

Böylece, eşitlik 3.2 deki toplam iletilmiş sembol vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$X = [S, Z] \quad (4.3)$$

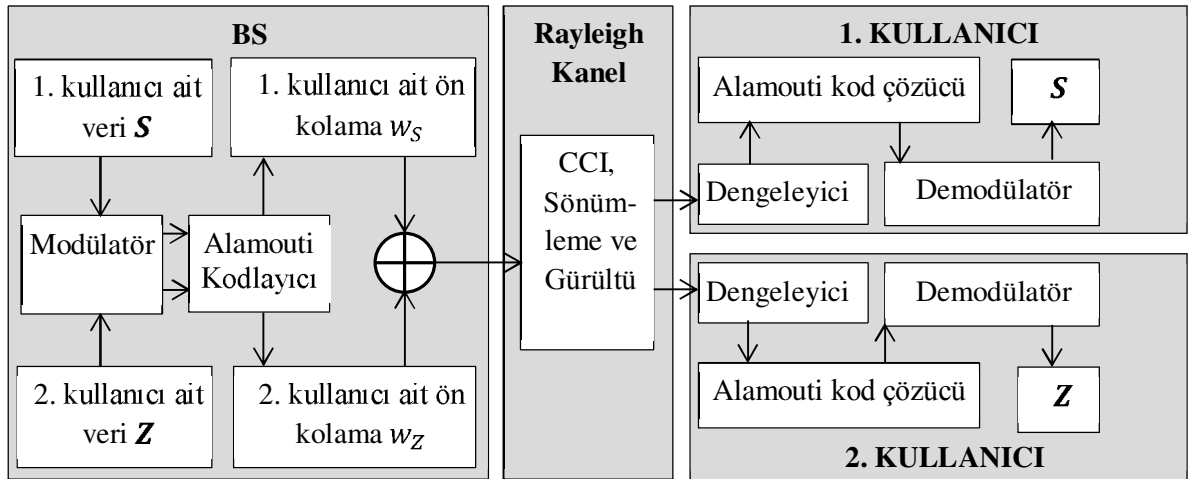
Her kullanıcının sembolü Alamouti kodlayıcısına girecektir. Bu sebeple, Alamouti kodlayıcısının çıkışları şu şekilde olacaktır:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}, \quad Z = \begin{bmatrix} z_1 & -z_2^* \\ z_2 & z_1^* \end{bmatrix}$$

Bir sonraki adımda ise, i . kullanıcı için ön kodlama matrisi w_i 'yi elde etmek için eşitlik 3.13 kullanılmaktadır. Böylece, toplam ön kodlama matrisi aşağıdaki gibi ifade edilmiştir:

$$W_T = [w_1, w_2] \quad (4.4)$$

Burada $w_1 \in \mathbb{C}^{M \times N_1}$ ve $w_2 \in \mathbb{C}^{M \times N_2}$, sırasıyla 1. kullanıcı ve 2. kullanıcı için ortak hüzme şekillendirme katsayılarıdır.



Şekil 4.5. BF'li Alamouti STBC'nin birleşimine ait blok diyagram.

Basitlik için, $W=w_1$, $M=w_2$, H 1.kullanıcının kanalı ve F ise 2. kullanıcının kanalı olduğu kabul edilsin. Bu durumda:

$$W = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \\ w_{31} & w_{32} \\ w_{41} & w_{42} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \\ m_{31} & m_{32} \\ m_{41} & m_{42} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} & f_{14} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} & f_{24} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Her kullanıcıya ayrı ayrı dikkat edilerek bir değerlendirme yapıldığında, her kullanıcı için alınan işaret, aşağıdaki gibi bulunacaktır:

$$y_1 = H \sum_{u=1}^2 w_u s_u + n_1 = H (WS + MZ) + n_1 \quad (4.9)$$

ve

$$y_2 = F \sum_{u=1}^2 w_u s_u + n_2 = F (WS + MZ) + n_2 \quad (4.10)$$

1. kullanıcı için:

$$I_1 = W S = \begin{bmatrix} w_{11} & s_1 + w_{12} & s_2 & -w_{11} & s_2^* + w_{12} & s_1^* \\ w_{21} & s_1 + w_{22} & s_2 & -w_{21} & s_2^* + w_{22} & s_1^* \\ w_{31} & s_1 + w_{32} & s_2 & -w_{31} & s_2^* + w_{32} & s_1^* \\ w_{41} & s_1 + w_{42} & s_2 & -w_{41} & s_2^* + w_{42} & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

2. kullanıcı için:

$$I_2 = M Z = \begin{bmatrix} m_{11} & z_1 + m_{12} & z_2 & -m_{11} & z_2^* + m_{12} & z_1^* \\ m_{21} & z_1 + m_{22} & z_2 & -m_{21} & z_2^* + m_{22} & z_1^* \\ m_{31} & z_1 + m_{32} & z_2 & -m_{31} & z_2^* + m_{32} & z_1^* \\ m_{41} & z_1 + m_{42} & z_2 & -m_{41} & z_2^* + m_{42} & z_1^* \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Bu durumda, toplam iletilmiş semboller vektörü I_T aşağıdaki gibi verilebilir:

$$I_T = I_1 + I_2 = \begin{bmatrix} w_{11} & x_1 + w_{12} & x_2 + m_{11} & z_1 + m_{12} & z_2 & -w_{11} & x_2^* + w_{12} & x_1^* - m_{11} & z_2^* + m_{12} & z_1^* \\ w_{21} & x_1 + w_{22} & x_2 + m_{21} & z_1 + m_{22} & z_2 & -w_{21} & x_2^* + w_{22} & x_1^* - m_{21} & z_2^* + m_{22} & z_1^* \\ w_{31} & x_1 + w_{32} & x_2 + m_{31} & z_1 + m_{32} & z_2 & -w_{31} & x_2^* + w_{32} & x_1^* - m_{31} & z_2^* + m_{32} & z_1^* \\ w_{41} & x_1 + w_{42} & x_2 + m_{41} & z_1 + m_{42} & z_2 & -w_{41} & x_2^* + w_{42} & x_1^* - m_{41} & z_2^* + m_{42} & z_1^* \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Böylece,

$$y_1 = H I_T + n_1 \quad (4.14)$$

ve

$$y_2 = F I_T + n_2 \quad (4.15)$$

Kısım 3.3.1 deki $\tilde{H}_i \tilde{V}_i^{ns} = 0$ şartı altında, her kullanıcı için alınan işaret şu şekilde verilebilir:

$$y_1 = H WS + 0 + n_1 \quad (4.16)$$

ve

$$y_2 = F MZ + 0 + n_2 \quad (4.17)$$

Burada y_1 ve y_2 , çoklu kullanıcı girişi olmak üzere sırasıyla 1. kullanıcı ve 2. kullanıcı için gerekli işareti kapsayan alınan işareti göstermektedir. Not olarak S ve Z , Alamouti uzay-zaman kodlamasıdır. Böylece, y_i aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$y_i = \begin{bmatrix} 1y_{1a} & 2y_{1a} \\ 1y_{2a} & 2y_{2a} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

burada, her kullanıcı için;

$1y_{1a}$, 1. zaman diliminde (1), birinci antendeki (1a) alınan işarettir.

$1y_{2a}$, 1. zaman diliminde (1), ikinci antendeki (2a) alınan işarettir.

$2y_{1a}$, 2. zaman diliminde (2), birinci antendeki (2a) alınan işarettir.

$2y_{2a}$, 2. zaman diliminde (2), ikinci antendeki (2a) alınan işarettir.

1. ve 2. kullanıcıdaki matematiksel işlemlerin benzerliği nedeniyle sadece tek bir kullanıcıya odaklanılacaktır. 1. kullanıcının dikkate alındığı kabul edilsin.

	1.zaman aralısı	2.zaman aralısı
1. anten	$1y_{1a}$	$2y_{1a}$
2. anten	$1y_{2a}$	$2y_{2a}$

1. zaman dilimindeki girişler şunlardır:

$$\begin{aligned}
 1y_{1a} = & h_{11}(w_{11} s_1 + w_{12} s_2 + m_{11} z_1 + m_{12} z_2) + \\
 & h_{12}(w_{21}s_1 + w_{22} s_2 + m_{21}z_1 + m_{22} z_2) + \\
 & h_{13} (w_{31} s_1 + w_{32} s_2 + m_{31} z_1 + m_{32} z_2) + \\
 & h_{14}(w_{41} s_1 + w_{42} s_2 + m_{41} z_1 + m_{42} z_2)
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

$$\begin{aligned}
 1y_{2a} = & h_{21}(w_{11} s_1 + w_{12} s_2 + m_{11} z_1 + m_{12} z_2) + \\
 & h_{22}(w_{21}s_1 + w_{22} s_2 + m_{21}z_1 + m_{22} z_2) + \\
 & h_{23} (w_{31} s_1 + w_{32} s_2 + m_{31} z_1 + m_{32} z_2) + \\
 & h_{24}(w_{41}s_1 + w_{42} s_2 + m_{41} z_1 + m_{42} z_2)
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

2. zaman dilimindeki girişler şunlardır:

$$\begin{aligned}
 2y_{1a} = & h_{11}(-w_{11} s_2^* + w_{12} s_1^* - m_{11} z_2^* + m_{12} z_1^*) + \\
 & h_{12}(-w_{21} s_2^* + w_{22} s_1^* - m_{21} z_2^* + m_{22} z_1^*) + \\
 & h_{13} (-w_{31} s_2^* + w_{32} s_1^* - m_{31} z_2^* + m_{32} z_1^*) + \\
 & h_{14}(-w_{41} s_2^* + w_{42} s_1^* - m_{41} z_2^* + m_{42} z_1^*)
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

$$\begin{aligned}
2y_{2a} = & h_{21}(-w_{11} s_2^* + w_{12} s_1^* - m_{11} z_2^* + m_{12} z_1^*) + \\
& h_{22}(-w_{21} s_2^* + w_{22} s_1^* - m_{21} z_2^* + m_{22} z_1^*) + \\
& h_{23}(-w_{31} s_2^* + w_{32} s_1^* - m_{31} z_2^* + m_{32} z_1^*) + \\
& h_{24}(-w_{41} s_2^* + w_{42} s_1^* - m_{41} z_2^* + m_{42} z_1^*)
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Eşitlik (4.16)'dan aşağıdaki koşullar altında:

$$h \times w \neq 0$$

$$h \times m = 0$$

Alınan işaretler şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
1y_{1a} = & h_{11}(w_{11} s_1 + w_{12} s_2) + h_{12}(w_{21} s_1 + w_{22} s_2) + \\
& h_{13}(w_{31} s_1 + w_{32} s_2) + h_{14}(w_{41} s_1 + w_{42} s_2)
\end{aligned} \tag{4.23}$$

$$\begin{aligned}
1y_{2a} = & h_{21}(w_{11} s_1 + w_{12} s_2) + h_{22}(w_{21} s_1 + w_{22} s_2) + \\
& h_{23}(w_{31} s_1 + w_{32} s_2) + h_{24}(w_{41} s_1 + w_{42} s_2)
\end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned}
2y_{1a} = & h_{11}(-w_{11} s_2^* + w_{12} s_1^*) + h_{12}(-w_{21} s_2^* + w_{22} s_1^*) + \\
& h_{13}(-w_{31} s_2^* + w_{32} s_1^*) + h_{14}(-w_{41} s_2^* + w_{42} s_1^*)
\end{aligned} \tag{4.25}$$

$$\begin{aligned}
2y_{2a} = & h_{21}(-w_{11} s_2^* + w_{12} s_1^*) + h_{22}(-w_{21} s_2^* + w_{22} s_1^*) + \\
& h_{23}(-w_{31} s_2^* + w_{32} s_1^*) + h_{24}(-w_{41} s_2^* + w_{42} s_1^*)
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Basitlik için aşağıdaki duruma izin verilirse:

$$(h_{11}w_{11} + h_{12}w_{21} + h_{13}w_{31} + h_{14}w_{41}) = C,$$

$$(h_{11}w_{12} + h_{12}w_{22} + h_{13}w_{32} + h_{14}w_{42}) = D,$$

$$(h_{21}w_{11} + h_{22}w_{21} + h_{23}w_{31} + h_{24}w_{41}) = Q,$$

$$(h_{21}w_{12} + h_{22}w_{22} + h_{23}w_{32} + h_{24}w_{42}) = P.$$

Alınan işaretler şu şekilde yazılabilir:

$$1y_{1a} = C s_1 + D s_2 + n_1 \quad (4.27)$$

$$1y_{2a} = Q s_1 + P s_2 + n_1 \quad (4.28)$$

$$2y_{1a} = D s_1^* - C s_2^* + n_1 \quad (4.29)$$

$$2y_{2a} = P s_1^* - Q s_2^* + n_1 \quad (4.30)$$

burada C , D , Q ve P kanalın; her antenin ön kodlamasıyla çarpımını temsil etmektedir.

s_1 ve s_2 'yi bulmak için, mobil istasyonlardaki CSI'nin mevcut olduğu kabul edilmiştir. Daha sonra alınan işaretlerin CSI matrisinin Hermit transpozisyonu ile çarpılması ve MRC kavramlarının kullanılması. Buna göre alınan işaretler aşağıdaki gibi ifade edilebilir [144]:

$$\hat{s}_1 = \frac{C^* 1y_{1a} + Q^* 1y_{2a} + D 2y_{1a}^* + P 2y_{2a}^*}{C^* * C + Q^* * Q + D^* * D + P^* * P} \quad (4.31)$$

$$\hat{s}_2 = \frac{D^* 1y_{1a} + P^* 1y_{2a} - C 2y_{1a}^* - Q 2y_{2a}^*}{C^* * C + Q^* * Q + D^* * D + P^* * P} \quad (4.32)$$

burada $\hat{s}_1$ ve $\hat{s}_2$, sırasıyla s_1 ve s_2 'nin gürültülü biçimlerini temsil etmektedir.

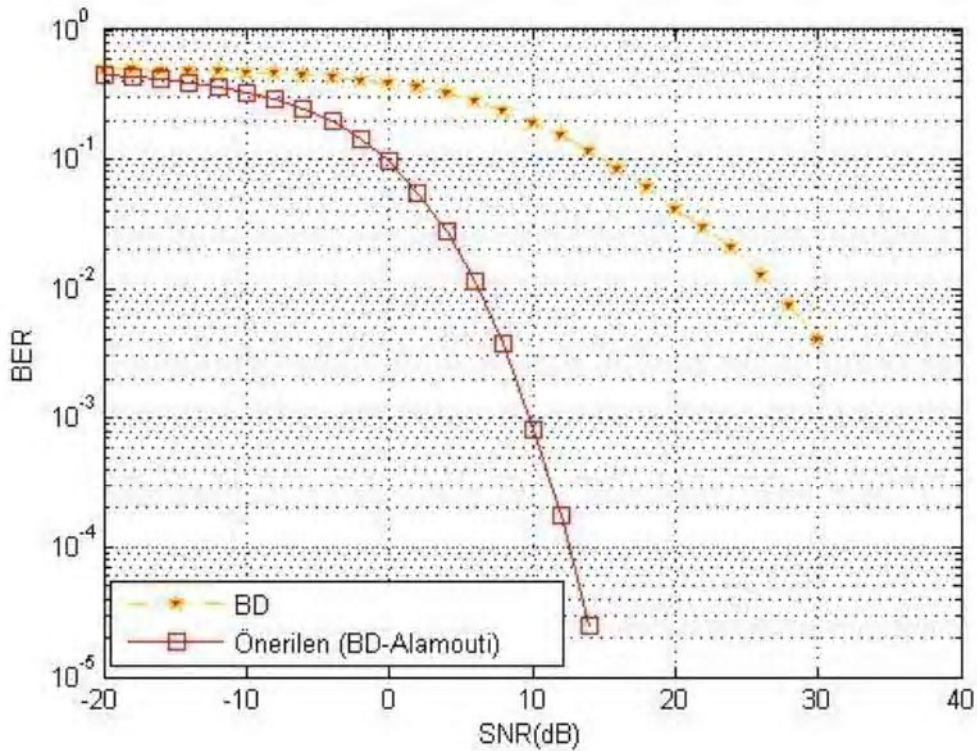
4.2.4. Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada, işaret gürültü oranına (SNR) karşı çizilen BER değişimleri, bir verimlilik ölçeği olarak ele alınmıştır. MU-MIMO hüzmeye şekillendirme önkodlama önerisinin performansını öngörmek üzere ortak bir MU-MIMO yöntemi oluşturulmuştur. Buna göre, Alamouti STBC yöntemini kullanan sistemin bir Rician sönümlü kanaldaki değişimi ve aynı zamanda sistemin Rayleigh sönümlü kanaldaki durumu incelenmiştir. Parametre örnekleri, 10.000 olacak şekilde planlanmış olup Rayleigh sönümlü kanal durumunda kuşatıcı elemanlar sıfır ortalamalı olarak oluşturulmuştur. Buna karşın Rician sönümlü kanal için ise m ortalamalı birim varyanslı, bağımsız ve eşit olarak dağıtılmış (i.i.d) kompleks Gauss rastlantı değişkenleri mevcuttur. BS deki M adet anten, gürültülü ve düz sönümlü kanal üzerinden işareti tüm kullanıcılara iletirken her bir kullanıcı ise işareti almak için N_u adet anten kullanmaktadır. Benzetimin tamamında, yayın modülasyon biçimi olarak

QPSK işaret yıldız kümesi uygulaması kullanılmıştır. Bulgular daha sonra, farklı kanal incelemelerini kapsayacak biçimde genelleştirilmiştir. Bütün alıcılar için, alıcı anten başına gürültü varyansı eşit olmalıdır $\sigma_1^2 = \dots = \sigma_K^2 = \sigma^2$. Tipik değerler ve benzetim parametreleri Tablo 4.2 de sunulmuştur.

Tablo 4.2. Tipik değerler ve benzetim parametreleri

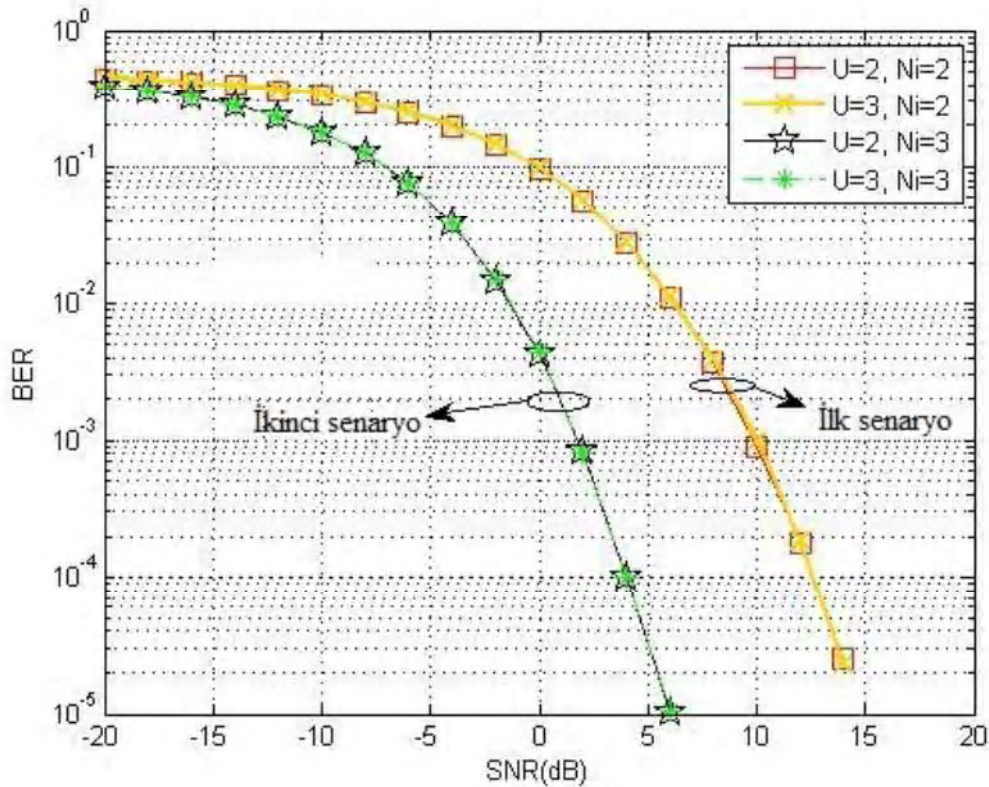
Parametreler	Tanımlama
Kanal tipi	Rayleigh and Rician
Kullanıcıların sayısı (U)	2, 3
BS için anten sayısı (M)	4 - 9
Her ber kullanıcı için anten sayısı (N_i)	2, 3
Rician kanal faktörü (K)	5 - 15



Şekil 4.6. Rayleigh kanal kullanımlı bir MU-MIMO sistem, $U=2$ ve $N_i=2$ [144].

Klasik BD hüzmeye şekillendirme önkodlama yönteminin uygulandığı senaryoda, Şekil 4.6 da gösterildiği üzere sistem performansında bir iyileşme mevcuttur. SNR değerinin

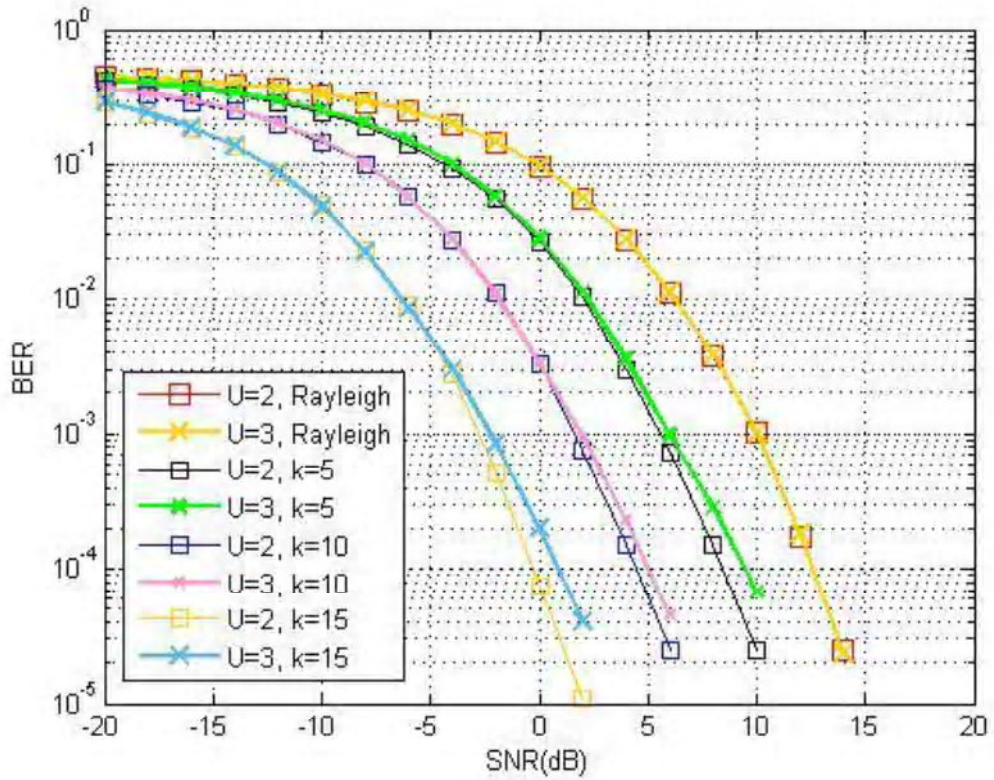
artışıyla birlikte performansın iyileştiği net olarak görülmektedir. BD hüzme şekillendirmenin Alamouti STBC ile birleştirildiği durum (önerilen) için ise herhangi bir SNR değeri için belirgin bir iyileşmenin olduğu görülmektedir. Diğer bir ifadeyle birleştirilmiş yöntem, klasik BD hüzme şekillendirme önkodlama yöntemine kıyasla daha iyi performans ortaya koymaktadır. Bunun sebebi, hem BD hüzme şekillendirmenin hem de Alamouti STBC'nin aynı anda kullanılmasıdır. Çok kullanıcı girişimi için BD hüzme şekillendirmenin avantajından faydalanılırken öte yandan sönümlü kanal ile mücadele için de STBC'nin avantajından istifade edilmiştir.



Şekil 4.7. Farklı senaryolar için birleştirilmiş yöntemin Rayleigh kanaldaki başarımı [144].

Şekil 4.7, farklı N ve U değerleri için Alamouti STBC yöntemini kullanan birleşik BD hüzme şekillendirmenin performansını göstermektedir. Her kullanıcının iki alıcı antenine sahip olduğu ilk senaryoda iki farklı durum incelenmiştir: BS de 4 verici antenin kullanıldığı iki kullanıcılı bir sistem ve BS de 6 verici antenin kullanıldığı üç kullanıcılı bir sistem. İkinci senaryoda ise Alamouti yöntemi genişletilmiştir. Her kullanıcı 3 alıcı antenine sahiptir. Bu senaryoda, iki durum göz önüne alınmıştır: BS

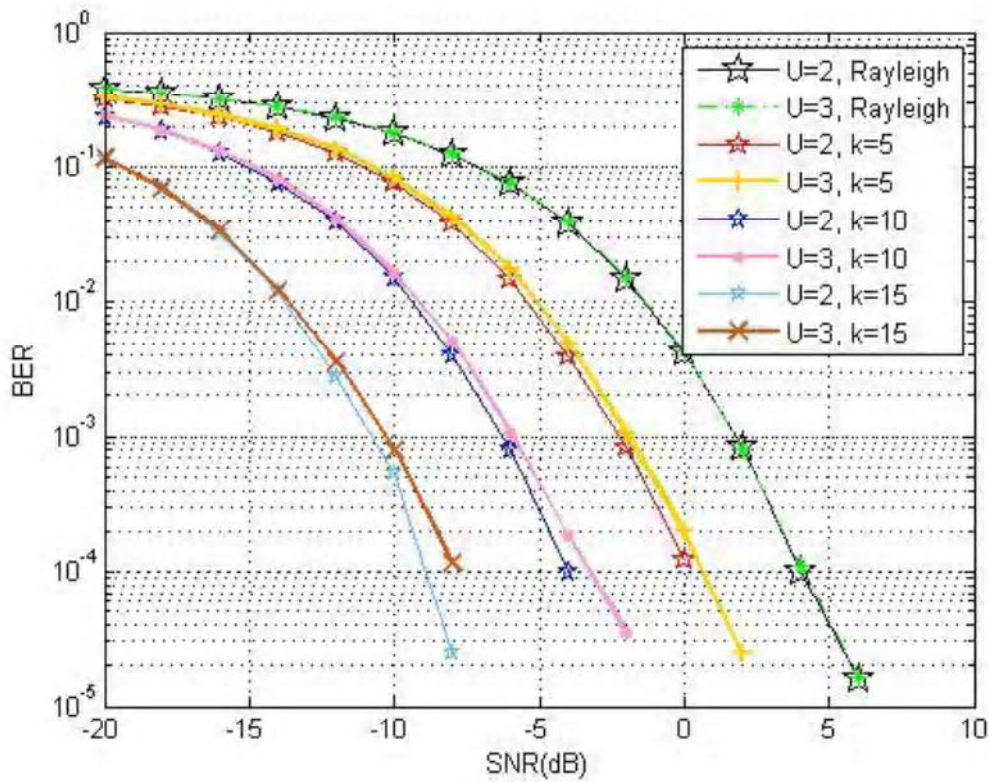
de 6 verici antenin kullanıldığı iki kullanıcılı bir sistem ve daha sonra ise BS de 9 verici antenin kullanıldığı üç kullanıcılı bir sistem. Şekil 4.7, ilk senaryo için iki kullanıcılı sistemin üç kullanıcılı bir sistemle hemen hemen aynı performansı sağladığını göstermektedir. Bu bulgu, BD hüzme şekillendirme ve Alamouti yöntemindeki analizimizle uyumludur. Aşağı yönlü ön kodlayıcı, her mobil kullanıcıdaki çoklu erişim girişimini yok eder ve Alamouti kodları sayesinde tam uzaysal çeşitleme sağlanır. Benzer biçimde ikinci senaryoda iki kullanıcılı sistem, üç kullanıcılı bir sistemle aynı performansı yakalar. İkinci senaryoda ise, ilk senaryo ile kıyaslandığında daha yüksek çeşitleme kazancı BER performansını belirgin seviyede iyileştirir.



Şekil 4.8. LOS ve NLOS ortamlarında Alamouti STBC'li BD ön kodlama kullanan bir MU-MIMO sistemin BER performansı ($N_t=2$).

Şekil 4.8 ve 4.9, NLOS (bir Rayleigh sönümlü kanal üzerinden) düzenlemesinin performansı ile karşılaştırıldığında, LOS ortamı için (ilintili gerçekçi bir Rician sönümlü kanal boyunca) birleştirilmiş sistemin performansının daha yüksek olduğunu

göstermektedir. Yüksek değerli Rician faktörü, hata oranını azaltma imkanı sağlamaktadır. Birleştirilmiş yöntemin davranışını daha iyi anlamak için, farklı K değerlerine karşılık BER eğrileri çizdirilmiştir. Burada amaç, Şekil 4.8'deki ilk senaryoya ait iki durum ile Şekil 4.9'daki ikinci senaryoya ait karşılaştırma sonuçlarının verilmesidir. STBC'li geleneksel birleştirilmiş hüzme şekillendirme, K kanalının katsayısına bağlı olarak hassas BER performansına sahiptir. Sistemin bu duyarlılığı, SNR değerinin yükseltilmesiyle de arttırılmıştır.



Şekil 4.9. LOS ve NLOS ortamlarında genişletilmiş Alamouti STBC'li BD ön kodlama kullanan bir MU-MIMO sistemin BER performansı ($N_t=3$).

BD algoritmasının, sızıntı gücü biçiminde gücün bir kısmını harcaması nedeniyle işaret alımının arzu edilen gücü ne yazık ki düşecektir. Burada bahsedilen sızıntı gücü, girişim gücünü temsil etmekte olup iletimden sonra tamamen yok edilmiştir. Bu nedenle kablosuz kanal üzerinden yapılan iletim için sistem; alınan işaretin düşük istenilen gücü, sönümlü kanal etkisi ve gürültü faktörleri gibi yıkıcı etkilerle muhataptır. Rayleigh sönümlü kanal üzerinden ($K < 0$) iletim yapan sistem için farklı SNR değerlerine göre kullanıcı sayısı, sistem performansını etkilemeyecektir. Sönümlü kanal etkisinin, sızıntı

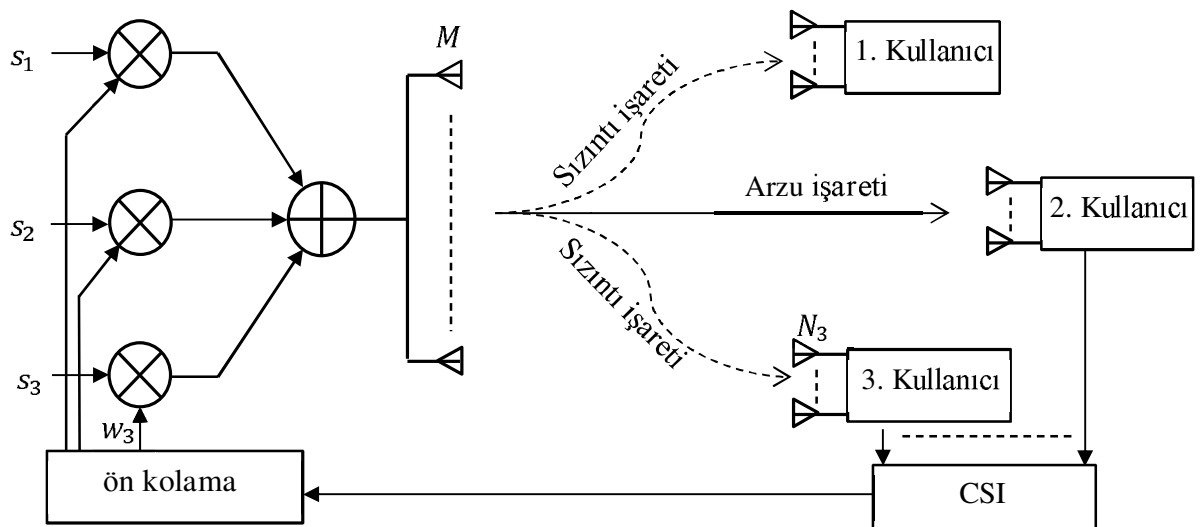
gücü ve gürültüsünün etkisine göre daha büyük olması bu duruma gerekçe olarak gösterilebilir. Bu sebNOBFle, iki kullanıcı bir sistem ve üç kullanıcı bir sistem aynı performansa sahiptir. Diğer taraftan, sistem performansını sınırlayan ana faktörün sızıntı gücü ve gürültü olması nedeniyle Rician sönümlü kanal ($K > 0$) üzerinden yapılan iletim için düşük kullanıcı sayısı, yüksek SNR değerleri dikkate alındığında bu durum sistem performansını etkilemeyecektir. Bu nedenle, Rician sönümlü kanal için düşük kullanıcı sayısına sahip birleştirilmiş sistem, yüksek SNR durumunda yüksek kullanıcı sayısına sahip durumla kıyaslandığında daha iyi performans oluşturacaktır.

4.3. 5G İçin Maximum SLR'ye Dayalı MU-MIMO Hüzme Şekillendirmenin Sızıntı Gücünden Faydalanmayı Amaçlayan İşbirlikçi OSIC Sistemi

Bu kısımda, SLRC (signal to-leakage ratio cooperative system, işaret bölü sızıntı oranlı işbirlikçi sistem) olarak adlandırılan yeni bir aşağı yönlü MU-MIMO sistem anlatılacaktır [145]. Daha sonra SLRC sistemi, [146]'de SLINR (Signal to Leakage, Interference and Noise Ratio, önerilen ve işaret bölü sızıntı, girişim ve gürültü oranlı) olarak adlandırılan sistemle karşılaştırılacaktır. SLNR, aşağıda tanımlandığı gibi CCI'yi dikkate almaktadır:

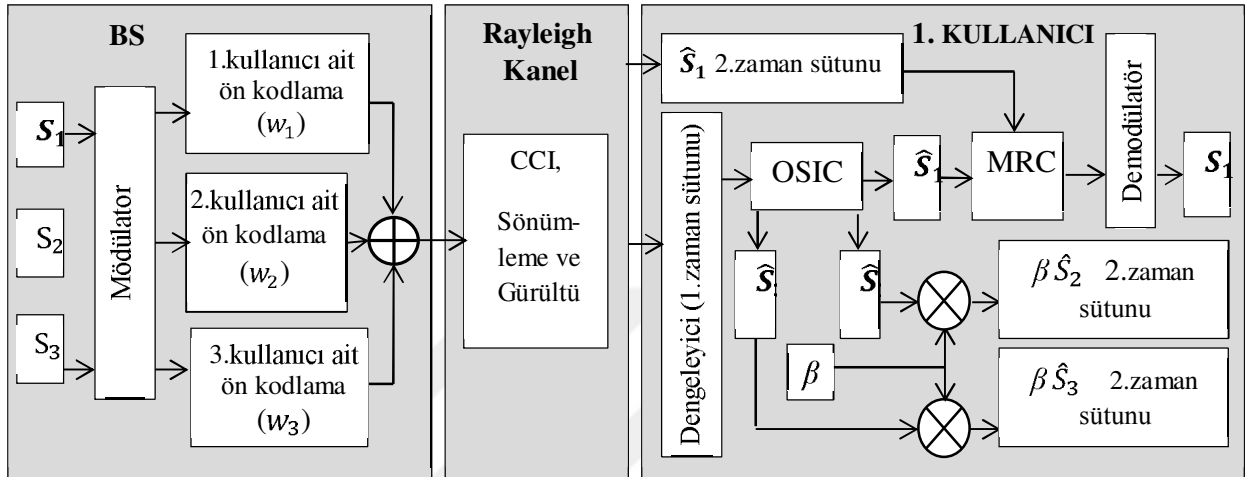
$$SLINR_i = \frac{\|H_i w_i\|^2}{\sigma_i^2 + \sum_{u=1, u \neq i}^U \|H_u w_i\|^2 + \sum_{u=1, u \neq i}^U \|H_i w_u\|^2} \quad (4.33)$$

Şekil 4.10 ve Şekil 4.11 de gösterildiği gibi SLRC sistemi, BS deki maksimum SLR'ye dayanan NOBF algoritmasını kullanır ve kullanıcılarda işbirlikçi algoritma kullanır.



Şekil 4.10. Aşağı yönlü MU-MIMO sistem için 1. zaman aralığındaki NOBF tekniği

Bu sistem kullanıcılarda, OSIC sezimi gerçekleştirir ve CCI sızıntı gücünden faydalanmak suretiyle arzulan işaret destekleyecek karma bir işbirliği metodu kullanır. Daha sonra, sızıntı gücünden faydalanma marifetiyle bu sistem modülünün performansı değerlendirilemiştir.



Şekil 4.11. BS’de SLR’nin ve kullanıcılarda ise OSIC’in kullanıldığı aşağı yönlü MU-MIMO sistemin blok diyagramı.

4.3.1. Önerilen Yöntem

Bir MU-MIMO sistem oluşturmak için (Şekil 4.10’da görüldüğü gibi), kısım 3.2 ve $U=3$, $M=4$ ve $N_u=2$ olarak kabul edilmiştir. Bu sebNOBFle, kullanıcılara ait antenlerin toplam sayısı $N_f=6$ olup 3 kullanıcıya iletilmiş sembol vektörü aşağıdaki gibidir $S_T = [s_1, s_2, s_3]^T$. Ön kodlama matrisi şu şekilde ifade edilebilir:

$$W = [w_1, w_2, w_3] \quad (4.34)$$

Toplam kanal H şu şekildedir:

$$H = [H_1^T, H_2^T, H_3^T]^T \quad (4.35)$$

Alınan işaret aşağıda ifade edilmiştir:

$$y_i = H_i x_i + H_i \sum_{u=1, u \neq i}^3 w_u s_u + n_i \quad (4.36)$$

Şekil 4.11, sistem performansını değerlendirmek için gerçekleştirilen benzetimin elde edildiği BS ve üç kullanıcının blok diyagramını göstermektedir.

4.3.2. Maksimum SLR'ye dayalı NOBF

NOBF'yi oluşturmak için, 3. bölümün 3.3.2 kısmında tanımlanan SLR ön kodlama gözönüne alınmıştır. [147]'e göre [74] un sakıncası şu şekilde ifade edilebilir: sistemdeki her kullanıcı çoklu veri akışına sahip olduğu zaman, her akış için etkili kanal kazancı ciddi anlamda dengesizleşebilir. Eğer güç kontrolü veya adaptif modülasyon ve kodlama uygulanamıyorsa, bu durumda her kullanıcının toplam hata performansı belirgin bir kayıpla muhatap olacaktır. Bu nedenle vericide, toplam iletim gücü kısıtlamaları (P_T) uygulanır. Maksimum SLR'ye göre her kullanıcının BF ön kodlaması (w_i^o), aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$w_i^o = \arg \max \frac{\|H_i w_i\|^2}{\sum_{u=1, u \neq i}^U \|H_u w_i\|^2} \quad (4.37)$$

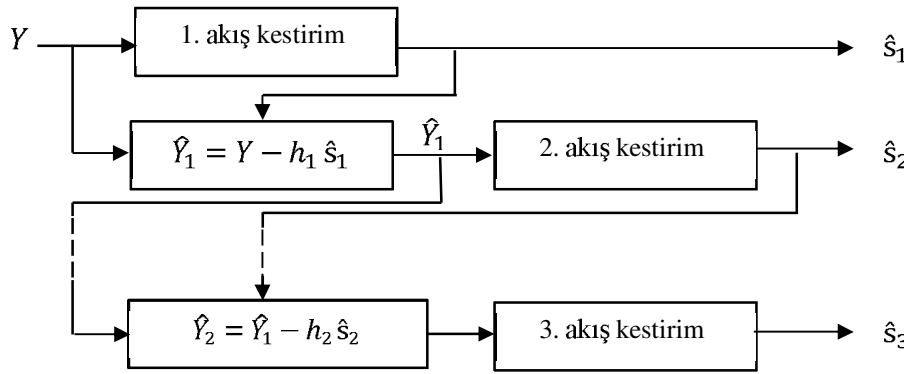
$$\text{subject to } \sum_{u=1}^U \|w_u\|^2 \leq P_T$$

Not olarak w_u 'nun normu, sonuç çözümlerle alakalı değildir. Diğer bir ifadeyle w_u 'nun normu, güç sınırlamaları altında w_u için en iyi değeri sağlamak üzere herhangi bir değer olacak biçimde zorlanabilir.

4.3.3. OSIC Sezim Algoritması

Lineer sezim metodları, düşük karmaşıklık donanım gerçekleştirimine ihtiyaç duyarlar. OSIC metodu, karmaşıklığı yükseltmeden performansın iyileştirilmesine yardımcı olur. OSIC de, bütün antenlerde alınan işarete dayalı olarak semboller, diğerlerinden oluşan etkiyi yok edecek tarzda seçilmişlerdir. Girişimi azaltmak için her aşamada sezilen işaret alınan işareten çıkarılır [14]. Alınan işaret içerisinde s_i 'yi kestirmek için MRC sezim yönteminin kullanıldığı durum kabul edilsin. s_i seziminden sonra ilk aşamada artı kalan işaret, $H_i s_i$ çarpımının alınan işaret y_i den çıkarılmasıyla aşağıdaki gibi bulunabilir. Bu durum Şekil 4.12'de gösterilirdir.

$$\hat{y}_i = y_i - H_i s_i \quad (4.38)$$

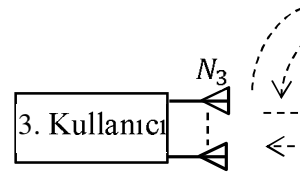


Şekil 4.12. Sızıntı gücünden faydalanmak üzere işbirlikçi kullanıcılar için OSIC sezimi blok diyagramı.

Bu durumda girişim, $u=1, \dots, i-1, i+1, U$ olmak üzere s_u 'nun kestirimi işlemiyle başarılı olarak yok edilmiştir. Her kullanıcıdaki bütün s_u 'lar kestirildikten sonra kullanıcıların tamamı, sadece sızıntı gücünü faydalı hale getirecek girişim işaretini paylaşmak için birbiriyle işbirliği yapar.

4.3.4. Karma Aktarma Modeli

Önerilen işbirlikçi metot, hem standart DAF metodundan hem de klasik AAF metodundan farklıdır. DAF ve AAF işbirlikçi metodlarından oluşan bir karma aktarma modeli sunulmuştur. Karma aktarma modeli BS de işaret kodlaması kullanmamaktadır ancak kullanıcıda (veya Şekil 4.13'deki gibi röle) OSIC kullanılarak (DAF metodunda olduğu gibi sızıntı işaretinin kodunun çözümü ve yeniden kodlanması olmadan) sızıntı işaretinin kestirimine bağlıdır.



Şekil 4.13. 2. zaman aralığındaki sızıntı gücünden faydalanmak için işbirlikçi kullanıcıların sistem modülleri

Kestirilmiş sızıntı işaretleri, kontrol güç parametresi β ile çarpılır. İkinci zaman aralığında ise kestirilmiş sızıntı işareti, AAF metodunda olduğu gibi gürültünün etkisi artırılmadan ikinci kullanıcıya (veya hedefe) iletilecektir. Bu sebNOBFle BS'deki karmaşıklık artmayacaktır. İlâveten, röledeki sızıntı işaretinin kod çözmesi ve yeniden kodlaması, işlem gecikmesini azaltmak amacıyla hariç tutulmuştur. Böylece, kullanıcı tarafında işaret sezimi ve sızıntı gücüne bağlı olan, röledeki gerçek zamanlı sezimdeki karmaşıklık yükü azalmaktadır. Önerilen yöntemde, MRC kestirimi ve OSIC sezimi kullanılarak ilk zaman aralığında, her kullanıcı farklılaştırılır ve sızıntı işareti olarak bilinen diğer kullanıcı işaretlerinden kendi işaretini (arzulanan işaret) tanımlar. İkinci zaman aralığında ise kestirilmiş sızıntı işaretleri kullanıcılara iletilir. Bu yöntem kullanılarak sızıntı gücünden istifade edilebilir ve her kullanıcıdaki birleştirici kullanılarak faydalı bir güce dönüştürülebilir. Buradaki birleştirici, kendi işareti olarak her kullanıcı tarafından sezilmiş arzulanan işaret ile bir girişim işareti olarak diğer kullanıcılar tarafından sezilmiş sızıntı işaretini birleştirir. Kontrol gücü β , kullanıcılar arası kanal (kullanıcılar arasındaki kanal) uygun ise kullanılacaktır. Orijinal işareten sızmış işaret, sızmış işareti avantaja çevirmek maksadıyla kendi gerçek hedefine tekrar yönlendirilecektir. Vericide, $E(\|\beta_i s_i\|^2) \leq P_i$ ile tanımlanabilecek toplam iletim gücü sınırlamaları mevcuttur. β_i , toplam iletilen güç kısıtını sağlamak için kullanılan bir sabit olup aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [19]:

$$\beta = \sqrt{\frac{N_T}{Tr(H^{-1}(H^{-1})^H)}} \quad (4.39)$$

Böylece, ikinci zaman aralığında u kullanıcılarından i kullanıcıasına iletilecek olan veri aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\hat{s}_{u-i-2nd} = \beta * \hat{s}_{u-i-1st} \quad (4.40)$$

Burada $\hat{s}_{u-i-1st}$, birinci zaman aralığında u . kullanıcının sezdiği i . kullanıcıya ait sızıntı işaretinin ($s_{u-i-1st}$) gürültülü biçimidir. İkinci zaman aralığındaki i . kullanıcıya ait alınan işaret aşağıdaki eşitlikle verilebilir:

$$y_{u-i-2nd} = H_{u-i-2nd} * \hat{s}_{u-i-2nd} + n_{oi} \quad (4.41)$$

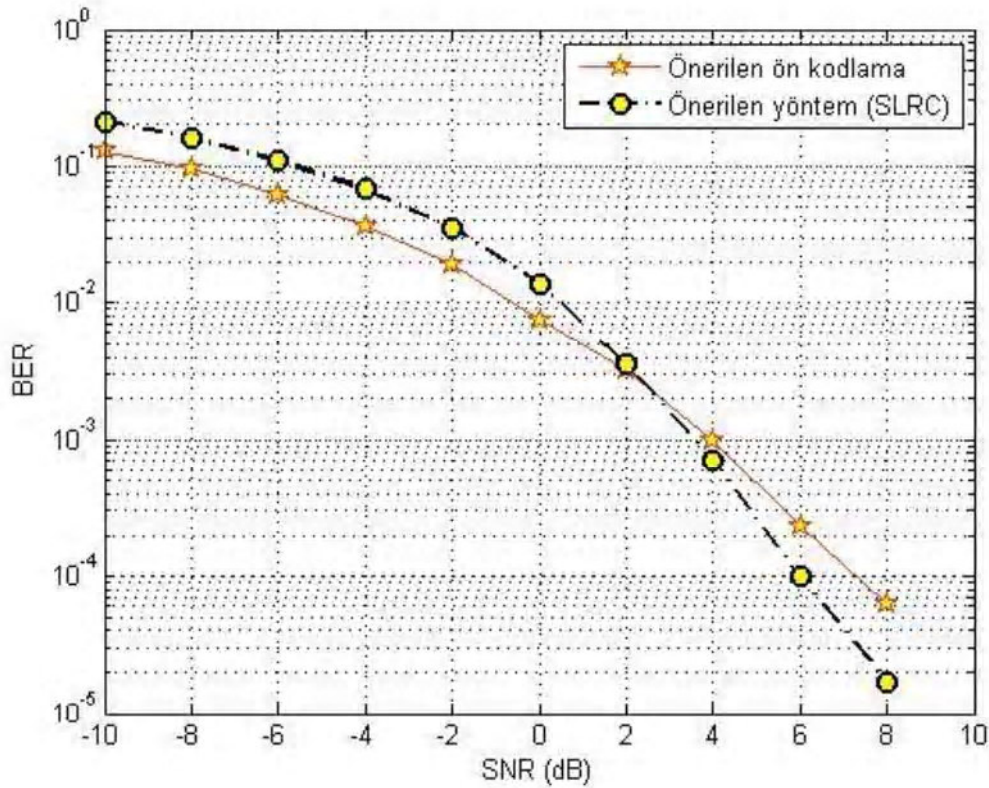
burada $H_{u-i-2nd}$ u. kullanıcı ve i. kullanıcı arasındaki kullanıcılar arası kanaldır; no_i ise i. kullanıcıdaki AWGN dir. i. kullanıcıda, arzulanan işaretin ($\hat{s}_i$) (ilk zaman aralığında kendi işareti olarak sezilen), $\hat{s}_{u-i-2nd}$ ile birleştirilmesi için MRC kullanılacaktır. MRC yönteminin kullanılmasıyla i. kullanıcının işareti aşağıdaki gibi olacaktır:

$$s_i = \hat{s}_i + \sum_{u=1, u \neq i}^U \hat{s}_{u-i-2nd} = \hat{s}_i + \sum_{u=1, u \neq i}^U \frac{H_{u-i-2nd}^*}{\|H_{u-i-2nd}\|^2} * y_{u-i-2nd} \quad (4.42)$$

4.3.5. Benzetim Sonuçları

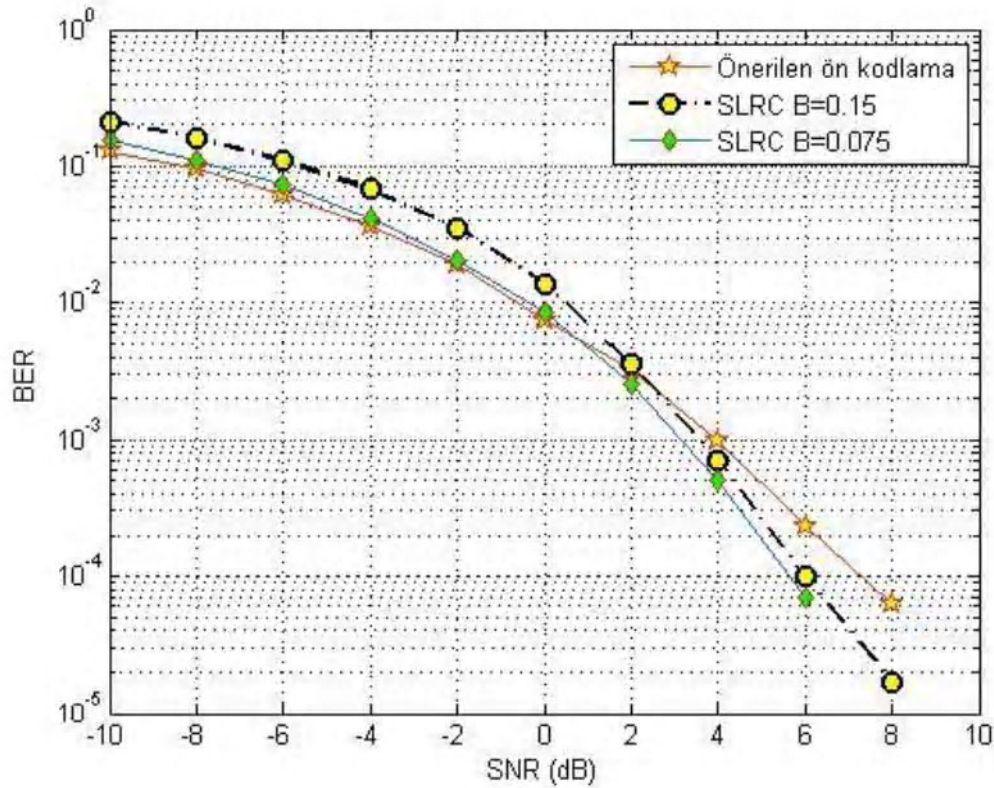
Bu kısımda, önkodlama verimliliğinin bir göstergesi olarak işaret gürültü oranına (SNR) karşı bit hata oranı (BER) değerlendirilmiştir. İlk zaman aralığında (aşağı yönlü kanal), geleneksel kanal rolünde Rayleigh sönümlü kanal üzerinden iletim dikkate alınırken ikinci zaman aralığında ise (kullanıcılar arası kanal) gerçekçi kanal durumu için Rician sönümlü kanal boyunca iletim dikkate alınarak önerilen MU-MIMO hüzmeye şekillendirme önkodlama yönteminin başarımını kestirmek amacıyla tipik bir MU-MIMO yöntemi benzetimi yapılmıştır. Rasgele Rayleigh ve Rician sönümlü kanal durumu için bu parametrelerin örnekleri 1000 olacak şekilde yapılandırılmıştır. Buradaki örnekler, Rayleigh sönümlü kanal için sıfır ortalamalı olarak üretilirken Rician sönümlü kanal için ise m ortalamalı ve birim varyanslı bağımsız ve eşit olarak dağıtılmış (i.i.d.) kompleks Gauss raslantı değişkenleri olarak dikkate alınmıştır. Benzetimi gerçekleştirilen MU-MIMO sisteminde ortalama BER, BS de SLR tabanlı önkodlama yaklaşımı dikkate alınarak gerçekleştirilirken alıcının, OSIC sezim yaklaşımına bir MRC kullandığı düşünülmüştür. BS, gürültülü kanal ve düz sönümlü kanal üzerinden her kullanıcıya M adet anten kullanarak iletim yaparken her kullanıcı, işareti almak için N_u adet antene sahiptir. Benzetimlerin tamamında, yayım modülasyonu olarak QPSK işaret yıldız kümesi yerleşimi kullanılmıştır ve sonuçların, birkaç kanal incelemesi için ortalaması alınmıştır. Tüm alıcılar için alıcı anten başına gürültü varyansının $\sigma_1^2 = \dots = \sigma_U^2 = \sigma^2$ 'ya eşit olduğu kabul edilmiştir. Güç sınırlamaları nedeniyle $P_T = U$ olarak düşünülmüştür. Benzetim parametreleri ve bunların tipik değerleri Tablo 4.3 de sunulmuştur.

eşzamanlı aktif kullanıcı durumu göz önüne alındığında 10^{-3} 'lük kabul edilebilir kodlanmamış BER sağlamaktadır. Şekil 4.15, 4.16 ve 4.17, BS'in bir verici ve 3 düğümün de alıcılar olarak düşünüldüğü bir senaryo için sonuçları göstermektedir. Önerilen yöntemde, bu düğümlerden her biri ilk zaman diliminde bir alıcı olurken ikinci zaman diliminde ise bir röle düğümü olacaktır. Bu şekiller, aşağı yönlü kanallar için işbirlikçi OSIC yönteminin performansının eşit değerli SNR'ye sahip olduğunu gösterirken (-10 dB den 10 dB'ye kadar) kullanıcılar arası kanalın SNR'si ise 15 dB'ye eşit olduğunu göstermektedir. Not olarak bu çeşitlemenin sonuçlarının, OSIC seziminin bazı sonuçlarını paylaşmak için kullanıcılar arasındaki işbirliğinden kaynaklandığı söylenebilir. Diğer bir gözlem, SNR'ye karşı bit hata oranı (BER) arasındaki eğri ile gösterilmiş olan işbirlikçi OSIC yönteminin sonuçlarıdır. Bu kullanıcılar optimal performansı elde edebilmek için, her kullanıcı ve her kullanıcının ortağı arasındaki kullanıcılar arası kanal karakteristikleri bilgisine bağlı olarak uygun bir ortak tanımlayabilmelidirler.



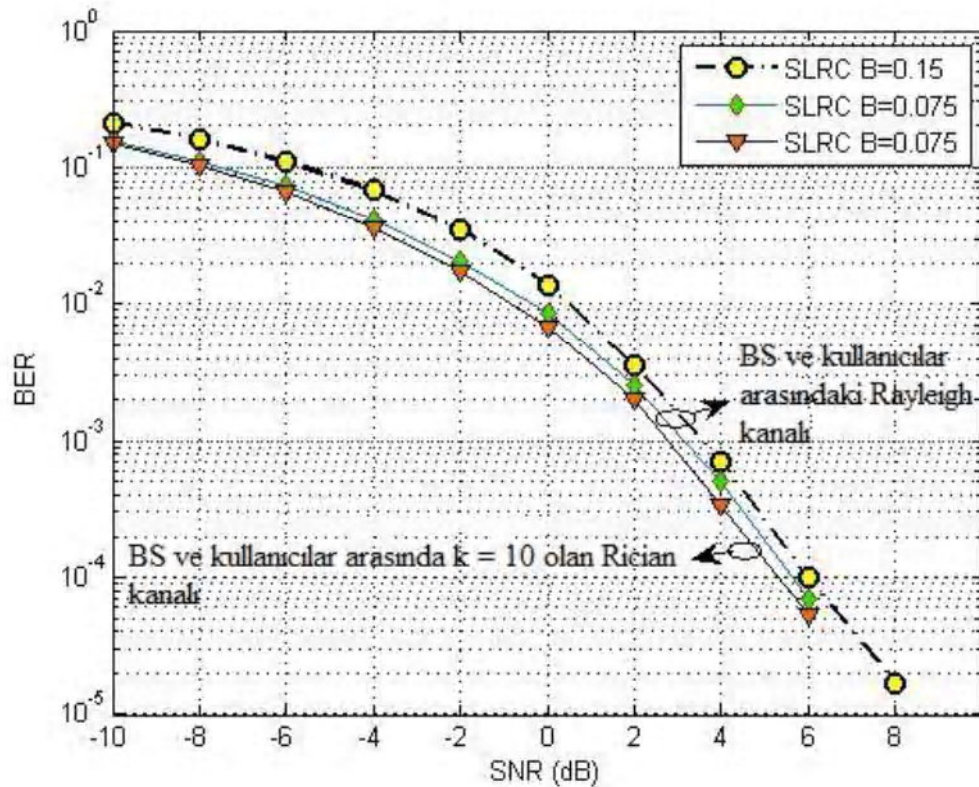
Şekil 4.15. $M = 6$, $U = 3$, $N_i = 3$ için MU-MIMO sistem. $K = 15$ dB ve $\beta = 0.15$ olan Rician kullanıcılar arası kanal dikkate alınmıştır [145].

Şekil 4.15’den görülebileceği gibi, önerilen yöntemin kullanıldığı durumda sistemin performansı SNR’nin artan değerleriyle birlikte sürekli olarak ve derece derece iyileşmektedir. Diğer taraftan, SNR’nin belirgin ölçüde düşük değerleri için önerilen önkodlayıcı durumuna ait sistem performansı, çarpıcı biçimde iyileşmektedir. Ne yazık ki, SNR değerleri arttırıldığında SNR’nin yüksek değerlerinde bile performans iyileşimi yavaş yavaş dengelenmektedir. Bunun sebebi, gürültü ve kullanıcılar arası girişim faktörleridir. Kullanıcılar arası girişimi destekleyen ancak bu durumdan istifade edemeyen önerilen önkodlayıcı için sistem, gürültünün etkisinin kullanıcılar arası girişiminden daha büyük olması nedeniyle düşük SNR değerlerinde önerilen yöntemden daha iyi sonuç ortaya koyar. Bu nedenle, düşük SNR değerlerinde sistem performansını sınırlayan ana faktör gürültüdür. Diğer yandan, çok kullanıcılı girişimi avantaj olarak kullanan önerilen yöntem, faydalı işaret olarak kullanıcılar arası girişimin etkisinin sistem üzerinde gürültünün etkisinden daha büyük olması nedeniyle SNR’nin yüksek değerleri için önerilen önkodlayıcıdan daha başarılıdır.



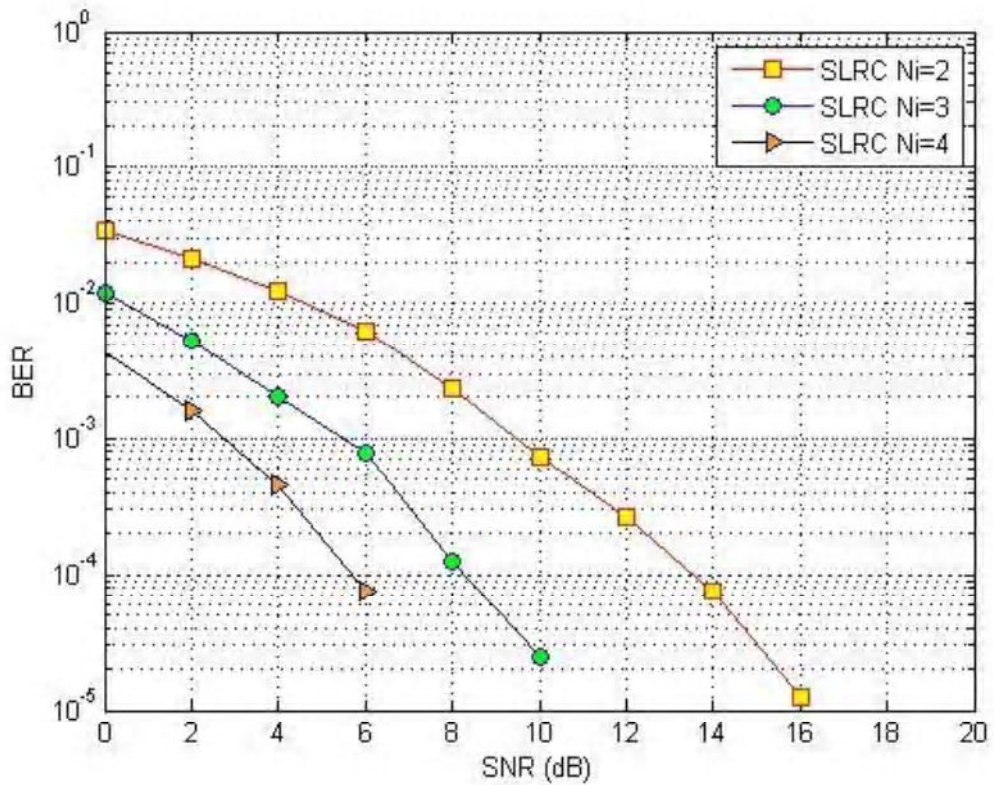
Şekil 4.16. $K = 15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $M = 6$, $U = 3$ ve $N_i = 3$ için MU-MIMO sistem [145].

Bu nedenle, SNR'nin yüksek değerlerinde sistem performansını sınırlayan ana faktör kullanıcılar arası girişimdir. Şekil 4.16, β 'nin optimum değerini seçmek için önerilen yöntem ile önerilen önkodlayıcının bir karşılaştırmasını göstermektedir. Önerilen yöntemde, önerilen önkodlayıcı ile iki farklı senaryo kıyaslanmıştır. $\beta=0.15$ olduğu ilk senaryoda önerilen önkodlayıcı, 3dB'den daha düşük SNR değerleri için önerilen yöntemden daha iyi performansa sahiptir. Bu sonuç kullanıcıların, yüksek girişim değerli işaretleri paylaşacağı zaman önerilen yöntemin ikinci zaman dilimindeki gürültünün yüksek etkisine ve MU girişiminin varlığına bağlanmıştır. $\beta = 0.075$ olduğu ikinci senaryoda ise girişimin, paylaşım işaretleri üzerindeki etkisi azaltılmıştır. Bu nedenle, önerilen yöntemin performansı SNR > 0 dB olduğunda iyileştirilmiştir. Bunun anlamı girişimin, sistemin kapasitesini sınırlayan ana faktör olması. Yani girişim işaretlerini sezerken OSIC kullanması sebebiyle girişim işaretlerinin, önerilen yöntem aracılığıyla faydalı işaretlere dönüştürülmesidir. Önerilen yöntem aynı zamanda, güç kontrolünden sonra kullanıcılar arasında bu işaretleri paylaşarak MU girişiminden fayda sağlamaktadır.



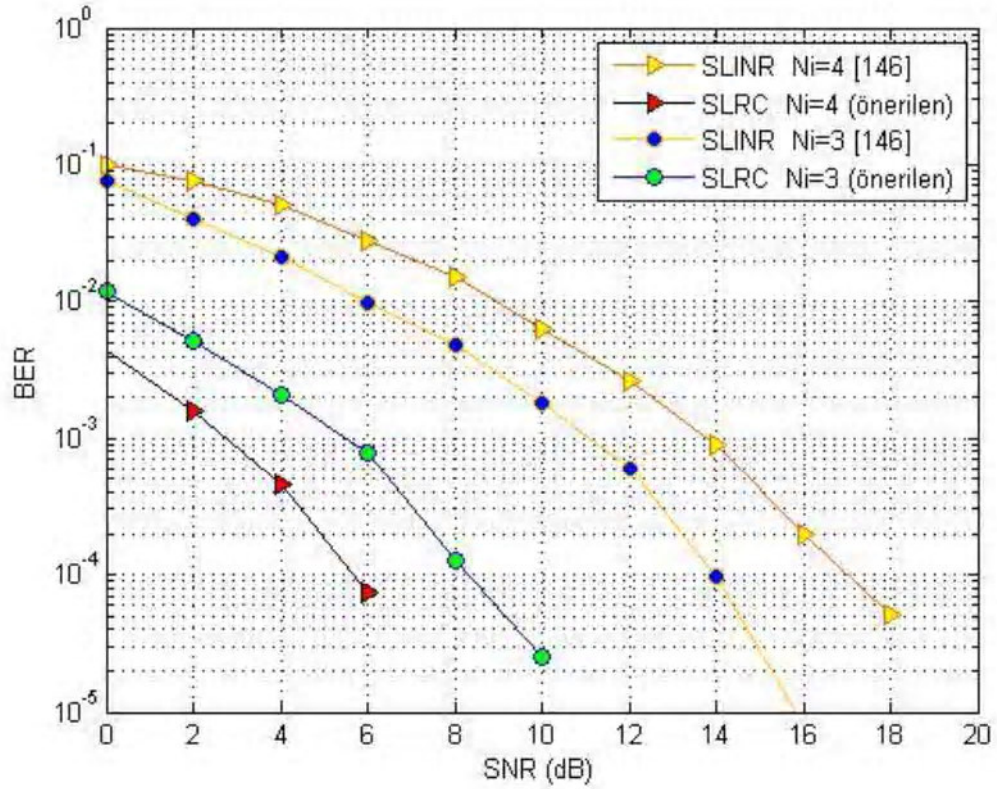
Şekil 4.17. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $M=6$, $U=3$ ve $N_i=3$ için MU-MIMO sistem [145].

Bu nedenle β 'nın 0.075 değeri için önerilen yöntem, β 'nın 0.15 olduğu durumdan daha iyi bir performans sunmaktadır. Şekil 4.17, farklı sistem kurulumları için BER sonuçlarını göstermektedir. Şekil 4.17 den görüleceği üzere önerilen yöntemin performansı, BS ve kullanıcılar arasındaki kanal $K=10$ dB'lik bir Rician kanal olduğu zaman önemli ölçüde iyileşmiştir. Bu nedenle kablosuz kanal, işbirlikçi haberleşme sistemleri için önemli bir etkiye sahiptir.



Şekil 4.18. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $U=2$ için MU-MIMO sistem

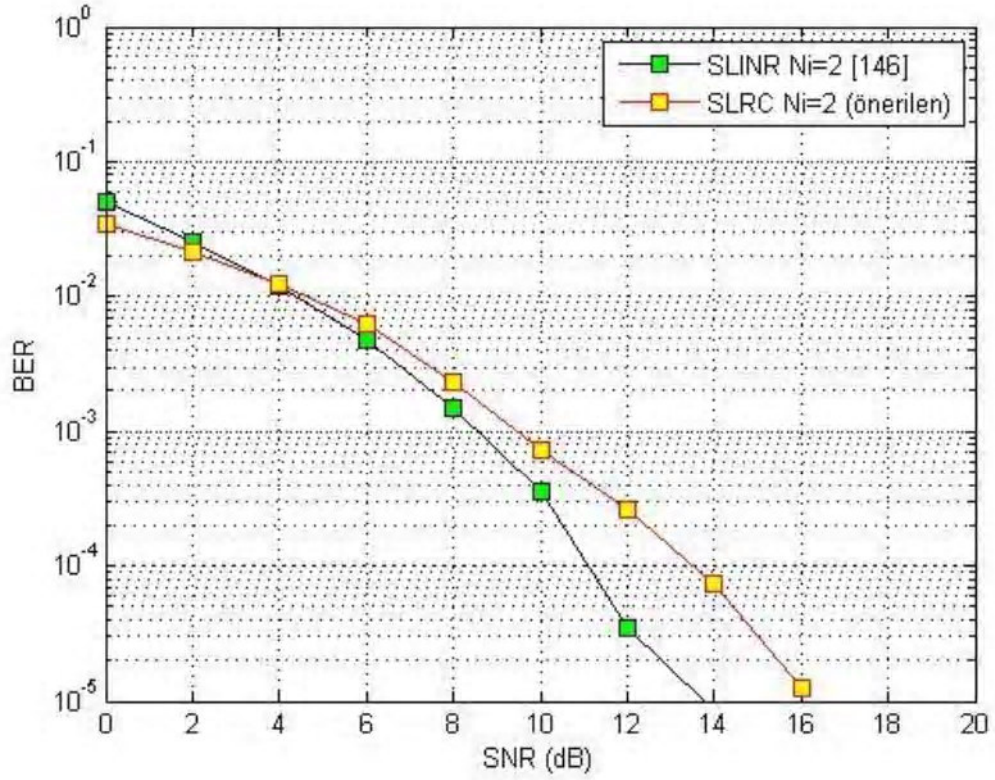
Şekil 4.18, iki kullanıcılı bir MIMO sistemin performansını göstermektedir. Bu şekilde her kullanıcının; 2, 3 ve 4 anten içerdiği durumlar için sistem performansları incelenmiştir. Şekil 4.18, kullanıcılardaki anten sayısının artışıyla birlikte MU-MIMO sistem performansının iyileştiğini göstermektedir. Bu iyileşmenin nedeni, anten sayısının artırılmasının her kullanıcıdaki sızıntı gücünü artırıyor olmasıdır. Dolayısıyla, sızıntı gücünden istifade eden ve bunu faydalı bir güç olarak kullanan SLRC'li sistem belirgin seviyede iyileşecektir.



Şekil 4.19. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $U=2$ için MU-MIMO sistem

Şekil 4.19, SLRC kullanan bir sistem ve SLINR kullanan bir sistemin karşılaştırmasının göstermektedir. Her ne kadar SLINR, CCI'yı hesaba alsada çokkullanıcı girişimini tamamıyla yok edemez. Bu nedenle ne yazık ki performansı, arttırılmış sızıntı gücü nedeniyle her kullanıcıdaki anten sayısı artarken düşmektedir.

Öte yandan, arttırılmış sızıntı gücüne yol açan anten sayısındaki artış, SLRC kullanan sistem için ise olumlu bir faktördür.

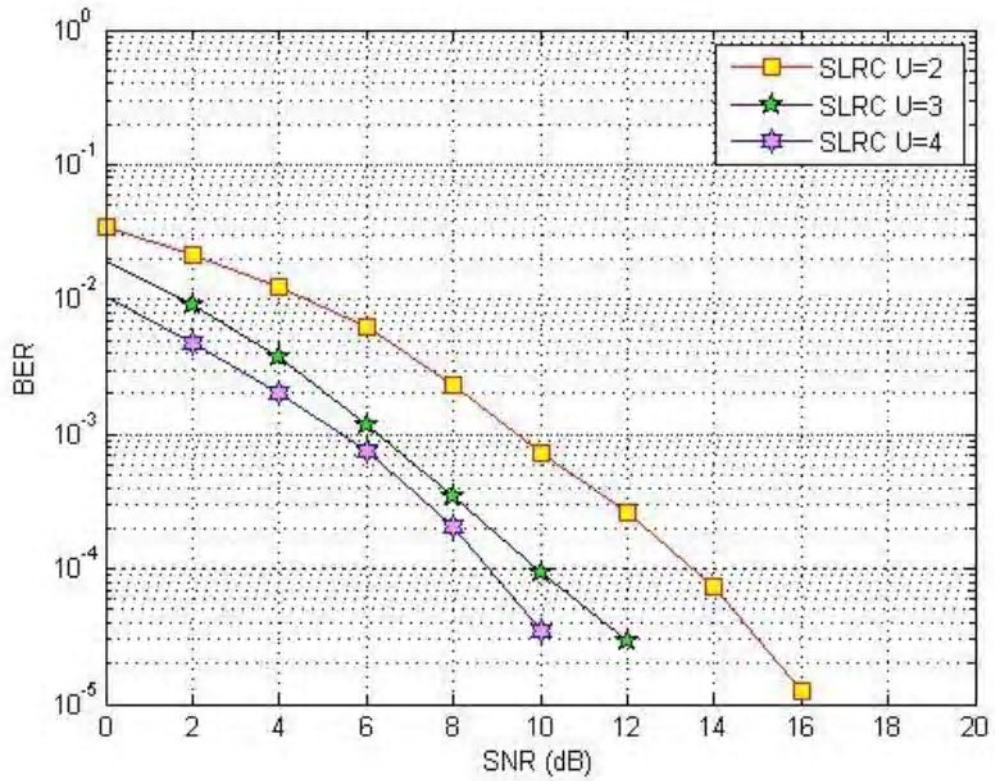


Şekil 4.20. $K=15$ dB ile Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $U=2$ ve $N_t=2$ için MU-MIMO sistem

Şekil 4.20, SLRC kullanan bir sistem ve SLINR kullanan bir sistem arasında özel bir karşılaştırma durumunu sunmaktadır. Şekil 4.20 den görüleceği üzere düşük SNR değerleri durumunda gürültü, sistemin BER'ini sınırlayan ana faktördür.

Bu sebeple, sızıntı gücünden istifade ederek kullanıcıların faydalı gücünü destekleyen ve CCI'yi bastırmak için herhangi bir süreç yürütmeyen SLRC yöntemi, SLINR yöntemine nazaran daha iyi bir performans sağlar. Yüksek SNR'lı diğer durumlarda ise CCI, sistemin BER'ini sınırlayan ana faktör haline gelir.

Bu nedenle, CCI'yi dikkate alan ancak CCI'yi yok etmeyen SLINR yöntemi, SLRC yönteminden daha iyi performansa sahiptir.

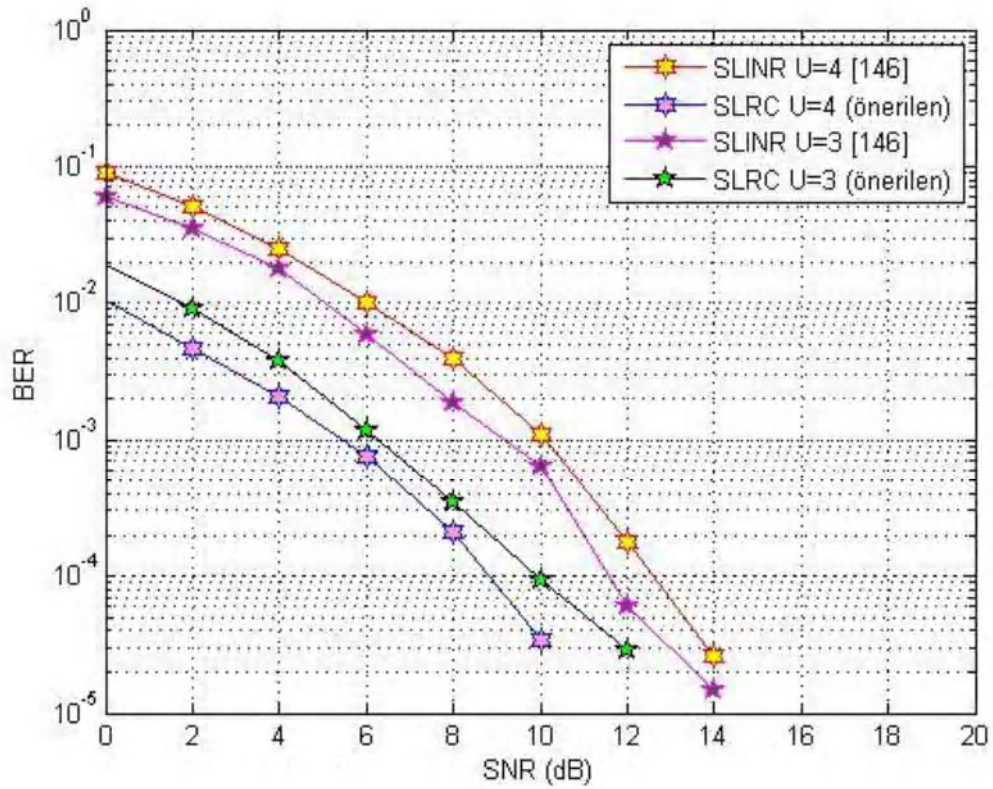


Şekil 4.21. $K=15$ dB olduğu Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $N_t=2$ için MU-MIMO sistem

Farklı sayıda kullanıcıya sahip MU-MIMO sistem için sözü edilen SLRC yönteminin BER performansı Şekil 4.21’de sunulmaktadır.

Bu şekilden görüleceği üzere yüksek kullanıcı sayıları için sistem, düşük sayıda kullanıcı bulunan sistemden daha iyi performans sağlamaktadır.

Şekil 4.22’deki benzetim sonuçlarına göre, SLRC kullanan 4 kullanıcılı MIMO sistemi ve SLINR kullanan 4 kullanıcılı MIMO sistemi arasındaki performans farklılığı, 3 kullanıcıli sisteme nazaran çok daha belirgindir.



Şekil 4.22. $K=15$ dB olduğu Rician kullanıcılar arası kanal durumunda, $N_f=2$ için MU-MIMO sistem.

Bu davranış şu şekilde izah edilebilir: Eğer sistem daha fazla sayıda kullanıcıya hizmet veriyorsa, BS ve kullanıcılar arasındaki CCI daha büyük bir matris haline dönüşür.

Buna göre SLINR yöntemindeki girişim sınırlama metodu artık duyarlı olmazken diğer taraftan ise girişim faydalanma metodu ise SLRC yönteminde daha etkili hale gelecektir.

Diğer taraftan, kullanıcı sayısı (2 kullanıcı) azaldığında, BS ve kullanıcılar arasındaki CCI daha küçük bir matris haline gelir. Bu durumda, SLINR şemasının performansı SLRC'den daha iyidir.

Tablo 4.4. Metot performansı karşılaştırma

Metot	U	N_i	SNR (dB)	BER	En iyi metot
Ön kodlama [74]	3	3	8	6.6×10^{-4}	Önerilen ön kodlama
Önerilen ön kodlama				6.2×10^{-5}	
Önerilen ön kodlama	3	3	-6	6.2×10^{-2}	Önerilen ön kodlama (-2 dB'den az)
			8	6.2×10^{-5}	
Önerilen yöntem (SLRC)			-6	1.0×10^{-1}	SLRC (-2 dB'den fazla)
			8	1.7×10^{-5}	
SLRC	2	2	6	6.2×10^{-3}	4 antenli kullanıcı ($N_i = 4$)
		3		7.7×10^{-4}	
		4		7.5×10^{-5}	
SLRC	2	2	6	6.2×10^{-3}	SLINR ($N_i = 2$)
		4		7.5×10^{-5}	
SLINR [146]		2		4.8×10^{-3}	SLRC ($N_i > 2$)
		4		2.8×10^{-2}	
SLRC	2	2	10	7.3×10^{-4}	Sistem çok sayıda kullanıcıya sahiptir ($U = 4$)
	3			9.2×10^{-5}	
	4			3.4×10^{-5}	
SLRC	3	2	10	9.2×10^{-5}	SLRC
	4			3.4×10^{-5}	
SLINR	3			6.3×10^{-4}	
	4			1.1×10^{-3}	

5. BÖLÜM

SONUÇLAR VE TARTIŞMA

5.1. Giriş

Önceki kuşaklardaki geleneksel kablosuz haberleşme sistemlerinde uygulanan; bireysel kod, frekans ve zamana dayanan çoklu erişim teknikleri, MU-MIMO sistemlerinde anahtar teknolojiler olmuşlardır. Ne yazık ki ilerleyen yıllarla birlikte veri trafiğinde yaşanan üstel artış, geleneksel radyo erişim teknolojisini, 5G tarafından sunulan teknolojik ilerleme gereksinimlerinin karşılanması durumuyla yüz yüze bırakmıştır. 5G de, kablosuz haberleşmenin kapasitesini sınırlayan geleneksel kısıtlamaların çözüme kavuşturulması gerekir. Bu geleneksel kısıtlamalardan bir tanesi spektrum sınırıdır.

SDMA, aynı zaman ve frekansın kullanılmasıyla yüksek spektral verimlilik sağlayan öncül teknolojilerden bir tanesidir. Bu teknik, 5G deki MU-MIMO sistem gereksinimini imkân dahilinde karşılamaktadır. SDMA'yı gerçekleştirmek için MU-MIMO sistem kullanıcıları uzay domeninde ayırır ve vericiye, aynı frekans kullanılarak eşzamanlı olarak işaretlerin kullanıcılara iletilmesine izin verir. Bununla birlikte bu tip sistemlerde kullanıcılar, aynı frekanstan eşzamanlı iletim yapılması nedeniyle CCI oluşturur.

Sayısal hüzmeye şekillendirme önkodlama teknolojisi, CCI etkisini başarılı biçimde yok etme veya azaltma yeteneğine sahip olduğundan, sayısal hüzmeye şekillendirme önkodlama teknolojisine dayanan MU-MIMO sistemler, SDMA amaçlarını sağlayabilecek bir teknoloji olarak düşünülmüştür. Üstelik, her kullanıcıya atanan hüzmeye şekillendirme önkodlaması, istenilen kullanıcıdaki işaret gücünü korumak veya artırmak ve istenmeyen kullanıcılardaki CCI'yı ise yok etmek veya azaltmak için aynı hücre içerisindeki diğer kullanıcılara ait işaret gücünü interaktif olarak değiştirir.

Ne yazık ki işaret güçlerinin değiştirilmesi şu iki durumdan birinin gerçekleşmesiyle sonuçlanır: ya CCI'nın yok edilmesine karşın alınan işaretin gereken gücünün azalması ya da CCI yok edilmeden (CCI'nın azaltılması gerçekleşir) alınan işaretin gereken gücünün artırılması.

Yukarıda ifade edilen sorunlara çözüm olmak gayesiyle hazırlanan bu tez çalışmasının katkıları şu şekilde özetlenebilir:

Bu tez çalışması, MU-MIMO sisteminde CCI azaltımı için iki lineer hüzmeye şekillendirme önkodlamasını dikkate almıştır. Aşağı yönlü MU-MIMO sistemindeki kayıp gücü telafi etmek için bir yaklaşım önerilmiştir. Aynı zamanda, sızıntı gücünü faydalı hale getirmek üzere aşağı yönlü MU-MIMO sistem için yeni bir sistem modeli önerilmiştir.

5.1.1. Sonuçlar

Tezin 1. bölümünde, mevcut çalışmalardaki boşlukları tanımlamak amacıyla kapsamlı bir literatür taraması verilmiştir.

2. bölümde, önceki kuşak 1G, 2G, 3G sistemleri ve günümüz 4G kuşak sistemler hakkında kısa bir giriş sunulmuştur. Bu bilgilere ilâve olarak, bu kuşakların karakteristikleri ve önceki kuşaktan daha iyi performans sağlamak için her kuşakta kullanılmış olan teknoloji tanıtılmıştır.

Beklenen karakteristikler ve bu kuşağın sağlayacağı avantajlarla birlikte beşinci kuşak da tanımlanmıştır. Aynı zamanda, 5G için en çok öne çıkan önerilmiş tekniklerden de bahsedilmiştir.

MU-MIMO sistemleri, çoklu bağımsız SU-MIMO sistemlere dönüştürmek üzere aşağı yönlü MU-MIMO sistemler için iki sayısal BF önkodlama metodu önerilmiştir. Bu sistemlerin, CSI sağlamak maksadıyla iki farklı kanal tipi için incelemeleri yapılmıştır. Bu metotlar, BD algoritmasını kullanan OBF metodu ve SLR algoritmasının maksimum yapılmasında kullanılan NOBF metodudur. Daha sonra, kendisine ait standart koşullara göre sayısal BF önkodlama metodlarından her birinin performansına ait bir analiz sunulmuştur.

İlaveten, bu iki sayısal BF önkodlama metodunun performansları arasında bir karşılaştırma da yapılmıştır.

Aynı zamanda, SNR ve MU-MIMO sistemlerdeki gerekli anten sayısı gibi farklı tasarım parametrelerine bağlı olarak bu metodlar arasındaki etkileşimler de incelenmiştir.

Her ne kadar BD algoritmasına dayanan OBF CCI yok etme için kabul edilebilir performans sağlasa da alıcıda faydalı alınan gücün azalması gibi bir dezavantaja sahiptir.

Diğer taraftan, SLR algoritmasının maksimize edilmesine dayanan NOBF, alıcıdaki arzulanan işareti desteklemek niyetiyle faydalı gücü maksimum yapmak suretiyle umut verici bir performans sağlayabilir. Fakat bu yaklaşımın dezavantajı CCI'yı bastırarak herhangi bir süreç içermemesidir. Bu durum sistemi, yüksek SNR değerleri için girişim sınırlı vaziyete getirmektedir.

OBF ve NOBF metodlarının 3. Bölümde tanımlanmasının ardından 4. Bölümde, bu problemlerin çözülmesine yönelik çalışmalar sunulmuştur. Yapılan çalışmalar sonucunda bu metodların dezavantajlarını başarıyla ortadan kaldıracak önerilerde bulunulmuştur.

OBF metodu için, arzulanan işareti desteklemek ve aşağı yönlü MU-MIMO sisteminin spektral verimliliğini arttıracak yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yaklaşım, OBF metoduyla Alamouti STBS yönteminin birleştirilmesine dayanmaktadır.

Önerilen yaklaşımın, aşağı yönlü çoklu bağımsız SU-MIMO sistemin performansını belirgin ölçüde iyileştirebileceği gösterilmiştir. Daha sonra, her kullanıcı için anten sayısı ve aynı zamanda kullanıcı sayısı artırılarak çalışmalar genelleştirilmiştir.

Sonuçlar, kullanıcı sayısında artışa rağmen sistemin performansının kararlı olarak korunduğunu göstermiştir. Her kullanıcıdaki anten sayısının artışı ise sistem performansında belirgin bir iyileşme sağlamıştır.

Sonuçlar; önerilen yaklaşımın, klasik yaklaşıma nazaran oldukça kabul edilebilir performansa sahip olduğunu göstermiştir.

Nümerik sonuçlar, birleşik ortogonal BF'nin performansındaki erişilebilir performansın, klasik ortogonal BF'ye göre 10^{-3} 'lük BER değerinde 22 dB daha fazla olduğunu göstermiştir.

NOBF metodu için performansının, CCI faydalanması cinsinden değerlendirildiği yeni bir aşağı yönlü MU-MIMO sistem modeli oluşturulmuştur.

NOBF metodu, diğer kullanıcıların verilerine ait sızıntı gücünü temsil etmektedir. Bu metod, CCI'yı yok etmek için herhangi bir işlem yapmadığından bu veriyi çıkaracak ve iki zaman dilimi içerisinde doğru hedefe veriyi yeniden gönderecek bir sistem önerilmiştir.

Bu sistem, ilk zaman aralığında sızıntı gücü bilgisini çıkarmak için her kullanıcıda OSIC sezimini kullanmaktadır. Daha sonra, her kullanıcıdaki arzulanan işareti desteklemek amacıyla ikinci zaman diliminde veriyi yeniden göndermek için kullanıcılar arasında karma bir işbirliği metodu önerilmiştir.

Karma aktarma modeli, DAF'da olduğu gibi BS'de işaret kodlaması kullanmamaktadır ancak bu model, ilk zaman diliminde OSIC kullanılarak sızıntı işaretinin kestirimine bağlıdır.

Bu sebNOBFle BS'deki karmaşıklık ve işleme zamanı artmayacaktır. İkinci zaman diliminde kestirilmiş veri, kontrol güç parametresi B ile çarpılır ve AAF metodunda olduğu gibi gürültü etkisini arttırmadan bu parametreyi hedefe doğru iletir.

Bu durum, DAF'da olduğu gibi röledeki verinin çözümünün hariç tutulduğu anlamına gelir. Bu nedenle rölenin karmaşıklığı azaltılmıştır. Böylece, sistemin toplam işlem zamanı, klasik DAF'a kıyasla azaltılmıştır.

Benzetimden elde edilen umut verici sonuçlar göstermektedir ki MU-MIMO BF sisteminin işbirlikçi OSIC yöntemi OSIC'in çeşitleme derecesini gerçekleştirmektedir.

Bu duruma ilâveten sızıntı gücünü bir girişim gücü olarak değil de faydalı bir güç olarak değerlendirilmesiyle önerilen NOBF sistemi, klasik NOBF'den daha üstün olmaktadır.

5.2. Gelecekte yapılabilecek öneriler

Bu tezden doğan gelecekteki çalışmalar, iki ana alanda sınıflandırılabilir:

- Önceden kodlama öncesi kodlama için doğrusal olmayan yöntemler uygulayın ve Rayleigh, Rician, Winner kanalı ve 5G kanalı gibi farklı kanallarda test edin.
- Büyük bir MIMO tekniği oluşturmak için baz istasyonu anten dizisine çok sayıda anten uygulayın. Kullanıcı sayısını artırarak ve parazitin farklı kanallar üzerindeki etkisini inceleyerek büyük MIMO'nun performansını değerlendirin.
- Kullanıcı sayısına ve sistemin ortamına (kanal türü) bağlı olarak hümeleme ve büyük MIMO arasında seçim yapmak için bir algoritma geliştirilmesi.

KAYNAKÇA

1. B. Sklar, "Digital Communications: Fundamentals and Applications" 2/E, Prentice Hall, 2002.
2. T.S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice" 2/E, Prentice Hall, 2001.
3. Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, C. G. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab," Wiley-IEEE Press, New York, p.544, 25 Aug 2010.
4. Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T. and Fukuda, K. 1968. "Field Strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service," **Review of the Electrical Communication Laboratory**, vol. 16, pp. 825–873, SNOBF–Oct, 1968.
5. R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception". **The Bell System Technical Journal**, Vol. 47, no. 6, pp. 957–1000, July-Aug. 1968.
6. X. Shi, C. Siriteanu, Yoshizawa S and Yoshikazu Miyazawa, "Realistic Rician Fading Channel based Optimal Linear MIMO Precoding Evaluation," **Communications Control and Signal Processing (ISCCSP), 5th International Symposium**, 2012.
7. X. Shi, C. Siriteanu, Y. Miyazawa, and S. Yoshizawa, "MIMO detection performance for realistic Rician fading of estimated statistics," in **Proc. Asia-Pacific Signal and Information Processing Association, Annual Summit and Conference, (APSIPA '11)**, Xi'an, China, October, 2011.
8. V. Kuhn, "Wireless communications over MIMO channels: applications to CDMA and multiple antenna systems". John Wiley & Sons, p. 388, 2006.
9. G. Foschini, "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, 1996.

10. H. Zarrinkoub, "Understanding LTE with MATLAB: from mathematical modeling to simulation and prototyping," Chichester: Wiley, p. 510, January 2014.
11. M. Shahid, "Modeling, simulation and performance analysis of multipleinput multiple-output (mimo) systems with multicarrier time delay diversity modulation," **Tech. RNOBF.**, DTIC Document 2005.
12. E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, "4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband", **Elsevier**, UK, pp. 132-134, 2011.
13. T. Cover and A. Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, 1979.
14. S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," **IEEE Journal, Selected Areas in Communications**, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, 1998.
15. T. Cover and J. Thomas, "Elements of information theory," Wiley, p. 792, July 2006.
16. O. Tirkkonen, and A. Hottinen, "Tradeoffs between rate, puncturing and orthogonality in space-time block codes," **IEEE International Conference in Communications**, vol. 4, pp. 1117–1121, 2001.
17. G. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," **Wireless personal communications, Kluwer Academic Publishers**, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
18. A. Nosratinia, T. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," **IEEE, Communications Magazine**, vol. 42, no. 10, pp. 74–80, 2004.
19. V. Stankovic, A. Host-Madsen, and Z. Xiong, "Cooperative diversity for wireless ad hoc networks," **IEEE Signal Processing Magazine**, vol. 23, no. 5, pp. 37-49, October 2006.
20. J. Laneman, "Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures," **PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology**, 2002.

21. E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. Poor, "MIMO wireless communications," **Cambridge University Press**, p. 323, Jan. 2007.
22. E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, "On the performance of cooperative relaying protocols in wireless networks," **Transactions on Emerging Telecommunications Technologies**, vol. 16, no. 1, pp. 5–16, 2005.
23. J. Laneman, D. Tse, and G. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
24. A. Meier and J. Thompson, "Cooperative diversity in wireless networks," **6th IEE International Conference, in 3G and beyond**, pp. 1–5, 2005.
25. I. Krikidis, J. Thompson, and S. McLaughlin, "Relay selection issues for amplify-and-forward cooperative systems with interference," **IEEE Wireless Communications and Networking Conference**, pp. 1–6, 2009.
26. M. Souryal and B. Vojcic, "Performance of amplify-and-forward and decode-and-forward relaying in Rayleigh fading with turbo codes," in **Acoustics, IEEE International Conference Speech and Signal Processing (ICASSP)**, vol. 4, pp. IV–IV, 2006.
27. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. part i. system description," **Communications, IEEE Transactions on**, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, 2003.
28. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. part ii. implementation aspects and performance analysis," **Communications, IEEE Transactions on**, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948, 2003.
29. J. Laneman, G. Wornell, and D. Tse, "An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks," in **Information Theory, Proceedings. IEEE International Symposium on**, p. 294, 2001.

30. S. Ng, Y. Li, and L. Hanzo, "Distributed turbo trellis coded modulation for cooperative communications," **IEEE International Conference in Communications (ICC)**, pp. 1–5, 2009.
31. T. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperation diversity through coding," **In Proceedings IEEE International Symposium on Information Theory**, p. 220-221, 2002.
32. T. Hunter and A. Nosratinia, "Diversity through coded cooperation," **Wireless Communications, IEEE Transactions on**, vol. 5, no. 2, pp. 283–289, 2006.
33. Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," **IEEE Commun. Mag.**, pp. 60–67, Oct. 2004.
34. G. J. Foschini, and M. J. Gans, "On limits of wireless personal communications in a fading environment when using multiple antennas," **Wireless Personal Communication**, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
35. F. S. Al-Kamali, M. I. Dessouky, B. M. Sallam, F. Shawki, and F. E. A. El-Samie, "A new single carrier FDMA system based on the discrete cosine transform," **IEEE International Conference on Computer Engineering & Systems**, pp. 555-560, December 2009.
36. Guan-Hsiung Liaw, Yen-Tung Yeh, "A TDMA Medium Access Control Mechanism for IEEE 802.11-Based Wireless Networks" **Genetic and Evolutionary Computing (ICGEC)**, pp. 61 – 64, August 2011.
37. W.C.Y. Lee "Overview of cellular CDMA" **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 40 , no. 2, pp. 291 – 302, 1991.
38. S.S. Prasad, C. K. Shukla, Raad Farhood Chisab "Performance analysis of OFDMA in LTE" **IEEE Computing Communication & Networking Technologies (ICCCNT)**, pp.1-7, July 2012.
39. C. Felita, M. Suryanegara, "5G Key Technologies: Identifying Innovation Opportunity", **IEEE, International Conference on Quality in Research (QiR)**, pp. 235 – 238, 2013.

40. S. Patil, V. Patil, and P. Bhat, "A Review on 5G Technology" **International Journal of Engineering and Innovative Technology**, vol. 1, no. 1, January 2012.
41. J.H. Lee, S. Kim, S.R. Jin, D.J. Park, "A Multi-User Beamforming Scheme in MIMO Downlink Channels for Multi-Cell Networks." **IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)**, 2011.
42. A. Khlass, T. Bonald, S. E. Elayoubi, "Flow-level Modeling of Multi-User Beamforming in Mobile Networks." **Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks (WiOpt)**, 12th International Symposium, pp. 70-77, 2014.
43. X. Ma, Q. Zhou, "Massive MIMO and Its Detection," In M. M.da Silva and F. A. Monteiro, editors, *MIMO Processing for 4G and beyond*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2014.
44. B. Kumbhani, R. S. Kshetrimayum, "MIMO wireless communications over generalized fading channels" CRC Press_Taylor & Francis, Pages 268, 2017.
45. K. Kiatmanaroj, C. Artigues, L. Houssin, F. Messine, "Frequency Allocation in a SDMA Satellite Communication System with Beam Moving" **IEEE International Conference on Communications (ICC)**, pp. 3265-3269, 2012.
46. E. Ali, M. Ismail, R. Nordin, and N. F. Abdulah, "Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G: overview, classification, and trends for future research," **Frontiers Inf. Technol. Electronic Eng.** vol. 18, no. 6, pp. 753–772, (2017).
47. 3GPP Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical Channels and Modulation Version 10.0.0. TS 36.211, 2011.
48. B. Widrow, P. E. Manpy, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive antenna systems," **Proc. IEEE**, vol. 55, pp. 2143-2158, Dec.1967.
49. O.L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing." **Proc. IEEE** vol. 60, no. 8, pp. 926-935, 1972.

50. L.J. Griffiths, C. Jim “An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming.” **IEEE Trans. Antennas Propagat**, vol. 30, no. 1, pp. 27-34, 1982.
51. G. CharisN. Showme, “Beamforming in Wireless Communication Standards: A Survey,” **Indian Journal of Science and Technology**, vol. 10, no. 5, pp. 1-5, February 2017.
52. J. E. Adcock, Y. Gotoh, D.J. Mashao, H.F. Silverman, “Microphone-array speech recognition via incremental map training.” In: **Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)**, vol. 2, pp. 897-900, 1996.
53. D.V. Compernelle, W. Ma, F. Xie, M. V. Diest, “Speech recognition in noisy environments with the aid of microphone arrays.” **Speech Commun.** vol. 9, no. 5-6, PP. 433- 442, December 1990.
54. M. Omologo, M. Matassoni, P. Svaizer, D. Giuliani, “Microphone array based speech recognition with different talker-array positions.” In: **Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)**, vol.1, no. 1, pp. 227-230, Apr. 1997.
55. M. Ismail, T.L. Doumi, J.G. Gardiner, “Performance enhancement of cellular topologies employing dynamic cell sectoring and base station antenna beam steering using time division multiple access.” **Jurnal Kejuruteraan**, vol. 11, no. 1, pp. 21-34, 1999.
56. M. Bengtsson and B. Ottersten, “Optimal and Suboptimal Beamforming,” in L. C. Godara, Ed., **Handbook of Antennas in Wireless Communications**, CRC Press, Aug. 2001.
57. C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, “A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multi-Antenna Multi-User Communication - Part I: Channel Inversion and Regularization” **IEEE Trans. Commun**, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, 2005.
58. Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “An introduction to the multi-user MIMO downlink,” **IEEE Commun. Mag.**, pp. 60–67, Oct. 2004.

59. M. Costa, "Writing on Dirty Paper," **IEEE Trans. Info. Theory**, vol. 29, pp. 439-441, May 1983.
60. M. Sadek, A. Tarighat, A.H. Sayed, "A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user mimo channels", **IEEE Transactions on Wireless Communications**, vol. 6, no. 5, pp. 1711-1721, May 2007.
61. H. Lee, K. Lee, B. M. Hochwald, and I. Lee, "Regularized channel inversion for multiple-antenna users in multiuser MIMO downlink," in Proc. **IEEE ICC** '08, vol. 5, Beijing, China, pp. 3501–3505, May 2008.
62. Z. Pan, K.K. Wong, and T.S. Ng, "Generalized multiuser orthogonal space-division multiplexing," **IEEE Trans. Wireless Commun.**, vol. 6, pp. 1969–1973, Nov. 2004.
63. S. Z. J. Zhang, Y. Wu and J. Wang, "Joint linear transmitter and receiver design for the downlink of multiuser MIMO systems," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 9, pp. 991–993, Nov. 2005.
64. V. Venkateswaran, A.J. van der Veen, "Analog beamforming in MIMO communications with phase shift networks and online channel estimation." **IEEE Trans. Signal Process.** Vol. 58, no. 8, pp.4131-4143, 2010.
65. Jai-Hoon Lee, Kim Seokkwon, Seung-Ri Jin, Dong-Jo Park, "A Multi-User Beamforming Scheme in MIMO Downlink Channels for Multi-Cell Networks", **IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)**, pp. 9-12, Jan.2011.
66. Yuya Saito, Anass Benjebbour, Yoshihisa Kishiyama, and Takehiro Nakamura, "System-Level Performance Evaluation of Downlink Non-orthogonal Multiple Access (NOMA)" **IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications: Fundamentals and PHY Track**, pp. 611-615, 2013.
67. K. Hayate, K. Nishimori, T. Hiraguri, and H. Makino, "Block diagonalization using FFT beams at user terminal for implicit beamforming", **IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM)**, pp. 92-93, November 2014.

68. L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I and Z. Wang, "Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends," in **IEEE Communications Magazine**, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, September 2015.
69. C. Zhang and D. Yin, "A new multi-user transmit beamforming scheme for downlink MIMO channels," **IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES)**, Honolulu, HI, pp. 1-2, 2016.
70. N. Song, T. Yang and M. Haardt, "Non-linear precoding based hybrid space-ground beamforming for multi-beam satellite systems," **WSA; 22nd International ITG Workshop on Smart Antennas**, Bochum, Germany, pp. 1-5, 2018.
71. H. J. Kwon, J. H. Lee and W. Choi, "Machine Learning-Based Beamforming in Two-User MISO Interference Channels," **International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC)**, Okinawa, Japan, pp. 496-499, 2019.
72. T. Haustein, C. von Helmolt, E. Jorswieck, V. Jungnickel and V. Pohl, "Performance of MIMO systems with channel inversion," **Vehicular Technology Conference. IEEE 55th Vehicular Technology Conference. VTC (Cat. No.02CH37367)**, Birmingham, AL, USA, 2002, pp. 35-39, vol.1, May 2002.
73. H. Liu, X. Cheng, Z. Zhou, G. Wu, "Block Diagonalization Eigenvalue Based Beamforming precoding design for Downlink Capacity Improvement in Multiuser MIMO channel" **International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)**, Suzhou, pp. 1-5, 2010.
74. A. Tarighat, M. Sadek, and A. H. Sayed, "A multiuser beamforming scheme for MIMO channels based on maximizing signal-to-leakage ratios," **IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, Vol. 3, pp. 1129–1132, 2005.
75. J. Ventura-Traveset, G. Caire, E. Biglieri and G. Taricco, "Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation. I. Coherent

- detection," in **IEEE Transactions on Communications**, vol. 45, no. 5, pp. 563-572, May 1997.
76. V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," in **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, March 1998.
 77. B. L. Hughes, "Differential space-time modulation," in **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 46, no. 7, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
 78. B. M. Hochwald and W. Sweldens, "Differential unitary space-time modulation," in **IEEE Transactions on Communications**, vol. 48, no. 12, pp. 2041-2052, Dec. 2000.
 79. 79 B. L. Hughes, "Differential space-time modulation," in **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 46, no. 7, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
 80. B. M. Hochwald and W. Sweldens, "Differential unitary space-time modulation," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 48, pp. 2041-2052, Dec. 2000.
 81. S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity scheme for wireless communications," **IEEE J. Select. Areas Commun.** vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, 1998.
 82. G. Jongren, M. Skoglund, and B. Ottersten, "Combining beamforming and orthogonal space-time block coding," **IEEE Trans. Info. Th.**, vol. 48, pp. 611-627, Mar. 2002.
 83. A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis, "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders," **IEEE Trans. Sig. Proc.**, vol. 50, no. 5, pp. 1051-1064, May 2002.
 84. Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Space-time diversity systems based on linear constellation precoding," **IEEE Trans. Wireless Commun.**, vol. 2, no. 2, pp. 294-309, Mar. 2003.
 85. D. J. Love, R. W. Heath, "Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes," **IEEE Trans. Signal Process**, vol. 53, pp. 64-73, no. 1, Jan. 2005.

86. F. H. Gregorio, "Space Time Coding for MIMO Systems," Helsinki University of Technology, Signal Processing Laboratory, POB 3000, FIN-02015 HUT, Finland.
87. Wesley W. Peterson and Theodore G. Birdsall, "The theory of signal detectability : Part I" Trans. of the IRE Professional Group on Information Theory (TIT), vol. 4, pp. 171-212, 1954.
88. J. Neyman and E. S. Pearson, "On the Problem of the Most Efficient Tests of Statistical Hypotheses," Royal Society, Vol. 231, pp. 289-337, February 1933.
89. Jon Mark and Weihua Zhuang. "Ch. 4". "Wireless Communications and Networking." Prentice Hall. p. 139, 2003
90. R. W. Lucky, "Automatic equalization for digital communications", **Bell System Tech. J.**, vol. 44, pp. 547-588, Apr. 1965.
91. R. W. Lucky, "Techniques for adaptive equalization of digital communication systems," in **The Bell System Technical Journal**, vol. 45, no. 2, pp. 255-286, Feb. 1966.
92. JJ, W. Smith, "The joint optimization of transmitted signal and receiving filter for data transmission systems," **Bell Syst. Tech. J.**, vol. 44, pp. 2363-2392, Dec. 1965.
93. D. W. Tufts, "Nyquist's problem-The joint optimization of transmitter and receiver in pulse amplitude modulation," **Proc. IEEE**, vol. 53, pp. 248-260, 1965.
94. D. A. George, "Matched filters for interfering signals," **IEEE Trans. Inform. Theory (Corresp.)**, vol. IT-11, pp. 153-154, Jan. 1965.
95. R. Kashyap and J. Bagga, "Equalization Techniques for MIMO Systems in Wireless Communication: A Review," **International Journal of Research in Advent Technology**, Vol. 4, no. 10, October 2016.
96. Leonard R. Kahn, FreNOB Fort N. Y. "MEANS FOR MODULATING A SINGLE CARRIER WITH DISSIMILAR SIGNALS FOR TELEVISION TRANSMISSION AND THE LIKE," Official Gazette of the United States Patent Office, August 1954.

97. W.C. Jakes, "Microwave Mobile Communication." New York: Wiley, 1974.
98. Winters, J.H., "Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference," **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. VT-33, pp. 144-155, 1984.
99. D. G. Brennan, "Linear Diversity Combining Techniques," in **Proceedings of the IRE**, vol. 47, no. 6, pp. 1075-1102, June 1959.
100. E. Perahia and G. J. Pottie, "On diversity combining for correlated slowly flat-fading Rayleigh channels," **Proceedings of ICC/SUPERCOMM'94 - International Conference on Communications**, New Orleans, LA, USA, pp. 342-346, vol.1, 1994.
101. J. R. Abeyasinghe and J. A. Roberts, "Bit error rate performance of antenna diversity systems with channel correlation," **Proceedings of GLOBECOM '95**, Singapore, pp. 2022-2026, vol.3, 1995.
102. Y. Cho, and J.H. Lee, "Effect of fading correlation on the SER performance of M-ary PSK with maximal ratio combining," **IEEE Commun. Lett.** vol. 3, no. 7, pp. 199-201, 1999.
103. V. V. Veeravalli, "On performance analysis for signaling on correlated fading channels," in **IEEE Transactions on Communications**, vol. 49, no. 11, pp. 1879-1883, Nov. 2001.
104. J.A. Tsai, R.M. Buehrer and B.D. Woerner, "BER performance of a uniform circular array versus a uniform linear array in a mobile radio environment," **IEEE Trans. Wireless Commun.** vol. 3, no. 3, pp. 695-700, 2004.
105. P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R. Valenzuela, "V-BLAST: architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel." **Proc. ISSSE'98**, Pisa, Italy, pp. 295-300, SNOBF. 1998.
106. G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," in **Electronics Letters**, vol. 35, no. 1, pp. 14-16, 7 Jan. 1999.
107. N. H. Mahmood, M. G. Sarret, G. Berardinelli and P. Mogensen, "Full duplex communications in 5G small cells," 13th **International Wireless**

- Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)**, Valencia, pp. 1665-1670, 2017.
108. F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 52, no. 2, pp. 74–80, Feb. 2014.
 109. Lopa Jilpesh Vora, "Evolution of mobile generation technology: 1G to 5G and review of upcoming wireless technology 5G" **International Journal & Magazine of Engineering, Technology, Management and Research (IJMETMR)**, vol. 2, no. 10, pp. 281-290, 2015.
 110. T. Mshvidobadze, "Evolution mobile wireless communication and LTE networks," **6th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)**, Tbilisi, pp. 1-7, 2012.
 111. S. Kumar, G. Gupta, and K.R. Singh, "5G: Revolution of future communication technology." **IEEE international conference on green computing and internet of things (ICGCIoT)**, pp. 143-147, October 2015.
 112. J. Budomo, I. Ahmad, D. Habibi, and E. Dines, "4G LTE-A systems at vehicular speeds: Performance evaluation," **IEEE International Conference on Information Networking (ICOIN)**, pp. 321-326, January 2017.
 113. S. Patil, V. Patil, and P. Bhat, "A Review on 5G Technology" **International Journal of Engineering and Innovative Technology**, vol. 1, no. 1, January 2012.
 114. J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A.C. Soong, and J.C. Zhang, "What will 5G be?" **IEEE Journal on selected areas in communications**, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, 2014.
 115. A. Nordrum, and K. Clark, and IEEE Spectrum Staff, "Everything you need to know about 5G" **IEEE Spectrum**, 2017.
 116. Connecting America: The National Broadband Plan (Chapter 5) 2010. [Online]. Available: <http://download.broadband.gov/plan/national-broadband-plan.pdf>

117. "Estimated spectrum bandwidth requirements for the future development of IMT-2000 and IMT-Advanced," ITU-R, Geneva, Switzerland, RNOBF. M.2078, 2006.
118. R.C. Daniels and R.W. Heath, "60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations," **IEEE Veh. Technol.Mag.** vol. 2, no. 3, pp. 41–50, 2007.
119. S. Vaughan, J. Nicholas, "Gigabit Wi-Fi is on its way," **IEEE Comput.**, vol. 43, no. 11, pp. 11–14, 2010.
120. T. Baykas, C.S. Sum, Z. Lan, and J. Wang, "IEEE 802.15.3c: The first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s," in **IEEE Communications Magazine**, vol. 49, no. 7, pp. 114–121, 2011.
121. T. S. Rappaport, J. N. Murdock and F. Gutierrez, "State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications," in **Proceedings of the IEEE**, vol. 99, no. 8, pp. 1390–1436, 2011.
122. M. Marcus and B. Pattan, "Millimeter wave propagation; Spectrum management implications," **IEEE Microw. Mag.**, vol. 6, no.2, pp. 54–62, 2005.
123. A. Alejos, M.G. Sanchez and I. Cuinas, "Measurement and analysis of propagation mechanisms at 40 GHz: Viability of site shielding forced by obstacles," **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 57, no. 6, pp. 3369–3380, 2008.
124. Z. Pi and F. Khan, "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 49, no. 6, pp. 101–107, 2011.
125. T.S Rappaport, et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" **IEEE Access**, vol. 1, no. 1, pp. 335–349, 2013.
126. W. Roh, et al., 2014. "Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, 2014.
127. S. Rangan, T. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges," **Proc. IEEE**, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014.

128. J.G. Andrews, "Seven ways that Het Nets are a cellular paradigm shift," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 51, no. 3, pp. 136–144, 2013.
129. J.G. Andrews, H. Claussen, M. Dohler, S. Rangan and M.C. Reed, "Femtocells: Past, present, future," **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, vol. 30, no. 3, pp. 497–508, 2012.
130. R.W. Heath, S.W. Peters, Y. Wang, and J. Zhang, "A current perspective on distributed antenna systems for the downlink of cellular systems," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 51, no. 4, pp. 161–167, 2013.
131. G. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," **Wireless Pers. Commun.**, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
132. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," **European Trans. Telecommun.**, vol. 10 no. 6, pp. 585–595, 1999.
133. J. Hoydis, S. ten Brink and M. Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need?" **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, vol. 31, no. 2, pp. 160–171, 2013.
134. F. Rusek et al., "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," **IEEE Signal Process. Mag.**, vol. 30, no. 1, pp. 40–60, 2013.
135. F. Boccardi, R.W. Heath, A. Lozano, T.L. Marzetta and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, Feb. 2014.
136. E. Ali, M. Ismail, R. Nordin, & N. F. Abdulah, "Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G: overview, classification, and trends for future research." **Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering**, vol. 18, no. 6, pp. 753-772, 2017.
137. S. Kuttu, D. Sen, "Beamforming for millimeter wave communications: an inclusive survey." **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, vol. 18, no. 2, pp. 949-973, 2016.
138. N. H. Mahmood, M. G. Sarret, G. Berardinelli, & P. Mogensen, "Full duplex communications in 5G small cells," **IEEE 13th International Wireless**

- Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)**, pp. 1665-1670, 2017.
139. T. Riihonen, D. Korpi, O. Rantula, & M. Valkama, "On the prospects of full-duplex military radios," **IEEE International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS)**, pp. 1-6, May 2017.
 140. <https://spectrum.ieee.org/tech-talk/telecom/wireless/new-full-duplex-radio-chip-transmits-and-receives-wireless-signals-at-once>
 141. <https://spectrum.ieee.org/semiconductors/devices/full duplex-chip-will-create-a-wireless-bandwidth-bonanza>
 142. P. Gupta, P. R. Kumar, "The Capacity of Wireless Networks" **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 46, no. 2, 2000.
 143. Cebrail ÇIFLIKLI, Musaab AL-OBAIDI "Evaluation of Eigenvalue and Block Diagonalization Beamforming Precoding Performance for 5G Technology over Rician Channel", **Technical Gazette**, vol. 26, no. 2, 2019.
 144. Cebrail Çiftlikli and Musaab Al-Obaidi, "Combining Alamouti STBC with Block Diagonalization for Downlink MU-MIMO System over Rician Channel for 5G", **Infocommunications Journal**, vol. XI, no 1, March 2019, pp. 22-28.
 145. C. ÇİFTLİKLİ, M. AL-OBAIDI, M. FADHIL, W. AL-OBAIDI, "Cooperative OSIC System to Exploit the Leakage Power of MU-MIMO Beamforming Based on Maximum SLR for 5G", **Infocommunications Journal**.
 146. W. Luo, A. Guo, W. Tan, Y. Ji, "An Improved Beamforming Method Based on SLNR for Downlink Multi-user Multi-stream MIMO System" **Wireless Personal Communications**, vol. 72, no. 4, pp. 2673–2683, 2013.
 147. P. Cheng, M. Tao, W. Zhang, "A New SLNR-based Linear Precoding for Downlink Multi-User Multi-Stream MIMO Systems" **IEEE Communications Letters**. vol. 14, no. 11, pp. 1008-1010, 2010.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı: Musaab AL-OBAIDI
Uyruğu: Irak
Doğum Tarihi ve Yeri: 26.05.1981 - Bağdat
Medeni Durum: Evli
e-mail: Musaab_sami2000@yahoo.com
Yazışma Adresi: GESİ MAH. 73. SK. NO: 15 MELİKGAZİ / KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	ülke	Mezuniyet Tarihi
Doktora	Erciyes Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği.	TÜRKİYE	2020
Yüksek Lisans	Üniversitesi Tenaga Nasional, Elektrik-Electronik Mühendisliği.	MALEZYA	2013
Lisans	Al-Mustansiriyah Üniversitesi, Elektrik-Electronik Mühendisliği.	IRAK	2004

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2004-2005	Petrol Bakanlığı - Irak	Mühendis
2006-Halen	Elektrik Bakanlığı - Irak	Mühendis

DİLER

Arabce - İngilizce - Türkçe

YAYINLAR

ISI/SCIE ve SCOPUS indekslerine giren dergilerde yayınlanan makale:

- 1- Cebrail ÇİFLİKLİ, Musaab AL-OBAIDI “Evaluation of Eigenvalue and Block Diagonalization Beamforming Precoding Performance for 5G Technology over Rician Channel”, Technical Gazette, Vol. 26, No. 2, 2019.

<https://doi.org/10.17559/TV-20170624224254>

Journal	Technical Gazette
ISSN	1330-3651
DOI:	10.17559/TV-20170624224254

ISI/MSCI ve SCOPUS indekslerine giren dergilerde yayınlanan makaleler:

- 1- Cebrail Çiftlikli and Musaab Al-Obaidi, "Combining Alamouti STBC with Block Diagonalization for Downlink MU-MIMO System over Rician Channel for 5G", Infocommunications Journal, Vol. XI, No 1, March 2019, pp. 22-28.

https://www.infocommunications.hu/2019_1

Journal Infocommunications Journal

ISSN 2061-2079

- 2- Cebrail ÇİFTLİKLİ, Musaab AL-OBAIDI, Mohammed FADHIL, Wael AL-OBAIDI, “Cooperative OSIC System to Exploit the Leakage Power of MU-MIMO Beamforming Based on Maximum SLR for 5G”, Infocommunications Journal.

https://www.infocommunications.hu/en/2019_3

Journal Infocommunications Journal

ISSN 2061-2079

SCOPUS indekslerine giren dergilerde yayınlanan makaleler:

- 1- Cebrail Çiftlikli, Wael Al-Obaidi, Musaab Al-Obaidi “The Performance Of Convolutional Coding Based Cooperative Communication: Relay Position And

Power Allocation Analysis” International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.11, No.3, May 2019

<https://airccj.org/cseccfp/library/Search.php?title=THE+PERFORMANCE+OF+CONVOLUTIONAL+CODING+BASED+COOPERATIVE+COMMUNICATION%3A+RELAY+POSITION+AND+POWER+ALLOCATION+ANALYSIS&x=21&y=15>

Journal International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)

ISSN 0975-2293

DOI:10.5121/ijcnc.2019.11304

- 2- Mohammed Fadhil, Nor Fadzilah Abdullah, Mahamod Ismail, Rosdiadee Nordin, Cebraïl Ciftlikli, Musaab Al-Obaidi “Maximizing signal to leakage ratios in MIMO BCH cooperative beamforming scheme”, International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 9, No. 5, Oct. 2019.

<http://ijece.iaescore.com/index.php/IJECE>

Journal International Journal of Electrical and Computer Engineering

ISSN 2088-8708

DOI 10.11591

- 3- Cebraïl Çiftlikli, Waeal Al-Obaidi, Musaab Al-Obaidi “Beamforming Based on SLR for Uplink Channel in MU-MIMO System and Detection Design”, Telecommunications and Radio Engineering.

<http://www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,1275edab1965d22e,47befc6360af8878.html>

Journal Telecommunications and Radio Engineering

ISSN 0040-2508

DOI 10.1615/TelecomRadEng.v78.i13.60

International Journal:

- 1- Cebraïl Çiftlikli 1, Musaab sami, “Block diagonalization for Multi-user MIMO Beamforming performance over Rician Channel” International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Vol. 04, No. 11, Nov, 2017.

<https://www.irjet.net/archives/V4/i11/IRJET-V4I11215.pdf>

Journal International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)
ISSN 2395-0072, 2395-0056

Sempozyum makale

- 1- C. ÇIFLIKLI, M. AL-OBAIDI, W. AL-OBAIDI, " *SLR as Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems*", 2nd International Symposium on Innovative Approaches in Scientific Studies, Nov 30, 2018, Volume 3, 1210-1216.

