

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

**5G KABLOSUZ İLETİŞİM AĞLARINDA MU-MIMO SİSTEMİ  
İÇİN HÜZMELEME ve İŞBİRLİKLİ YAPININ KULLANILMASI**

**Hazırlayan  
Waeal Sami AL-OBAIDI**

**Danışman  
Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ**

**Yüksek Lisans Tezi**

**Ocak 2020  
KAYSERİ**

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

**5G KABLOSUZ İLETİŞİM AĞLARINDA MU-MIMO SİSTEMİ  
İÇİN HÜZMELEME ve İŞBİRLİKLİ YAPININ KULLANILMASI**

**(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan  
Waeal Sami AL-OBAIDI**

**Danışman  
Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ**

**Ocak 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.



Waeal Sami AL-OBAIDI

**“5G Kablosuz İletişim Ağlarında MU-MIMO Sistemi İçin Hüzmeleme Ve İşbirlikli Yapının Kullanılması”** adlı Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ ne uygun olarak hazırlanmıştır.



**Hazırlayan**  
Waeal Sami AL-OBAIDI



**Danışman**  
Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ



**Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı**

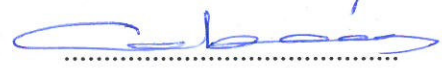
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

**Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ** danışmanlığında **Waeal Sami AL-OBAIDI** tarafından hazırlanan **“5G Kablosuz İletişim Ağlarında MU-MIMO Sistemi İçin Hüzmeleme Ve İşbirlikli Yapının Kullanılması”** adlı bu çalışma jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ** Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

21 / 01 / 2020

**JÜRİ:**

Danışman : Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ



Üye : Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA



Üye : Doç. Dr. Esmâ UZUNHİSARCİKLİ


**ONAY:**

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 01/02/2020 tarih ve 2020/10-07 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. Cebrail iftlikli'ye teőekkürlerimi sunarım.

Ayrıca araştırma sürem boyunca, onun tecrübelerine ve rehberliğine her ihtiyacım olduğunda, bana yardımcı olmak için tereddüt etmeden yardım eden ve bu çalışmadaki yoldaşım Aęabeyim Musaab'a teőekkur ederim.

Son olarak, bana hayatım boyunca koşulsuz desteğiyle çok fazla sevgi ve cesaret verdiği için ailem ve eşime içten teőekkürlerimi sunarım

Waeal Sami AL-OBAIDI

Ocak 2020, KAYSERİ

## 5G KABLOSUZ İLETİŞİM AĞLARINDA MU-MIMO SİSTEMİ İÇİN HÜZMELEME VE İŞBİRLİKLİ YAPININ KULLANILMASI

Waeal Sami AL-OBAIDI

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Ocak 2020

Danışman: Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ

### ÖZET

Gelecek yıllarda veri trafiğinin katlanarak artması ve çoklu kullanıcılar tarafından paylaşılan kablosuz spektrumun sınırlamaları, 5. Nesil (5G) radyo erişim teknolojisinin tasarımına meydan okumaktadır. Son on yılda, çoklu kullanıcı çoklu giriş çoklu çıkış (MU-MIMO) sistemler daha yüksek spektral verimlilik sunan kilit teknolojilerden biri haline gelmiştir. Bununla birlikte, MU-MIMO sistemlerinin sağladığı avantajlar, ortak kanal etkileşimi (CCI) sorununu aşmak için bir işletme yöntemine ihtiyaç duyan çoklu antenlerin konuşlandırılmasından kaynaklanan fiziksel katman karmaşıklığını artırma pahasıdır. Sönümlü ortamlarda ağ kapsamını iyileştirmek için MU-MIMO sisteminde ön kodlama veya digital hüzmeleme adı verilen bir ön dengeleyici aşaması kullanılmaktadır. Bu teknik ayrıca olan MU-MIMO'nun CCI ana problemini ortadan kaldıracak veya azaltabilir. Sisteme getirebilecek MU-MIMO özelliklerinden biri de çeşitliliktir. Çeşitlilik, farklı konumlardan gelen işaretlerin iletilmesiyle üretilir. Böylece alıcıdaki işaretin sönümlü versiyonlarına bağımsız olarak izin verilir. Çok antenli sistemde işbirliğe dayalı iletişim adı verilen yöntemin dahil edilmesiyle, çok kullanıcı bir senaryoda cep telefonlarının antenlerini "paylaşabilmesi", bağımsız işaret kopyalarının sayısını artırabilmesi amaçlanmaktadır. Sonuç olarak, sistemdeki çeşitlilik mümkün olduğunca az anten kullanarak artacaktır.

**Anahtar Kelimeler:** 5G, Hüzmeleme, İşbirliği, MU-MIMO, SLR, OSIC, AF, CCI.

# MU-MIMO BEAMFORMING EMERGING COOPERATION FOR 5G WIRELESS COMMUNICATION NETWORK SYSTEM

Waeal Sami AL-OBAIDI

Erciyes University, Graduate school of Natural and Applied Sciences

M. Sc. Thesis, January 2020

Supervisor: Prof. Dr. CebraİL ÇİFLİKLİ

## ABSTRACT

Fifth Generation (5G) of the wireless network must solve the problem of the limitations of the wireless spectrum shared by the multi-users exponential increase of the data traffic in the next years. Recently, multiple-input multiple-output (MIMO) systems have become one of the key technologies that provide higher spectral efficiency in a multi-user environment. However, the advantages offered by multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) systems come at the expense of increasing the physical layer complexity, which caused by deploying multiple antennas that needs a processing method to overcoming the co-channel interferences (CCI) problem. A pre-equalization stage called precoding or digital beamforming is used in the MU-MIMO system to enhance the network's coverage and range in co-channel interference and fading environments. This technique can also eliminate or reduces the main problem of MU-MIMO, which is CCI. One of the MU-MIMO features which can bring to the system is diversity. Diversity is generated by transmitting signals from different locations, thus allowing independently faded versions of the signal at the receiver. We incorporated a will known transmitting method called cooperative communication in multi antenna system, cooperative communication based on simple idea is that mobiles in a multi-user scenario can “share” their antennas, that can increase the number of the independent copies of signal, consequently, the diversity in the system will increase in interesting way by employing as few antennas as possible.

**Keywords:** 5G, Beamforming, Cooperation, MU-MIMO, SLR, OSIC, AF, CCI.

## İÇİNDEKİLER

### 5G KABLOSUZ İLETİŞİM AĞLARINDA MU-MIMO SİSTEMİ İÇİN HÜZMELEME VE İŞBİRLİKLİ YAPININ KULLANILMASI

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI.....	ii
KABUL VE ONAY.....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
KISALTMALAR LİSTESİ.....	xi
TABLOLAR LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xiv
GİRİŞ.....	1

## 1.BÖLÜM

### GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR TARAMASI

1.1 Kablosuz Kanal.....	3
1.1.1 Sönümlü Kanal.....	4
1.1.2 Yol Kaybı.....	5
1.1.3 İlişkili Rician ve Rayleigh Modeli.....	5
1.2 MIMO Sistemi.....	6
1.2.1 SISO'dan MIMO'ya.....	7
1.2.2 MIMO Kazançları.....	10
1.2.2.1 Alma Çeşitliliği.....	11
1.2.2.2 İletme Çeşitliliği.....	12
1.2.2.3 Uzaysal Çoğullama.....	13
1.2.2.4 Hüzmeleme (Beamforming).....	14
1.3 Çok Kullanıcı MIMO.....	15
1.3.1 MU-MIMO Sisteminin Matematiksel Gösterimi.....	16
1.3.1.1 Çoklu Erişim Kanalı Modeli.....	16

1.3.1.2 Yayın Kanalı Modeli .....	17
1.4 İşbirlikçi İletişim .....	18
1.4.1 Konfigürasyonlar ve İşlem Türleri.....	19
1.4.2 İşbirlikçi İletim Metotları.....	20
1.4.2.1 Kuvvetlendir ve İlet .....	20
1.4.2.2 Kod Çöz ve İlet .....	21
1.4.2.3 Kodlanmış İşbirliği .....	23
1.4.3 Alıcıdaki Birleştirme Metodu.....	25
1.5 Evrişimli Kodları .....	26
1.5.1 Konvolosyonel Kodlayıcı Yapısı .....	27
1.6 Hüzmeleme İletim Metodları.....	28
1.6.1 Noktadan Noktaya MIMO .....	28
1.6.2 Çok-Kullanıclı MIMO .....	29
1.6.2.1 Blok Köşegenleştirme.....	29
1.6.2.2 İşaret-Kaçak Oranı .....	30
1.7 İşaret Algılama.....	32
1.7.1 Lineer İşaret Algılama.....	33
1.7.1.1 ZF İşaret Algılama .....	33
1.7.1.2 MMSE İşaret Algılama.....	34
1.7.2 OSIC İşaret Algılama .....	34

## 2.BÖLÜM

### 5G TEKNIĞİ

2.1 Giriş.....	36
2.2 Mobil Ağların Gelişimi.....	37
2.2.1 1G.....	37
2.2.2 2G.....	37
2.2.3 2.5G .....	38
2.2.4 3G.....	38
2.2.5 3.75G .....	39
2.2.6 4G.....	39
2.2.7 5G.....	39
2.3 5G İhtiyacı .....	41

<b>2.4 5G Etkinleştirme Anahtarı.....</b>	<b>42</b>
<b>2.4.1 Milimetrik Dalga Teknolojisi.....</b>	<b>42</b>
<b>2.4.2 Küçük Hücre Teknolojisi .....</b>	<b>44</b>
<b>2.4.3 Masif MIMO Teknolojisi.....</b>	<b>45</b>
<b>2.4.4 Hüzmeleme Teknolojisi .....</b>	<b>46</b>
<b>2.4.5 Tam Çift Yönlü Teknoloji .....</b>	<b>47</b>

### **3.BÖLÜM**

#### **RÖLE KONUMU VE GÜÇ TAHSİSİNİN İŞBİRLİĞİ SİSTEMİNİN PERFORMANSI ÜZERİNDEKİ ETKİSİNİ İNCELEMEK**

<b>3.1 Giriş.....</b>	<b>50</b>
<b>3.2 İşaret İletim Modeli.....</b>	<b>50</b>
<b>3.3 AF İşbirlikçi Metot.....</b>	<b>51</b>
<b>3.4 AF Sisteminin Tanımı.....</b>	<b>53</b>
<b>3.4.1 Kaynak Verici.....</b>	<b>53</b>
<b>3.4.2 Kanal Modeli .....</b>	<b>54</b>
<b>3.4.3 Röle Vericisi.....</b>	<b>55</b>
<b>3.4.4 Hedef Alıcı.....</b>	<b>55</b>
<b>3.5 Teorik Analiz.....</b>	<b>56</b>
<b>3.6 Topoloji Modelleri Analizi .....</b>	<b>57</b>
<b>3.6.1 Eşkenar Üçgen Topolojisi.....</b>	<b>57</b>
<b>3.6.2 İkizkenar Üçgen Topolojisi .....</b>	<b>59</b>
<b>3.6.3 Linear Topoloji.....</b>	<b>61</b>
<b>3.6.4 Çeşitkenar Üçgen Topolojisi .....</b>	<b>62</b>

### **4.BÖLÜM**

#### **MU-MIMO SİSTEMİ İÇİN UPLINK HÜZMELEME VERİCİ VE İŞARET DEDEKTÖRÜ TASARIMI**

<b>4.1 Giriş.....</b>	<b>70</b>
<b>4.2 Uplink Sistem Tasarımı.....</b>	<b>71</b>
<b>4.2.1 Sistem Modeli .....</b>	<b>71</b>
<b>4.2.2 Hüzmeleme Ağırlığı .....</b>	<b>73</b>
<b>4.3 İşbirlikçi Metot.....</b>	<b>74</b>

<b>4.4 İşaret Algılayıcı Tasarımı.....</b>	<b>75</b>
<b>4.5 İşaret İletimi .....</b>	<b>76</b>

## **5.BÖLÜM**

### **SONUÇ VE TARTIŞMA**

<b>5.1 Sonuç ve Tartışma .....</b>	<b>83</b>
<b>5.2 Gelecek yapılabilecek öneriler .....</b>	<b>85</b>
<b>KAYNAKÇA .....</b>	<b>86</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>97</b>
<b>YAYINLAR .....</b>	<b>98</b>

## KISALTMALAR LİSTESİ

5G	Beşinci Nesil
MU-MIMO	Çoklu Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
CCI	Ortak Kanal Girişimleri
AF	Kuvvetlendir ve İlet
SLR	İşaret-Kaçak Oranı
SLNR	İşaret-Kaçak artı gürültü Oranı
QoS	Hizmet Kalitesi
SNR	İşaret Gürültü Oranı
LOS	Görüş mesafesi
MIMO	Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
NLOS	Görüş mesafesi Olmayan
FDMA	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
CDMA	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
OFDMA	Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
MISO	Çoklu Giriş Tek Çıkış Teknikleri
SIMO	Tek Giriş Çoklu Çıkış Teknikleri
SISO	Tek Giriş Tek Çıkış
LTE	Uzun Süreli Evrim
STBC	Uzay – Zaman Blok Kodlaması
SFBC	Uzay – Frekans Blok Kodlaması
FSTD	Frekans - Anahtarlamalı İletim Çeşitliliği
AWGN	Toplamalı beyaz Gauss gürültüsü
SU-MIMO	Tek Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
MU-MIMO	Çoklu Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış

BC	Yayın Kanalı
MAC	Çoklu Erişim Kanalı
ZMCSCG	Sıfır-Ortalama Dairesel Simetrik Kompleks Gaussian
V-MIMO	Sanal MIMO
DF	Çöz ve İlet
CC	Kodlu İşbirliği
CSI	Kanal Durumu Bilgisi
ERC	Eşit Oran Birleştiricisi
MRC	Maksimum Oran Birleştiricisi
FEC	İleri Yönlü Hata Düzeltme
QPSK	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
SVD	Tekil Bir Değer Ayırıştırması
MF	Eşleştirilmiş Filtreleme
MRT	Maksimum Oran İletimi
BD	Blok Köşegenleştirme
MMSE	Minimum Ortalama Kare Hatası
BER	Bit Hata Oranı
DPC	Kirli Kağıt Kodlama
ICI	Hücreler Arası Girişim
ZF	Sıfır Zorlama
OSIC	Sıralı Ardışık Parazit İptali
IMT	Uluslararası Mobil Telekomünikasyon
BS	Baz İstasyonu

**TABLULAR LİSTESİ**

Tablo 1.1 İşbirlikçi iletişim yöntemine katkılar .....	25
Tablo 1.2 MU-MIMO tiplerindeki katkıların özetlenmesi (BD ve SLR) .....	32
Tablo 2.1 Mobil Ağ Nesilleri Teknolojilerinin karşılaştırılması. ....	40
Tablo 3.1 Sistem parametrelerinin. ....	69
Tablo 3.2 Topolojilerin performansı karşılaştırma .....	69



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 Kablosuz kanalda etkili bileşenler. ....	4
Şekil 1.2 Sönümlenme kanallarının sınıflandırılması [1]. ....	5
Şekil 1.3 NLOS ve LOS yayılma ortamları [1]. ....	6
Şekil 1.4 SISO sistemi [11]. ....	7
Şekil 1.5 Frekans bölmeli çoklu erişim [FDMA] [13]. ....	8
Şekil 1.6 İki kullanıcı için basit bir zaman aralığı ayırma şeması [TDMA] [13]. ....	8
Şekil 1.7 Kod bölmeli çoklu erişim [CDMA] [13]. ....	8
Şekil 1.8 dikey frekans bölmeli çoklu erişim [OFDMA] [13]. ....	9
Şekil 1.9 Sırasıyla MISO, SIMO sistemi [11]. ....	10
Şekil 1.10 M verici ve N alıcı antenli kablosuz bir MIMO sisteminin şematik bir şekli [15]. ....	10
Şekil 1.11 MIMO alma çeşitliliği [14]. ....	12
Şekil 1.12 MIMO Uzay – Frekans Blok Kodlama [18]. ....	12
Şekil 1.13 MIMO uzaysal çoğullama [18]. ....	14
Şekil 1.14 MIMO Hüzmeleme [11]. ....	15
Şekil 1.15 Çok kullanıcılı MIMO haberleşme sistemleri: $K = 4$ [18]. ....	16
Şekil 1.16 Çok kullanıcılı MIMO sistemi için yer-uydu hattı kanal modeli: çoklu erişim kanalı [1]. ....	17
Şekil 1.17 Çok kullanıcılı MIMO sistemi için downlink kanal modeli: yayın kanalı [1]. ....	18
Şekil 1.18 İki sekmeli işbirlikçi ağı sistemi modeli [27]. ....	19
Şekil 1.19 Farklı işbirliği mimarileri: (a) klasik üç düğümlü röle kanalı, (b) paralel röle kanalı, (c) sanal MIMO (V-MIMO) kanalı, (d) iki yönlü röle kanal ağı [27]. ....	19
Şekil 1.20 Kodlanmış işbirlikçi için sistem modeli [44]. ....	24
Şekil 1.21 Kod hızı $= \frac{1}{2}$ ile konvolosyonel kodlayıcı [50]. ....	27
Şekil 1.22 Diğer kullanıcılardaki 1. kullanıcıdan gelen kaçağı gösteren bir blok şeması [65]. ....	31
Şekil 1.23 MIMO sistemi [70]. ....	33
Şekil 1.24 $N_T = 4$ ile OSIC işaret tespiti kavramı [70]. ....	35
Şekil 2.1 Cisco 2022'ye kadar tahmini mobil veri trafiği [75]. ....	37
Şekil 2.2 IMT-İleri (4G)den IMT-2020 (5G) 'ye kadar yeteneklerinin geliştirilmesi [90]. ....	41

Şekil 2.3 Milimetre Dalga bandı .....	42
Şekil 2.4 Küçük Hücre Teknolojisi.....	44
Şekil 2.5 Masif MIMO.....	45
Şekil 2.6 Hüzmeleme Teknolojisi.....	47
Şekil 2.7 Tam Çift Yönlü Teknoloji .....	48
Şekil 2.8 Eşzamanlı iletim ve alım.....	49
Şekil 3.1 AF işbirlikçi yöntem modülü.....	51
Şekil 3.2 QPSK sisteminin Rayleigh kanalı üzerindeki blok diyagramı. ....	51
Şekil 3.3 AF işbirlikçi yönteminin kaynak - röle sisteminin blok şeması. ....	52
Şekil 3.4 Alıcı düğümü için blok diyagramı.....	52
Şekil 3.5 Evrişimli (konvolosyonel) kodlayıcı ile AF işbirlikçi yönteminin kaynak - röle sisteminin blok şeması. ....	53
Şekil 3.6 Evrişimli (konvolosyonel) kodçözücü ile AF işbirlikçi Hedef sisteminin blok şeması.....	53
Şekil 3.7 Rölenin çeşitli pozisyonları.....	57
Şekil 3.8 İşbirlikli ve işbirlik olmayan sisteminin BER performansı ( $d_{sd} = d_{sr} = d_{rd} = 1$ ). ....	58
Şekil 3.9 Evrişim (konvolosyonel) kod, işbirlikli sisteminin performansı üzerinde ( $d_{sd} = d_{sr} = d_{rd} = 1$ ) ve çeşitli tahsis edilmiş güç, Kaynak gücü ( $P_s$ ) ve Röle gücü ( $P_r$ ) ile birlikte değişir. ....	58
Şekil 3.10 ikizkenar üçgen topolojisi örnekleri.....	60
Şekil 3.11 ikizkenar üçgen topolojisinin farklı $d_{sd}$ , $d_{sr}$ , $d_{rd}$ 'ler için BER performansı. ....	60
Şekil 3.12 Lineer topoloji örneği. ....	61
Şekil 3.13 Farklı $d_{sd}$ , $d_{sr}$ , $d_{rd}$ ile lineer topolojinin BER performansı. ....	62
Şekil 3.14 Çeşitkenar üçgen topolojisi.....	62
Şekil 3.15 Çeşitkenar üçgen topolojisi.....	64
Şekil 3.16 Çeşitkenar üçgen topolojisinin (A) $d_{sd}$ , $d_{sr}$ , $d_{rd}$ için BER performansları... ..	65
Şekil 3.17 Çeşitkenar üçgen topolojisinin (A) $d_{sd}$ , $d_{sr}$ , $d_{rd}$ için BER performansları... ..	65
Şekil 3.18 arasındaki performansın Rayleigh kanalı üzerinden karşılaştırılması. ....	66
Şekil 3.19 Rician iç-kullanıcı kanal üzerinde tüm topoloji performanslarının karşılaştırılması. ....	67
Şekil 3.20 Röle-Kaynak gibi davrandığında topolojiler arasındaki performansın Rayleigh kanalı üzerinden karşılaştırılması. ....	68

Şekil 3.21 Kaynak-röle röle-kaynak olarak görev yaptığı zaman topolojiler arasındaki performansın karşılaştırılması, Rician kanal kullanılarak.....	68
Şekil 4.1 Uplink MU-MIMO hüzmleme sisteminin blok devresi.....	72
Şekil 4.2 Kullanıcı 1 ve Kullanıcı 2 arasındaki işbirliği gösterimi.....	75
Şekil 4.3 u. kullanıcıdan u. uzaysal akışları için OSIC-MU işaret algılama gösterimi...	76
Şekil 4.4 Rayleigh kanalı üzerindeki Uplink MU-MIMO sistemi, her biri $N_T = 2$ olan 2 kullanıcı, BS anteni alan $N_R = 2$ ve değişken düzeltme faktörü (B).....	77
Şekil 4.5 $N_T (T) = 2$ olan iki kullanıcı ve değişken alıcı antenli (R) Rayleigh kanalı üzerinde Uplink MU-MIMO sistemi. OSIC kullanılmayan BS ve $B = 1$ .....	78
Şekil 4.6 Farklı $N_T$ 'li iki kullanıcı ve değişken alıcı antenli (R) Rayleigh kanalı üzerinde Uplink MU-MIMO sistemi. $B=1$ . ....	78
Şekil 4.7 Farklı $N_T$ 'li ve BS ve $B = 1$ 'deki $N_R$ değişkenleri olan kullanıcılar için Rician kanalı üzerindeki Uplink MU-MIMO sistemi.....	79
Şekil 4.8 İletim sistemini 1'inci zaman diliminde gösterimi.....	79
Şekil 4.9 İletim sistemini 2. zaman diliminde gösterimi.....	80
Şekil 4.10 Farklı $N_T$ 'li ve BS ve $B = 1$ 'deki $N_R$ 'yi kullanan kullanıcılar için Rayleigh kanalı üzerindeki Cooperated Uplink MU-MIMO sistemi. ....	81
Şekil 4.11 farklı $N_T$ 'li ve BS ve $B = 1$ 'deki $N_R$ 'yi değiştiren kullanıcılar için Rician kanalı üzerindeki Cooperated Uplink MU-MIMO sistemi. ....	82

## GİRİŞ

İnternet üzerinden anlık yazılı ve sesli mesajlaşma uygulamaları, dünya çapında kolayca iletişim kurmanıza olanak sağlamaktadır. Video akışı ve canlı video uygulamaları, mobil cihazlarımız üzerinden isteğe bağlı / canlı multimedya içeriğinin keyfini çıkarmamızı sağlar. Cisco'nun küresel mobil veri trafiği 2022'ye yönelik tahminine göre, gelecek yıllarda veri trafiğinin evrimi hücresele ağlar üzerinde çarpıcı bir etki olduğunu ortaya koymaktadır. Tüm mobil verilerinin sürekli olarak dünyada paylaşılması, bu şekilde iletişim tekniklerinin karmaşıklığını ve özellikle gönderilen ve alınan bilgi miktarını katlayarak artırmaktadır. Ayrıca, mobil kullanıcı sayısı, bant genişliği sınırlamalarına bağlı olarak artmıştır. Bu nedenle, bu sorunların üstesinden gelmek için, hücresele iletişim sistemleri peş peşe gelen nesillerinde verimlilik ve kapasiteyi arttırmayı hedeflemektedir. 2020'den sonra bu ihtiyaçlarla başa çıkacak olan yakın gelecekteki hücresele 5G için ileri tekniklerin tasarımı ve uygulanması gerekmektedir. 5G'ye geçmeden önce, bu yeni tekniklerin performansını test etmek büyük önem taşımaktadır. Örneğin, Çeşitlilik, spektral verimlilik, sönmüleme sınırlaması ve serbest girişim, bir sonraki hücresele kuşağın temel faktörlerinden bazılarıdır. Çeşitlilik, farklı konumlardan gelen işaretlerin iletilmesiyle yapılır. Böylece işaretin alıcıdaki bağımsız olarak sönmümlü versiyonlarına izin verilir. Sisteme getirebilecek MU-MIMO (Multi User Multi Input Multi Output-Çoklu Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış) özelliklerinden biri çeşitliliştir. MU-MIMO sistemleri daha yüksek spektral verimlilik sunan kilit teknolojilerden biri haline gelmiştir. Bununla birlikte, MU-MIMO sistemlerinin sağladığı avantajlar, CCI (cochannel interference-ortak kanal etkileşimi) sorununu aşmak için çoklu antenlerin konuşlandırılmasından kaynaklanan fiziksel katman karmaşıklığını artırma pahasıdır. Ağın sönmümlü ortamlarında kapsamını iyileştirmek için MU-MIMO sisteminde ön kodlama veya hüzmeleme adı verilen bir ön dengeleme aşaması kullanılır. Bu teknik ayrıca CCI olan MU-MIMO'nun ana problemini ortadan kaldırabilir veya azaltabilir. Araştırmanın temel amacı, MIMO

faydalarını ve MU-MIMO sisteminde CCI azaltımını sağlamak için işbirlikçi hüzmleme yaklaşımına dayanan uplink şeması önermektedir. Çok antenli bir sistemde işbirliğe dayalı iletişim adı verilen yöntemin dahil edilmesiyle, çok kullanıcı bir senaryoda cep telefonlarının antenlerini "paylaşabilmesi" ve bağımsız işaret kopyalarının sayısını artırabilmek amaçlanmaktadır. Sonuç olarak, sistemdeki çeşitlilik mümkün olduğunca az anten kullanılarak artacaktır. Bu araştırmaya katkı temel olarak şu şekilde özetlenebilir: İlk olarak, bir işbirlikçi AF (Amplify and Forward-Kuvvetlendir ve İlet) yöntemi farklı topolojilere, güç dağıtımlarına ve kanal türlerine göre değerlendirilir. İkinci olarak, güvenilen konum için yeni bir topoloji modeli formüle edilir ve performansları kanal kazancı açısından sayısal olarak değerlendirilir. Üçüncüsü, BS (base station- baz istasyonu)'deki işaret gücünü geliştirmek ve amaçlanmayan kullanıcılara paraziti azaltmak için MU-MIMO uplink işbirlikçi sisteminde SLR (Signal to Leakage Ratio-İşaret Kaçak Oranı) hüzmleme yaklaşımı önerilir.

Bu araştırma beş bölümden oluşmaktadır:

- Bölüm 1: kablosuz iletişim sistemi ile ilgili literatür taraması genel bilgileri içermektedir.
- Bölüm 2: Bu bölümde, aşırı sayıdaki kullanıcıların ve yeni kablosuz uygulamaların gelecekteki ihtiyaçlarını karşılayabilecek yeni bir iletişim sistemi arayışının arkasındaki motivasyon açıklanmaktadır.
- Bölüm 3: Bu bölümde, birçok yönden dikkate alınan AF işbirliğine dayalı iletişimin bir değerlendirmesi yapılmaktadır. Çalışma sonuçları bu bölümde değerlendirilerek tartışılmaktadır.
- Bölüm 4: Bu bölümde, MU-MIMO sistemi için işaret dedektörlü yer-uydu hattı hüzmleme vericisi için yeni bir tasarımı anlatılmaktadır. Bu çalışmanın sonuçları bu bölümde değerlendirilerek tartışılmaktadır.
- Bölüm 5: Bu Bölümde gelecekteki potansiyel çalışmalar ve sonuçları anlatılmaktadır.

## 1.BÖLÜM

### GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR TARAMASI

Kablosuz iletişim sistemleri hakkında mevcut olan literatür kaynaklarına rağmen, bu projede radyo temelleri ve dijital iletim sisteminin temel teorisi kısaca gözden geçirilecektir. Birinci bölümde, kanal modelleri arasındaki korelasyonun yanı sıra, kablosuz kanal yayılma ve sönümlenme modülleri verilmektedir. Modern dijital iletişim sistemlerinde kullanılan mevcut teknik ve tasarımların aşağıda belirtilen temel özellikleri incelenecektir:

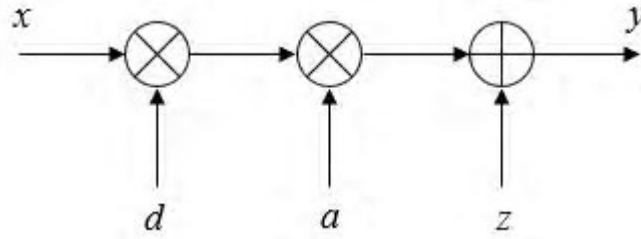
- SISO (Single Input Single Output-Tek Giriş Tek Çıkış)'dan MIMO (Multi Input Multi Output-Çoklu Giriş Çoklu Çıkış) sistemine doğru getirebilecek kazanımlar açıklanacaktır. Daha sonra, Çok Kullanıcı MIMO, hem Yayın kanalı hem de Çoklu Erişim Kanalı (Downlink -Uplink) için matematiksel modeliyle tartışılacaktır.
- Önizleme kooperatif sistemine ve iletim tiplerine uzanacak, işbirliği türlerindeki ana katkıların ve işbirlikli iletişimde en çok kullanılan birleştirme yöntemleri özetlenecektir
- İleri dönük hata düzeltme (konvolosyonel kodlar) bir şemalarında bir işbirlikli iletişim yapısı tartışılacaktır.
- MU-MIMO (Multi User Multi Input Multi Output -Çoklu Kullanıcı Çoklu Giriş Çoklu Çıkış)'daki hüzmelenme tekniği, bu alandaki ana katkılardan bahseden iki iletim yöntemi (Blok Köşegenleştirme ve İşaret-Kaçak Oranı) kullanarak sisteme katkısı yer alacaktır.
- Son olarak, Lineer (doğrusal) işaret algılama yöntemleri olan ZF (zero forcing-sıfır zorlama) ve MMSE (Minimum Mean Square Error-Minimum Ortalama Kare Hatası) tekniği ve OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation-Sıralı Ardışık Parazit İptali) algılama yöntemi gözden geçirilecektir.

## 1.1 Kablosuz Kanal

Kablosuz iletişimde, verici bir kablosuz kanal üzerinden alıcıya bilgi göndermektedir. Bu nedenle, kablosuz ağların performansı öncelikle kablosuz kanala bağlıdır [1]. Veriler, radyo işaretlerinin hava yoluyla yayılması sırasında sönümlü yol kaybı ve termal gürültü gibi farklı etkilerden etkilenir. Bu etkiler işaretin bozulmasına yol açar [2]. Şekil 1.1. yol kaybının ve sönümlemenin çarpımsal etkisini ve ilave gürültüyü göstermektedir. Kanal modelinin matematiksel şekli:

$$y = h x + z \quad (1.1)$$

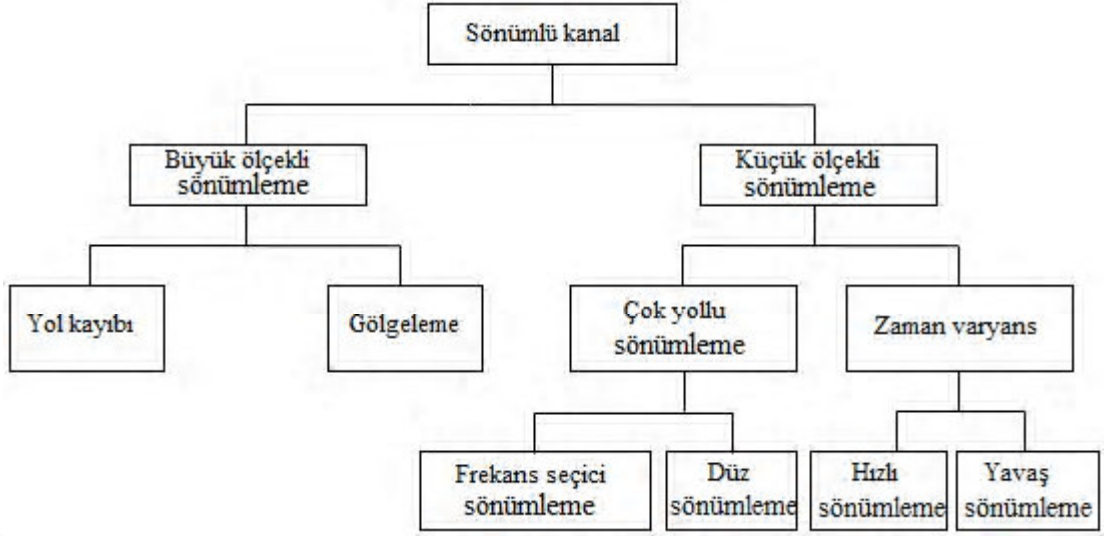
Burada,  $y$  alıcıda alınan işarettir.  $h$ , gönderilen bilgideki  $d$  yol kaybını, ve  $a$  sönümlemeyi içeren kanalın zayıflamasıdır ( $h = d a$ ).  $x$  orijinal işaret ve  $z$  gürültüdür.



Şekil 1.1 Kablosuz kanalda etkili bileşenler.

### 1.1.1 Sönümlü Kanal

Sönümleme çoğu pratik kablosuz kanallar için özgün bir karakteristikdir. Sönümleme, kablosuz kanal üzerinden iletilen işaretin gerçek genliğini veren kanal kazancını ifade eder [3] [4]. Kablosuz ağdaki çok yönlü yayılım en yaygın sönümleme kaynağıdır. Sönümleme büyük ölçekli sönümleme veya küçük ölçekli sönümleme olarak sınıflandırılabilir. Kaynak ile kullanıcı arasındaki mesafe büyük olduğunda, sönümleme büyük ölçekli sönümleme olarak sınıflandırılır. Bu, büyük ölçekli sönümlemenin yol kaybı ve gölgelemeden kaynaklandığı anlamına gelir. Uzak mesafeden kaynaklanan büyük ölçekli sönümlemenin aksine, küçük ölçekli sönümleme bir radyo işaretinin genliğinin kısa mesafedeki hızlı değişimleri olarak adlandırılan bir başka sönümleme kaynağıdır [1]. Şekil 1.2, sönümleme kanalı türlerini sınıflandırır.



Şekil 1.2 Sönümlenme kanallarının sınıflandırılması [1].

### 1.1.2 Yol Kaybı

Yol kaybı, yayılma yolu mesafesine bağlı olarak yayılım kanalındaki radyo işaretinin bozulmasını gösterir [3]. Yol kaybı, geniş bir alandaki hareketten kaynaklanan radyo işaretini ortalama güç zayıflaması ile gösterilebilir. Büyük ölçekli sönümlenmede, boş alan (free-space) yolu kaybı ( $PL_F$ ), kaynak ile kullanıcı arasındaki mesafe ile doğru orantılıdır ve denklemde gösterildiği gibidir [1]:

$$PL_F(d)[dB] = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad (1.2)$$

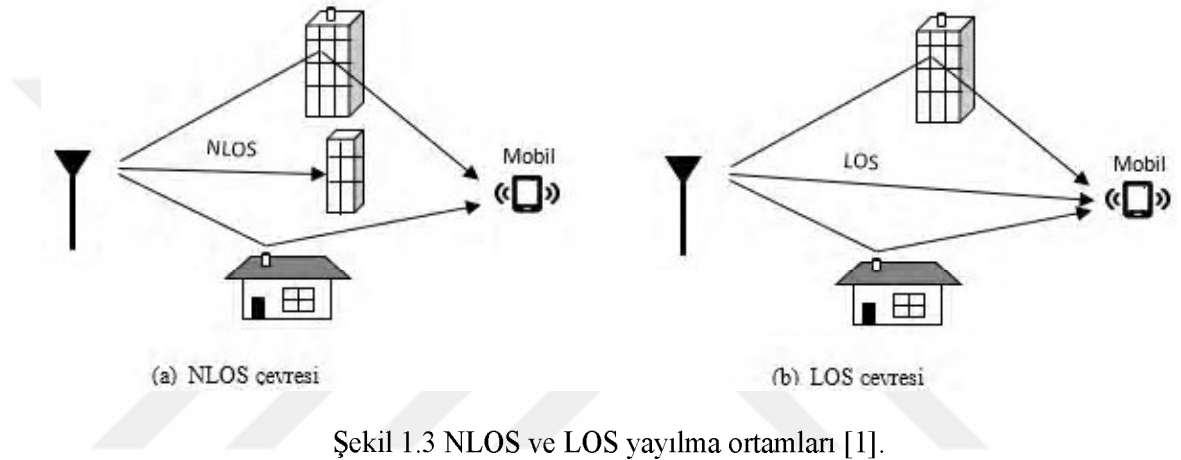
$P_r(d)$  alınan gücü olduğu,  $P_t$  gönderme gücünü (watt) temsil eder.  $d$  verici ile alıcı arasındaki metre olarak mesafeyi gösterir. Radyasyon dalga boyu  $\lambda$  (m) dir.

### 1.1.3 İlişkili Rician ve Rayleigh Modeli

Şekil 1.3 (a) 'da Rayleigh olarak adlandırılan Görüş Mesafesi Olmayan (NLOS-Non Line Of Sight) kanal modelini göstermektedir. Şekil 1.3 (b)'de literatürde Görüş Mesafesi (LOS -Line Of Sight) yayılımı için çok yaygın bir analitik model, alıcı ve verici arasında engel bulunmayan Rician kanalı görülmektedir [5] [6]. Rician kanal, hızla değişen etkileri modellemek için kullanılan bir model olarak görülebilir. Verici ve alıcı arasında bir görüş mesafesi bileşeninin varlığında, kanal sabit bir bileşenin ve sönümlenme bileşenin toplamı olarak modellenebilir.

$$H = \sqrt{\frac{K}{1+K}} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} H_{NLOS} \quad (1.3)$$

Burada  $\sqrt{K/(1+K)} H_{LOS}$ , kanalın LOS bileşenidir ve  $\sqrt{1/(1+K)} H_{NLOS}$ , ilişkisiz bir sönümlenme varsayımındaki sönümlenme bileşenidir.  $K \geq 0$ , kanalın Rician  $K$  faktörüdür ve kanalın LOS bileşenindeki gücünün sönümlenme bileşenindeki güce oranı olarak tanımlanmaktadır.  $K = 0$  olduğunda, saf Rayleigh sönümlenmesi olur. Diğer uçta  $K = \infty$  sönümlenmeyen bir kanala karşılık gelmektedir [7].



Şekil 1.3 NLOS ve LOS yayılma ortamları [1].

## 1.2 MIMO Sistemi

MIMO teknolojisi, MIMO'nun bant genişliğinden ve verici gücü artırmadan sistemi veya sistem verimini önemli ölçüde artırma potansiyeli nedeniyle neredeyse tüm kablosuz iletişim alanlarında oldukça dikkat çekmiştir [8].

1993 yılında tasarlanan MIMO tekniğinin patenti 1994 yılında piyasaya sürülmüştür [9]. Ulaşılabilir bağlantı verimini arttırmayı amaçlayan sistem, bir verici içine birçok verici anten tahsis edilerek tasarlanmıştır. Daha sonra MIMO teknolojisinin teknik yararlılığını göstermek için ilk uzaysal çoğullama modeli tanıtılmıştır [10].

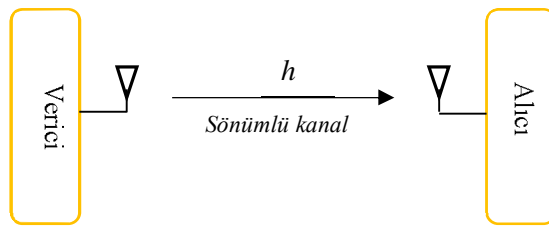
MIMO tekniği kullanırken sistem kapasitesini artırmak için birden fazla anten kullanılır. Antenlerin MIMO tarafından çeşitlendirilmesi, ortalama kapasiteyi yükseltmek ve bir sönümlenme ağında hata olasılığını ortadan kaldırmak için de kullanılabilir. MIMO'nun avantajı, kablosuz iletişim ağının neredeyse her yönünü geliştirebilir. Bu, MIMO sistemlerinin modern iletişim sistemlerinin tasarım hedeflerine ulaşmasını sağlamış ve araştırma faaliyetlerinin dünya çapında yayılmasına neden olmuştur [11]. Sonuç olarak,

MIMO artık geniş tabanlı bir araştırma konusudur ve modern kablosuz iletişim sistemlerinde akademik literatürün önemli bir parçasıdır.

### 1.2.1 SISO'dan MIMO'ya

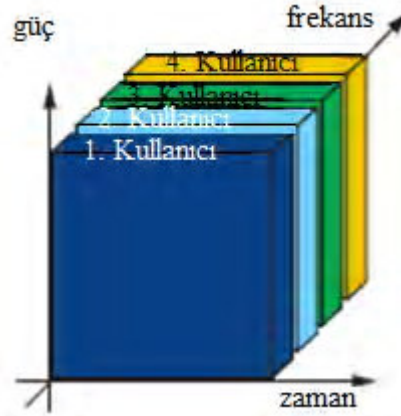
SISO, Tek Girişli Tek Çıkışlı iletim yapısını temsil etmektedir. SISO Şekil 1.4'de gösterildiği gibi kablosuz iletişim sistemlerinde kullanılan geleneksel yapı olmuştur. Genel olarak, bir "giriş" terimi tek bir antenden iletilen sinyale karşılık gelirken, "çıkış" terimi tek bir anten tarafından alınan bir sinyale karşılık gelir [11]. Herhangi bir radyo yayılım ortamında, aynı hücrede birden fazla kullanıcı olacaktır. Bu kullanıcıların hücresele hizmetlere aynı anda erişmeleri gerekir. Bunu yapmak için, mobil kullanıcılar iletim için ortak bir kanalı paylaşır. Aynı iletim ortamını paylaşmak için günümüzde birçok farklı modülasyon tekniği kullanılmaktadır. Bu tekniklerden FDMA (frekans bölmeli çoklu erişim), TDMA (zaman bölmeli çoklu erişim), CDMA (kod bölmeli çoklu erişim) ve OFDMA (dik frekans bölmeli çoklu erişim) en temel teknikler olarak kabul edilmiştir [12].

Şekil 1.5'te gösterilen FDMA tekniği aynı kablosuz sistemde farklı cihazları barındırmak için, mevcut frekansı alt bantlara veya kanallara ayırır.

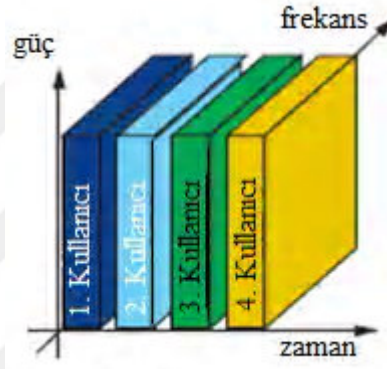


Şekil 1.4 SISO sistemi [11].

Şekil 1.6'da gösterilen TDMA tekniği ise spektrumun zaman alanında paylaşılmasını esas almakta olup, bu durum her kullanıcıya nispeten dar bir bant genişliği payı verir. Bu durumda, bazı kullanıcılar bant genişliğini paylaşır. Ayrıca, TDMA tekniğinde zaman dilimleri sayısı sisteme bağlıdır.

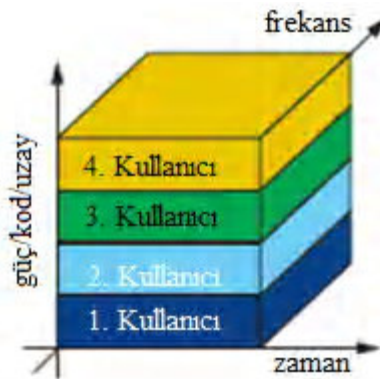


Şekil 1.5 Frekans bölmeli çoklu erişim [FDMA] [13].



Şekil 1.6 İki kullanıcı için basit bir zaman aralığı ayırma şeması [TDMA] [13].

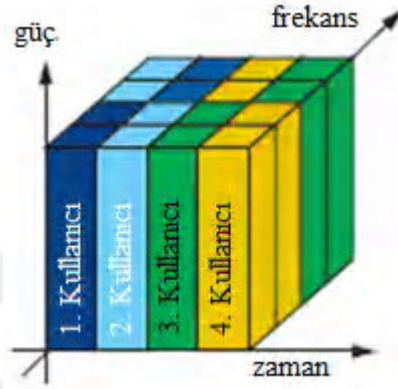
Şekil 1.7'de gösterildiği gibi CDMA tekniği, FDMA ve TDMA'dan biraz farklıdır. Kullanıcılar, zaman veya frekans alanında kaynakları paylaşmak yerine sistemi aynı anda ve aynı frekansı kullanabilir [12]. Bu özel kanal paylaşım tekniği bireysel kullanıcılara tahsis edilmiş özel kodlara dayanmaktadır [14].



Şekil 1.7 Kod bölmeli çoklu erişim [CDMA] [13].

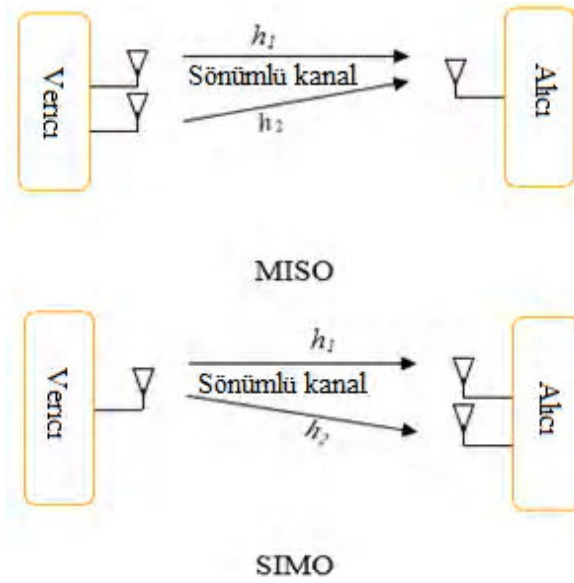
Şekil 1.8'de gösterilen OFDMA tekniğinde, frekans uzayında birbirine bitişik ve vektörel dik çok sayıda dar bantlı taşıyıcı eş zamanlı olarak istihdam edilmektedir.

Geleneksel bir FDMA tekniğinde, taşıyıcılar arasında girişimin en aza indirilmesinin garanti edildiği yeterli bir koruma bandı bırakılır. OFDMA'daki taşıyıcılar ise vektörel diklik özelliği sayesinde birbirine girişim oluşturmadan çok daha yakın konumlandırılmaktadır. Bu şekilde diğer modülasyon tekniklerine kıyasla yüksek bir spectral verimliliğe ulaşılmış oluruz. Aynı zamanda OFDM ile birçok alt taşıyıcıya tek bir veri akışı paralel olarak gönderilerek yüksek veri hızlarına ulaşılmaktadır [12].



Şekil 1.8 dikey frekans bölmeli çoklu erişim [OFDMA] [13].

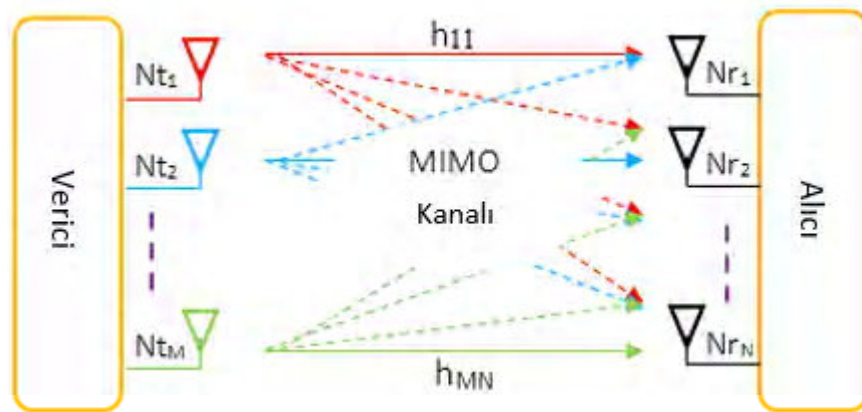
Hangi modülasyon tekniği kullanılırsa kullanılsın verici ve alıcı anten arasındaki bağlantı, iletim ortamının yani kanalın karakteristik özelliklerinden etkilenir. Bazen, bağlantının kalitesi, verileri başarıyla iletmek için çok kötüdür. Aşırı hata oranlarına veya radyo bağlantısının kaybolmasına neden olur. Bu sorunun üstesinden gelmek için 'çeşitlilik' adı verilen bir teknik literatürdeki yerini almıştır. Çeşitlilik, orijinal sinyalin birden fazla versiyonun alıcı tarafında çeşitli teknikler kullanılarak işlenmesine dayanmaktadır. Çeşitlilik kavramı, sinyalin bir versiyonunun daha düşük kalitede olması durumunda, diğer tüm kopyaların da böyle olmasının mümkün olmayacağı temel prensibi üzerine inşaa edilmiştir. Bu teknikle iletişim kalitesinin korunmasını sağlamıştır [11]. Çeşitlilik, MISO (Multi Input Single Output-Çoklu Giriş Tek Çıkışlı) ve SIMO (Single Input Multi Output-Tek Girişli Çoklu Çıkışlı) iletim tekniklerinin ortaya çıkmasına vesile olmuştur, Şekil 1.9 her iki system de gösterilmektedir. Bu teknikler, iletişim sisteminin verici veya alıcı tarafında çoklu anten kullanımını gerekli kılmaktadır. [15]. Çeşitlilik tekniklerinin geliştirilmesi, iletişim sisteminin her iki tarafında da çoklu antenlerin kullanılması prensibine dayanan MIMO sistemini beraberinde getirmiştir. MIMO tekniğinin getirdiği ek avantaj, uzaysal çoğullama olarak bilinen birden fazla veri akışını aynı anda iletebilmesidir.



Şekil 1.9 Sırasıyla MISO, SIMO sistemi [11].

### 1.2.2 MIMO Kazançları

Genel olarak şekil 1.10 [15] 'da gösterilmiş olan MIMO tekniği olarak anılan kablosuz ağlarda verici ve alıcıda çeşitli antenlerin kullanılması, son on yılda etkili performans geliştirme yetenekleri nedeniyle popülerlik kazanmıştır. MIMO şeması kablosuz ağ sistemi geliştirmede bir dönüm noktasıdır.



Şekil 1.10 M verici ve N alıcı antenli kablosuz bir MIMO sisteminin şematik bir şekli [15].

MIMO tarafından sağlanan özelliklerin çoğu, hem kablosuz kanal bozukluklarından hem de kaynak kısıtlamalarından kaynaklanan sorunların giderilmesine yardımcı olur. Bu teknikte sinyal, verici ve alıcı sistemi arasında  $N_r \times N_t$  (yani,  $N_r$  alma ve  $N_t$  gönderme antenleri) tarafından çeşitli bağımsız kanallarla iletilebilir. Herhangi bir alıcı

antende alınan sinyal, her verici anten tarafından yayınlanan ve sönümlenme ve ilave beyaz Gauss gürültüsü tarafından bozulan tüm sinyallerin toplamını gösterir.  $H_{mn}$ ,  $N_t = 1, 2, \dots, M$  ve  $N_r = 1, 2, \dots, N$  olan verici antenden  $N_t$  alıcı antenine kanal yanıtıdır (sönümlenme kanalı), bu nedenle sistem şu şekilde ifade edilebilir [11]:

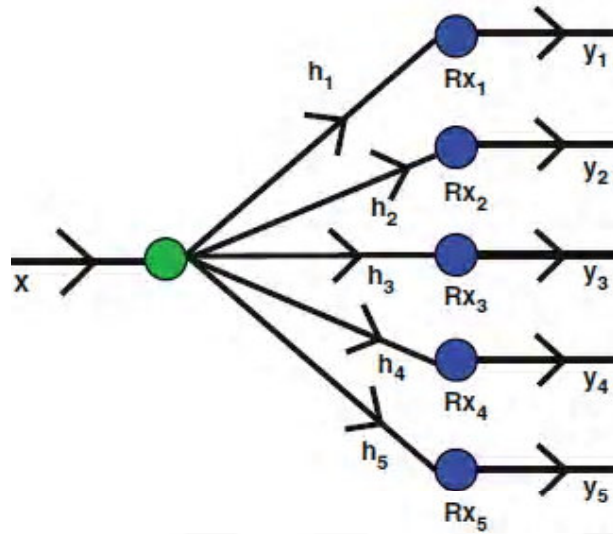
$$y_n = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \dots + z \quad (1.4)$$

yukarıdaki denklemde,  $y$  ve  $x$  sembolleri, alınan sinyali ve iletilen sembolü, aynı zamanda  $h$  ve  $z$ , sırasıyla kanal matrisini ve gürültü sütun vektörlerini belirtir.

Çok antenli stratejiler uygulamanın hesaplama karmaşıklığını artırır, ancak diğer yandan, gelişmiş ağ kapasitesi (hücre başına daha fazla kullanıcı) ve gelişmiş kapsama alanı veya daha büyük hücreler üzerinden iletim yeteneği gibi gelişmiş sistem performanslarının elde edilmesine yardımcı olur [16]. MIMO tekniği farklı avantajlar elde etmek için vericide veya alıcıda, farklı tasarımlarda kullanılabilir. MIMO teknolojisinin önemli performans kazanımlarını gerçekleştirmeye yardımcı olan bu tasarımlar Alma Çeşitliliği, İletme Çeşitliliği, Uzaysal Çeşitliliği ve Hüzmeleme.

### 1.2.2.1 Alma Çeşitliliği

Aynı sinyalin birden çok versiyonu, Çeşitlilik tabanlı bir iletişimde birden çok bağımsız kanal üzerinden iletilir. Alıcı tarafında Şekil 1.11'deki gibi birden çok anten kullanmak, en kolay ve en popüler çoklu anten yapısıdır. Bu yaygın olarak alma çeşitliliği olarak bilinir. Alıcı çeşitlilik sisteminde kullanılan en önemli algoritma, MRC (Maximum Ratio Combiner-Maksimum Oran Birleştirme) olarak adlandırılan algoritmadır. Alıcı iki çeşit birleştirme yöntemini kullanabilir: MRC ve SC (Selection Combining-Seçim Birleştirme) [14] [17]. MRC'de, iletilen sinyalin en olası tahminini bulmak için, alınan çeşitli sinyalleri birleştiririz. SC'de, iletilen sinyali tahmin etmek için, sadece maksimum SNR'ye sahip alınan sinyal kullanılır.

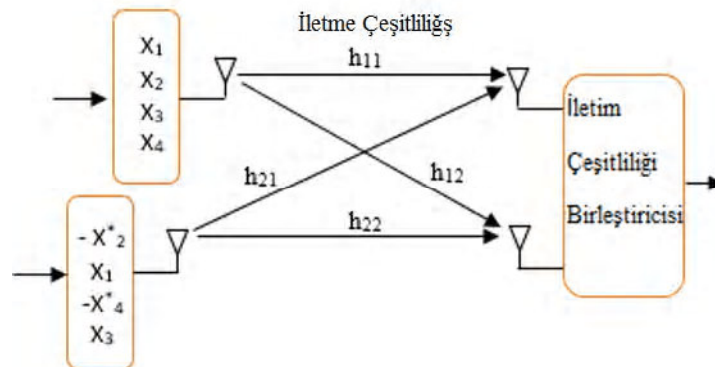


Şekil 1.11 MIMO alma çeşitliliği [14].

### 1.2.2.2 İletme Çeşitliliği

İletme çeşitliliği, aynı sinyalin yedek kopyasını ileten çoklu antenler aracılığıyla çeşitlilik sunmak için verici tarafındaki çoklu antenlerden yararlanır. Bu MIMO yöntemi yaygın olarak STBC (Space–Time Block Coding-Uzay-Zaman Blok Kodlaması) olarak bilinir. STBC yönteminin modülasyonunda zaman ve uzay (anten iletmeye) alanlarındaki çeşitliliği yakalamak için semboller haritalanır [18].

SFBC (Space–Frequency Block Coding-Uzay-Frekans Blok Kodlama) LTE (Long Term Evolution- Uzun Süreli Gelişim) Standardında iletim çeşitliliği yöntemi olarak seçilen STBC ile bağlantılı bir tekniktir. İki yöntem arasındaki en büyük fark, SFBC kodlamasında STBC'de olduğu gibi anten (uzay) ve zaman alanlarında değil anten (uzay) ve frekans alanlarında bulunmasıdır. Şekil 1.12, SFBC'nin blok şemasını göstermektedir.



Şekil 1.12 MIMO Uzay – Frekans Blok Kodlama [18].

SFBC ve FSTD (Frequency-Switched Transmit Diversity -Frekans Anahtarlamalı İletim Çeşitliliği), sırasıyla iki ve dört antenli bir sistemde kullanılır. İletim çeşitliliği veri hızı için herhangi bir artışa yardımcı olmaz; kanal sönümlemesine karşı sağlamlığı geliştirir ve bağlantı kalitesini artırır. Başka bir MIMO modu, özellikle uzaysal çoğullama, doğrudan LTE standardında veri hızının artırılmasını sağlamaktadır.

### 1.2.2.3 Uzaysal Çoğullama

Tamamen bağımsız veri akışları, uzaysal çoğullamada her iletim anteninde eşzamanlı olarak yayınlanır. Uzaysal çoğullamanın kullanılması, bir sistemin verilerini verici anten sayısı ile orantılı olarak maksimize etmesini mümkün kılar. Eşzamanlı olarak, çeşitli modüle edilmiş semboller, aynı frekans alt taşıyıcıdaki farklı antenler aracılığıyla iletilir [18]. Uzaysal çoğullama, daha fazla frekans kaynağı kullanmadan ve toplam iletim gücünü arttırmadan veri hızını artırmaktadır [15]. Uzaysal çoğullamanın avantajları ancak farklı antenler üzerinden gönderilen sinyaller arasında bir ilinti yoksa gerçekleştirilebilir. Bu, bir iletişim ortamının çok yönlü sönümleme özelliğinin performansa gerçekten yardımcı olduğu yerdir. Çok yönlü sönümleme, her alıcı antende alınan sinyallere farklı etkiler göstereceğinden dolayı, çok yönlü bir sönümleme kanalı boyunca iletilen uzaysal çoğullama aslında performansı artıracaktır.  $2 \times 2$  anten konfigürasyonu için uzaysal çoğullama Şekil 1.13'te 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 (Additive White Gaussian Noise-Katkı Beyaz Gauss Gürültüsü)  $z_1$  ve  $z_2$  ilavesiyle doğrusal bir kombinasyonunun sonucu olarak düşünülebilir. Buna karşılık gelen MIMO denklemi aşağıdaki gibidir [18]:

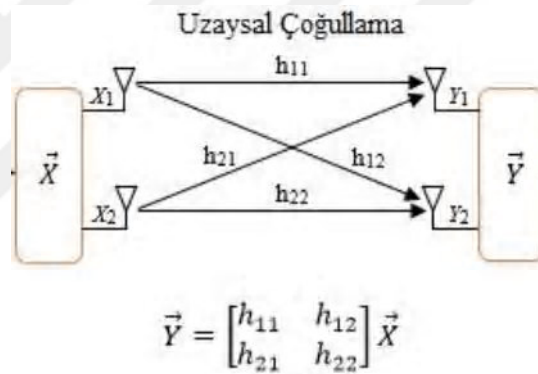
$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

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 tepkilerini belirtir. Herhangi bir sayıda verici ve alıcı anteni için geliştirilmiş bir matris notasyonunda, denklem aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\vec{y} = H\vec{x} + \vec{z} \quad (1.6)$$

burada  $x$  verici tarafında iletilen sinyallerin  $M$ -boyutlu vektörünü belirtir.  $\vec{x} = [x_1, x_2, \dots, x_M]$  ve  $\vec{y}$  ve  $\vec{z}$  vektörleri, alınan sinyalleri ve karşılık gelen gürültüyü gösteren  $N$ -boyutlu vektörlerdir:  $\vec{y} = [y_1, y_2, \dots, y_M]$ ;  $\vec{z} = [z_1, z_2, \dots, z_M]$ .

vektörün tüm  $\vec{x}$  bileşenleri bir kullanıcıya aitse, tek kullanıcının bilgi akışları farklı antenlerle çarpılır. Bu, SU-MIMO (Single User Multi Input Multi Output-Tek Kullanıcılı Çoklu Girişli Çoklu Çıkış) 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 çağrıyı destekleme kapasitesini artırır [18].

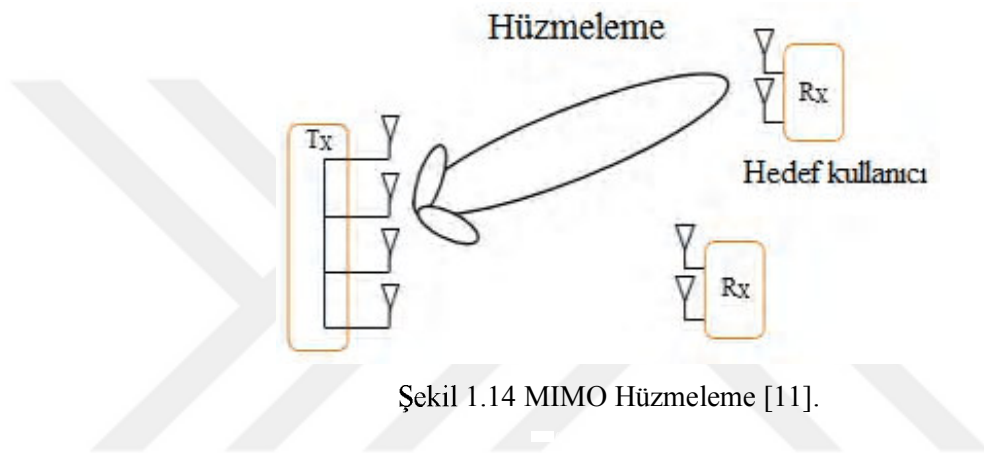


Şekil 1.13 MIMO uzaysal çoğullama [18].

#### 1.2.2.4 Hüzmeleme (Beamforming)

Temel kablosuz haberleşme sistemleri için, kanaldaki çoklu yol etkisinin ana sorun olduğu bilinmektedir. Bu durum birden fazla yoldan geçerken dalgaların sönmelenmesine ve alıcı tarafa ulaştıklarında birbirine girişimde bulunmasına neden olmaktadır. Vericideki sinyal ön işleme tabi tutulduğunda, iletim hüzmeleme olarak adlandırılan bir teknik kullanılarak, bağlantı verimini ve sağlamlığını artırmak için çok yöllü etkilerle mücadele edebilir. Sektörde farklı kablosuz haberleşme uygulamaları için, hüzmelemeye artan bir talep vardır. Bu durumda, kompleks değerli bir ölçek faktörü (diğer bir deyişle ağırlık olarak adlandırılır) tarafından ağırlıklandırılan aynı semboller, her verici anteni tarafından iletilir. Bu teknik, hüzmeleme olarak adlandırılır [16]. Hüzmeleme durumunda, alınan gücü arttırmak ve sinyal-gürültü oranını arttırmak

için iletilen sinyallerin gücü ve fazı manipüle edilerek baskın yolun yönüne doğru bakan antenlerin yayılım modeli şekillendirilir SNR (Signal to Noise Ratio-İşaret Gürültü Oranı) [19]. Hüzmeleme, bir dalga hüzmesinin yönünü kontrol etmek ve Şekil 1.14 [11] 'de gösterildiği gibi iletilen hüzmenin şekillendirmesinin büyüklüğünü ve fazını uygun şekilde ağırlıklandırarak hüzmeyi oluşturmak için çoklu iletim antenlerini kullanır. Örneğin, hücre kenarları boyunca belirli alanların kapsamasını artırabilir. Hüzmelemenin kullanılması, alıcı tarafındaki sinyalin gücünde, iletim antenlerinin sayılarıyla orantılı bir artış sağlayabilir [18].

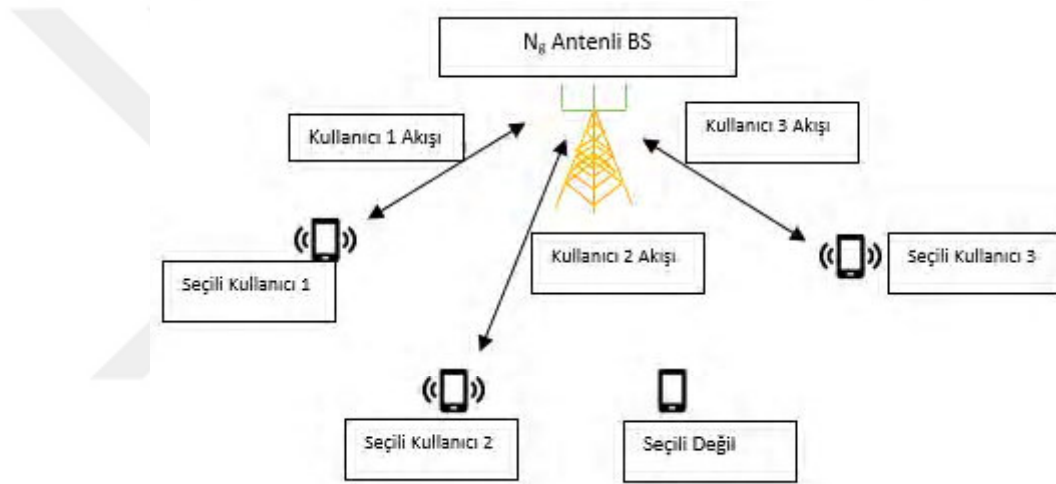


### 1.3 Çok Kullanıcı MIMO

MIMO tekniği kablosuz iletişim sistemine pek çok avantaj sağlamasına rağmen (yüksek verim, artırılmış veri hızı ... vb.), çoğu iletişim sistemi aynı radyo kaynaklarını paylaşan farklı kullanıcılarla ilgilenir [1]. Dolayısıyla, MIMO tekniğinin avantajlarından yararlanmak birden fazla kullanıcıya hizmet vermek için önemli hale gelmiştir. MU-MIMO sistemi bu yaklaşıma uygun çalışabilmektedir. Mobil geniş bant servislerini geliştirmek ve daha geniş iletim bant genişliklerini desteklemek için, alıcı ve iletim tarafındaki çoklu antenlerin birden fazla kullanıcı tarafından aynı anda sinyal iletmek için kullanılabilirdiği daha sofistike MU-MIMO tekniği kullanılır. [20]. Prensipte olarak, iletim kazançları, anten sayısı ile doğrusal olarak ölçeklendirilebilen MU-MIMO tarafından da sağlanabilmektedir [21].

SU-MIMO sisteminde uzamsal çoğullama ile noktadan noktaya yüksek veri hızı iletimi desteklenirken, uzamsal çeşitlilik kazancı sağlanır. Ancak, birçok iletişim ağı aynı radyo kaynaklarını paylaşan birden fazla kullanıcıyla ilgilenmektedir [1]. Birden çok kullanıcıya hücresel şebekedeki bir baz istasyonu tarafından hizmet verilen çok

kullanıcılı iletişim ortamı Şekil 1.15'te gösterilmiştir. Şekil 1.15'te görülebildiği gibi dört kullanıcıdan üçü seçilmiş ve zaman, frekans ve uzamsal akış gibi iletişim kaynakları bu kullanıcılara tahsis edilmiştir.  $N_B$  ve  $N_M$  antenlerinin sırasıyla baz istasyonunda ve her bir mobil düğümde bulunduğunu varsayarak,  $K$  bağımsız kullanıcı  $N_B$  antenli bir BS ile iletişim kurarak sanal bir  $K \cdot N_M$  anten dizisi oluşturmaktadır. Çoklu anten, bu çok kullanıcılı iletişim ağındaki bağımsız kullanıcılara, yukarı bağlantıda (çoktan bire) kendi veri akışını veya aynı anda çözülecek çok kullanıcılı veri akışlarını iletme kabiliyeti sağlar.



Şekil 1.15 Çok kullanıcılı MIMO haberleşme sistemleri:  $K = 4$  [18].

$K$  bağımsız kullanıcıların her veri akışı, çoklu erişim kanalındaki baz istasyonunun tek bir alıcısı için elde edilebildiğinden, MU-MIMO sistemi, yukarı bağlantıdaki tek kullanıcı  $(K \cdot N_M) \times N_B$  MIMO sistemi için eşdeğerdir. Böylece, MU-MIMO sisteminin yer-uydu bağı kapasitesinin  $\min(N_B, K \cdot N_M)$  ile orantılı olduğu gösterilebilir.

### 1.3.1 MU-MIMO Sisteminin Matematiksel Gösterimi

MU-MIMO sistemindeki uplink ve downlink kanalları, sırasıyla BC (broadcast channel-yayın kanalı) ve MAC (multi access channel-çoklu erişim kanalı) olarak belirtilir.

#### 1.3.1.1 Çoklu Erişim Kanalı Modeli

MU-MIMO sisteminde,  $K$  bağımsız kullanıcı olduğunu ve BS ve her MS'nin sırasıyla  $N_B$  ve  $N_M$  antenlerine sahip olduğunu varsayalım. Şekil 1.16,  $K$  bağımsız kullanıcıları için çoklu erişim kanalı anlamına gelen MAC olarak tanınan yukarı bağlantı kanalını

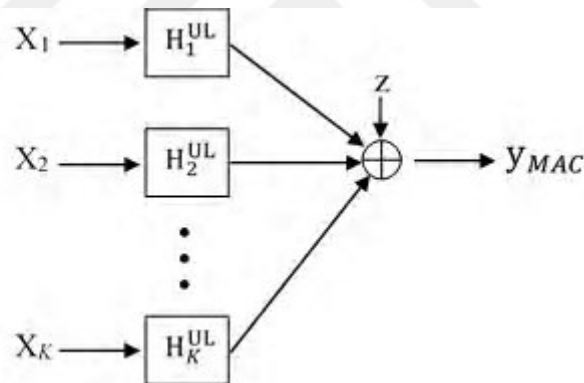
göstermektedir.  $x_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$  u-th kullanıcıdan gönderilen sinyali gösterir,  $u = 1, 2, \dots, K$  ve  $y_{MAC} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  BS'de alınan sinyali gösterir.

$u$ . kullanıcısı MS ve BS arasındaki kanal kazancı  $y_{MAC} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_M}$ ,  $u = 1, 2, \dots, K$  ile gösterilir. Alınan sinyali şu şekilde tanımlayabiliriz [1]:

$$y_{MAC} = H_1^{UL}x_1 + H_2^{UL}x_2 + \dots + H_K^{UL}x_K + z \quad (1.7)$$

$$= [H_1^{UL} H_2^{UL} \dots H_K^{UL}] \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z = H^{UL} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z \quad (1.8)$$

$z \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ , alıcıdaki katkı gürültüsüdür ve ZMCSCG (zero-mean circular symmetric complex gaussian -sıfır-ortalama dairesel simetrik kompleks Gauss) rastgele vektörü olarak modellenmiştir



Şekil 1.16 MU-MIMO sistemi için uplink kanal modeli:çoklu erişim kanalı modeli [1].

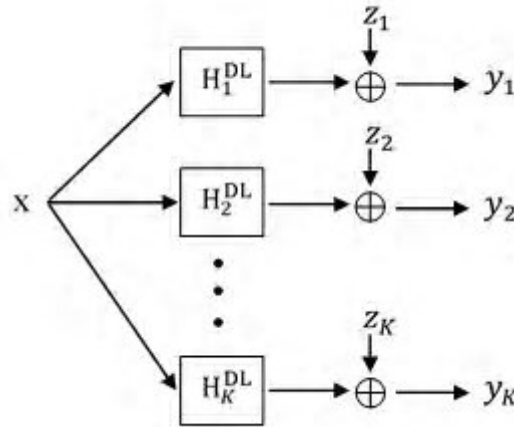
### 1.3.1.2 Yayın Kanalı Modeli

Şekil 1.17  $x \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$  ve  $y_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$  ile gösterilen BS'den gelen iletim sinyalinin  $u$ . kullanıcısı,  $u = 1, 2, \dots, K$ 'de alınan sinyalin temsil ettiği bir yayın kanalı (BC) olarak adlandırılan uydu-yer bağlantı kanalını temsil etmektedir. [1].

$$y_u = H_u^{DL}x + z_u, \quad u = 1, 2, \dots, K \quad (1.9)$$

burada  $z_u \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ , u-th kullanıcısında ilave ZMCSCG gürültüsüdür. Tek bir vektör içindeki tüm kullanıcı işaretlerini ifade eden genel sistem:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{DL} \\ H_2^{DL} \\ \vdots \\ H_K^{DL} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix} \quad (1.10)$$



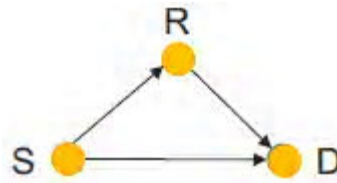
Şekil 1.17 Çok kullanıcılı MIMO sistemi için downlink kanal modeli: yayın kanalı [1].

#### 1.4 İşbirlikçi İletişim

Bölüm 1.2'de daha önce ele alındığı gibi, modern kablosuz iletişimin kapasitesini ve güvenilirliğini geliştirme yeteneği nedeniyle, MIMO sistemleri büyük ilgi görmüştür. Bununla birlikte, mobil cihazlardaki tasarım kısıtlamaları, kullanılabilen anten sayısını sınırlamaktadır. Dahası, birbirine yakın yerleştirilmiş antenler, yüksek korelasyonlu sönümlenme sinyallerinin varlığına neden olmakta ve bu da performansın düşmesine neden olmaktadır [22]. Bu sorunun üstesinden gelebilmek amacıyla çok kullanıcılı bir senaryoda tek antenli cihazların bilgilerini paylaşmasına olanak tanıyan iş birlikli sistemlerinin kullanılması geleneksel MIMO'ya alternatif bir teknik olarak literatürdeki yerini almıştır [23].

Tek antenli kullanıcı olarak bilinen, işbirlikçi kablosuz iletişimdeki kablosuz düğümler MIMO sisteminin uzamsal çeşitlilik özelliği gibi avantajlarını da gerçekleyebilmektedir [24]. Enerji gibi sınırlı ağ kaynaklarından kablosuz iletişimde işbirliği kullanılarak tasarruf edilebilmektedir [25]. Ayrıca fiziksel katmanda bit hata oranları veya kesinti olasılığı ile ölçülen hizmet kalitesini de (QoS) artırabilir. Bu, sistemde orijinal sinyalin birden fazla kopyasından dolayı, tüm kopyaların derin sönümlenmeye maruz kalma olasılığı oldukça azalır [7]. Genel olarak, iş birlikli iletişim sistemi, her kablosuz

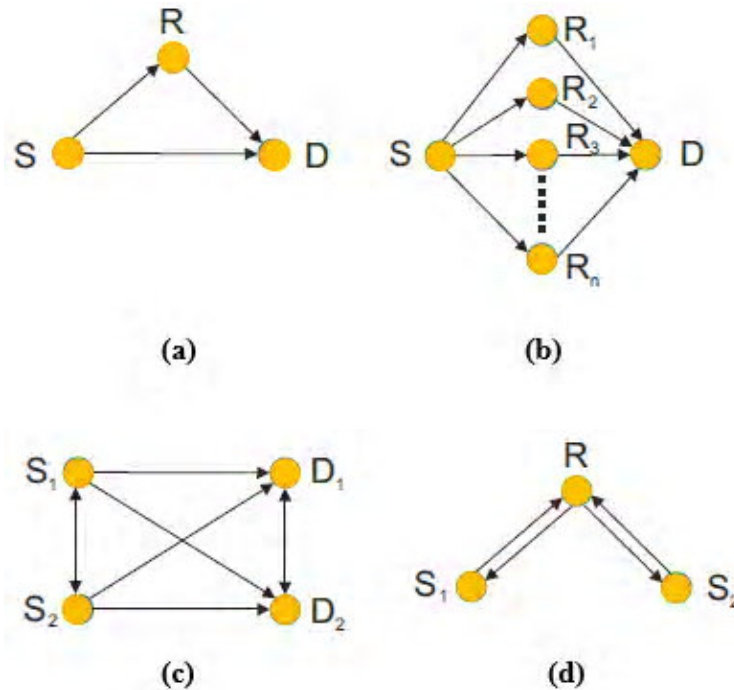
kullanıcının veri göndermesi ve başka bir kullanıcı için iş birlikli bir düğüm görevi görmesi esasına dayanmaktadır [26]. Her bir kullanıcı Şekil 1.18'de gösterildiği gibi kendi bitlerini ve kanal bilgilerini iş birliği içerisinde olduğu ortağına iletir. Ancak, iş birlikli iletişim sistemi birden fazla senaryoya sahip olabilir. Bu bölümde, çeşitli işbirliği konfigürasyonları ve operasyon türleri ile birlikte, işbirlikçi kablosuz iletişim kavramı tanıtılacaktır.



Şekil 1.18 İki sekmeli işbirlikçi ağı sistemi modeli [27].

#### 1.4.1 Konfigürasyonlar ve İşlem Türleri

Şekil 1.19 (a) 'da gösterilen üç düğümlü klasik röle kanalını ele aldığımızda, burada kaynak düğüm (S) röle düğümü (R) yardımıyla hedef düğümüne (D) veri iletir [22]. Kaynak terminali, hedef ve röle tek antenle donatılmıştır. Kaynağın bakış açısından, sistem çoklu erişim kanalı haline gelir. Varış noktasında ise iş birlikli sistem yayın kanalı olarak görülebilir.



Şekil 1.19 Farklı işbirliği mimarileri: (a) klasik üç düğümlü röle kanalı, (b) paralel röle kanalı, (c) sanal MIMO (V-MIMO) kanalı, (d) iki yönlü röle kanal ağı [27].

Geleneksel röle kanalı kavramı daha büyük ağ mimarilerine genişletilebilir. Şekil 1.19, Şekil 1.19 (b) 'deki paralel röle kanalı, Şekil 1.19 (c)' deki V-MIMO (virtual MIMO-sanal MIMO) kanalı ve içindeki çift yönlü röle kanalı gibi kablosuz sistemde bulabileceğiniz farklı aktarım yapılandırmalarını göstermektedir. Şekil 1.19 (d) [27].

### 1.4.2 İşbirlikçi İletim Metotları

İş birlikli sistemindeki röle düğümü, 3 temel işbirliği yönteminden biri ile hedef düğümle iletişime geçer: Amplify and Forward -Kuvvetlendir ve İlet (AF), Decode-and-Forward-Kod Çöz ve İlet (DF) ve Coded Cooperation-Kodlanmış İşbirliği (CC) yöntemi. AF işbirliği yönteminde, ortak (röle düğümü), maksimum iletim gücü kısıtlamasına bağlı olarak alınan sinyali güçlendirir ve yeniden iletir [28]. DF modu kullanılırsa, kaynak düğümünden alınan sinyal demodüle edilir ve yeniden iletimden önce kodu çözülür. Son olarak CC çalışma modu kullanılıyorsa, röle ortakların sinyalini deşifre eder ve hedef düğümüne iletmeden önce kodlar. Aşağıda, iş birlikli sistemler için kullanılan iletim yöntemleri ve bu geçiş modlarının prensipleri kısaca incelenmiştir.

#### 1.4.2.1 Kuvvetlendir ve İlet

Kablosuz işbirlikçi 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 [29]. Bu yöntem basit bir konsepte dayanmaktadır. Bu yöntemde her röle düğümü tarafından alınan sinyal gürültülü bir sinyaldir ve zayıflama yaşar. Bu nedenle, orijinal sinyalin gürültülü kopyasının, röle düğümü veya ortağı tarafından tekrar iletilebilmesi için yükseltilmesi gerekir. Bunu durumda, sinyaldeki gürültü de güçlendirilir. Hedef düğümde, kullanıcı ve röle düğümü tarafından gönderilen bilgiler Şekil 1.18'de gösterildiği gibi birleştirilir.

Ayrıca, hedef iletilen bilgiler hakkında nihai kararı verecektir. AF yöntemi sinyaldeki gürültüyü artırsa da, hedef tarafından gönderilen bilginin algılanması konusunda daha iyi bir karar verilir. Bunun nedeni, iki bağımsız kanal sönümlemesi 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 [29]. Hedef düğümün optimum kod çözme uyguladığı tahmin edildiğinden, kullanıcılar arası kanal özelliğinin kullanılması önerilmektedir. Karakteristik katsayıdaki bu kazanç, rölenin sinyali

yükseltmek için kullanıldığının göstergesi olarak çok faydalıdır. İletimden önce, bu kazanç her sinyal 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 [2]. Krikidis, parazit sınırlı ağlarda iş birlikli bir AF yöntemini önermiştir [30]. Maymouna Ben Saïd, iş birlikli metot için hibrid Amplify-Decode ve Forward (AF-DF) şemasını ortaya koymuştur [31]. Röle çalıştırma yöntemi, önerilen şemadaki rölenin konumuna göre sabitlenmiştir. Bir röle kaynağa yakın olduğunda, AF yönteminde çalışabilir. Aksi takdirde röle DF modunda çalışır. S. Huo, her bir rölenin ilk olarak hata tespit kodu sonucunu inceleyerek AF yöntemi ile DF yöntemi arasında çerçeve bazında bir geçişgenlik önermektedir [32]. H. Al-Tous verinin bir kısmının AF'de, diğer kısmının doğrudan iletimde aktarıldığı kısmi bir iletim yöntemi önermiştir [33].

#### 1.4.2.2 Kod Çöz ve İlet

Bu yöntemde, partner kullanıcı bilgisini çözer ve daha sonra kodu çözülmüş bilgiyi hedefe tekrar iletir [34]. Bu nedenle, gönderilen işaretde yükseltilmiş bir gürültü yoktur. Birbirleriyle ortaklık yapan en az iki kullanıcı bulunmaktadır. Her kullanıcının, ikinci (çeşitlilik) bir veri yolu sağlayan bir ortağı vardır. DF bir rölenin en çok tercih edilen yöntemidir. Bu yöntem ancak rölenin orijinal mesajı tamamen çözebilmesi koşuluyla anlamlı olabilir. Sendonaris tarafından yapılan çalışma, iki kullanıcılı basit bir CDMA sisteminde DF işaretini kullanmıştır [35]. Önerilen şemada, her kullanıcının  $C1(t)$  ve  $C2(t)$  olarak belirtilen kendi yayma kodu vardır. Kullanıcılar birbirleriyle işbirlikçi yapmak için eşleştirilmiştir.

Başka bir deyişle, birinci ve ikinci zaman aralığında, her kullanıcı kendi bitini iletir. Daha sonra her kullanıcı diğer kullanıcının ikinci bitini tespit eder. Üçüncü zaman aralığında, her iki kullanıcı da lineer bir kombinasyon iletir; yani kendi ikinci bitini ve ortağının ikinci bitini.

Aynı zamanda, ortalama güç kısıtlamasını sürdürmek için güçler, tahsis edilir faktörler aracılığıyla. Daha önce bahsedildiği üzere kullanıcılar arası- kanallar olması durumunda işbirliği azalacak, yahut tam tersi olacaktır. Ayrıca, baz istasyonu, optimum kod çözme için kullanıcılar arası kanalın hata özelliklerine ilişkin bilgilere ihtiyaç duyar. Laneman,

hibrid DAF yöntemini önererek, çalışmalarında hata yayılması sorununu önlemeyi hedefledi [36].

Soon Xin Ng ve diğ., işbirlikçi kablosuz iletişimler için DTTCM (Distributed Turbo Trellis Coded Modulation -Dağıtılmış Turbo Kafes Kodlamalı Kipleme) şeması önerdi ve iki kullanıcı PSK modülasyon sisteminde DF işaretini kullandı [37]. Bu şema, ikili olmayan EXIT (Extrinsic Information Transfer-Dışsal Bilgi Aktarımı) çizelgeleri yardımıyla kod çözme yakınlığına dayalı olarak tasarlanmıştır. Ayrıca, uzun vadeli yol kaybı ve kısa vadeli korelasyonsuz Rayleigh zayıflamasını da kullanıyorlar.

H, Ochiai ve diğ. [38], bu düğümler arasındaki yol kaybını şu şekilde açıklamıştır:

$$P_{ab} = K/d_{ab}^{\alpha} \quad (1.11)$$

burada  $K$ , yayılma ortamının sabitini belirtir ve  $\alpha$ , yol kaybı üssüdür ve röle düğümünün gücü ile  $E_{sd}$  hedef düğümü tarafından alınan güç  $E_{sr}$  arasındaki ilişki olarak tanımlanmıştır [38]:

$$E_{sr} = (P_{sr}/P_{sd})E_{sd} = G_{sr}E_{sd} \quad (1.12)$$

$G_{sr}$ , aşağıdaki gibi formüle edilebilecek, azaltılmış mesafe ve yol kaybının bir faydası olarak, kaynak ile hedef arasındaki yukarı bağlantıya göre kullanıcı içi bağlantının deneyimlediği güç kazancıdır (veya geometrik kazançtır):

$$G_{sr} = (d_{sd}/d_{sr})^{\alpha} \quad (1.13)$$

Benzer şekilde, kaynak ile hedef arasındaki yukarı bağlantıya göre röle ile hedef arasındaki yukarı bağlantıdaki güç kazancı şu şekilde hesaplanabilir:

$$G_{rd} = (d_{sd}/d_{rd})^{\alpha} \quad (1.14)$$

Kaynak ile varış yeri arasındaki yukarı bağlantıda bulunan güç kazanımı kendisine göre birlik,  $G_{sd} = 1$ 'dir. İlk iletim sırasında röle düğümündeki alınan işaret şu şekilde yazılabilir:

$$y_{sr} = \sqrt{G_{sr}} h_{sr} x_s + n_{sr} \quad (1.15)$$

burada  $h_{sr}$ , kaynak düğüm ile röle düğümü arasındaki Rayleigh sönümlenme katsayısıdır,  $n_r$  ise AWGN'nin boyut başına  $N_0 = 2$  varyansa sahip olmasıdır. Hedef düğümdeki alınan işaret şu şekilde ifade edilebilir:

$$y_{sd} = h_{sd} x_s + n_{sd} \quad (1.16)$$

burada  $h_{sd}$ , kaynak düğüm ile hedef düğüm arasındaki Rayleigh sönümlenme katsayısıdır,  $n_d$  ise, boyut başına  $N_o / 2$  varyansına sahip olan AWGN'dir. Benzer şekilde, semboller röle düğümünden iletilir:

$$y_{rd} = \sqrt{G_{rd}} h_{rd} x_r + n_{rd} \quad (1.17)$$

burada  $h_{rd}$ , röle düğümü ile hedef düğüm arasındaki Rayleigh sönümlenme katsayısıdır, ikincisi, AWGN, boyut başına  $N_o / 2$  varyansına sahiptir.

Jaeyoung Lee, hem gürültü hem de paraziti göz önünde bulundurarak kablosuz bir geçici ağda DF stratejisiyle çoklu atlama geçişi sağlar [39]. Jaeyoung Lee, hem kesintili olma olasılığının hem de çoklu atlama DF rölesinin spektral verimliliğinin, ikili atlama rölesinden daha iyi olduğunu kanıtlamıştı. Divya ve K. K. Gurralla, kablosuz kooperatif ağının fiziksel katman güvenliğini ve performansını arttırmak için bir hibrid kod çözme (HDAF) önerisinde bulundu ve HDAF planının AF ve DF şemalarından daha iyi performans sergileyebildiğini gözlemlemiştir [40]. R. Shankar, K. N. Pandey STBC dayalı bir DF geçiş sistemi şemasını tanıtmıştır [41].

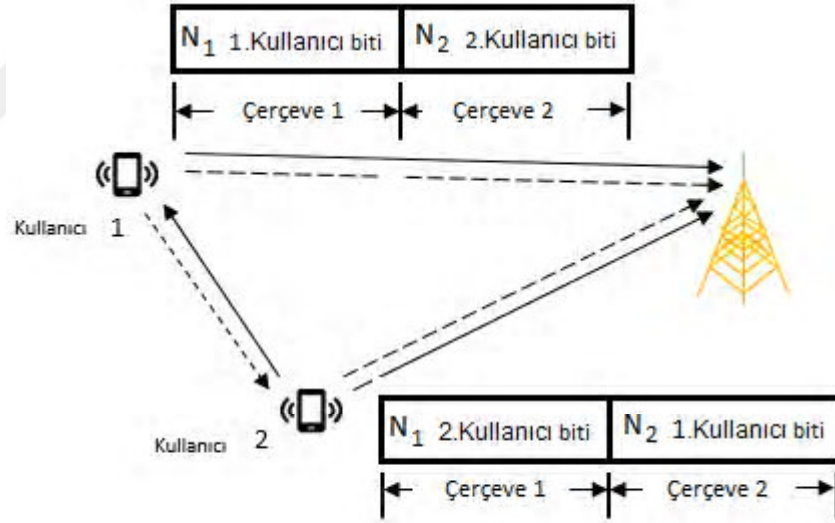
### 1.4.2.3 Kodlanmış İşbirliği

Hunter ve Nosratinia, CC olarak bilinen yeni bir işbirlikçi yöntemi sunmuştur. Doğrudan AF rölesi veya DF tekrarı yerine CC yöntemi, işaret iletimini kanal kodlamasına entegre eder. Bu yöntemde, her kullanıcı aynı bilgi için farklı kod sözcüğü bölümlerini iki bağımsız Sönümlü kanal vasıtasıyla iletir [42]. Bu yöntemin temel amacı, her kullanıcı tarafından eşine artan fazlalığın iletilmesidir. Bu mümkün değilse, kullanıcılar kooperatif olmayan bir moda geri dönerler. [51] 'de Hunter ve Nosratinia, her kullanıcı kendi bilgisini iki bloğa bölecek ve bu blokları CRC (cyclic redundancy check-döngüsel artıklık kontrolü) koduyla donatacaktır. Bilginin bölünmesinden ve CRC ile sıkıştırılmasından sonra, farklı kodlarla bir kod sözcüğü (C1, C2) olarak kodlanacaktır.

İlk kod (C1),  $N_1$  bitlik bir kod sözcüğüyle kaynakta kullanılırken, ikinci kod (C2) kodu rölede  $N_2$  bitlerinden oluşan bir kod sözcüğüyle kullanır. Her kullanıcı kendi bilgi iletim periyodunu sırasıyla iki zaman dilimi  $N_1$  ve  $N_2$  bit aralığına böler. İlk zaman diliminde, her kullanıcı (kaynak)  $N_1$  bit kodundan oluşan kendi kod sözcüğünü iletir. Aynı zamanda, ortak, ortağın mesajının kodunu çözmeye çalışır. Ortağın mesajının CRC kullanılarak doğru bir şekilde kodu çözümlerse, kullanıcı ortağın bilgilerini  $N_2$  bit

koduyla (C2) kodlar ve ikinci yuvaya iletir. Ancak bu deneme başarısız olursa, kullanıcı  $N_1$  bit kodunu (C2) içeren kendi bilgisini yeniden iletir. Bu, iki zaman dilimi boyunca ileten her kullanıcı için, toplam blok başına kaynak  $N = N_1 + N_2$  bit uzunluğu anlamına gelir. İşbirliği seviyesini tanımlayan yeni bir ifade bulunmaktadır. Kullanıcının eşine (ikinci yuvada), kullanıcı ve eşi (iki zaman dilimi boyunca),  $N_2 / N$  tarafından alınan toplam bilgi uzunluğuna ilettiği bilgi uzunluğunun yüzdesidir.

Yuanyuan Zhang, Yi Ma ve Rahim Tafazolli, Şekil 1.20'de gösterildiği gibi üç düğümlü röle ağları için iki yeni kodlanmış işbirlikçi planı önermektedir. İlki, kaynakta mevcut olan kanal kalitesi bilgisine ihtiyaç duymaktadır [44]. Bu durumda, kod genel BER'i en aza indirmek için uyarlamalı olarak ayrılır. İkincisi, röle şebekesi için kod bölmelerini tasarlamıştır. İlk zaman diliminde kullanıcı yüksek hızlı bir alt kod iletmektedir. Baz istasyonu kod çözme hatalarına karar verdiğinde, kullanıcı veya ortak ana koddan seçilen bir veya iki yeni bit iletilebilir.



Şekil 1.20 Kodlanmış işbirlikçi için sistem modeli [44].

Chang Li ve Yafeng Wang, sabit röle sistemindeki CC yönteminin performansını incelemiş ve kaynak ve röle arasında kanal kodlaması kullanılmıştır [45]. Ayrıca, DF yöntemine kıyasla her zaman daha yüksek verim ve daha iyi performans sağladığını kanıtlamışlardır. J. M. Moualeu, turbo kodlarına dayanan bir CC yöntemi önermektedir [46]. Önerilen şema, ideal CSI (channel state information-kanal durumu bilgisi) için tam bir çeşitliliğin elde edildiğini göstermektedir. W. JIN, hızlı ve yavaş sönmümlü kanal için konvolosyonel kodlara dayanan CC yönteminin performansını inceler [47]. Önerilen şema, konvolosyonel kodların sistemin performansını iyileştirebileceğini

göstermektedir. Tablo 1.1'de belirtilen kooperatif iletişim yöntemlerine ilgili katkıların özeti.

Tablo 1.1 İşbirlikçi iletişim yöntemine katkılar.

Yıllar	Ref. no:	Yazar(lar)	Katkı
AF			
2004	29	J. Laneman, G. Wornell	Sunan ve analiz eden
2005	2	A. Meier, J. Thompson	AF'deki rölenin farklı mesafesini sunan ve analiz eden
2009	30	I. Krikidis, J. Thompson	Parazit sınırlı ağlarda AF'yi analiz eden
2011	31	Maymouna B. Saidi. H. Boujemâa	Hiprid AF-DF röle seçimini tanıtmak, pozisyonuna bağlıdır.
2014	32	S. Huo, T. Liu, S. Sun	Karma AF-DF'nin sunulması ve analizi, hata tespit kodunun sonucuna bağlıdır.
2015	33	H. Al-Tous, I. Barhumi	Verilerin bir kısmının AF'de, diğer kısmının da doğrudan aktarımda iletildiği kısmi bir aktarma yöntemi önermektedir.
DF			
2001	36	J. Laneman, G. Wornell	Hybrid DF'nin Önerilmesi
2003	35	A. Sendonaris, E. Ekrip	İşbirliği kavramı ve uygulanmasıyla ilgili pratik konuları araştırır.
2009	37	Soon Xin Ng, Yonghui Li	Dağıtılmış bir Turbo Kafes Kodlu Modülasyon (DTTCM) şeması öner ve iki kullanıcı PSK Modülasyon sistemini kullanmıştır.
2011	39	Jaeyoung Lee	DAF ile çoklu atlama geçişi sunan
2015	40	Thatha Divya, KK Gurralla	fiziksel katman güvenliğini arttırmak için kod çözme-ileri iletme (DAF) tanıtıldı.
2017	41	R. Shankar, K. N. Pandey	Kod çözme iletme (DF) geçiş protokolünün performansını kullanarak (STBC) analiz eden
CC			
2002	42	T. E. Hunter ve A. Norastinia	CC yöntemi olarak bilinen yeni bir işbirlikçi yöntemi sunan
2004	43	T. E. Hunter ve A. Norastinia	CC yöntemiyle Çalışan Döngüsel Artıklık Kontrolü (CRC) kodu
2008	44	Yuanyuan Zhang, Yi Ma	CC yönteminin iki yeni kodlanmış işbirlikçi şemasını öneren
2009	45	Chang Li ve Yafeng Wang	Sabit yöntemde CC yönteminin performansını inceleyen
2014	46	JM Moualeu, W. Hamouda	Turbo kodlara dayanan bir CC yöntemi önerildi.
2017	47	W. JIN, S. WU	Hızlı ve yavaş sönmümlü kanal için Konvolosyonel kodlara dayanan CC yönteminin performansının incelenmesi.

### 1.4.3 Alıcıdaki Birleştirme Metodu

Alınan işaretlerin hedefteki birleştirilmesi, gelişmiş iletişim güvenilirliği elde etmek için kullanılan belirli bir teknik kullanılmasını gerektirir, MRC bu tekniklerden biri. Bu yöntemde veriler, birleşik çıktının işaret-gürültü oranını (SNR) maksimize eden ağırlıkları tahmin etmek için kullanılır [48]. Başka bir deyişle, alıcının varsayımına göre

mükemmel kanal bilgisine sahiptir. İletilen bilginin tahmini, CSI işlemesi ve alınan işaret ile yapılır. Pilot sembol teknolojisi, elde edilen kanal durumu bilgisine uygulanabilir [24]. Bu yöntem, her bir korelasyon çıktısını, kanal kazancının konjüge edilmiş eşleştirme kompleksi ile çarparak gerçekleştirilir (kanal katsayısı) [2], [49].

$$r_d[n] = \sum_{i=1}^k h_{id}^*[n] u_{id}[n] \quad (1.18)$$

Burada  $r_d$ , çıkışlarla ve  $h_{id}^*$  iletim anteninde sırasıyla birinci ve ikinci alıcı antene kadar kanal kazanımının (kanal katsayısı) kompleks-konjüge bir şekilde bağlı olduğunu belirtir.

### 1.5 Evrişimli Kodlar

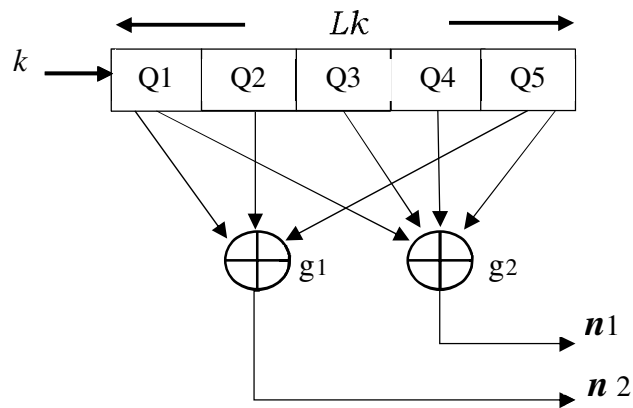
Kanal gürültülü olduğunda hata tespiti ve düzeltmenin dijital iletişimde büyük önemi vardır. Evrişimli (Convolutional-Konvolosyonel) kodlama, hem rastgele hem de patlama hatalarını düzeltebilen FEC (Forward Error Correction-iletim hata düzeltme) şemalarından biridir. Konvolosyonel kodlar, 1955 yılında Elias tarafından icat edilmiştir [50]. Bu kodlar birçok uygulamada güçlü, etkili ve yaygın olarak kullanılmaktadır. Önemsiz bir bozuk veri zararlı hale geldiğinde veya kullanılmadığında, Konvolosyonel kodlama uygulanabilir ve iletilen veriler yüksek doğrulukla elde edilebilir. Konvolosyonel kodlar uydu iletişimde, uzay iletişimde, ses bandı modemlerinde, konuşma iletimlerinde ve diğer hata düzeltme kodlarında bir kurucu kod olarak kullanılır. Uygulamaya göre, kod düzeltme oranlarını azaltarak veya artırarak hata düzeltme yetenekleri artırılabilir veya azaltılabilir [50]. Hata düzeltme özelliği, kısıtlamaların uzunluğuna ve kod oranına bağlıdır.

Çok basit yapılara sahiptirler ve sonlu durum ve kafes diyagramları ile grafiksel olarak tanımlanabilirler. Konvolosyonel kodlar, ardışık kodlayıcıların birbirinden bağımsız olmaması ve tek kodlayıcılar yerine dizilerin kod çözücünde işlenmesi için bellek içerir. Bu nedenle, blok kodları, hafızasız özel Konvolosyonel kodlar olarak yorumlanabilir. Öte yandan, pratikte daima sonlu dizileri göz önünde bulunduruyoruz. Dolayısıyla, bütün bir diziyi tek bir kod sözcüğü olarak hayal edebiliriz, böylece konvolosyonel kodlar blok kodların özel bir uygulamasıdır [51]. Bir konvolosyonel kodlama, iletimden önce verileri daha fazla bit ekleyerek düzenler. Bu tekniği kullanmanın amacı,

sönümlenme koşullarından etkilenen iletişim kanalı üzerinden iletimdeki hata olasılığını en aza indirmektir.

### 1.5.1 Konvolosyonel Kodlayıcı Yapısı

Konvolosyonel kodlar çeşitli kod oranları için mevcuttur  $R_c = k / n$ . Bununla birlikte,  $k = 1$  kodlu kodlar çoğu sistemde kullanılır, çünkü kod çözme çabasını azaltır ve daha yüksek oranlar uygun delme ile kolayca elde edilebilir. Sonuç olarak, açıklamayı  $1 / n$  kodlarını derecelendirmek için kısıtlıyoruz. Konvolosyonel kodlayıcıya giriş, kodlayıcının daha fazla bit ekleyerek ikili veriyi topladığı bir ikili akıştır, konvolosyonel kodlar çeşitli kod hızları için  $R = k / n'$ 'dir.  $k$  sembolü, kaydırma yazmacına kaydırılan giriş bitlerinin sayısını temsil ettiğinde, kodlayıcı, gelen bit bit dizisinden bir anda  $k$  bit alır ve  $n$ -bit çıkış dizisini ( $n > k$ ) hesaplar. Hesaplama, Şekil 1.21'teki gibi temsil edilen modül tarafından gerçekleştirilir. Bununla birlikte,  $k = 1$  kodlu kodlar çoğu sistemde kullanılır, çünkü kod çözme çabasını azaltır ve daha yüksek oranlar uygun delme işlemi ile kolayca elde edilebilir [51]. Kaydırma yazmacının kod kısıtlama uzunluğunu temsil eden  $L$  adlı bir parametre daha bulunmaktadır. Kullanılan konvolosyonel kod üretici, Şekil 1.21'te gösterildiği gibi (31, 27) sekizliktir. Sistem parametreleri  $k = 1$ ,  $L = 5$ ,  $n = 2$  ve kod oranının ( $R = k / n$ )  $1 / 2$ 'ye eşit değerlerini alır. Bilgi kodlaması, bu matris verilerinin bir satırını kodlayıcıdan geçirirken yapılır.  $n1$  ve  $n2$  çıkışları,  $Q1$ 'den girişleri olan,  $g1$ ,  $g2$ 'ye göre hesaplanır;  $Q2$ ;  $Q3$ ;  $Q4$  ve  $Q5$ . Kodlanan bit akımını modüle etmek için bir QPSK modülasyonu kullanılacaktır.



Şekil 1.21 Kod hızı =  $1/2$  ile konvolosyonel kodlayıcı [50].

## 1.6 Hüzmeleme İletim Metodları

90'lı yılların başından beri, hüzmeleme (Önkodlama) Bell Labs mühendisleri tarafından kablosuz iletişim için araştırıldı. SNR en üst düzeye çıkarmak veya kapsama alanını genişletmek için hücrel sistemler için gönderme ve alma hüzmeleme olarak düşünülmüştür [11]. Bir dizideki antenlerin sayısı büyükse daha iyi bir hüzmeleme kazancı elde edilebilir [18]. BS'ler bir dizi antene sahip olabileceğinden, BF (beamforming-hüzmeleme) hücrel ağlardaki BS'lerde rahatlıkla kullanılabilir. Bu durumda, BF downlink BF'yi, alım BF ise uplink BF'yi temsil eder [11].

$h_1$  ve  $h_2$  sırasıyla TX antenleri 1 ve 2'deki kanal katsayılarını gösterebilir. Eğer TX anteni  $k$   $w_k s$  iletirse,  $w_k$  Ön Kodlama ağırlığı ve  $s$  iletilecek işarettir, alınan işaret

$$y = h_1 w_1 s + h_2 w_2 s + n = (h_1 w_1 + h_2 w_2) s + n \quad 1.19$$

Alıcıdaki SNR, [11]teki gibi olur.

$$SNR = \frac{|h_1 w_1 + h_2 w_2|^2 E_s}{N_0} \leq \frac{\|h\|^2 \|w\|^2 E_s}{N_0} \quad 1.20$$

Burada  $E_s$ , iletim gücünü ve  $N_0$ , gürültü gücünü temsil eder..

Tam bir çeşitlilik sayısı, anten sayısına eşittir [1]. Ne kadar çok verici anten varsa, o kadar iyi performans gösterir. Bununla birlikte, CSI, maksimum SNR'ye ulaşmak için Ön Kodlamanın iletilmesi için gereklidir. Verici CSI'yı tanımlıyorsa, alıcının vericiye geri bildirim yapması gerekir.

Hüzmeleme Tekniği, aşağıdaki gibi kullanılabilir: farklı sistemlere sınıflandırılabilir: Noktadan noktaya MIMO (Tek kullanıcı hüzmeleme), Çok Noktalı MIMO veya Çok kullanıcı MIMO (Çok kullanıcı hüzmeleme). İlk tip olarak kısaca bahsedeceğiz, çünkü MU-MIMO kapsamında değildir.

### 1.6.1 Noktadan Noktaya MIMO

Bu Tek kullanıcı hüzmeleme, iki istasyon (mobil istasyon ve baz istasyonu) birbiriyle iletişim kurduğunda, MIMO sisteminde çeşitlilik kazancı elde etmek için kullanılabilir, bu ışın biçimi türü vericideki CSI ile veya vericideki kusurlu CSI ile kod çizelgesi uygulayabilir [52]. Bu arada vericideki CSI ile SVD (Singular Value Decomposition-tekil değer ayrıştırması) veya vericideki CSI'yı kullanmaya gerek kalmadan BLAST teknikleri kullanarak çoğullama kazanımını başarabiliriz. SNR'yi maksimuma çıkarmak

için noktadan noktaya MIMO için ışın demeti kullanılır, aynı zamanda MIMO bağlamında MRT (Maximal ratio Transmission-maksimal oranlı iletim) şeması olarak bilinen CSI mevcut olduğunda MF (Matched Filtering-Eşleşen Filtreleme) kullanılabilir [53].

### 1.6.2 Çok-kullanıcılı MIMO

MU-MIMO'da, birden fazla kullanıcıya iletilecek olan çok sayıda işaretin varlığından dolayı parazit vardır. Çok kullanıcılı hüzmleme, düşük karmaşıklıkla makul bir performans sağlayabilir. Bu ışın türünde, BS'de CSI'yı CCI azaltmak için gereklidir.

BC'deki veri aktarımındaki ana zorluk, alıcı tarafındaki koordineli işaret algılamasının kolay olmamasıdır ve bu nedenle, hüzmlemesinde ön kodlama ağırlığının nasıl hesaplandığına bağlı olarak BS'deki girişim iptalinin gerekli olmasıdır. Bu arada, [15] olarak ön kodlama matrisine işaret ediyoruz.

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_u]$$

burada  $w_u$ ,  $u$ -kullanıcı için ortak ön-kodlama vektörüdür (hüzmleme katsayıları). Bu alt bölümde farklı düşüneceğimiz iletim yöntemleri: blok köşegenleştirme ve SLR yöntemi.

#### 1.6.2.1 Blok Köşegenleştirme

MU-MIMO sistemi, tek veya çok sayıda antenle donatılmış kullanıcılarla bile ilgilenmektedir, çünkü sistemin kullanacağı iletim yöntemi, kullanıcıların antenlerinin sayısına bağlıdır; Kanal inversiyonu ve düzenli kanal inversiyonu olarak kabul edilebilir [54]. Kanal inversiyon yöntemlerinde, hedef işaret dışındaki tüm işaretler  $x_{uT}$  (i.e.,  $x_u$ ,  $u \neq u_T$ ), girişim olarak kabul edilir ve ön kodlama yoluyla  $y_{uT}$  (alınan işaret) iptal edilir. Benzer bir yöntem, her biri birden fazla antene sahip olan birden fazla kullanıcı için uygulanabilir. Kanal giriş işlemlerinde anten içi parazit kendi işaretinde olduğu gibi diğer kullanıcı parazitleri de iptal ettiğinden veya hafiflettiği için gürültü geliştirme hedef kullanıcının bakış açısından daha şiddetli hale gelir. Bu durumda, BD (Block Diagonalization- Blok Köşegenleştirme) yöntemi daha uygundur [55].

Lineer ön kodlamadaki çeşitli yaklaşımlar arasında, BD, CCI azaltmak için hedef kullanıcı dışındaki kullanıcılar için önceden belirlenmiş boş değerler oluşturmak için iyi bilinen bir tekniktir [55] [56].

BD yöntemi birden fazla kullanıcıyla uyumludur, her kullanıcının birden fazla anteni vardır. Bu yöntemin ön kodlama işlemiyle, diğer kullanıcı işaretlerinden gelen girişim işareti iptal edilecektir. Bu nedenle, MU-MIMO kanal modeli BD metodu ile birden fazla bağımsız SU-MIMO kanal modeline dönüştürülecektir [1]

Zhu ve Tang, ön kodlama matrisinin tasarımında bir sezgisel Gram-Schmidt ortogonalizasyonu uygulayarak BD ortogonalitesinin karmaşıklığını azaltmaktadır [56].

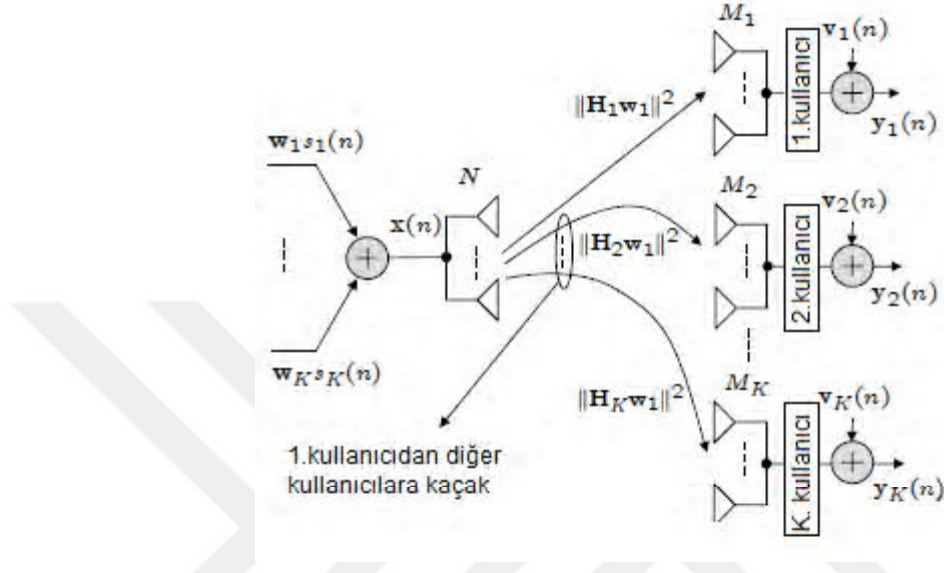
Yan ve Lin, BD ile birleştirilmiş MMSE (Minimum Mean Square Error-Minimum Ortalama Kare Hatası) VP (Vector Perturbation-Vektör Perturbasyon) algoritmasını kullanan ve BER (Bit Error Rate-Bit Hata Oranı) performansında bir iyileşme sağlayan yeni bir yaklaşım önermektedir [57].

Zu ve Lamar, normalize edilmiş BD'yi kullanarak düşük karmaşıklıkta bir kafes indirgemesi yaratmaktadır [58]. Murti, anten gönderme ve alma arasındaki sayı değişiminin etkisini ve BD'nin farklı kanal tepkisine karşı performansını analiz ederek BD performansını artırmaya çalışmaktadır [59]. J. Mao, blok diyagonalizasyonlu bir MU-MIMO OFDMA sisteminde enerji verimli kaynak tahsisini araştırmaktadır [60].

### 1.6.2.2 İşaret-Kaçak Oranı

MU-MIMO kablosuz sistemlerindeki zorluk, CCI'yi diğer kullanıcılardan kısıtlarken, her kullanıcı için ışın şekli vektörleri tasarlamaktır [61]. Tarighat ve diğerleri, Şekil 1.22'te gösterilen CCI probleminin üstesinden gelmek için SLR olarak adlandırılanların maksimize edilmesine dayanan transmisyon ışınlama vektörleri tasarlamak için bir metot düşünmektedir [62]. Bu yöntem, diğer tüm ortak kanal kullanıcılarında bu kullanıcının neden olduğu genel parazit gücünü en aza indirirken, her kullanıcının aldığı istenen işaret gücünü en üst düzeye çıkarmayı amaçlar. Ortaya çıkan çözüm, kullanılabilir verici antenlerin sayısı üzerinde bir kısıtlama getirmez ve geliştirilmiş bir özdeğer problemini çözerek en uygun prosedürü belirler. Her kullanıcı için CCI'yi tamamen iptal etmek için bu tür programlar öneren [63] [64] 'den farklı olarak, anten sayısı bakımından sistem yapılandırmasına bir kısıtlama getirme eğilimindedirler.

Kabaca, bu yöntemler, baz istasyonundaki verici antenlerin sayısının, tüm kullanıcıların alıcı antenlerin toplamından daha büyük olmasını gerektirir. Bu durum, CCI'yi her kullanıcı için sıfır yapmak için yeterli derecede serbestlik sağlamak için gereklidir.



Şekil 1.22 Diğer kullanıcılardaki 1. kullanıcıdan gelen kaçağı gösteren bir blok şema [65].

Tarighat, tüm kullanıcılar için aynı anda SLNR (Signal to Leakage Plus Noise Ratio-İşaret Kaçak artı gürültü Oranı)'yi maksimize ederek bir ön kodlayıcı önermiştir, sistem, geleneksel metotlara göre daha iyi bir performans gösterir ve anten gönderme ve alma sayısında bir kısıtlama getirmez [65]. Zhang, bilinen kaçağı iptal etmek için DPC (dirty paper coding-kirli kağıt kodlaması) kullanarak SLNR'yi maksimize etmeye dayanan bir MU-MIMO ön kodlama şemasını analiz etmiştir [66]. Wang, Hücre İçi Girişimi ortadan kaldırmak için Hücre İçi Girişimi ortadan kaldırmak ve ICI (Inter Cell Interference-Hücre İçi Girişimi) bastırmak için MMSE bazlı SLNR adlı bir lineer kodlama önermiştir [67]. Y. Tang, SSR (sum secrecy rate-toplam gizlilik oranını) en üst düzeye çıkarmak için düşük karmaşıklıkta bir SLNR ışın biçimi önermiştir [68]. Wei Zhang, konvansiyonel SLNR ile karşılaştırıldığında daha iyi BER performansı gösteren kaçak ve gürültüyü köşegenleştirerek SLNR tabanlı ön kodlayıcıyı değiştirmiştir [69].

Aşağıda belirtilen Tablo 1.2'de belirtilen MU-MIMO türleri ile ilgili katkıların özetidir.

Tablo 1.2 MU-MIMO tiplerindeki katkıların özetlenmesi (BD ve SLR).

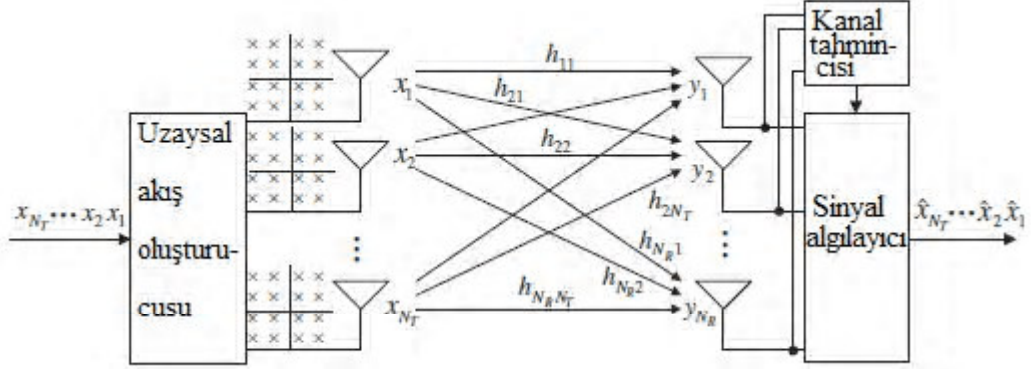
Yıllar	Ref. no:	Yazar(lar)	Katkı
<b>BD</b>			
2004	55	Lai-U Choi, RD Murch	MU-MIMO için BD tabanlı ön kodlayıcıyı tanıtmıştır.
2007	56	Y. Zhu, Z. Tang	BD ortogonalitesini azaltan karmaşıklığı incelemiştir.
2010	57	Yan Xiong, Jiaru Lin	BD BER performansını artırmak için MMSE VP kullanmıştır.
2012	58	K. Zu, RC d. Lamare	Düşük karmaşıklıkta kafes redüksiyonu için RBD'nin kullanmıştır.
2015	59	FW Murti, RP Astuti	Anten ileten ve alan sayıları değiştirerek BD'yi iyileştiren çalışmayı ve analizi yapmıştır.
2017	60	J. Mao, C. Chen, X. Cheng	BD tabanlı MU-MIMO OFDMA'nın enerji verimli optimizasyonunu araştırmıştır.
<b>SLR</b>			
2005	62	A. Tarighat, M. Sadek	Hybrid DF'nin Önerilmesi
2007	65	A. Tarighat, M. Sadek	İşbirliği kavramı ve uygulanmasıyla ilgili pratik konuları araştırır.
2011	66	X. Zhang, C. He	Dağıtılmış bir Turbo Kafes Kodlu Modülasyon (DTTCM) şeması öner ve iki kullanıcı PSK Modülasyon sistemini kullanmıştır.
2013	67	S. Wang, Y. Yu	DAF ile çoklu atlama geçişi sunan
2016	68	Y. Tang, C. Sheng	fiziksel katman güvenliğini artırmak için kod çözme-ileri iletme (DAF) tanıtıldı.
2018	69	Wei Zhang, Wenjie Wo	Kod çözme iletme (DF) geçiş protokolünün performansını kullanarak (STBC) analiz eden

## 1.7 İşaret Algılama

Alıcı tarafındaki algılama, MIMO sistemleri için zorlu bir iştir. Bu bölüm, MIMO sistemleri için işaret algılama teknikleri anlatılmaktadır. Şekil 1.23'teki  $N_R \times N_T$  MIMO sistemini göz önünde bulundurun.  $H$ ,  $(j, i)$   $i$ -th verici anten ile  $j$ -th alıcı anten,  $j = 1, 2, \dots, N_R$  ve  $i = 1, 2, \dots, N_T$  arasındaki kanal kazancı için  $(j, i)$ -th giriş  $h_{ji}$  olan bir kanal matrisini belirtir. Kullanıcı verileri ve karşılık alınan işaretler sırasıyla  $x = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T$  ve  $y = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$  ile temsil edilir. Buradaki  $x_i$  ve  $y_j$ , sırasıyla  $i$ -th verici antenden gelen iletim işaretini ve  $j$ -th alıcı anteninde alınan işareti belirtir.  $Z_j$ ,  $j$ -th alıcı anteninde  $\sigma_z^2$  varyansı ile beyaz Gauss gürültüsünü temsil etsin ve  $h_i$ ,  $H$  kanalının matrisi için  $i$ -th sütun vektörünü temsil etsin.  $N_R \times N_T$  MIMO sistemi olarak temsil edilmektedir [70]

$$y = Hx + z \quad (1.21)$$

Burada,  $z = [z_1, z_2, \dots, z_{NR}]^T$ , ve  $H = [h_{11}, h_{21}, \dots, h_{NRNR}]^T$  dir.



Şekil 1.23 MIMO sistemi [70].

### 1.7.1 Lineer İşaret Algılama

Lineer işaret tespitinde, iletilen mültipleks veri akışlarının her biri alıcıda alınan işaretlerin lineer bir kombinasyonu olarak tahmin edilir [11]. Lineer işaret algılama yöntemi, iletilen tüm işaretleri, hedef iletim anteninden istenen akış dışında başka girişimler olarak ele alır. Bu nedenle, diğer verici antenlerden gelen girişim işaretleri, hedef verici antenden istenen işaretin saptanması sırasında iptal edilir. Her antenden istenen işaretlerin tespitini kolaylaştırmak için, kanalın etkisi, bir ağırlık matrisi  $W$  ile ters çevrilir.

$$\tilde{x} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \dots \tilde{x}_{N_T}]^T = Wy, \quad (1.22)$$

yani, her sembolün tespiti, alınan işaretlerin lineer bir kombinasyonu ile yapılır. Standart lineer algılama yöntemleri ZF tekniğini ve MMSE tekniğini içerir.

#### 1.7.1.1 ZF İşaret Algılama

ZF tekniği, aşağıdaki ağırlık matrisi ile etkileşimi geçersiz kılar [70]:

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H \quad (1.23)$$

Burada,  $(.)^H$  Hermitian devrik. Matrisi kanalın etkisini 23'deki gibi şekil tersine çevirir:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} &= \mathbf{W}_{ZF}\mathbf{y} \\ &= \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{z} \\ &= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}}_{ZF}\end{aligned}\quad (1.24)$$

### 1.7.1.2 MMSE İşaret Algılama

Tespit sonrası işaret-girişim artı gürültü oranını (SINR) en üst düzeye çıkarmak için, MMSE ağırlık matrisi olarak verilmiştir [71] [72]:

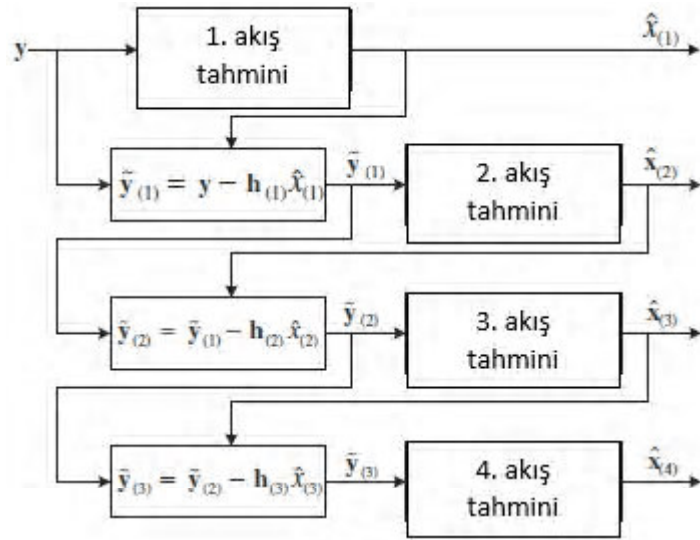
$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \sigma_z^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^H \quad (1.25)$$

MMSE ağırlığını 1.25 denkleminde kullanarak aşağıdaki ilişkiyi elde ederiz:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} &= \mathbf{W}_{MMSE}\mathbf{y} \\ &= (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \sigma_z^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{y} \\ &= \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \sigma_z^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{z} \\ &= \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}}_{MMSE}\end{aligned}\quad (1.26)$$

### 1.7.2 OSIC İşaret Algılama

Genel olarak, lineer algılama yöntemlerinin performansı diğer lineer olmayan alıcı tekniklerden daha kötüdür. Lineer algılama yöntemleri, düşük bir donanım uygulama karmaşıklığı gerektirir. Tüm sembollerin aynı anda ortak olarak algılandığı lineer algılamanın aksine, OSIC algılaması, iletilen sembolü MIMO kanalının her katmanında ayrı ayrı çıkarmak için seri bir karar geri bildirimini kullanır [73]. Her biri paralel veri akışlarından birini tespit eden, algılanan işaret bileşenleri her aşamada alınan işaretden art arda iptal edilen bir lineer alıcılar bankasıdır. Daha spesifik olarak, her aşamada tespit edilen işaret alınan işaretden çıkartılır, böylece azaltılmış enterferanslı kalan işaret sonraki aşamada kullanılabilir [70].



Şekil 1.24 NT = 4 ile OSIC işaret tespiti kavramı [70].

Şekil 1.24, dört uzaysal akış için OSIC işaret algılama işlemini göstermektedir.  $x_{(i)}$  i-th sırayla tespit edilecek sembolü temsil eder, bu, i-th antenindeki iletilen işaretinden farklı olabilir, çünkü  $x_{(i)}$ , algılama sırasına bağlıdır.  $\hat{x}_{(i)}$ ,  $x_{(i)}$  dilimlenmiş değerini gösterir. OSIC sırasında, sembol tahmini için ZF yöntemi denklem (1.26) deki veya MMSE yöntemi denklem (1.25) deki kullanılabilir. MMSE yönteminin aşağıdaki tartışmada kullanıldığını varsayalım. (1) st akımı, Denklem (1.25) 'deki MMSE ağırlık matrisinin (1). Sıra vektörü ile tahmin edilir. Tahmin ve dilimleme işleminden sonra üretmek  $\hat{x}_{(i)}$  ilk aşamada kalan işaret, alınan işaretten çıkarılarak oluşturulur, yani [11]

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{(1)} &= y - h_{(1)}\hat{x}_{(1)} \\ &= h_{(1)}(x_{(1)} - \hat{x}_{(1)}) + h_{(2)}x_{(2)} + \dots + h_{(N_T)}x_{(N_T)} + z \end{aligned} \quad (1.27)$$

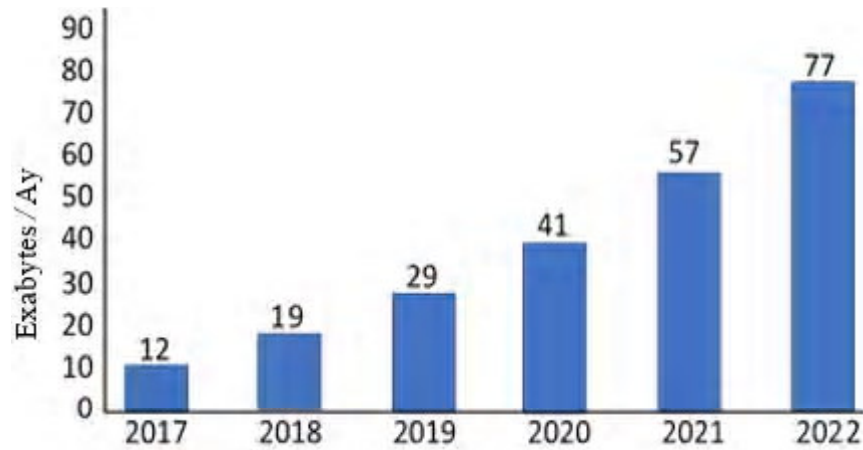
Eğer  $x_{(1)} = \hat{x}_{(1)}$ , sonra,  $x_{(2)}$  tahmininde girişim başarılı bir şekilde iptal edilirse; ancak, eğer  $x_{(1)} \neq \hat{x}_{(1)}$ , daha sonra hata yayılımı gerçekleşirse, çünkü MMSE ağırlığı  $x_{(1)} = \hat{x}_{(1)}$  koşullarında tasarlanandır,  $x_{(2)}$  tahmini için kullanılır.

## 2.BÖLÜM

### 5G TEKNIĞİ

#### 2.1 Giriş

Artık mobil iletişimin günlük hayatımızın vazgeçilmez bir parçası haline gelen bir çağda bulunduğumuz için, herhangi bir şeye herhangi bir yerden anında erişebilme fırsatına şu an daha önce hiç olmadığı kadar sahibiz. İnternet üzerinden anlık yazılı ve sesli mesajlaşma uygulamaları, dünya çapında kolayca iletişim kurmanıza olanak sağlamaktadır. Video akışı ve canlı video uygulamaları, mobil cihazlarımız üzerinden isteğe bağlı / canlı multimedya içeriğinin keyfini çıkarmamızı sağlıyor. Bunlar, mobil iletişimin toplumumuzdaki etkilerini yansıtan birkaç örnektir. Tüm bu mobil veriler sürekli olarak tüm dünyada paylaşılıyor. Bu şekilde iletişim tekniklerinin karmaşıklığı ve özellikle gönderilen ve alınan bilgi miktarını katlanarak artmaktadır. Ayrıca, mobil kullanıcı sayısı, bant genişliği sınırlamalarına rağmen artmıştır. Bu nedenle, bu sorunların üstesinden gelmek için, hücrel iletişim sistemlerimizin art arda gelen nesillerinde verimlilik ve kapasite arttırımı hedeflenmektedir [74]. Cisco'nun küresel mobil veri trafiği 2022'ye yönelik tahminine göre [75], gelecek yıllarda veri trafiğinin evrimi hücrel ağlar üzerinde çarpıcı bir etki olduğunu ortaya koymaktadır. Örneğin, tahmini veri trafiği artışı Şekil 2.1'de sunulmaktadır. Görüldüğü gibi, 2017'deki veriler 12 Exabyte (Exabyte =  $10^{18}$ ) iken, tahmin edilen mobil veri trafiği 2022 yılına kadar 77 Exabyte miktarına ulaşması beklenmektedir. Bu durum 2020'den sonra bu ihtiyaçlarla başa çıkacak olan hücrel 5G için ileri tekniklerin tasarımını ve uygulanmasını gerektirmektedir [76]. Ancak, beşinci nesle geçmeden önce bu yeni tekniklerin performansını test etmek büyük önem taşımaktadır. Örneğin, gecikme, güç tüketimi ve spektral verimlilik, bir sonraki hücrel neslin anahtar faktörlerinden bazılarıdır [77] [78] [79].



Şekil 2.1 Cisco 2022'ye kadar tahmini mobil veri trafiği [75].

## 2.2 Mobil Ağların Gelişimi

Mobil radyo haberleşmesi ilk olarak askeri iletişimde kullanılmaya başlandı. Araba-tabanlı telefonların test edildiği yerlerde, o andan itibaren hücresel iletişimi geliştirme yarışına başlandı. Bu yarış ve rekabet, kablosuz iletişim dünyasında yeni teknolojilerin geliştirilmesine yol açtı. Ancak, o zamanki mevcut teknolojiler, artan sayıda kullanıcıya hizmet veremedi ya da yeni hizmetlere olan talebi yerine getiremedi. Bütün bunlar, kullanılan çeşitli özellikler ve teknolojilerle ardışık hücresel ağların ortaya çıkmasına neden oldu. Bu kuşaklardan kısaca şöyle bahsedebiliriz:

### 2.2.1 1G

İlk nesil 1980 başlarında duyuruldu. Veri hızı 2.4kbps'ye kadar ulaşmaktaydı. Başlıca aboneler AMPS (Advanced Mobile Phone System-Gelişmiş Cep Telefonu Sistemi), NMT (Nordic Mobile Telephone-Nordic Cep Telefonu) ve TACS (Total Access Communication System- Toplam Erişim İletişim Sistemleriydi). Gerçek kapasitelerinin tasarım kapasitesinin altında olması, düşük ses ve güvenlik olmaması gibi birçok dezavantajı vardı [80].

### 2.2.2 2G

İkinci nesil 1990'ların sonunda tanıtıldı. Dijital teknoloji 2. Nesil cep telefonlarında kullanılmaktadır. GSM (Global Systems for Mobile communications-Mobil iletişim için Evrensel Sistemler), özellikle sesli iletişim için kullanılan ve 64 kbps'ye kadar veri

hızına sahip ilk ikinci nesil sistemdi. 2G mobil el cihazı bataryası, düşük güce sahip olan radyo işaretleri nedeniyle daha uzun sürmekteydi. Ayrıca Kısa Mesaj Servisi (SMS) ve e-posta gibi hizmetler de sağlamaktaydı. En önemli seçkin teknolojiler GSM, CDMA ve IS-95 dir [80] [81].

### **2.2.3 2.5G**

Genel olarak, bu kuşak GPRS (General Packet Radio Services-Genel Paket Radyo Servisleri) ile birleştirilen bir 2. nesil hücreli sisteme abonedir ve diğer hizmetler 2G veya 1G şebekelerinde yaygın olarak bulunmaz. Bir 2.5G sistemi genellikle 2G sistem çerçevelerini kullanır. Ancak devre anahtarlama ile birlikte paket anahtarlama uygular. 144 kbps'ye kadar veri hızına ulaşabilir. Başlıca 2.5G teknolojileri GPRS, GSM Gelişimi için EDGE (Enhanced Data Rate for GSM Evolution-Geliştirilmiş Veri Hızı) ve CDMA-2000 dir [80] [81].

### **2.2.4 3G**

Üçüncü nesil 2000 yılının sonlarında kuruldu. 2 Mbps'ye kadar iletim hızı sağlar. 3G sistemleri, İnternet tabanlı servislere yüksek hızlı mobil erişim sağlar. 3G sistemleri, İnternet Protokolü (IP) tabanlı servislere yüksek hızlı mobil erişim sağlar. İletim hızının yanı sıra, QoS nin korunması için geleneksel olmayan bir iyileştirme yapıldı. Küresel dolaşım ve gelişmiş ses kalitesi gibi ek özellikler 3G'yi dikkat çekici bir kuşak haline getirdi. 3G el cihazlarının en büyük dezavantajı, çoğu 2G modelinden daha fazla güç gerektirmesi. Bununla birlikte 3G şebekeleri 2G'den daha pahalıdır [80] [81]. 3G, WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access-Geniş Bantlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim), UMTS (Universal Mobile Telecommunications Systems-Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemleri) ve CDMA 2000 teknolojilerinin kullanılmasını içermektedir. Bu yüzden HSUPA / HSDPA (High Speed Uplink/Downlink Packet Access-yüksek Hızlı Uplink / Downlink Paket Erişimi) ve EVDO (Evolution Data Optimized-Evril-Veri İyileştirilmiş) ve 5-30 Mbps veri hızında, 3G ve 4G arasında bir 3.5G olarak adlandırılan ara kablosuz nesil yapıldı. 3.5G 5-30 Mbps veri hızındaydı [81].

### 2.2.5. 3.75G

teknolojisi LTE ve Mikrodalga Erişimi için WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access-Dünya Çapında Sabit Birlikte Çalışabilirlik) mobil veri hizmetlerinin geleceğidir. LTE ve Sabit WIMAX, ağıın kapasitesini tamamlama potansiyeline sahiptir ve çok sayıda kullanıcıya, isteğe bağlı video, eşler arası dosya paylaşımı ve bileşik Web servisleri gibi çeşitli yüksek hızlı servislere erişme imkanı sağlar. Bununla birlikte, akredite olmuş operatörlerin ağlarını çok uyumlu bir şekilde yöneten ve daha düşük maliyetle daha iyi performansla daha iyi bir kapsama alanı sunan ek bir spektrum erişilebilirliğe sahiptir [80][82].

### 2.2.6. 4G

4G genellikle 3G ve 2G standartlarının soyundan olduğu adlandırılır. 3NPP (3rd Generation Partnership Project -3. Nesil Ortaklık Projesi), Mikrodalga Erişimi için Mobil Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik (WIMAX) ile birlikte 4G standardı olarak LTE Gelişmişliğini standartlaştırıyordu. 4G sistemi, IP'ye dayalı eksiksiz ve güvenilir bir çözüm sunarak iletişim ağlarını geliştirir. Ses, veri ve multimedya gibi imkanlar abonelere her zaman ve her yerde daha önceki nesillere göre oldukça yüksek veri hızlarında verildi. 4G şebekesini kullanmak için yapılan uygulamalar MMS (Multimedia Messaging Service-Multimedya Mesajlaşma Servisi), DVB (Digital Video Broadcasting-Dijital Video Yayını) ve görüntülü sohbet, yüksek çözünürlüklü TV içeriği ve mobil TV'dir [82-84].

### 2.2.7. 5G

Kullanıcıların talebinde katlanarak artış ile, 5G kolayca 4G yerine geçecek, BDMA (Beam Division Multiple Access-Hüzme Bölünme Çoklu Erişim) adıyla gelişmiş bir erişim teknolojisi ile. Genel olarak, 5G hücresel ağların, 4G tarafından etkili bir şekilde ele alınmayan altı sorunu ele alması gerektiği varsayılır, bu sorunlar şu şekilde ifade edilebilir: daha yüksek kapasite, daha yüksek veri hızı, daha düşük gecikme süresi, büyük cihaz bağlantısı, düşük maliyet ve tutarlı Deneyim Kalitesi sağlama [85, 86]. Kablosuz nesiller arasındaki karşılaştırma Tablo 2.1'de gösterilmektedir.

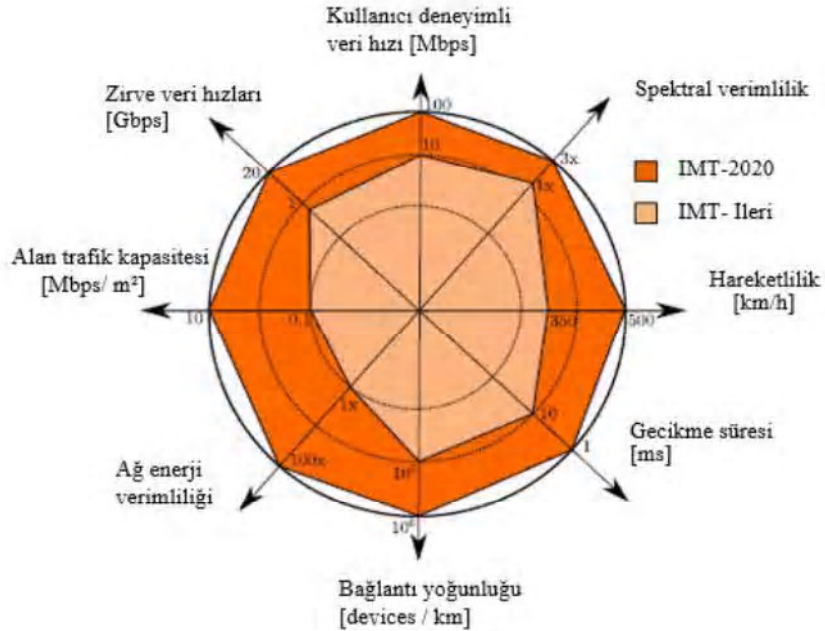
Tablo 2.1 Mobil Ağ Nesilleri Teknolojilerinin karşılaştırılması.

Nesiller	Erişim Teknolojisi	Veri hızı	Bant genişliği	Uygulama
1G	Gelişmiş Cep Telefonu Hizmeti (AMPS) (Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA))	2.4 kbps	30 KHz	Ses
2G	Mobil iletişim için Küresel Sistem (GSM) (Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA))	10 kbps	200 KHz	Ses + Veri
	Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA)	10 kbps	1.25 MHz	
2.5G	Genel Paket Radyo Servisi (GPRS)	50 kbps	200 KHz	Ses + Veri + görüntülü arama
	GSM Evrimi için Gelişmiş Veri Hızı (EDGE)	200 kbps	200 KHz	
3G	Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim (WCDMA) Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemi (UMTS)	384 kbps	5 MHz	Ses + Veri + görüntülü arama
	Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) 2000	384 kbps	1.25 MHz	
3.5G	Yüksek Hızlı Uplink / Downlink Paket Erişimi (HSUPA / HSDPA)	5-30 Mbps	5 MHz	Ses + Veri + görüntülü arama
	Evrin Verileri Optimize Edildi (EVDO)	5-30 Mbps	1.25 MHz	
3.75G	Uzun Vadeli Evrim (LTE) (Ortogonal / Tek Taşıyıcı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim) (OFDMA / SC-FDMA)	100-200 Mbps	1.4 MHz to 20 MHz	Çevrimiçi oyun + Yüksek Çözünürlüklü Televizyon
	Mikrodalga Erişimi için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik (WIMAX) (Ölçeklenebilir Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SOFDMA))	Sabit WIMAX	100-200 Mbps	
4G	Uzun Vadeli Evrim Gelişmiş (LTE-A) (Ortogonal / tek taşıyıcı frekans bölmeli çoklu erişim (OFDMA / SC-FDMA)).	DL 3NPS UL 1.5G bps	1,4 MHz ile 20 MHz	Çevrimiçi oyun + Yüksek Çözünürlüklü Televizyon
	Mikrodalga Erişimi için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik (WIMAX) (Ölçeklenebilir Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SOFDMA))	Mobile WIMAX	100-200 Mbps	
5G	Hızlı Bölünme Çoklu Erişim (BDMA), Olmayan ve yarı dikey veya Filtre Bankası çoklu taşıyıcı (FBMC) çoklu erişim	10-50 Gbps (beklenen)	60 GHz	Aşırı-Yüksek Çözünürlüklü Televizyon Sanal Gerçeklik uygulamaları

### 2.3. 5G İhtiyacı

Mobil şebekelerin yeni beşinci nesli (5G) mobil iletişimin geleceğini temsil etmektedir. 5G, her yerde, ultra hızlı, güvenilir mobil bağlantı sunmayı, yeni hizmetler sunmayı ve sadece insanları değil aynı zamanda nesnelere, makineleri ve araçları birbirine bağlamayı vaat etmektedir [87, 88]. 5G ihtiyacı, daha yüksek veri oranları için katlanarak artan taleplerden gelmektedir (çoğunlukla video uygulamaları tarafından yönlendiriliyor). Ayrıca, Nesnelere İnterneti'nin yayılmasıyla birlikte, 2020'ye kadar milyarlarca cihazın mobil ağa bağlanması beklenmektedir [89]. Makineden makineye (M2M) iletişim, mobil genişbant bağlantısı ve bulut hizmetleri, tarım, otomotiv, inşaat, sağlık, perakende ve taşımacılık gibi endüstri sektörlerini iş modellerini yeniden tasarlamaya ve yenilik getirmeye zorlayan temel unsurlardan bazılarıdır. 5G, gerekli hizmetleri sağlayarak sektörün hedeflerine ulaşmasına yardımcı olabilir. Bu nedenle, daha fazla esneklik ve servis çok yönlülüğü, 5G'nin getirdiği önemli gelişmelerden ikisi olacaktır.

5G, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, 2020 ve sonraki IMT (International Mobile Telecommunication-Uluslararası Mobil Telekomünikasyon) sisteminin gerekliliklerini yerine getirmek için tasarlanmalıdır [90].



Şekil 2.2 IMT-İleri (4G)den IMT-2020 (5G) 'ye kadar yeteneklerinin geliştirilmesi [90].

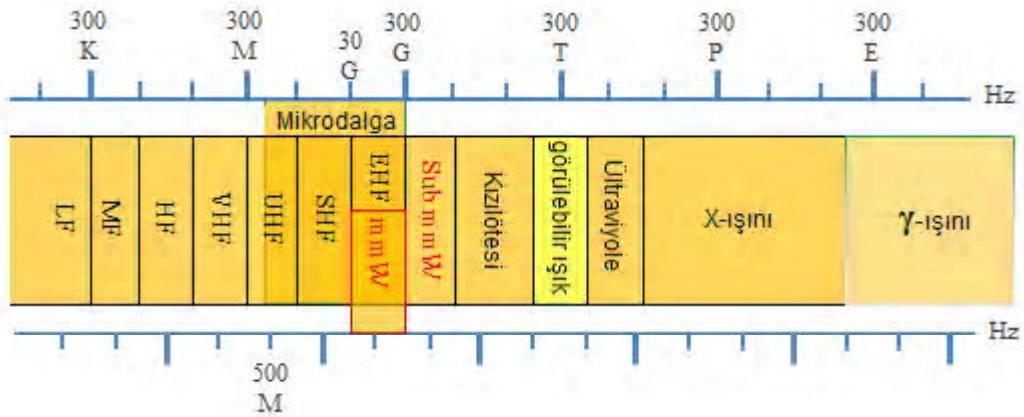
## 2.4. 5G Etkinleştirme Anahtarı

5G'den beklenen iletişim kalitesini daha da arttırmak için çeşitli teknikler tanıtılmaktadır. Bununla birlikte, iletişim kanalları arasındaki girişim, iletişim halindeki düğümlerdeki gürültü ve kıt telsiz kaynakları iletişimin kalitesini engellemektedir [91]. Kullanıcı sayısındaki artış yoğun ağ dağıtımlarına yol açmaktadır. Sonuç olarak mevcut 4G LTE hava arayüzünün kullanamayacağı yüksek seviyelerde ortak kanal girişimi ortaya çıkmaktadır [87]. 5G kablosuz iletişim sistemlerinin bu zorlukları çözmesi beklenmektedir.

Günümüzde, uzun vadede hangi teknolojilerin 5G'ye en büyük faydayı sağlayacağı net değildir ancak şimdiden birkaç favori teknoloji meydana çıkmış durumdadır. Bunların önde gelenleri milimetrik dalgalar [92] küçük hücreler, masif MIMO, hüzmleme ve tam çift yönlü teknolojilerdir. 5G'nin günümüz 4G ağlarından farkını anlamak için bu beş teknolojiye bir göz atmak ve kablosuz kullanıcılar için ne anlama geldiklerini ele almak gerekir [93]

### 2.4.1. Milimetrik Dalga 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 [92] [94] [95].



Şekil 2.3 Milimetre Dalga bandı

Bu sorunu çözenin yollarından biri de, daha önce mobil hizmetler için hiç kullanılmamış bir yöntem ile işaretleri yepyeni bir spektrum üzerinden iletmektir. Bu

nedenle, sağlayıcılar, cep telefonları için uzun süredir kullanılan radyo dalgalarından daha yüksek frekansları kullanan milimetre dalgalarında yayın yapmayı denemekteler.

Milimetre Dalga 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 [92].

Bu nedenle, genel algı, söz konusu frekansların ve özellikle de 60 Ghz civarındaki geniş lisanssız bandın [96], esas olarak çok kısa mesafeli iletim için uygun olduğuna yöneliktir [97, 98].

Bu yüzden, odak noktası, WiFi (60 GHz bandında WiGiG standardıyla) ve 28, 38, 71-76 ve 81-86 GHz hızlarındaki sabit kablosuz hizmete yöneliktir [92] [94] [95].

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 [99, 100].

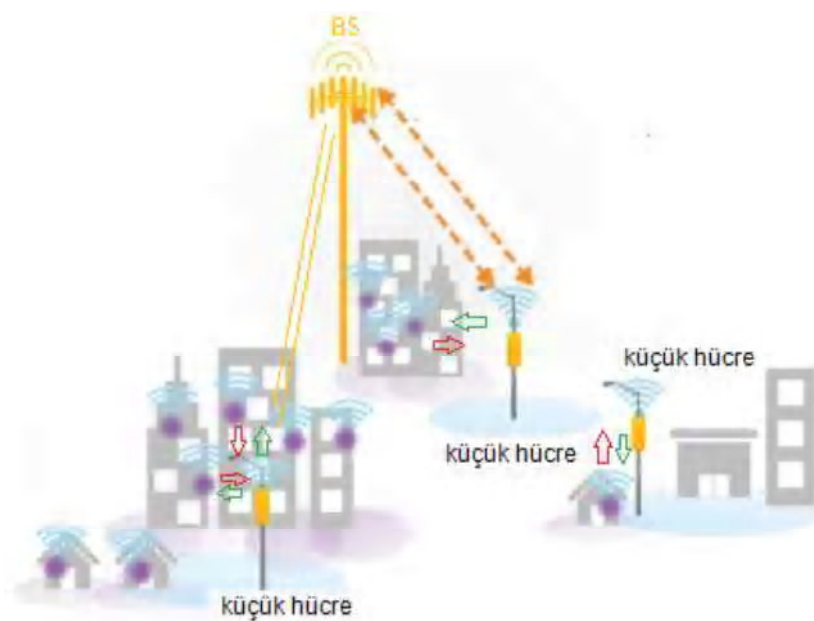
Milimetre dalgaları, geçmişte mobil cihazlar için kullanılan 6 GHz'nin altındaki bantla karşılaştırıldığında 30 ila 300 gigahertz arasındaki bir frekansta yayın yapmaktadır. Milimetre dalgaları olarak adlandırılmalarının nedeni, uzunluk olarak onlarca santimetreyi ölçen, günümüz akıllı telefonlarına 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 ve yağmur ve yaprak birikintisi (foliage) 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 arttırmanın basit ama son derece etkili bir yolu hücreleri küçültmektir [92]. Küçük hücreler her 200 metrede bir ya da şehir boyunca yerleştirilebilen ve işletilmesi için minimum güç gerektiren taşınabilir minyatür baz istasyonlarıdır [92]. 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 kurulabilir..



Şekil 2.4 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 [102], ve dağıtılmış anten sistemlerini kapsamaya başlamıştır [101] [103]. 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

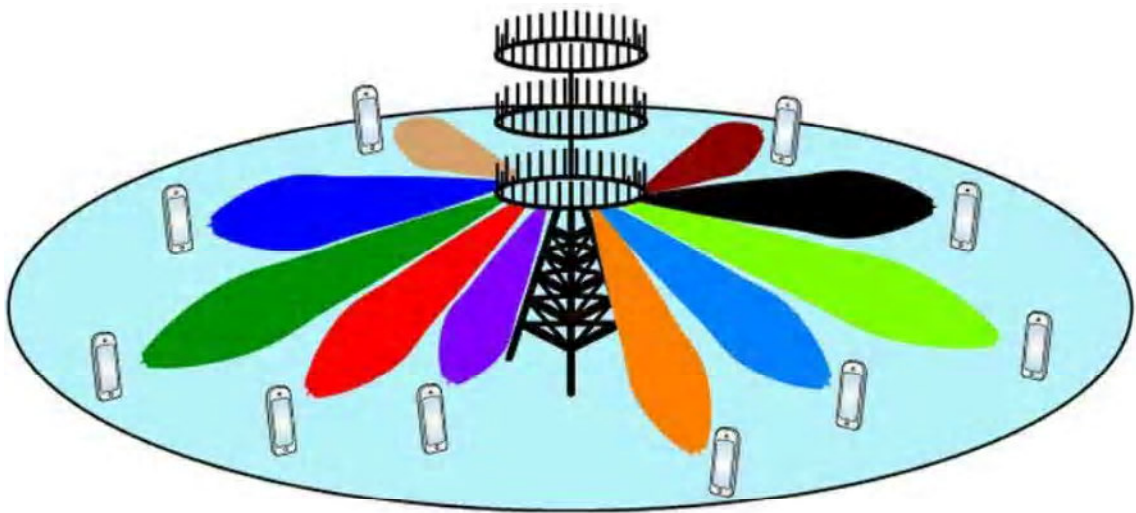
başka bir alanda başka bir istasyon tarafından kullanılabilceği anlamına gelir. Ancak bu da sorunu beraberinde getirmektedir. Şöyle ki 5G ağını kurmak için gerekli küçük hücre sayısı, kırsal alanlarda kurulmasını zorlaştırmaktadır.

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 [92].

### 2.4.3 Masif MIMO Teknolojisi

1990'ların sonlarında ortaya çıkan araştırmalara göre [104] [105], MIMO iletişimi, 2006'da WiFi sistemlerinde, kısa bir süre sonra da 3G hücresel sistemde uygulamaya konuldu [92]. 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. Her şey çoklu giriş-çoklu çıkış anlamına gelen MIMO ile başlar.



Şekil 2.5 Masif MIMO.

Esasen, MIMO, BS ve mobil cihazlarda çok sayıda anten bulunduğu ortaya çıkan iletişimin uzaysal boyutunu gösterir [92]. Masif MIMO, tek bir dizide düzinelere

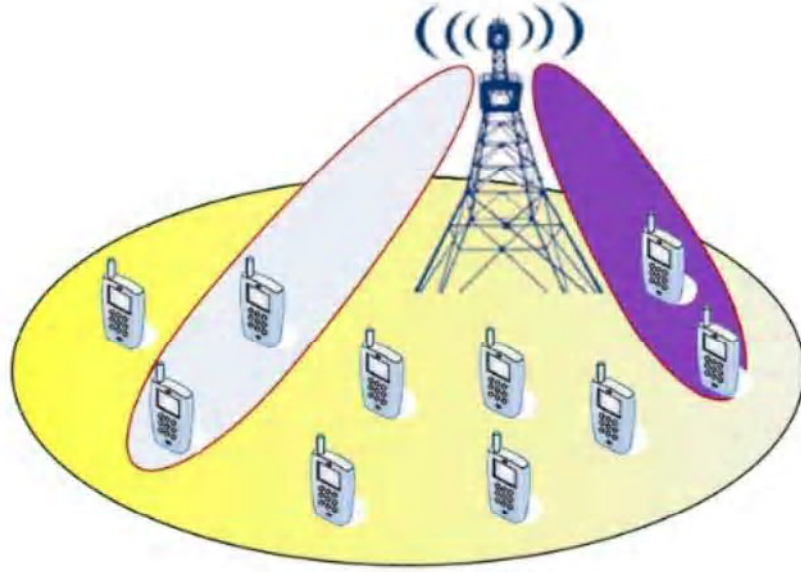
antenin bulunduğu bu konsepti yeni bir seviyeye taşımaktadır. Ancak şimdiye kadar, masif MIMO yalnızca laboratuvarlarda ve birkaç saha denemesinde test edildi. Erken testlerde, saniyede ne kadar veri bitinin belirli kullanıcılara iletilebileceğini ölçen spektrum verimliliğine yönelik olarak yeni rekorlar kırdı. Masif MIMO, cazip faydalar sunmaktadır[92]:

- Artmış BS yoğunlaştırmasına gerek duymadan spektral verimliliğin muazzam iyileştirmeleri, güç verimlilik iyileştirmeleriyle her zaman bir değiş tokuşun konusu olmuştur. [106] [107].
- Büyük sayılar yasasının olumlu eylemlerine neden olan geniş uzaysal çeşitlilikten kaynaklı olarak kanal tepkilerini pürüzsüzleştirmiştir. Esasen, tüm küçük ölçekli rastgelelik, kanal gözlem sayısı arttıkça azalmaktadır [92].
- Her BS ile aynı işaret kaynağını paylaşan aktif kullanıcı grubu arasındaki kanalların benzer dik açılı niteliği nedeniyle basit verme / alma yapılarına sahiptir [92].

Söz konusu fayda vaatleri, 5G ön tartışmalarında masif MIMO'yu merkezi bir konuma yükseltmiştir [108]. Bununla birlikte, hücrel trafiki 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 hücrel baz istasyonları için trafik sinyalizasyon sistemidir. Ve bu süreçte yakındaki kullanıcılar için girişimi (interference) azaltır [109]. Olaya ve teknolojiye bağlı olarak, 5G şebekelerinin bunu uygulamasının birkaç yolu vardır. Hüzmelenme, masif MIMO dizilerinin etraflarındaki spektrumu daha verimli kullanmasına yardımcı olabilir [109]. Masif MIMO için ilk sorun, aynı anda birçok antenden daha fazla bilgi iletirken paraziti azaltabilmektir. Masif MIMO baz istasyonlarında işaret işleme algoritmaları, havadan her kullanıcıya en iyi aktarım yolunu çizer.



Şekil 2.6 Hüzmeleme Teknolojisi.

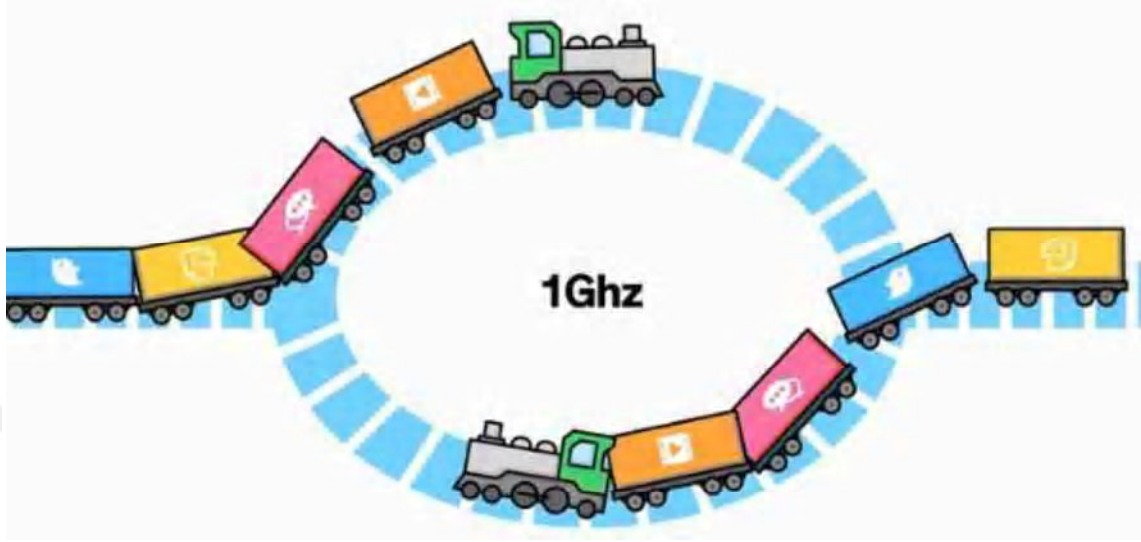
Daha sonra, bireysel veri paketlerini birçok farklı yöne göndererek, binalardan ve diğer nesnelere tam olarak koordine edilmiş bir şekilde sıçratarak gönderebilir. Paketlerin hareketlerini ve varış zamanını koreografi oluşturarak, hüzmeleme teknolojisi, masif MIMO dizisindeki birçok kullanıcının ve antenin aynı anda çok daha fazla bilgi alışverişinde bulunmasına imkan tanır.

Milimetre dalgaları için, hüzmeleme öncelikle farklı bir dizi sorunu çözmek için kullanılır: Hüresel işaretler nesnelere tarafından kolayca engellenir ve uzun mesafelerde sönmeye eğilimindedir [109]. Bu durumda, hüzmeleme teknolojisi, aynı anda birçok yönde yayın yapmak yerine bir işaretin yalnızca kullanıcının yönünü gösteren konsantre bir hüzme içerisine odaklanmasıyla yardımcı olabilir [110]. 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

Günümüzün baz istasyonları ve cep telefonları, aynı frekansta bilgi iletilirken 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. Bu teknoloji Tam çift yönlü (Full Duplex) olarak bilinir.



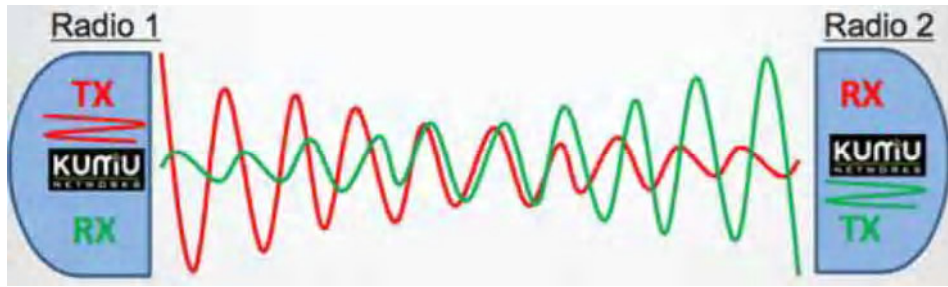
Şekil 2.7 Tam Çift Yönlü Teknoloji.

Tam çift yönlü iletişim, eşzamanlı iletim ve alıma izin vererek geleneksel yarı çift yönlü iletişim üzerinden sistem performansını geliştirme konusunda umut vericidir [111]. 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 [112]. 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.

Bu durum, özellikle radyo dalgalarının karşılıklı 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 [113] [114].

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



Şekil 2.8 Eşzamanlı iletim ve alım.

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, sanal gerçeklik (VR) 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

### İŞBİRLİKÇİ BİR SİSTEMDE RÖLE KONUMLARININ VE GÜÇ TAHSİSİNİN SİSTEM PERFORMANSINA ETKİSİ

#### 3.1 Giriş

Bilgilerin kablosuz kanaldan aktarılması, bilginin değişmesi ihtimaline yol açarak hataların oluşmasına neden olabilir. Hataların oluşması, kanal sönümlene miktarı ile orantılıdır. Her kablosuz kanal, diğer kanallardan farklı olan bireysel ve bağımsız bir sönümlenmeye sahiptir. Bu farklı sönümlenme türlerinin etkisi, aynı bilgilerin aktarılması için birden fazla bağımsız yol kullanılarak en aza indirilebilir. Bu yöntem, MIMO sisteminde çok sayıda verici anteni kullanılarak uygulanır. Ancak mobil cihazlardaki antenlerin çokluğu pratik değildir. Bu sorunun çözümü, mobil cihazlar arasında bir dizi anten yapmak için işbirliğini teşvik etmektir. Bu dizi sanal bir MIMO oluşturabilir.

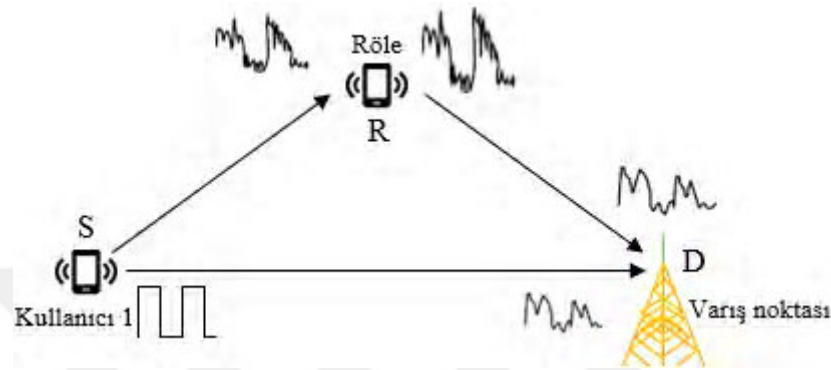
Bu bölümde işbirlikçi iletişim, özellikle de her bir ağ topolojisinin optimum röle yerini arayan AF sistemini farklı topolojilerde (düğümün dağılımı) değerlendiren [115] tarafından sunulan AF işbirlikçi sisteme odaklanılacaktır. Bu çalışmada, referans [115] 'de kullanılan hem kaynak hem de röle için tek tip güç tahsisi (eşit güç tahsisi) yerine farklı güç tahsisleri kullanılmıştır. Bu çalışma, Şekil 3.1'de gösterildiği gibi iki aşamalı işbirlikçi ağ sistemine (veya modeline) dayanmaktadır.

#### 3.2 İşaret İletim Modeli

İki aşamalı işbirlikçi ağ sistemi veya modeli 3 düğümden oluşur: bilgiyi üreten ve ileten kullanıcı / kaynak (S), kullanıcı bilgilerini alan ve tekrar ileten röle / ortak (R) ve Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, kaynaktan gelen ve röleden bilgi alan varış yeri / baz istasyonu (D). Hem kaynak hem de röle aynı verici hedefi paylaşır. Kullanıcı ve rölenin her biri, MIMO'yu sağlamak sahip olduğu tek anteni paylaşması gerekmektedir.

### 3.3 AF İşbirlikçi Metot

Bu bölümde, Şekil 3.1'de gösterilen AF işbirlikçi yöntem modülünün çalışma prensibinin ve Şekil 3.3 ve 3.4'te gösterildiği gibi Kullanıcı (kaynak), ortak (röle) ve bir baz istasyonunun (hedef) sisteminin açıklamasını sunulmaktadır.



Şekil 3.1 AF işbirlikçi yöntem modülü.

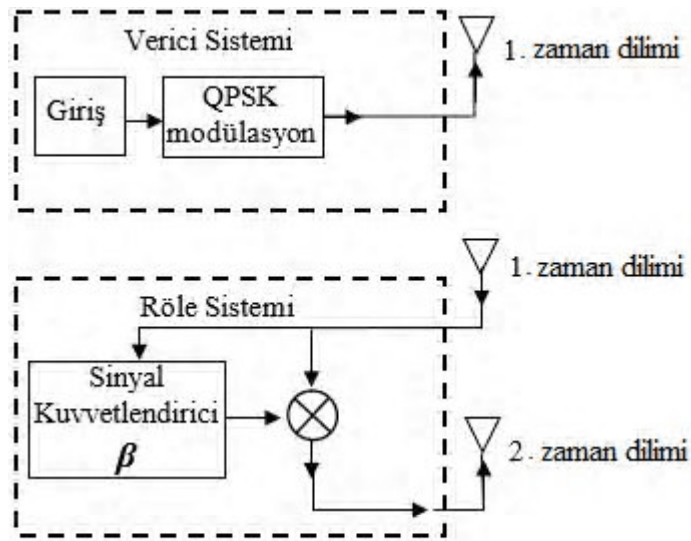
AF işbirlikçi iletişim sistemi sayısız düzeyde gerçekleştirilir. Şekil 3.2de QPSK sisteminin doğrudan iletimdeki (işbirliği olmayan) performansını değerlendirmek için simülasyonun yapıldığı ilk seviyeyi göstermektedir.



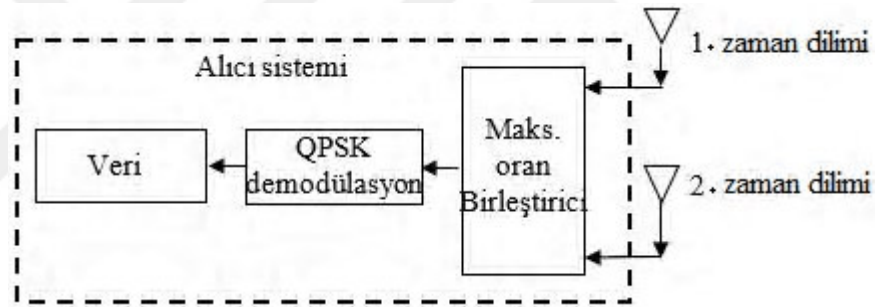
Şekil 3.2 QPSK sisteminin Rayleigh kanalı üzerindeki blok diyagramı.

Vericide, bilgi QPSK modülasyonu kullanılarak modüle edilir. Modülasyondan sonra, bilgiler Rayleigh kanalı üzerinden alıcıya iletilecektir. Alıcıda, bilgi QPSK demodülasyonu kullanılarak demodüle edilecektir.

Şekil 3.3 ve 3.4, Rayleigh kanalı üzerinden iletilirken AF işbirlikçi yöntemin Kaynak - Röle ve Hedef sisteminde QPSK'nın performansını değerlendirmek için simülasyonun yapıldığı ikinci seviyeyi gösterilmektedir.



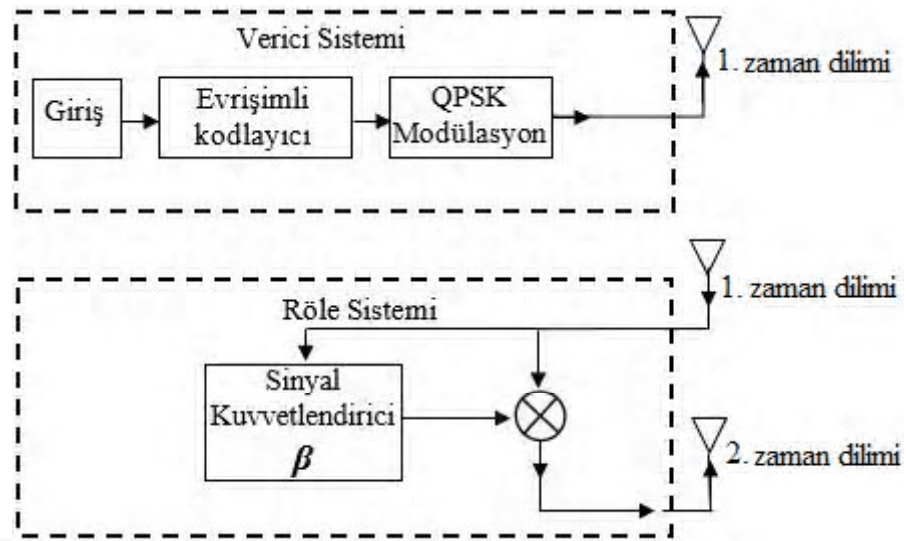
Şekil 3.3 AF işbirlikçi yönteminin kaynak - röle sisteminin blok şeması.



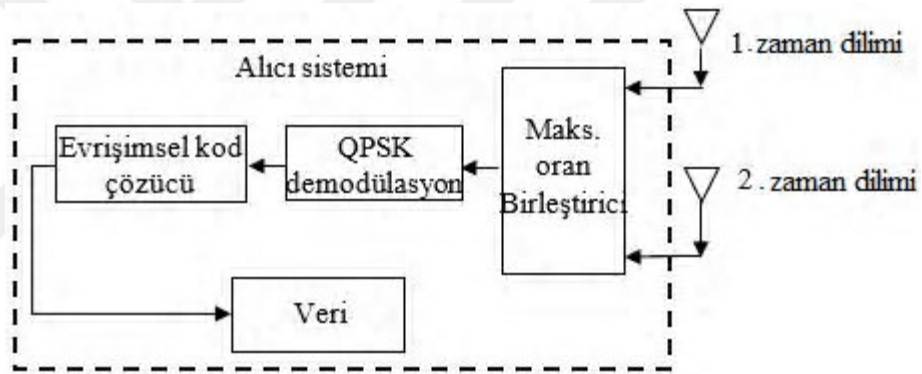
Şekil 3.4 Alıcı düğümü için blok diyagramı.

Şekil 3.5 ve 3.6'de Rayleigh kanalı üzerinden iletildiğinde konvolosyonel kod kullanan QPSK sisteminin performansını değerlendirmek için simülasyonun yapıldığı üçüncü seviye gösterilmektedir. Her bir düğüm bir  $N_T$  anteni ve bir  $N_R$  anteni ile donatılmıştır. Vericide, QPSK modülasyonundan önce, bilgi kod oranı = 1/2 olan konvolosyonel kodlayıcı kullanılarak kodlanacaktır. Modülasyondan sonra, Kaynak, ilk zaman diliminde Rayleigh kanalı üzerinden işareti hem hedef hem de röle düğümlerine iletir.

Şekil 3.6'de aynı işaret için bir çoklu kopya alacak ve bu kopyaları bir arada QPSK demodülatöründe çıkarılacak birleştiricide birleştirecek olan hedef düğümü göstermektedir. Sonra konvolosyonel kod çözücünün kodunu çözecektir.



Şekil 3.5 Evrişimli (konvolosyonel) kodlayıcı ile AF işbirlikçi yönteminin kaynak - röle sisteminin blok şeması.



Şekil 3.6 Evrişimli (konvolosyonel) kodçözücü ile AF işbirlikçi hedef sisteminin blok şeması.

### 3.4 AF Sisteminin Tanımı

AF iletişim sistemi, işaretin kaynağından, iletiği ortamdan geçtiği, ardından röle tarafından tekrar iletiği ve alıcıda sona erdiği çeşitli aşamalara göre tanımlanabilir.

#### 3.4.1 Kaynak Verici

Vericiye girdi olarak uzun bir rastgele 0 ve 1 bit dizisi üretilir. Bu bitler,  $1 \times m$  boyutlarında matris içinde depolanan verilerle temsil edilir. Burada  $m$ , veri dizisinin uzunluğudur. Bir sonraki işlem konvolosyonel koddur. Konvolosyonel kodlama tekniğini kullanmanın amacı, 1. bölümde belirtildiği gibi gürültü durumundan etkilenen iletişim kanalı üzerinden hatalı iletim olasılığını azaltmaktır. Kodlayıcıya giriş, ikili bir akıştır. Giriş bitlerinin sayısı, kaydırmalı kaydediciye kaydırılan  $k$ 'dir. Her bir  $k$  giriş biti için çıkış biti sayısı  $n$  bittir. Konvolosyonel kodlayıcı, jeneratörleri (üreteçleri)

tarafından tanımlanır. Kaydırma yazmacı, kod kısıtlama uzunluğu  $L$ 'den meydana gelir. Şekil 1.23'te gösterildiği gibi bu sistemde, sistemde kullanılan konvolosyonel kodunun parametreleri, kod oranı ( $R_c = k/n$ ) ile  $k = 1$ ,  $L = 5$ ,  $n = 2$ 'dir. Yani,  $R_c = 1/2$ .

Kodlanmış bit akımı daha sonra (QPSK) modülasyonu kullanılarak modüle edilir. Daha sonra kaynağın kodlanmış ve modüle edilmiş sembolleri hem röleye hem de varış yerine iletilir.

### 3.4.2 Kanal Modeli

Kablosuz iletişimde, kullanıcılardan gönderilen işaret hava yoluyla yayılır. Görüş mesafesi (LOS) yayılımından dolayı, MIMO kanalının en güçlü yayılma bileşeni deterministik bileşene karşılık gelir (ayrıca speküler bileşenler olarak da adlandırılır). Öte yandan, diğer tüm bileşenler rastgele bileşenlerdir (NLOS nedeniyle saçılma bileşenleri olarak da adlandırılırlar) [1]. Yayın kanalı dağılımı,  $\sigma^2$  ve sıfır ortalama varyanslı Gauss dağılımı olan Rayleigh kanal dağılımını takip etmektedir. Bu da LOS bileşeninin olmadığı anlamına gelir ( $K = 0$ ):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \quad (3.1)$$

Öte yandan, LOS'un herhangi bir bileşeninde ( $K > 0$ ), yayın kanalı dağılımı, varyansı  $\sigma^2$  ve ortalaması  $q$  olan Gauss dağılımını veya  $K$  olarak artarken Rician dağılımını takip eder:

$$q = \sqrt{\frac{K}{K+1}}, \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \quad (3.2)$$

Bu nedenle, bu çalışmada, MIMO sisteminin kanal matrisi (1.4) olarak tanımlanma eğilimindedir:

$$H = \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_{dLOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{rNLOS}$$

İşbirlikçi iletişim kanalı, kullanıcı içi kanal (kullanıcı ve röle arasında) ve iki uplink kanalı (ilki kaynak ve hedef arasında, ikincisi ise röle ile hedef arasında) olmak üzere üç bağımsız kanala sahiptir. Kaynak, Rayleigh kanalı üzerinden 1. zaman diliminde röleye ve hedefe iletilecektir.

### 3.4.3 Röle Vericisi

Birinci zaman diliminde, röle kaynak iletimini orijinal işaretin gürültülü versiyonu olarak alacaktır. Bu işaret zayıflama ve gürültüden muzdariptir. Aynı zamanda, röle, ikinci zaman diliminde hedef düğüme yeniden iletilmeden önce alınan işareti yükseltme faktörü ( $\beta$ ) ile çarparak yükseltecektir. Burada kuvvetlendirme faktörü  $\beta$ , aşağıdaki gibi hesaplanabilir [29].

$$\beta = \sqrt{\frac{E_b}{E_b |h_{SR}|^2 + N_0}} \quad (3.3)$$

Burada  $E_b$ , iletilen işaretin enerjisi,  $h_{SR}$ , kaynak-röle arasındaki kanal sönümlenme katsayısı ve  $N_0$  uplink kanalındaki iletim sırasındaki AWGN'nin varyansıdır.

### 3.4.4 Hedef Alıcı

Aynı veri patlamasıyla birden fazla gelen aktarım olabilir. Bu nedenle, gelen işaretlerin BER'i azaltmak için birleştirilmesi gerekir. Birinci zaman diliminde, hedef kaynak iletimini alır. İkinci zaman diliminde, hedef, faktörü yükselterek yükseltmeden sonra röle tarafından iletilen kaynak bilgisini alır ( $\beta$ ). Birinci ve İkinci zaman dilimlerinde gelen işaretler için en uygun birleştirmeyi tasarlamak amacıyla, 3 düğüm ağının mükemmel CSI'nin hedefte mevcut olduğu varsayılmaktadır. Maksimum Oran Birleştiricisi (MRC), hedefte bir işaret birleştiriciye adapte edilmiştir. Bu yazıda, MRC mümkün olan en iyi performansı elde eder. MRC'de, dağıtımdaki birinci ve ikinci zaman aralıklarının her bir giriş işareti, karşılık gelen konjuge kanal kazancına ile çarpılacaktır [38].

$$y_d = \sum_{i=1}^k h_{id}^* y_{id} \quad (3.4)$$

Bu çalışma bir röle sistemi kullanmaktadır. Bu nedenle, bu denklem şöyle yazılabilir:

$$y_d = h_{sd}^* y_{sd} + h_{rd}^* y_{rd} \quad (3.5)$$

Bu denkleme biraz daha yakından bakıldığında, çoklu-sekmeli bir ortamda bu yöntemin dezavantajını fark etmek kolaydır. MRC, çoklu sekmeli bağlantının yalnızca son sekmesini yani son kanalı dikkate alır. Bu nedenle, MRC kullanımını sadece sistemde bir

hata düzeltme kullanıldığında önerilmektedir. Bu çalışmada, konvolosyonel kodu kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

### 3.5 Teorik Analiz

Büyük ölçekli sönmülemde yol kaybının, yol kaybının denklemde gösterilen mesafe ile doğru orantılı olduğu durumda tahmin edilir [38]:

$$PL(A, B) = \frac{Q}{(d_{A,B})^\alpha} \quad (3.6)$$

Q, çevreye bağlı bir sabit olduğunda,  $d_{A,B}$  A ve B düğümleri arasındaki mesafeyi gösterir, ve  $\alpha$ , yol kaybı üssüdür dörde eşittir (engellenen bina) [2]. S ve D arasında bir birim yol kaybı varsayarsak, röledeki alınan enerji, aşağıdaki eşitliğe göre varış yerindeki alınan enerji ile ilgili olabilir,

$$E(s, r) = \frac{PL(s, r)}{PL(s, d)} E(s, d) = \left( \frac{d_{s,d}}{d_{s,r}} \right)^4 E(s, d) = G_{sr} E(s, d) \quad (3.7)$$

Burada,  $E(s, d)$ 'in S ve D arasındaki kanal iletilen ortalama ve dolayısıyla alınan enerjidir. Bu nedenle, kaynak ile hedef arasındaki yukarı-bağlantıya göre kullanıcı içi kanalın güç kazancı veya geometrik kazanç 3.8'de verilmektedir

$$G_{sr} = \left( \frac{d_{sd}}{d_{sr}} \right)^4 \quad (3.8)$$

Sistemde aktarılan toplam gücün E olduğunu ve E'nin sabit olduğunu varsayıyoruz. Kaynak düğümüne tahsis edilen güç  $E_s$ , röle düğümündeki güç  $E_r$ 'dir. Sonra  $E = E_s + E_r$  sağlanmalıdır [116]. İlk iletim sırasında röle düğümünde kaynak düğümünden alınan işaret şöyle yazılabilir:

$$y_{sr} = \sqrt{E_s} \sqrt{G_{sr}} h_{sr} x_s + n_{sr} \quad (3.9)$$

Kaynak ve hedef arasındaki uplink'e göre röle ile hedef arasındaki uplink'deki güç kazancı şu şekilde hesaplanabilir:

$$G_{rd} = \left( \frac{d_{sd}}{d_{rd}} \right)^4 \quad (3.10)$$

Semboller Rôle düğümünden aşağıdaki gibi iletilir:

$$y_{rd} = \sqrt{E_r} \sqrt{G_{rd}} h_{rd} \beta y_{sr} + n_{rd} \quad (3.11)$$

Kaynak ile hedef arasındaki uplinkdeki güç kazancı birimdir:

$$G_{sd} = 1 \quad (3.12)$$

Hedef düğümdeki alınan işaret şu şekilde ifade edilebilir:

$$y_{sd} = \sqrt{E_s} h_{sd} x_s + n_{sd} \quad (3.13)$$

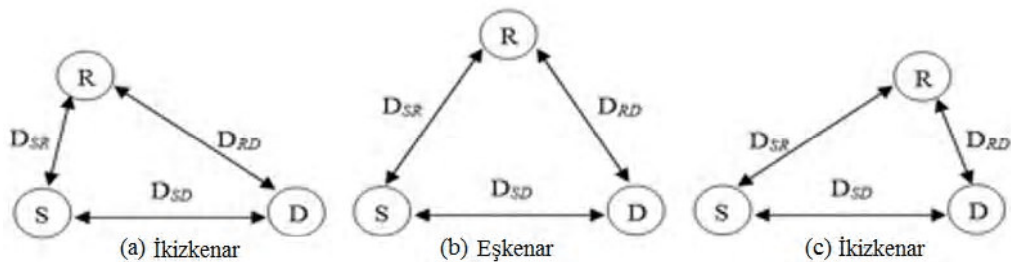
### 3.6 Topoloji Modellerinin Analizi

Topoloji 4 model ile gösterilmektedir. Sırasıyla eşkenar üçgen, ikizkenar üçgen, lineer ve çeşitkenar üçgen olarak.

#### 3.6.1 Eşkenar Üçgen Topolojisi

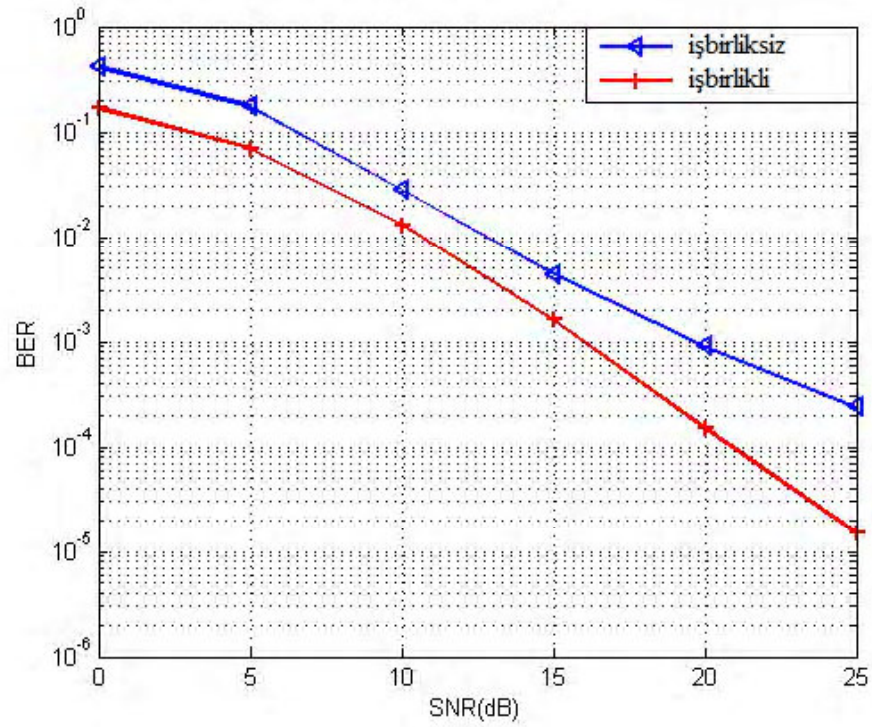
Eşkenar üçgen topolojisi, Şekil 3.7 (b) 'de olduğu gibi, kaynak, hedef ve röle arasındaki mesafeye eşittir. Bu nedenle, (3.8) 'de yer değiştirirken, güç kazancı her düğümde aşağıdaki gibi eşit olacaktır:

$$G_{sr} = G_{rd} = G_{sd} = 1 \quad (3.14)$$

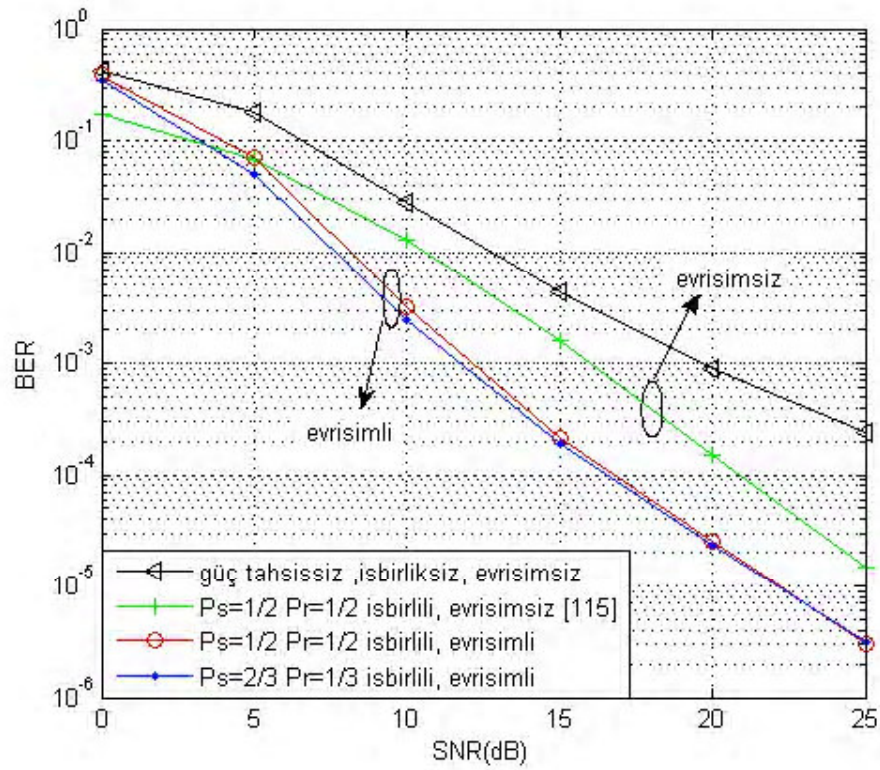


Şekil 3.7 Rölenin çeşitli pozisyonları.

Şekil 3.8'de gösterilen eğri, eşkenar üçgen topolojisindeki Rayleigh kanalı üzerinden doğrudan (işbirliği çalışmayan) ve işbirlikli çalışan QPSK'nın performansını göstermektedir. SNR arttığında işbirlik yapmayan BER'in azalacağını gösterir. Bunun nedeni gürültü gücünün azalmasıdır. Şekil 3.8'de gösterildiği gibi, SNR değeri 0 dB'ye eşit olduğunda, BER'in en kötü değeri  $10^{-1}$ 'den fazladır. Ancak, SNR değeri 20 dB'ye eşit olduğunda, BER daha iyi bir değere sahip, yaklaşık  $10^{-3}$  olacaktır. Aynı rakam, BER'in AF işbirlikli performansının işbirlik yapılmayan iletim performansından daha iyi olduğunu ortaya koymaktadır.



Şekil 3.8 İşbirlikli ve işbirlik olmayan sisteminin BER performansı ( $d_{sd} = d_{sr} = d_{rd} = 1$ ).



Şekil 3.9 Evrişim (Konvolosyonel) kod, işbirlikli sisteminin performansı üzerinde ( $d_{sd} = d_{sr} = d_{rd} = 1$ ) ve çeşitli tahsis edilmiş güç, Kaynak gücü ( $P_s$ ) ve Röle gücü ( $P_r$ ) ile birlikte değişir.

Şekil 3.9, referans [115] 'da sunulduğu gibi işbirlikçi sistemin BER performansını ve konvolosyonel işbirlikçi kullanan sistemimize kıyasla göstermektedir. Sistemin BER performansını artırabilen böyle bir iletim sisteminde konvolosyonel kodunu kullanmanın etkisini açıkça göstermektedir. Daha spesifik olarak, yaklaşık  $10^{-4}$ 'lük bir BER elde etmek için konvolosyonel kodlu sistem için gerekli SNR evrişimsiz kodlanmış sistemden 5 dB daha azdır.

### 3.6.2 İkizkenar Üçgen Topolojisi

Şekil 3.7'de (a) ve (c) olarak belirtilen ikizkenar üçgen topolojisi, düzenlemenin, rölenin göndericiye hedefe daha yakın ve hedefe göndericiden daha yakın olduğu yerde gösterilmektedir. Bu topolojide röle konumu rastgele olmayacak, ancak matematiksel bir ilişki tarafından yönetilecektir. İlk durumda, şekil 3.10 (a) 'da gösterildiği gibi  $d_{sd} = d_{sr} = d$ , ve  $d_{rd} < d$

$$d_{rd} = d \sqrt{2(1 - \cos \theta)}, \quad \theta \in \left(0, \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.15)$$

Eğer  $\theta = \pi/4$  ve  $d = 1$ , sonra  $d_{rd}$  değer eşit olacak (0.765367) ve hatırlama denklemi ile (3.8)  $G_{rd}$  şuna eşit olacaktır:

$$G_{rd} = (d_{sd}/d_{rd})^4 = (1/0.765367)^4$$

Kaynak - Hedef ve Kaynak - Röle arasındaki güç kazanımı birlik olacak (3.10):

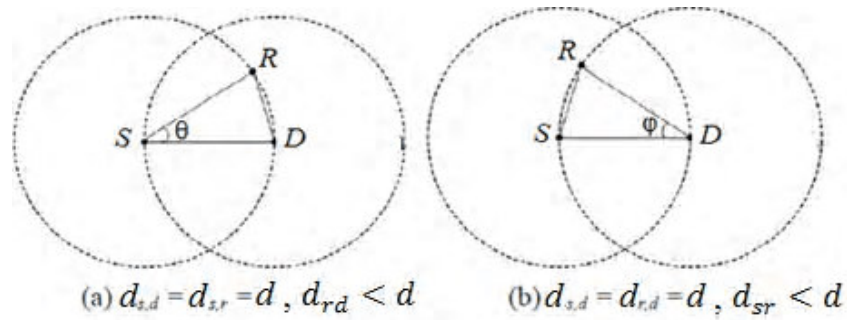
$$G_{sr} = G_{sd} = 1$$

İkinci durumda, şekil 3.10 (b) 'de gösterildiği gibi  $d_{sd} = d_{rd} = d$ , ve  $d_{sr} < d$  o zaman hesaplayabiliriz  $d_{sr}$  (3.15) yerine geçerek:

$$d_{sr} = d \sqrt{2(1 - \cos \varphi)}, \quad \varphi \in (0, \pi/3)$$

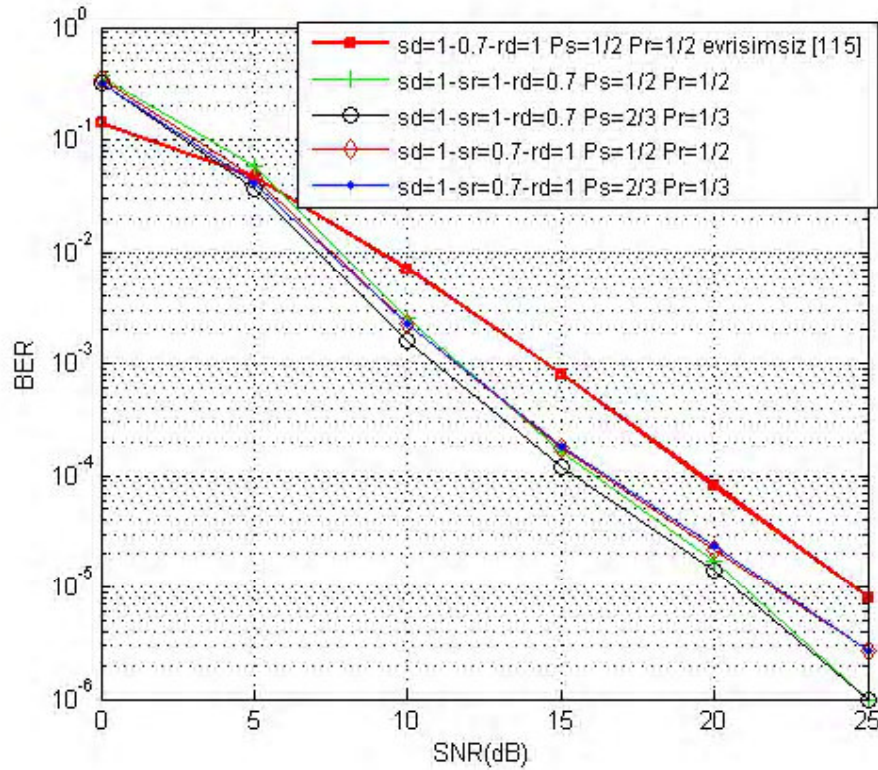
Eğer  $\varphi = \pi/4$  ve  $d = 1$  olursa, sonra  $d_{sr}$  (0,765367) ye eşit olacaktır.

$$G_{sr} = (d_{sd}/d_{sr})^4 = (1/0.765367)^4, \quad G_{rd} = G_{sd} = 1$$



Şekil 3.10 İki kenar üçgen topolojisi örnekleri.

Şekil 3.11, iki kenar üçgen topolojisi üzerinden farklı röle konumlarıyla iletişim kurarken konvolüsyonel işbirlikçi sisteminin BER performansını göstermektedir. Şekil 3.11, evrimsel olmayan sistemin (0-5) dB'den daha iyi bir performans sunduğu referans [115] 'daki aynı topolojiyle karşılaştırıldığında, SNR konvolüsyonel sistemi artırır, evrimsel olmayan sistemden daha iyi bir performans gösterir. Ayrıca, kaynak rölesi için hem eşit hem de eşit olmayan güç tahsis edildiğinde, mesafeye yakın olan rölenin daha iyi BER performansı elde ettiğini göstermektedir.



Şekil 3.11 İki kenar üçgen topolojisinin farklı  $d_{sd}, d_{sr}, d_{rd}$  'ler için BER performansı.

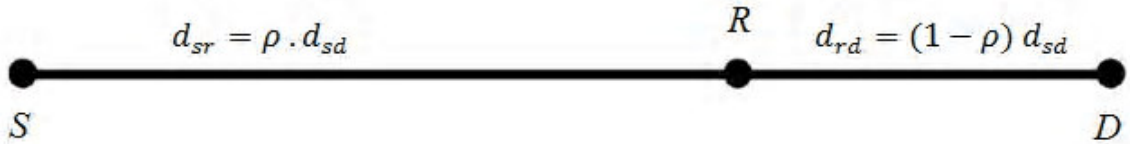
Bu simülasyon sonucu, hedef ve röle arasındaki mesafe arttıkça BER performansını daha da kötüleştiğini göstermektedir. Ve röle kaynağından uzakta olduğunda, gerekli olan SNR'nin 21dB olduğu ve BER  $10^{-6}$ 'nın SNR 25dB ile elde edilebildiği tahsis edilen güce bakılmaksızın, BER, yaklaşık  $10^{-5}$ 'lik BER elde edileceği yerde daha iyi olacaktır.

### 3.6.3. Linear Topoloji

Şekil 3.12 ile gösterilen lineer (doğrusal) topolojide, R rölesi kaynak ve hedef arasındaki SD mesafesi boyunca düz bir yolda hareket eder,  $d_{sd}$ 'nin sabit bir değer olduğunu varsayarsak,  $d_{sr} = \rho \cdot d_{sd}$ .  $\rho \in (0,1)$ ,  $d_{rd} = (1 - \rho) d_{sd}$ ,  $\rho$  belirli bir anda röle hareketinin miktarını gösterir. Daha sonra, rölenin en uygun yerini belirleme süreci, sırasıyla (3.6) ve (3.8) 'te  $d_{sr}$  ve  $d_{rd}$  değiştirilerek yapılabilecek her bağlantı için ( $G_{sr}$  and  $G_{rd}$ ) gücü hesaplamalıdır:

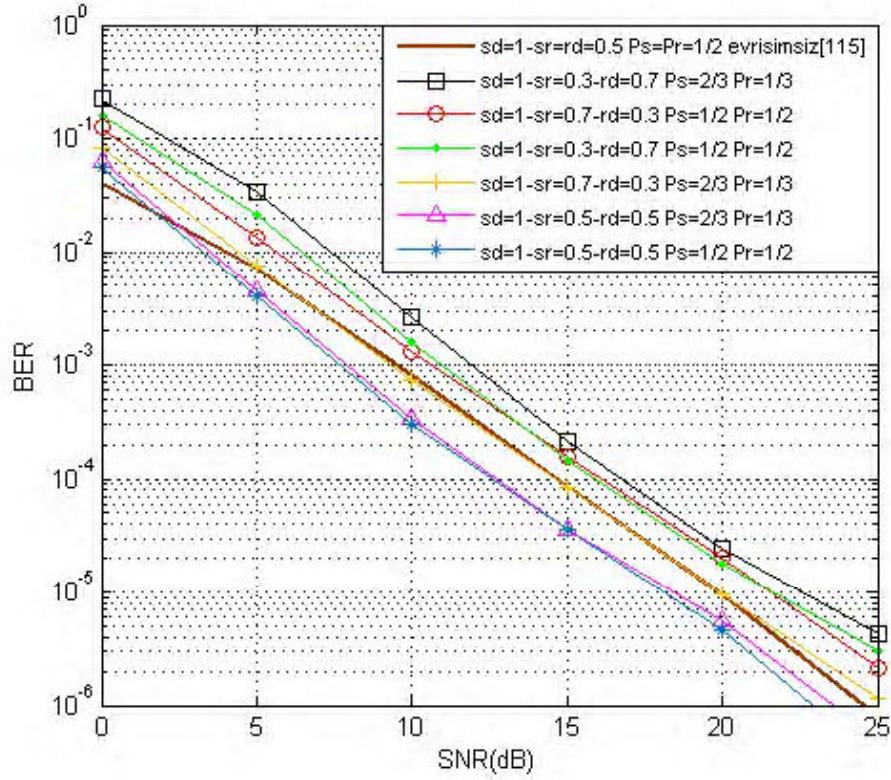
$$G_{sr} = (d_{sd}/\rho d_{sd})^4 = (1/\rho)^4$$

$$G_{rd} = (d_{sd}/(1 - \rho) d_{sd})^4 = (1/(1 - \rho))^4$$



Şekil 3.12 Doğrusal topoloji örneği.

Şekil 3.13, doğrusal topoloji üzerinden haberleşirken sistemin BER performansının karşılaştırmasını, yine referans [115] 'daki sonuçla karşılaştırıldığını göstermektedir. Dahası, konvolosyonel sistem daha iyi BER performansını elde eder. Simülasyon, röle kaynak ve hedef arasındaki orta mesafeye yerleştirildiğinde, önceki topolojilerden farklı olarak 22 dB'de yaklaşık  $10^{-6}$  olan en iyi BER performansını elde edebileceğini göstermektedir. Doğrusal topolojide eşit güç dağılımı biraz daha iyi BER performansı sunarken, diğerlerinde eşit olmayan güç dağılımı en iyi performansı vermiştir.



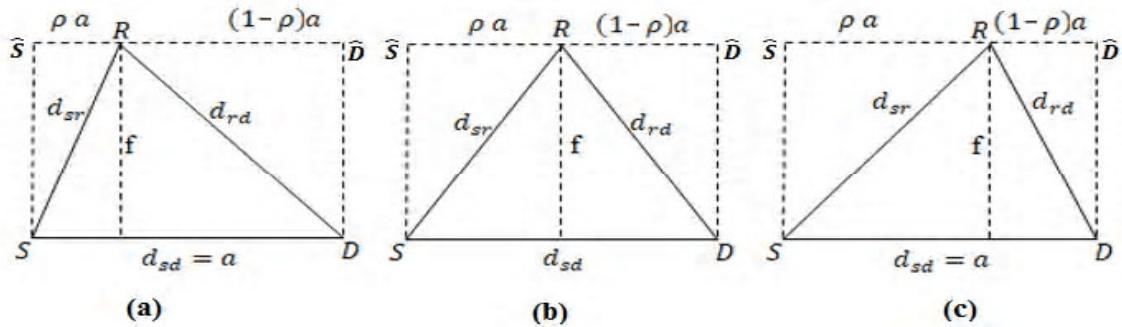
Şekil 3.13 Farklı  $d_{sd}$ ,  $d_{sr}$ ,  $d_{rd}$  ile doğrusal topolojinin BER performansı.

### 3.6.4 Çeşitkenar Üçgen Topolojisi

Şekil 3.14'da gösterildiği gibi çeşitkenar üçgen topolojisinde, röle hareket ederken kazancını hesaplamamız gerekmektedir. Bunu yapmak için, R ve  $d_{sd}$  arasındaki mesafeyi temsil eden ve önce hesaplanması gereken  $f$  aşağıdaki gibi farklı değerler alacaktır:

A. Şekil 3.10 (b)'de, Eğer  $d_{sr} = d_{rd} = d_{sd} = a$  olursa

$$f = \sqrt{a^2 - (a/2)^2} \quad (3.16)$$



Şekil 3.14 Çeşitkenar üçgen topolojisi.

Şekil 3.14'te ( $\hat{S}\hat{D}$ ) çizgisi, (SD) çizgisinin paralel bir yansımasını temsil eder.  $\hat{S}R$ ,  $d_{\hat{S}R} = \rho\alpha$ ,  $R\hat{D}$  olduğu  $d_{R\hat{D}} = (1 - \rho)\alpha$ . Şimdi R, ( $\hat{S}\hat{D}$ ) çizgisi boyunca,  $\hat{S}$  yakınına hareket ederse, o zaman, Şekil 3.14 (b) 'deki eşkenar üçgen, Şekil 3.14 (a)' da olduğu gibi çeşitkenar üçgen olur. Bu,  $d_{\hat{S}R} < \alpha / 2$  mesafesi anlamına gelir ve aşağıdaki gibidir:

$$d_{sr} = \sqrt{f^2 + (\rho\alpha)^2} \quad (3.17)$$

Aynı zamanda  $d_{rd}$  ilişkisi olarak hesaplanabilir:

$$d_{rd} = \sqrt{f^2 + [(1 - \rho)\alpha]^2} \quad (3.18)$$

Eğer  $d_{sd} = 1 = \alpha$  ise, eşitlik (3.17) 'de yerine koyarak,  $f = 0.866$ , ve  $\rho = 0.35$  ise,  $d_{sr}$  eşitlik (3.17) 'deki gibi olacaktır:

$$d_{sr} = \sqrt{(0.866)^2 + (0.35)^2} = 0.93$$

Ve  $d_{rd}$  eşitlik (3.18) 'daki gibi hesaplanabilir:

$$d_{rd} = \sqrt{(0.866)^2 + (1 - 0.35)^2} = 1.08$$

Kazanç şimdi şu şekilde elde edilebilir:

$$G_{sr} = (d_{sd}/d_{sr})^4 = (1/0.93)^4, G_{rd} = (d_{sd}/d_{rd})^4 = (1/1.08)^4$$

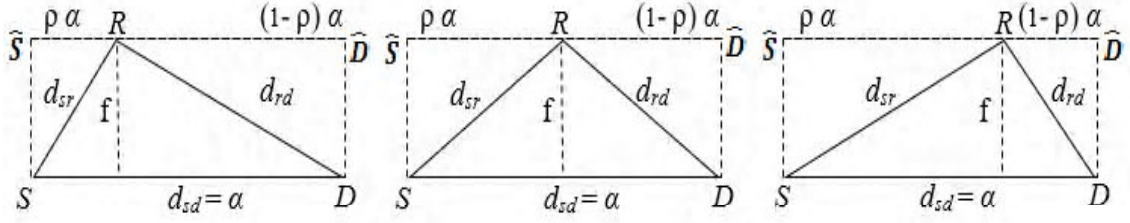
Aynı matematiksel yaklaşım, eğer R,  $d_{sd}$  çizgisinin paralel çizgisi boyunca,  $\hat{D}$  ye yakın hareket ederse geçerlidir, (Şekil 3.14 (c) 'de temsil edilen). Daha sonra  $d_{\hat{S}R} > \alpha / 2$ . Yine, eğer  $d_{sd} = 1 = \alpha$ , o zaman  $f = 0.866$ , ve eğer  $\rho = 0.65$  ise,  $d_{sr}$  (3.17) 'deki gibi olacaktır,  $d_{sr} = 1.08$  ve  $d_{rd} = 0.93$  olarak alınarak.

Kazanç aşağıdaki gibi olacaktır:

$$G_{sr} = (1/1.08)^4, G_{rd} = (1/0.93)^4, G_{sd} = 1$$

**B.** Burada,  $\hat{S}\hat{D}$  çizgi ile SD çizgisi arasındaki mesafeninki, (f) ile temsil edilen,  $f > 0$  koşulu altında farklı bir değere sahip olması durumu ( $f = 0$ , doğrusal topoloji anlamına gelir) inceleyenmiştir.

Şekil 3.15 (b) 'de  $d_{sr} = d_{rd} \neq d_{sd}$  ,  $d_{sd} = a = 1$  ,  $f = a(3/4)$



Şekil 3.15 Çeşitkenar üçgen topolojisi.

Eğer R,  $(\hat{S}\hat{D})$  çizgisi boyunca hareket ederse, S'ye daha yakın, sonra  $d_{SR} < \alpha / 2$ , ve  $\rho = 0.35$  ise,  $d_{sr}$ , eşitlik (3.17) 'te f ile değiştirilerek hesaplanır:

$$d_{sr} = \sqrt{(0.75)^2 + (0.35)^2} = 0.82$$

$d_{rd}$  için eşitlik (3.18) olarak aynı şeyi söyleyebiliriz:

$$d_{rd} = \sqrt{(0.75)^2 + [(1 - 0.35)\alpha]^2} = 0.99$$

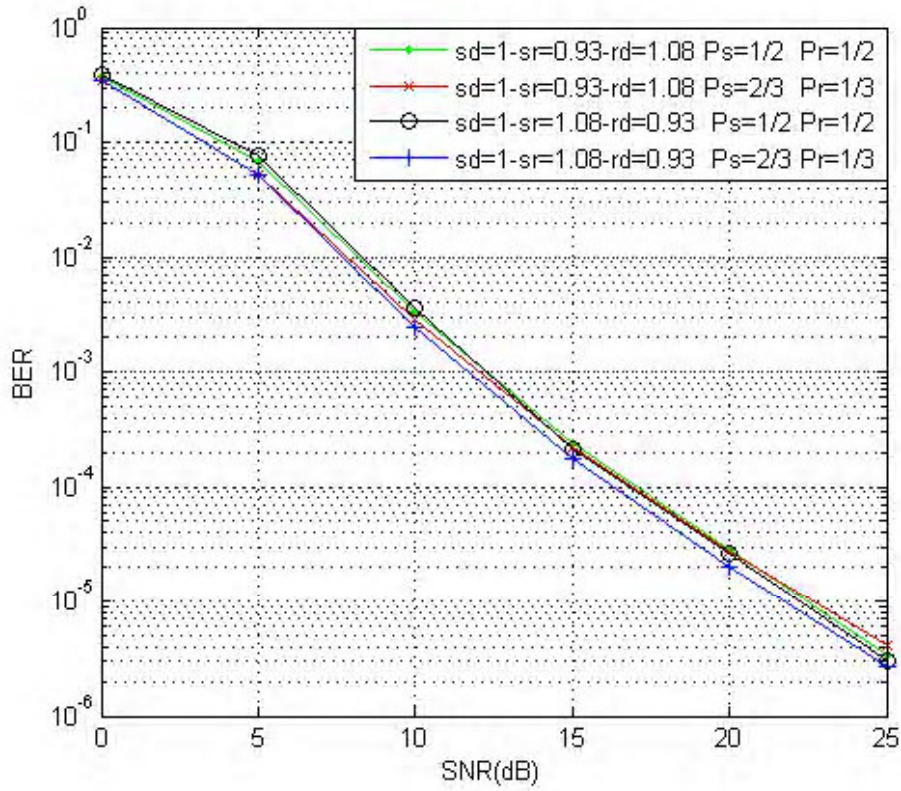
Kazanç şimdi aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$G_{sr} = (1/0.82)^4 , G_{rd} = (1/0.99)^4 , G_{sd} = 1$$

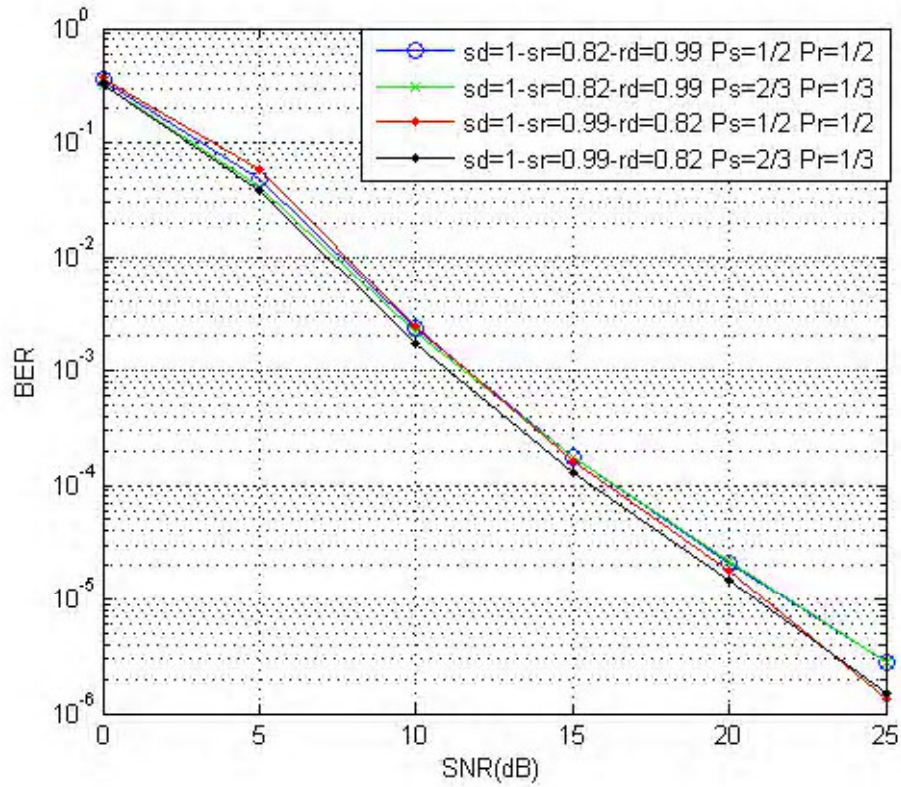
Yine, (3.17) ve (3.18) denklemindeki matematiksel modül, eğer R,  $d_{sd}$  çizginin paralel çizgisi boyunca hareket ederse,  $\hat{D}$ 'ye daha yakın,  $d_{SR} > \alpha / 2$  ve  $\rho = 65$  değerinde olduğunda uygulanabilir:

$$G_{sr} = (1/0.99)^4 , G_{rd} = (1/0.82)^4 , G_{sd} = 1$$

Şekil 3.16 ve 3.17, sistemin BER performansını, sırasıyla çeşitkenar üçgen topolojisi (A) ve (B) üzerinde farklı güç tahsisi ile simüle etmektedir. Şekil 3.16 ve 3.17'da, her topolojideki röle konumları arasında ayrı ayrı performans farkını zar zor görüyoruz.



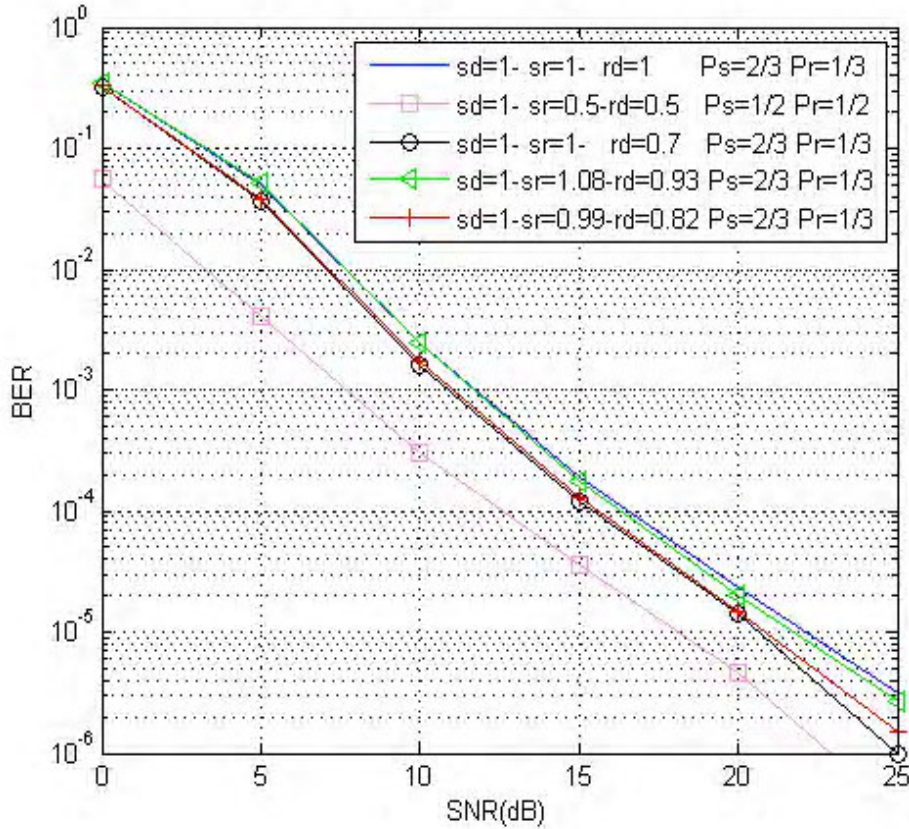
Şekil 3.16 Çeşitkenar üçgen topolojisinin (A)  $d_{sd}$ ,  $d_{sr}$ ,  $d_{rd}$  için BER performansları.



Şekil 3.17 Çeşitkenar üçgen topolojisinin (B)  $d_{sd}$ ,  $d_{sr}$ ,  $d_{rd}$  için BER performansları.

Eşkenar üçgen topolojisi ile ikizkenar üçgen topolojisi arasında BER simülasyon karşılaştırmaları: (b) ( $\pi / 4$ ,  $R_{sr} = 0.765$ ), doğrusal topoloji ( $\rho = 0.5$ ), çeşitkenar üçgen topolojisi (A) ( $R_{sr} = 0.81$ ), ve (B) ( $R_{sr} = 0.79$ ), Şekil 3.18'de gösterilmiştir. BER'in doğrusal topoloji performansının ( $\rho = 0.5$ ) en iyisi olduğunu görebiliriz. İkizkenar üçgen topolojisi (b) ( $\pi / 4$ ,  $R_{rd} = 0.765$ ), aynı BER'in çeşitkenar üçgen topolojisi (B) performansına sahiptir ( $R_{sr} = 0.99$ ,  $R_{rd} = 0.82$ ) ve çeşitkenar üçgen topolojisine (A) eşit olan eşkenar üçgen topolojisinden daha iyidir ( $R_{sr} = 1.08$ ,  $R_{rd} = 0.93$ ).

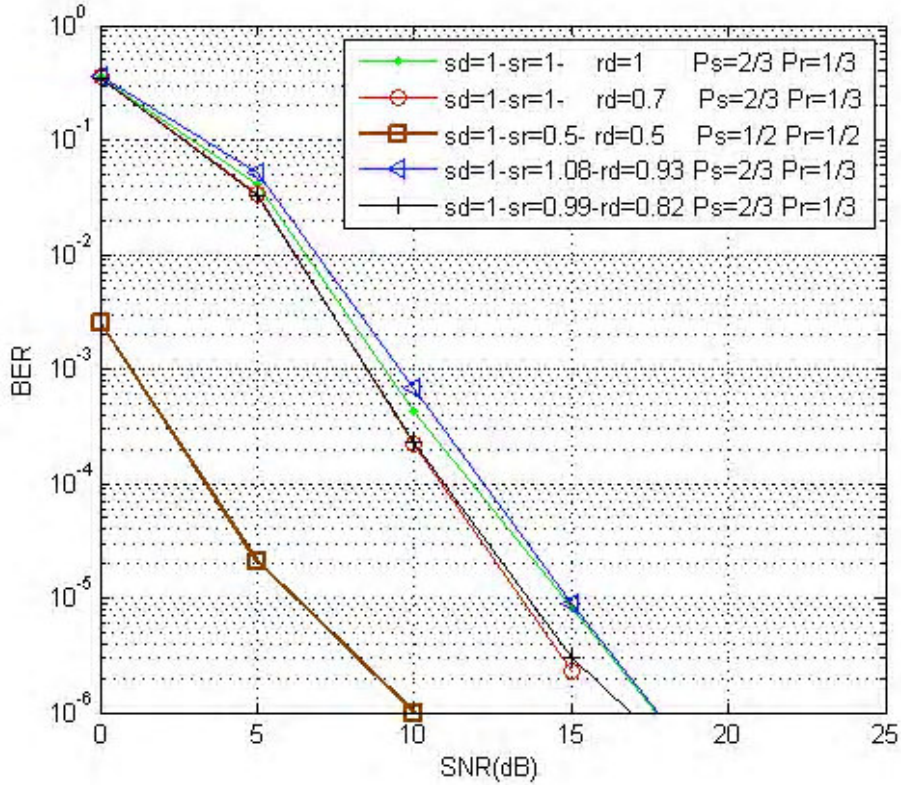
Şekil 3.19'de gösterildiği gibi, iç-kullanıcılar (kaynak-röle) kanalı Rician Sönümlü kanalı olarak simülasyon yapılmıştır. Bu durumda, Rician Sönümlü kanalının BER performansı bütün topolojiler üzerinde önemli bir etkisi olduğunu görebiliriz.



Şekil 3.18 arasındaki performansın Rayleigh kanalı üzerinden karşılaştırılması.

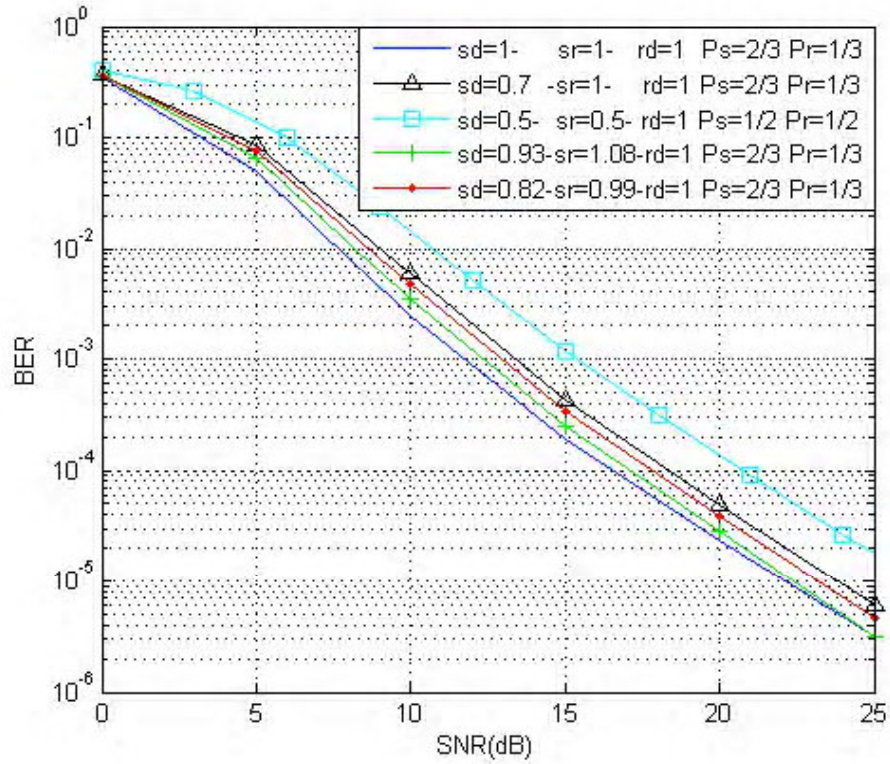
Şekil 3.18'ye kıyasla, Şekil 3.19, Rician kanalı üzerindeki sistemin Rayleigh kanalından daha iyi BER performansı sunduğunu göstermektedir. Sonuç, kullanıcı içi kanalın kalitesi arttıkça AF yönteminin BER performansının arttığını göstermektedir.

Bu yöntemde, her rölenin aldığı işaret bir gürültü işareti olduğundan, sönümlemeden muzdariptir. Bu nedenle, orijinal işaretin gürültülü versiyonunun röle tarafından tekrar gönderilmeden önce güçlendirilmesi gerekir. Bunu yaparken, işarettaki gürültü de artar. Bu analizden, Görüş mesafesi (LOS) çevre yayılımı, AF işbirlikçi yöntemini desteklemektedir.

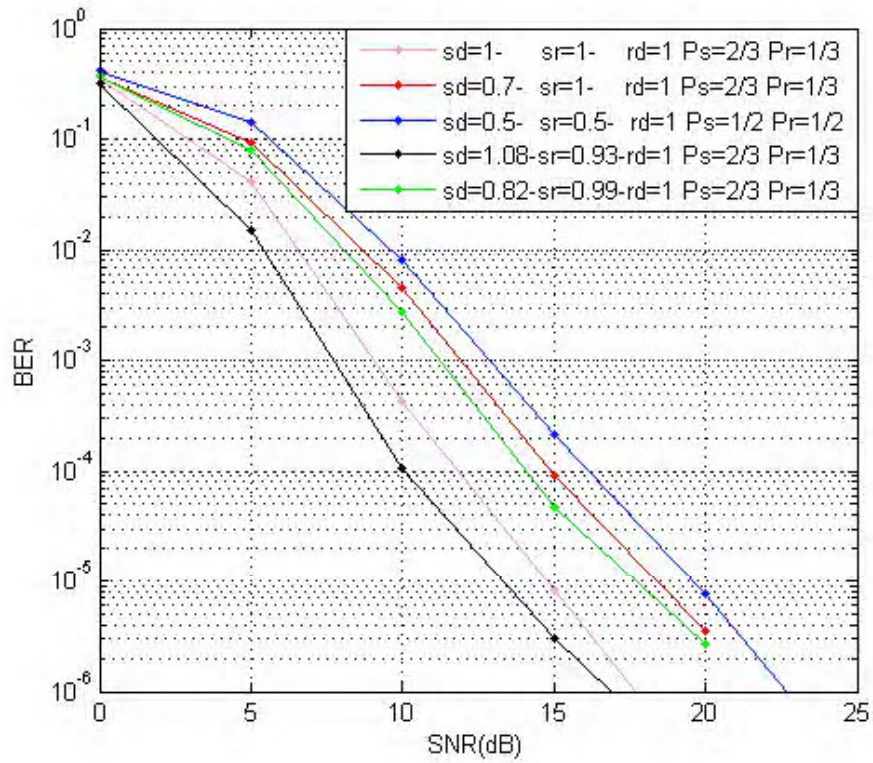


Şekil 3.19 Rician iç-kullanıcı kanal üzerinde tüm topoloji performanslarının karşılaştırılması.

Şekil 3.20'da, kaynak-rölenin sistemdeki rolü röle-kaynak ile değiştirilmiştir. Bu da rölenin kaynağın konumunu alması ve bunun tersidir. Tüm topolojilerdeki sistem performansı simüle edildi. Sonuçlar, eşkenar üçgenin diğer tüm topolojileri geride bıraktığını göstermektedir. Ayrıca, eşkenar üçgen topolojisi, kaynak rölesi konumlarını nasıl değiştirirse değiştirsin, çok istikrarlı bir performans sunmaktadır. Kullanıcı içi Rician kanalı ile aynı sistem, Şekil 3.21'da simüle edilmiştir. Çeşitkenar A topolojisinin en iyi BER performansını elde ettiğini görüyoruz.



Şekil 3.20 Röle-Kaynak gibi davrandığında topolojiler arasındaki performansın Rayleigh kanalı üzerinden karşılaştırılması.



Şekil 3.21 Kaynak-röle röle-kaynak olarak görev yaptığı zaman topolojiler arasındaki performansın karşılaştırılması, Rician kanal kullanılarak.

Tablo 3.1. Sistemde kullanılan parametrelerin özetini göstermektedir.

Tablo 3.1 Sistem parametreleri.

parametre	Değer veya tür
Röle sayısı	1
Kaynak güç tahsisi	1/2 - toplam iletim gücünün 2 / 3'ü
Röle güç tahsisi	1/2 - toplam iletim gücünün 2 / 3'ü
Kullanıcı içi kanal tipi	Rayleigh ve Rician
Rician kanalı faktörü (K)	15-20
Kullanıcı içi kanalın SNR'si	20 - 30
Her düğüm için anten sayısı	1

Tablo 3.2. Topolojilerin performansı arasında bir karşılaştırma göstermektedir.

Tablo 3.2. Topolojilerin performansı karşılaştırma.

Topoloji	Refrans No.	Güç tahsisi	Evrişimli Kodlar	Röle konumu	SNR (dB)	BER	En iyi topoloji
Eşkenar üçgen	115	kaynak =1/2 role =1/2	yok	sabit	25	$>10^{-5}$	Doğrusal Referans [127]'de
	127	kaynak =2/3 role =1/3	var	sabit	25	$>10^{-6}$	
İkizkenar üçgen	115	kaynak =1/2 role =1/2	yok	Kaynağa yakın	25	$10^{-5}$	
	127	kaynak =2/3 role =1/3	var	Hedefe yakın	25	$10^{-6}$	
Doğrusal	115	kaynak =1/2 role =1/2	yok	ortada	25	$10^{-6}$	
	127	kaynak =1/2 role =1/2	var	ortada	22	$10^{-6}$	
Çeşitkenar üçgen (B)	127	kaynak =2/3 role =1/3	var	Hedefe yakın	25	$>10^{-6}$	

## 4. BÖLÜM

### MU-MIMO SİSTEMİ İÇİN UPLINK HÜZMELEME VERİCİ VE İŞARET DEDEKTÖRÜ TASARIMI

#### 4.1 Giriş

Kablosuz iletişimde, ilgi MU-MIMO sistemine [117] geçmiştir. Lineer ön kodlama 4G ve 5G hücreli sistemlerde [118] [119], MU-MIMO iletişimi için yaygın olarak kullanılan bir verici tasarımıdır. Bu sistemde, yüksek spektrum verimliliğinin gerekliliğini karşılamak için daha fazla anten kullanılır. Sonuç olarak, MU-MIMO ve ilgili hüzmeleme teknikleri, ortak kanal girişimlerini CCI azaltma ve aynı zamanda spektrum verimliliğini artırma yetenekleri nedeniyle gittikçe daha fazla dikkat çekmektedir [120]. Ardından, uplink (yukarı bağlantı) iletim hüzmelemesi, basitliği ve pratikliği nedeniyle bu sistemlerde önemli bir araştırma alanı haline gelmiştir. Bu bölümde, çoklu vericilerin her birinin lineer uzaysal dengeleyicilerle donatılmış alıcıya erişmek için hüzmelemeyi (BF) kullandığı uplink durumunu incelemiştir. Tekli alıcı için vericilerde bf ağırlıklarının ortak olarak nasıl tasarlanacağı sorununu çözmek için önemli araştırmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda, hücreli ağdaki alıcı veya baz istasyonu, SLR'yi CCI'yi baskılamak için kilit bir çözüm olarak kullanılmaz veya faydalanamaz. MIMO sistemlerinin downlink iletişimi için çok fazla araştırma yapılmış olmasına rağmen [117] [121] [122] [123], bu çözümler uplink problemini çözmek için uygulanamaz.

Bu çalışmada, referans [62]'de ileri sürüldüğü ve sonradan referans [124]'te kullanıldığı gibi, işaret kaçağı kavramına dayanan verici hüzmeleme vektörlerini tasarlamak için alternatif bir yaklaşım izlemiştir. CCI, diğer tüm kullanıcıların işaretlerinin neden olduğu baz istasyonunda istenen kullanıcı işaretindeki parazit anlamına gelirken, kaçağı,

kalan kullanıcılar üzerinde istenen bir kullanıcıdan amaçlanan işaretin neden olduğu parazit anlamına gelir.

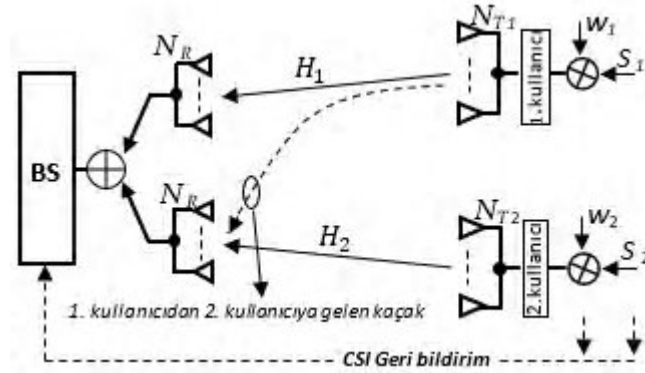
Başka bir deyişle, kaçak, diğer işaretlere işlenen işaret gücünün ne kadar sızdığını ölçmektedir. Referans [62] [65] 'de sunulan kaçak kavramını kullanarak, SLR cinsinden bir performans ölçütü tanımlanmıştır. Vericilerdeki hüzeleme vektörleri, SLR metrisinin alıcı için maksimize edileceği şekilde tasarlanmıştır. SLR'nin elde edebileceği en büyük değerin, belirli bir rastgele matris kombinasyonunun kanal matrisleri cinsinden tanımlanmıştır maksimum öz değerine eşit olduğu gösterilmiştir. Uplink çok kullanıcılı MIMO için, genellikle her vericinin sadece kendi CSI'sini bildiği ve tüm çok kullanıcılı CSI olarak adlandırılan tüm vericilerin CSI'sinin yalnızca alıcılarda mevcut olduğu varsayılmaktadır. Toplam kapasiteyi en üst düzeye çıkarmak amacıyla bu tür tasarımları tartışan referans [125] 'nın aksine, toplam iletim gücü kısıtlamaları altında en iyi bit-hata oranı (BER) performansını elde etmek için çözümler aramaktayız. Önerilen sistemde, Bölüm (2.4) 'de belirtildiği gibi sisteme fazlalık sağlayan BS işaretinin çoklu kopyalarından yararlanmak için kullanıcılar arasında işbirliği kullanılmıştır.

## 4.2 Uplink Sistem Tasarımı

Bu bölümde, tasarım, sistemin genel yerleşim düzeni ve vericideki hüzeleme ağırlığı tasarımını içeren alt bölümlere ayrılacaktır.

### 4.2.1 Sistem Modeli

SLR'ye dayanan MU-MIMO hüzeleme için önerilen sistem modeli, Şekil 4.1'de gösterilmektedir.  $K$  eşzamanlı vericiler ve bir alıcısı (BS) ile bir MU-MIMO sisteminin uplinkini dikkate alınmaktadır. Her verici,  $N_R$  antenli BF ve BS oluşturmak için  $N_T$  antenleriyle donatılmıştır. Bu çalışmada, sistem iki senaryoda çalışacaktır. İlk senaryoda kullanıcılar arasında işbirliğinin olmadığı, ikinci senaryoda ise kullanıcılar arasında bir işbirliğinin yaşanacağı belirtilmiştir.



Şekil 4.1 Uplink MU-MIMO hüzmleme sisteminin blok devresi.

Kanalin seçici olmayan Rayleigh sönümlü olduğu varsayılmaktadır. Alıcıda alınan  $y$  olarak tanımlanan işaret vektörü şu şekilde formüle edilebilir:

$$y = \sum_{i=1}^k H_i w_i s_i + n \quad (4.1)$$

Burada  $s_i$ ,  $i$ -th verici tarafından iletilen sembolü temsil ederken,  $W_i \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ , BF ağırlıkları vektörünü gösterir ve  $H_i \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ ,  $i$ -th vericiden alıcıya kanal matrisidir.  $H_i$ 'in elementlerinin Rayleigh sönümlenme'ye karşılık gelen aynı bağımsız dağılıma i.i.d.  $N(0, \sigma^2)$  sahip olduğu varsayılmaktadır. Genellik kayıp olmadan,  $\sigma^2 = 1$  olsun. Vericide iletilen toplam iletim gücünde kısıtlamalar  $E(\|w_i s_i\|^2) \leq \bar{P}_i$  ile gösterir. burada  $s_i$  güç kısıtlamaları  $E_i = E(|s_i|^2)$ dir. Daha sonra güç sınırlamaları  $(\bar{P}_i)$ , hüzmleme ağırlıklandırma vektörleri için norm kısıtlamalarına eşdeğerdir;

$$\|w_i\|^2 = w_i^H w_i \leq \bar{P}_i / E_i \quad (4.2)$$

Burada,  $\|w_i\|$ , hüzmleyici ağırlıkların negatif olmayan vektör normu olduğu ve  $(\cdot)^H$  Hermitian operasyonunu ifade eder. Alıcıda, alınan işaret vektörü, iletilen sembolleri farklı vericilerden tespit etmek için lineer bir kod çözücüyü beslenir.  $i$ -th vericisini algılamak için alıcıdaki lineer kod çözücünün  $D_i \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  olduğunu varsayılır. Sonra,  $s_i$  nin tahmini  $\hat{s}_i$  olarak aşağıdaki gibidir.

$$\hat{s}_i = d_i y \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (4.3)$$

veya matris formunda,

$$\hat{S} = D y \quad (4.4)$$

dir. Burada  $D = [d_1, \dots, d_i, \dots, d_K] \in \mathbb{C}^{K \times N_R}$  lineer çok kullanıcılı dedektör ve  $\hat{S} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \dots, \hat{s}_K]$  sembol kestirim vektörüdür. Buna göre, sayımız,  $H_1, H_2, \dots, H_K$ 'nin her

verici ve her alıcı için mükemmel bir şekilde gerçekleştirilmesi düşünülerek  $i = 1, 2, \dots, K$  için  $w_i$  toplanmıştır.  $w_i$  üzerindeki norm kısıtlamaları Eşitlik (4.2)'deki gibidir.

#### 4.2.2 Hüzmeleme Ağırlığı

Orijinal SLR tabanlı ön kodlama şeması referans [62]'da incelenmiştir. SLR'nin, istenen matristeki alınan işaret gücünün, diğer matrislerde dikkate alınmadan diğer terminallerde (kaçak güç) alınan işaret gücüne oranı olarak tanımlanmaktadır. Bu durumda, uplink iletiminde uygulanabilir SLR algoritması daha sonra algılama tasarımında tartışılacağı gibi daha verimli olması gerekir. Uplinkte ise, SLR terimini, 1.nci kullanıcıdan istenen işaret gücünün, diğer kullanıcıların işaretindeki kaçak işareti gücüne aktarma oranı olarak yeniden tanımlayabiliriz. Bu şema, her kullanıcının maksimum hüzmeleme ön kodlamasını ( $w_i^o$ ), bu kullanıcıların maksimum SLR'sinden [62] hesaplandığını aşağıdaki gibi gösterir:

$$SLR = \frac{\|H_i w_i\|^2}{\sum_{u=1, u \neq i}^K \|H_u w_i\|^2} \quad (4.5)$$

Bu durumda

$$w_i^o = \arg \max \frac{\|H_i w_i\|^2}{\sum_{u=1, u \neq i}^K \|H_u w_i\|^2} \quad (4.6)$$

dır. Burada,  $\|H_i w_i\|^2$ ,  $i$  kullanıcının gerekli işaret gücünü temsil ederken,  $\sum_{u=1, u \neq i}^K \|H_u w_i\|^2$  diğer kullanıcının işaretine müdahale olarak  $i$  kullanıcısının toplam gücünden diğer kullanıcılardan olan işaret girişimi ile olsun toplam kaçak gücü temsil eder. Eşitlik (4.5) 'de  $\tilde{H}_i = \sum_{u=1, u \neq i}^K H_u$  ifadesini yerine koyarak.

$$SLR = \frac{\|H_i w_i\|^2}{\|\tilde{H}_i w_i\|^2} = \frac{w_i^* H_i^* H_i w_i}{w_i^* \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i w_i} \quad (4.7)$$

elde eder.

Referans [118] [126] 'e bağlı olarak (4.6)yı şu şekilde çözülebilir:

$$\frac{w_i^* H_i^* H_i w_i}{w_i^* \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i w_i} \leq \lambda_{\max}(H_i^* H_i, \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i) \quad (4.8)$$

Üst simge kodları  $(\cdot)^*$  karmaşık eşleniği belirtir ve  $\lambda_{\max}$  en büyük genelleştirilmiş özdeğerdir (max. generalized eigenvalue). SLR kriteri nedeniyle,  $w_i$  ön kodlama matrisi, aşağıdaki metriğe dayanarak uygulanır.

$$w_i^o \propto \text{maks. genelleştirilmiş özdeğer} (H_i^* H_i, \tilde{H}_i^* \tilde{H}_i) \quad (4.9)$$

Referans [62]'a bağlı olarak, görecelilik sabiti  $w_i^o$ , birim norma normalize edilerek seçilir. Referans [126]'ye göre, referans [62]'un dezavantajı, her kullanıcı birden fazla veri akışına sahip olduğunda, her akış için etkili kanal kazancının ciddi şekilde dengesiz olabileceğidir. Güç kontrolü veya adaptif modülasyon ve kodlama yapılamazsa, her kullanıcının işaretinin genel hata performansı önemli ölçüde zarar görür.  $w_i$  normunun nihai çözümlerle alakasız olduğu, diğer bir deyişle  $w_i$  normunun herhangi bir değere zorlanabileceği belirtilmektedir. Fakat sadelik için,  $w_i^o$ 'nin normunu birim haline getirmek için seçmişlerdir. Bu nedenle, daha basit olması için, orantılılık sabitinin, Eşitlik (4.2) gibi güç kısıtlamaları altında en iyi değeri elde etmek için  $w_i$ 'nin bire eşdeğer olduğunu kabul edilmiştir. BS'de MRC tespit şeması, alınan işaretten aşağıdakileri  $s_i$  tahmin etmek için kullanılacaktır [62]:

$$\tilde{y}_i = \frac{w_i^* H_i^*}{\|H_i w_i\|^2} y_i \quad (4.10)$$

Bu durumda  $\tilde{y}_i$ , (4.11)'deki gibi yazabilir.

$$\tilde{y}_i = s_i + \frac{w_i^* H_i^* \sum_{u=1, u \neq i}^K H_i w_u s_u}{\|H_i w_i\|^2} + \frac{w_i^* H_i^*}{\|H_i w_i\|^2} n_i \quad (4.11)$$

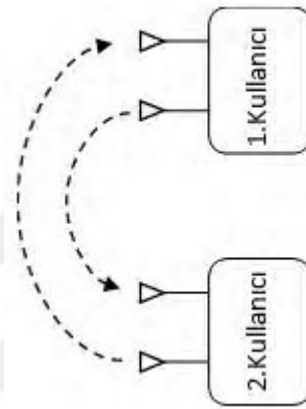
### 4.3 İşbirlikçi Metot

Şekil 4.2'de gösterilen kullanıcılar arasında işbirliğinin kullanıldığı ikinci senaryoda, bir işbirlikçi benimsenmiştir. Bu senaryoda, işbirliği yapan kullanıcılar ile kaynak. Röle kanalını temsil eden içi kullanıcı arasında yakın bir görüş-masafesi (LOS) ortamı olduğu varsayılmıştır. Bu kablosuz kanalın yüksek bir Rician faktörü (K) bulunmaktadır. Böyle yaparak, röle düğümündeki kaynaktan alınan bilgilerin kaynağın neredeyse orijinaline eşit olduğunu garanti edilmektedir. Başka bir deyişle, S ile kaynak düğümdeki orijinal bilgiyi temsil edelim ve röle düğümünde alınan  $\bar{s}$ 'dir. Daha sonra bu iletim koşulları altında:

$$s \approx \bar{s}$$

dır. Bu işbirlikçi yöntem, işbirliği yapan kullanıcılar, geleneksel iletim yoluyla bilgilerini birbirlerine iletacaktır. Şimdiye kadar, işbirlikçi AF yöntemine benzer, ancak

alınan bilgi AF yöntemindeki gibi yükseltme faktörü  $\beta$  ile yükseltilemiştir: bunun iki nedeni bulunmaktadır. İlki, AF metodu orijinal işaretin distorsiyonunu artırma problemine sahiptir ve dolayısıyla hata oranını arttırmaktadır. İkincisi, kuvvetlendiriciye ihtiyaç duyan röle cihazının fiziksel yapısını basitleştirmektir. Bunun yerine, hüzmleme ağırlığını ( $w$ ) kullanarak işaret önceden kodlanmış ve daha sonra hedefe iletilmiştir.



Şekil 4.2 Kullanıcı 1 ve Kullanıcı 2 arasındaki işbirliği gösterimi.

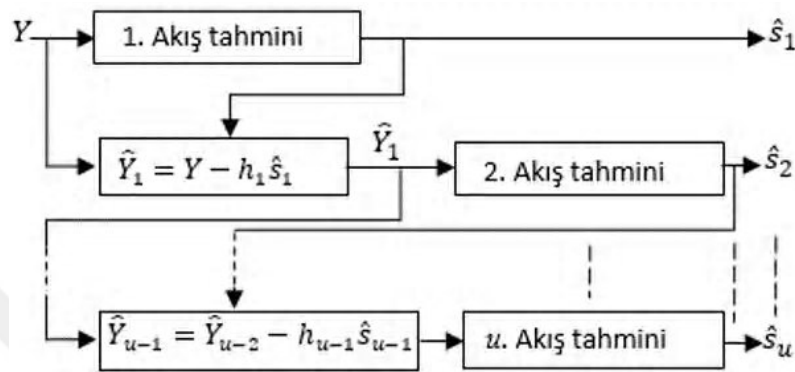
#### 4.4 İşaret Algılayıcı Tasarımı

Lineer algılama yöntemleri, düşük bir donanım karmaşıklığı gerektirir. OSIC (ordered successive interference cancellation -sıralı bir ardışık girişim yok etme) yöntemi ile karmaşıklığı önemli ölçüde artırmadan performanslarını artırabiliriz. BS'nin tüm antenlerinde alınan güçlere dayanan OSIC durumunda, sembol diğer antenler üzerindeki etkinin kaldırılması için seçilir. Her aşamada tespit edilen işaret alınan işarettten çıkartılır. Böylece azaltılmış girişimli kalan işaret sonraki aşamada kullanılabilir [1]. MRC tespit şemasının alınan işarettten  $s_i$ 'yi tahmin etmek için kullanılacağını varsayalım.  $s_i$  tahmininden sonra, birinci aşamada kalan işaret, Şekil 4.3'in gösterdiği gibi alınan işarettten çıkartılarak oluşturulur, yani:

$$\tilde{y}_i = y_i - H_i s_i \quad (4.12)$$

dır. Daha sonra girişim  $s_u$ ,  $u = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, U$  tahmin etme sürecinde başarıyla iptal edilir. B.S'deki bütün  $s_u$ 'ları tahmin ettikten sonra, B.S kaçak gücünden yararlanmak için girişim işaretlerini (kaçak işaret) orijinal işaretlere geri getirecektir. Başka bir deyişle, orijinal işarettten dışarı sızan işaret gerçek hedefe yönlendirilir. Ayrıca, yol kaybı ve

gölge sönümlenmesinin etkilerini pratik sistemlerde telafi etmek için alıcı tarafında bir güç kontrol mekanizması kullanılmıştır. Güç kontrol mekanizmasına güç düzeltme faktörü (B) olarak değineceğiz.



Şekil 4.3 u. kullanıcıdan u. uzaysal akışları için OSIC-MU işaret algılama gösterimi.

#### 4.5 İşaret İletimi

Bu çalışmada, her biri birden fazla antenle donatılmış 2 kullanıcılu bir sistem tasarlanmıştır. İlk senaryodaki her kullanıcının Şekil 4.1'de gösterildiği gibi aynı anda BS'ye kendi işaretini gönderdiği iki iletim senaryosu dikkate alınmıştır. Bu nedenle, kullanıcı 1 için BS'de alınması için tahsis edilen antenlerde alınan işaret:

$$y_1 = H_{11}W_1S_1 + \underbrace{H_{12}W_2S_2}_{\text{girişim (kaçak)}} \quad (4.13)$$

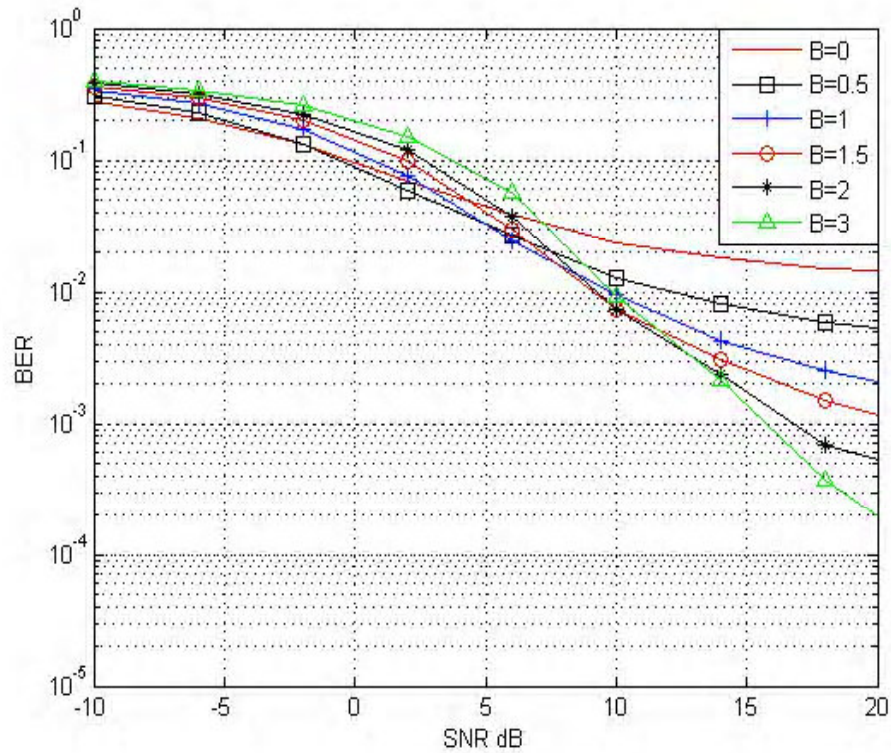
dır. Burada,  $[H_{12} W_2 S_2]$  kullanıcı 1 işaretinde kullanıcı 2'den sızan işaret tarafından meydana gelen paraziti temsil eder.

İkinci kullanıcıdan alınan işaret:

$$y_2 = H_{22}W_2S_2 + \underbrace{H_{21}W_1S_1}_{\text{girişim (kaçak)}} \quad (4.14)$$

dır. Burada,  $[H_{21} W_1 S_1]$ , kullanıcı 2 işaretinde kullanıcı 1'den sızan işaret tarafından meydana gelen paraziti temsil eder.

Şekil 4.4, her biri  $N_T = 2$  olan 2 kullanıcılu ve  $N_R = 2$  olan BS'li ve farklı düzeltme faktörü miktarındaki (B) sistemin BER performansını göstermektedir. B'nin BER performansı üzerinde önemli bir etkisi vardır.

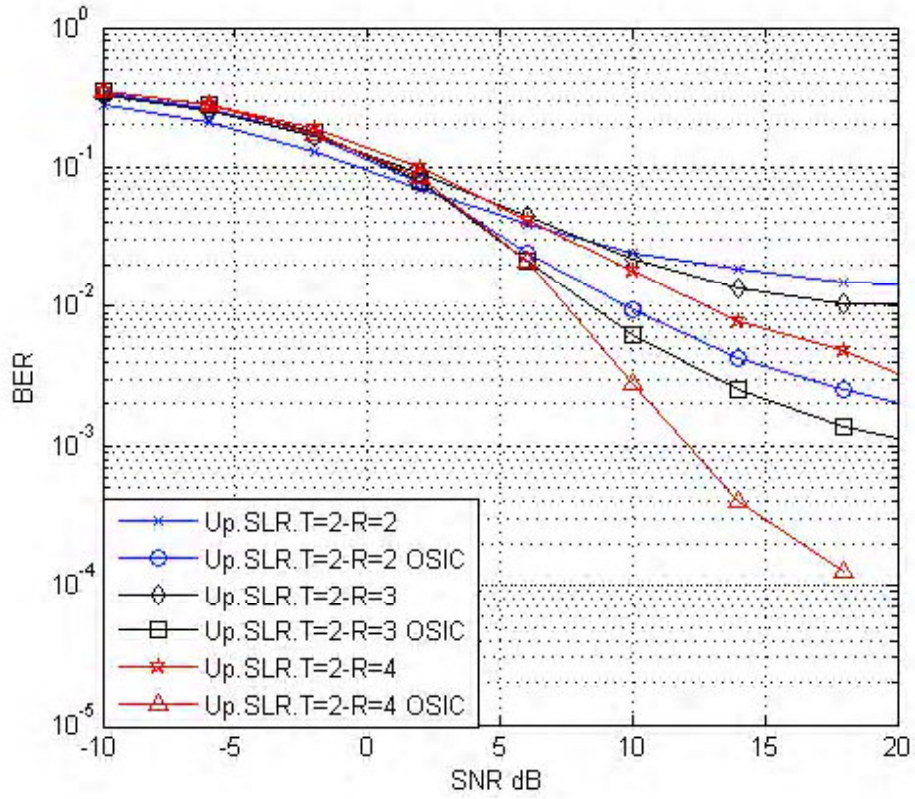


Şekil 4.4 Rayleigh kanalı üzerindeki Uplink MU-MIMO sistemi, her biri  $N_T = 2$  olan 2 kullanıcı, BS anteni alan  $N_R = 2$  ve değişken düzeltme faktörü (B).

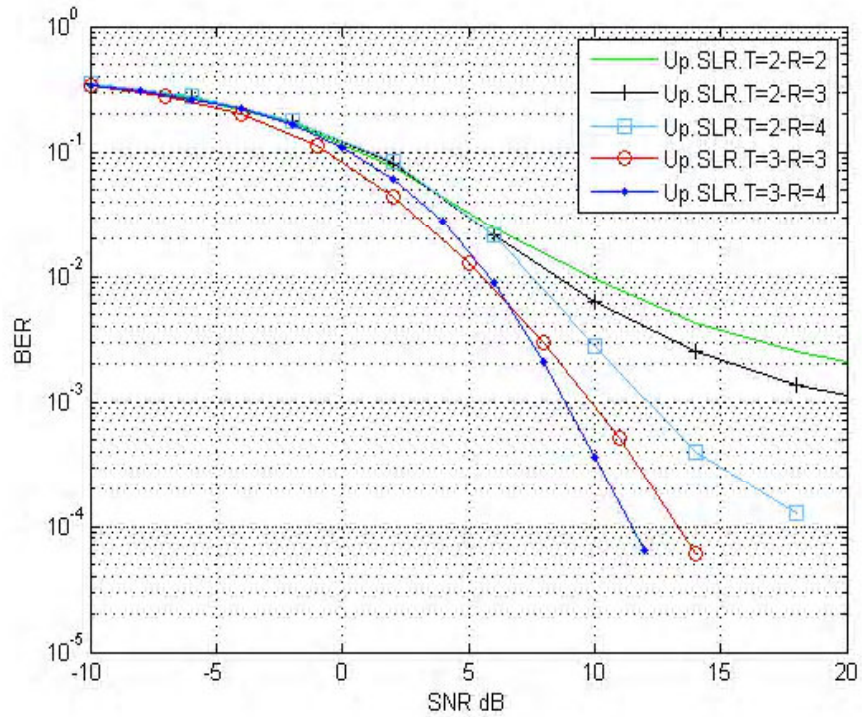
Böylece B artarken daha iyi BER elde edilmektedir. Özellikle,  $B = 3$  ile yaklaşık  $10^{-4}$  lük bir BER elde etmek için SLR-BF sistemi için gerekli SNR 20 dB'dir.

Şekil 4.5 ve 4.6, farklı konfigürasyonlarda sistemin BER performansını göstermektedir. Önerilen program şunulan 2 kullanıcıda kabul edilebilir bir BER sağlamaktadır. Şekil 4.5, önerilen şemaların BER performansını, her kullanıcının  $N_T = 2$  ve BS'de farklı  $N_R$ 'li 2 kullanıcısı varlığında gösterir. Şekil 4.5 sonuçları, OSIC tekniğinin  $N_T = 2$  ve BS'nin  $N_R = 2$  olduğu kullanıcıların, sistem yaklaşık 20 dB'de BER'in  $10^{-2}$ 'sine ulaştığı sistemin BER performansına getirdiği değerli gelişmeyi ortaya koymuştur. OSIC kullanılırken, BER'in  $10^{-2}$ 'si yaklaşık 8 dB'de elde edilebilir, OSIC, sistem performansında, BS'nin diğer yapılandırmaları ile aynı artışı gösterir ( $N_R = 3, 4$ ).

Şekil. 4.6 bize farklı iletim antenleri bulunan 2 kullanıcı ve BS'de değişen sayıda alıcı anten bulunan sistemimizin BER performansını göstermektedir. Önerilen yöntemin iletim antenlerinin sayısı arttığında diğerlerinden [128] gibi daha iyi performans gösterdiği görülmüştür.

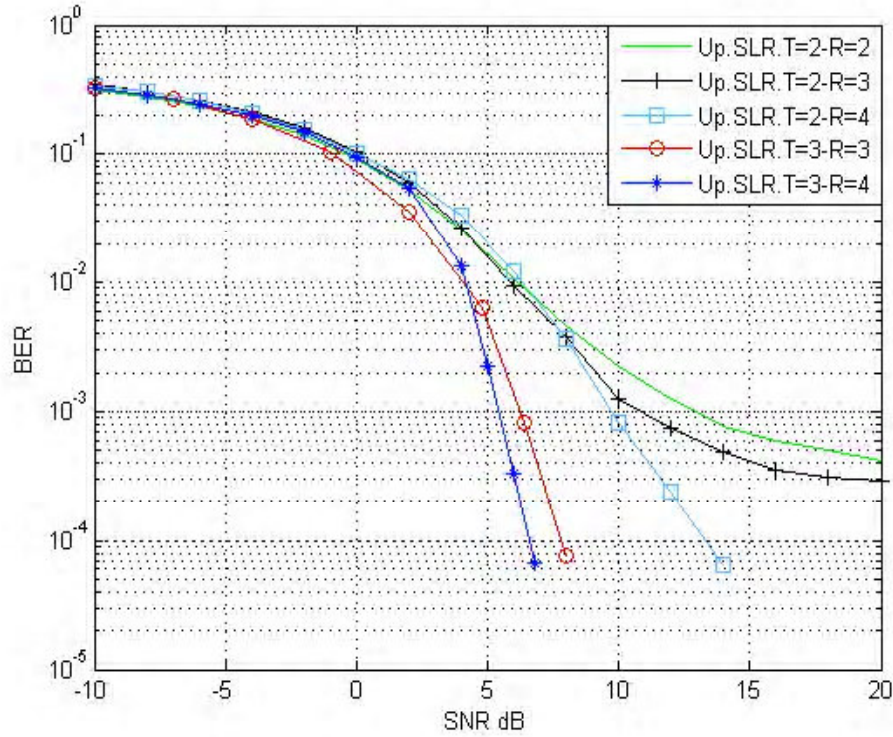


Şekil 4.5  $N_T(T) = 2$  olan iki kullanıcı ve değişken alıcı antenli (R) Rayleigh kanalı üzerinde Uplink MU-MIMO sistemi. OSIC kullanılmayan BS ve  $B = 1$ .



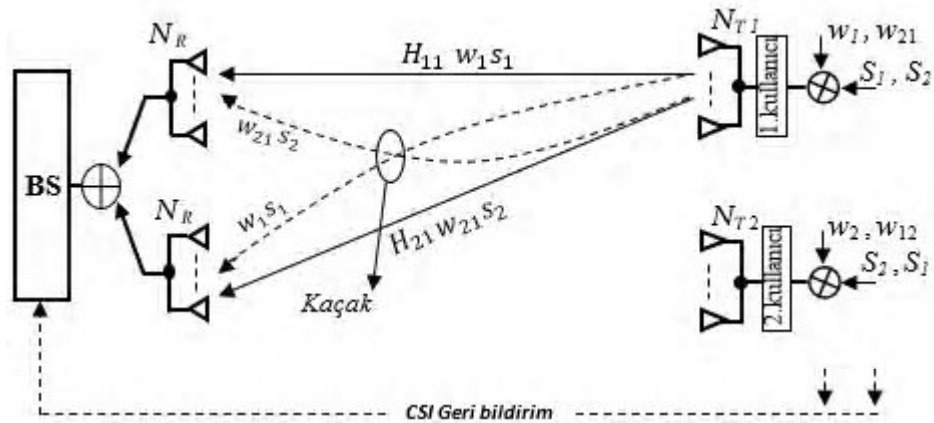
Şekil 4.6 Farklı  $N_T$ 'li iki kullanıcı ve değişken alıcı antenli (R) Rayleigh kanalı üzerinde Uplink MU-MIMO sistemi  $B=1$ .

Şekil 4.7, Rician sönümlü kanalı üzerinden haberleşirken sistemin performansını göstermektedir. Şekilden BER performansının belirgin şekilde arttığını açıkça görülmektedir.



Şekil 4.7 Farklı  $N_T$ 'li ve BS ve  $B = 1$ 'deki  $N_R$  değişkenleri olan kullanıcılar için Rician kanalı üzerindeki Uplink MU-MIMO sistemi.

İşbirliği senaryosunda, kullanıcılar farklı zaman aralıklarında iletir. Bu nedenle, kullanıcı 1, ortağı (kullanıcı 2) işaretiyle kendi işaretini, Şekil 4.8'teki gibi aynı anda BS'ye iletacaktır.



Şekil 4.8 İletim sisteminin 1. zaman diliminde gösterimi.

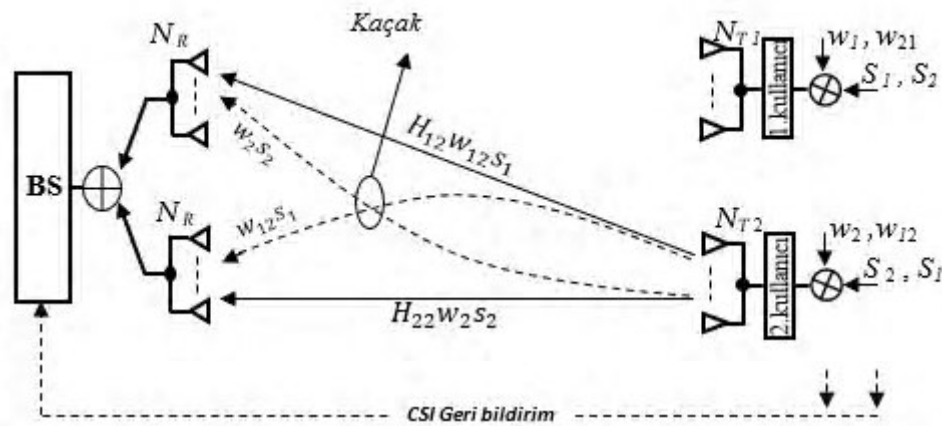
Bu nedenle, ilk zaman diliminde kullanıcı 1 için BS'de tahsis edilmiş alıcı antelere ulaşan işaret:

$$y_{1a} = H_{11}W_1S_1 + \underbrace{H_{11}W_{21}S_2}_{\text{girişim (kaçak)}} \quad (4.15)$$

dır. Kullanıcı 2 tarafından birinci zaman diliminde kullanıcı 1 tarafından iletilen işaret için BS'de ayrılan edilmiş alıcı antenlere ulaşan işaret,

$$y_{2a} = H_{21}W_{21}S_2 + \underbrace{H_{21}W_1S_1}_{\text{girişim (kaçak)}} \quad (4.16)$$

dır. Böylece, Şekil 4.9 ile gösterilen ikinci zaman diliminde, kullanıcı 2, eşini (kullanıcı 1) işaretiyle eş zamanlı olarak BS'ye kendi iletecektir.



Şekil 4.9 İletim sisteminin 2. zaman diliminde gösterimi.

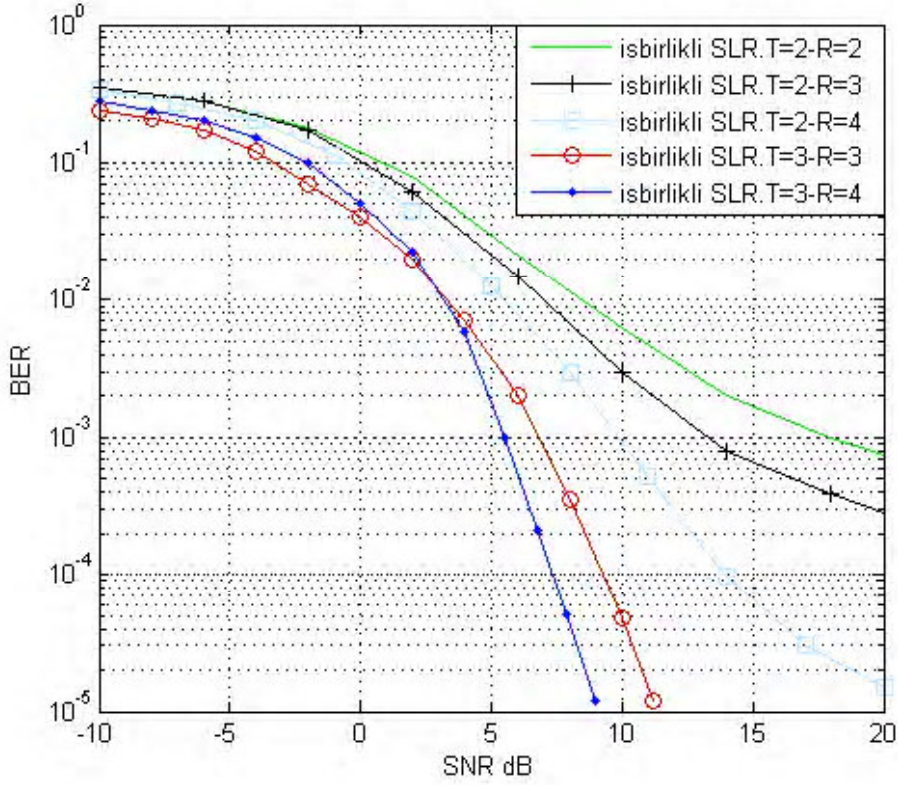
Bu nedenle, ikinci zaman diliminde kullanıcı 2 tarafından iletilen kullanıcı 1 işareti için BS'de tahsis edilmiş alıcı antene ulaşan işaret şöyle olacaktır:

$$y_{1b} = H_{12}W_{12}S_1 + \underbrace{H_{12}W_2S_2}_{\text{girişim (kaçak)}} \quad (4.17)$$

dır. İkinci zaman diliminde kullanıcı 2 için BS'de tahsis edilmiş alıcı antene ulaşan işaret olacaktır

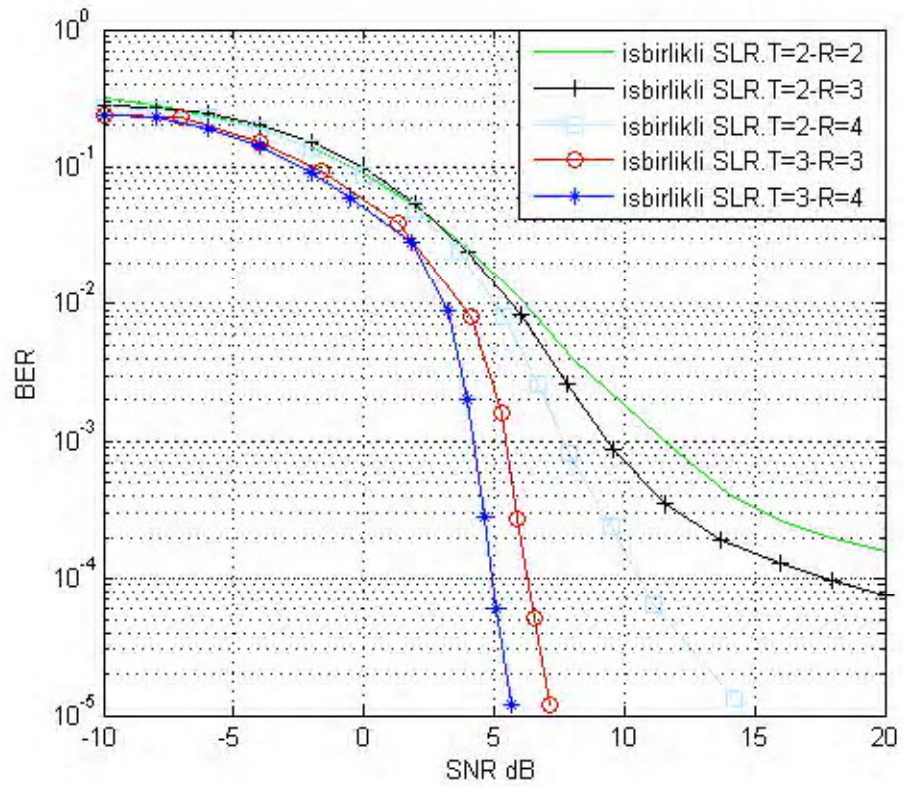
$$y_{2b} = H_{22}W_2S_2 + \underbrace{H_{22}W_{12}S_1}_{\text{girişim (kaçak)}} \quad (4.18)$$

dır. Şekil 4.10'de, işbirlikli modunda değerlendirilen sistem performansdır. Bu işbirlik, Rayleigh kanalı üzerinden iletişim kurarak kullanıcılar arasında bilgi paylaşımı ve bunu SLR hüzmleme yoluyla BS'ye iletmesi sırasında kullanıcılar arasında gerçekleşmiştir. Simülasyon, işbirlikçinin BER performansına bir iyileştirme getirdiğini göstermektedir.



Şekil 4.10 Farklı  $N_T$ 'li ve BS ve  $B = 1$ 'deki  $N_R$ 'yi kullanan kullanıcılar için Rayleigh kanalı üzerindeki Cooperated Uplink MU-MIMO sistemi.

Aynıı, kullanıcılar arasındaki işbirlikçine dayalı iletişimin etkinleştirilmesinin tüm anten konfigürasyonlarında sistemin performansını artırabildiği, Şekil 4.11'deki gibi Rician kanalı üzerinden iletişim kurduğunda kullanıcılar arasındaki işbirlik kullanırken sistem performansına da söylenebilir.



Şekil 4.11 Farklı  $N_T$ 'li ve BS ve  $B = 1$ 'deki  $N_R$ 'yi değiştiren kullanıcılar için Rician kanalı üzerindeki Cooperated Uplink MU-MIMO sistemi.

## 5.BÖLÜM

### SONUÇ VE TARTIŞMA

#### 5.1. Sonuç ve Tartışma

Gelecek yıllarda veri trafiğinin olası büyümesi, mühendisleri bu talebe cevap verebilecek yeni bir mobil geniş bant jenerasyonu tasarlama ve uygulama konusunda zorlamaktadır. Bu yüksek lisans tezinde önerilen tasarımlarda sadece yüksek tepe veri hızları değil, aynı zamanda gelecek nesilin bir parçası olacak olan 5G yeni iletim tekniklerinin başarılı bir şekilde geliştirilmesi için gerekli olan diğer kilit unsurlar da incelenmiştir.

Bölüm 3 ve 4'te, kablosuz iletişim senaryolarını içeren iki fiziksel katman ele alınmıştır: röle konumu seçimi ile işbirliğine dayalı iletişim ve mobil iletişimde gelecekteki sistemler için hümeleme.

Bölüm 3'te, hata düzeltme yöntemiyle bir işbirlikçi sistemi önermektedir. Konvolosyonel kodu kullanarak işbirlikçiye dayalı iletişimin gerçekleştirildiği yerlerde, farklı güç tahsisi ile Rayleigh ve Rician sönümlü kanal üzerinden farklı topolojilerde değerlendirilmiştir.

Ayrıca tez çalışmasında, röleyi farklı bir yere taşıırken olası tüm pozisyonları kapsayacak şekilde topolojiler araştırılmıştır. İşbirlikçi sisteminin, hiçbir işbirlikçinin kullanılmadığı verilere kıyasla çok daha iyi BER performansı sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca, konvolosyonel kodlamanın işbirlikçi iletişimin performansını arttırmada üstün bir etkisi vardır. Simülasyon sonuçlarından eşit güç dağılımına sahip lineer topolojinin en iyi performansı sağladığı görülmüştür. Bu arada, diğer topolojiler, röle konumunun hedeften uzağa değiştirilmesinin sistemin hataları düzeltme yeteneğini bozacağını göstermektedir

Ayrıca, Kaynak-Röle konumları değiştirdiğinde, eşit olmayan güç tahsisine sahip eşkenar üçgen topolojisinin diğer topolojilere göre daha iyi bir performans ve sabit bir BER performansı gösterdiği görülmüştür. Sistemin performansını LoS ortamında ve NLoS ortamında analiz edilmiştir. Kullanıcılar arası kanal Rician sönümlü kanalı olarak simüle edildiğinde, Rayleigh sönümlü kanalından çok daha iyi BER performansı göstermektedir.

Son olarak, Bölüm 4'te, girişim (kaçak) gücünü yeniden kullanarak, alınan işaret gücünün optimum kullanımıyla, tüm vericiler için hüzmleme ağırlıklarının nasıl tasarlanacağı sorununu çözmek için yeni bir yöntem önerilmiştir.

Bölüm 4'te, pragmatik SLR tabanlı hüzmleme kullanan çeşitli MU-MIMO uplink sönümlü kanalı modeller konusuna değinilmektedir. MU-MIMO sisteminin performansını geliştirmek için SLR tabanlı bir hüzmleme ön kodlama şeması ve bir OSIC algılama şemasını uygun şekilde birleştiren yeni bir MU-MIMO uplink şeması önerilmiştir. Uplink MU-MIMO sistemleri için ortak alıcı-verici tasarımı sorununa ve uplink MU-MIMO sistemleri için ortak alıcı-verici tasarımı konusuna bir çözüm önerisi getirilmiştir. Ayrıca, bu çalışma, vericideki ve alıcıdaki antenlerin sayısı ile ilgili hiçbir kısıtlamaya sahip olmayan önerilen yöntemin klasik uplink MU-MIMO ön kodlama sisteminin performansından daha iyi performans sağlayabildiğini ve daha düşük bir karmaşıklığa sahip olduğunu gösterilmiştir.

Simülasyonlar, Rayleigh sönümleme uplink kanalı üzerinde ve sonra Rician sönümleme uplink kanalı üzerinde gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar ayrıca, programımızın geleneksel kanallara (Rayleigh sönümleme) kıyasla farklı Rician faktörleri ( $k > 0$ ) için gerçekçi kanallar üzerinde nasıl önemli performans iyileştirmeleri sağlayabildiğini göstermektedir. Programımız, kullanıcıların bilgilerini paylaşmak için işbirlik yaptıklarında BER'i azaltarak da bir geliştirme sunmaktadır. Sonuç olarak, tüm kullanıcılar için güvenilir bir iletişim sistemine sahip olmak, önerilen tasarımlar ile garanti altına alınabilir ve SLR kullanılarak, hüzmleme vericiler için hüzmlemesi elde edilebilir. Bu tez çalışmasında aşağıdaki belirtilen durumlar elde edilmiştir:

- SLR'nin iletişim performansı geleneksel yöntemlerden daha iyidir.
- Hizmet Kalitesi (QoS) SLR tarafından garanti edilir.
- SLR, hem verici hem de alıcıdaki anten sayısına kısıtlama getirmez.

- SLR, bilinen diğer yöntemlere kıyasla düşük bir hesaplama karmaşıklığına sahiptir.
- OSIC'in kullanılması, girişimci sistemin parazit gücünü yeniden kullanma yeteneğini artırır ve bundan yararlanır.

## **5.2. Gelecekte yapılabilecek öneriler**

Bu tezden doğan gelecekteki çalışmalar, iki ana alanda sınıflandırılabilir:

1- Sistem BER performansını artırmak için böyle bir girişimin kullanılabileceği yardımcı-kanal paraziti için sıfır olmayan azaltma yöntemleri geliştirilebilir.

2- Mobil geçiş konusu but tez çalışmasında ele alınmamıştır. Gelecekteki sistemler için geçişin doğal bir evrimi olarak kapsamlı bir şekilde araştırılması gerekir. Mobil geçiş ile ilgili çok sıcak araştırma konularından biri, DF-CC işbirliğine dayalı çoklu röle düğümlerinin gibi diğer işbirlikçi teknikleriyle kullanılmasıdır. Yada melez işbirlikçi tekniği olarak adlandırılan, birçok sönmüleme kanalı tipleri ve güç tahsisi üzerinden aynı sistemde çoklu bir tekniğin çalışabileceği iletişimi geliştirmektir.

## KAYNAKÇA

1. Y.S. Cho, J.K. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang, MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, John Wiley (Asia) Pte Ltd, 2010.
2. A. Meier and J. Thompson, "Cooperative diversity in wireless networks," in 3G and Beyond, 2005 6th IEE International Conference on, pp. 1–5, IET, 2005.
3. Kyosti, P. (2018). Radio channel modelling for 5G telecommunication system evaluation and over the air testing. University of Oulu, Finland. Retrieved from: <http://urn.fi/urn:isbn:9789526219035>
4. Greenwood, D. and Hanzo, L. (1994) Characterization of mobile radio channels. Chapter 2, Mobile Radio Communications (ed. R. Steele), Pentech Press-IEEE Press, London.
5. D. Tse, Fundamentals of wireless communication, Cambridge university press, 2005.
6. P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyö, D. Laurenson, G. Matz, et al., Survey of channel and radio propagation models for wireless mimo systems, **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking** 2007.
7. E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. Poor, MIMO wireless communications. Cambridge University Press, 2007.
8. Long Zhao, Hui Zhao, Kan Zheng, Wei Xiang, Massive MIMO in 5G Networks: Selected Applications, Springer, 2018.
9. T. Kailath, A.J. Paulraj, Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (DTDR), US Patent 5,345,599, Sept 1994.
10. G. Golden, C. Foschini, R. Valenzuela, P. Wolniansky, Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. **Electron. Lett.** 35(1), 14–16 (1999).
11. Tim Brown, Elisabeth De Carvalho, Persefoni Kyritsi. Practical Guide to MIMO Radio Channel with MATLAB EXAMPLES, John Wiley, 2012.
12. Ayman, Elnashar, Mohamed A. El-saidny, Mahmoud R. Sherif, "Design, Deployment and Performance Of 4G-LTE Networks," John Wiley, 2014.
13. Y. Chen et al., "Toward the Standardization of Non-Orthogonal Multiple Access for Next Generation Wireless Networks," in **IEEE Communications Magazine**, vol. 56, no. 3, pp. 19-27, March 2018.

14. E.S. Gopi, "Digital Signal Processing for Wireless Communication using Matlab," Springer, 2016.
15. Lajos Hanzo, Yosef Akhtman, Li Wang, Ming Jiang, "MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX," John Wiley & Sons, 2011.
16. Sassan Ahmadi, "Mobile WiMAX A Systems Approach to Understanding IEEE 802.16m Radio Access Technology." Elsevier Inc., 2011.
17. Dahlman, E., Parkvall, S. and Sköld, J., "4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband," Elsevier, 2011.
18. Houman Zarrinkoub, "Understanding LTE with MATLAB," John Wiley, 2014.
19. A Bouhlef, V Guillet, Ghais El Zein, Gheorghe Zaharia, "Transmit Beamforming Analysis for MIMO Systems in Indoor Residential Environment Based on 3D Ray Tracing," Springer **Wireless Personal Communications**, 2015, pp.1-23.
20. Syed Waqas Haider Shah, Shahzad Amin Sheikh, Khalid Iqbal, "An adaptive algorithm for mu-mimo using spatial channel model". **International Journal of Engineering**. (volume:10, issue:1) 2016, 1-13.
21. Yoshihide Nomura, Kazuo Mori, Hideo Kobayashi. "Efficient Frame Aggregation with Frame Size Adaptation for Next Generation MU-MIMO WLANs" Next Generation Mobile Applications, Services and Technologies, 2015 9th International Conference by IEEE. (2015). 288 – 293
22. V. Jungnickel, V. Pohl, and C. von Helmolt, "Capacity of MIMO systems with closely spaced antennas," **IEEE Communications Letters**, vol. 7, pp. 361–363, Aug 2003.
23. A. Scaglione, D. L. Goeckel, and J. N. Laneman, "Cooperative communications in mobile ad hoc networks," **IEEE Signal Processing Magazine**, vol. 23, pp. 18–29, Sept 2006.
24. S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," Selected Areas in Communications, **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, 1998.
25. V. Stankovic, A. Host-Madsen and Zixiang Xiong, "Cooperative diversity for wireless ad hoc networks," in **IEEE Signal Processing Magazine**, vol. 23, no. 5, pp. 37-49, Sept. 2006.
26. A. Nosratinia, T. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," **IEEE Communications Magazine** , vol. 42, no. 10, pp. 74–80, 2004.

27. J. Jiang, Virtual-MIMO Systems with Compress-and-Forward Cooperation. PhD thesis, The University of Edinburgh, 2011.
28. P. Cao, M. Gonzalez-Perez, and J. S. Thompson, Relaying in green communication systems, pp. 207–242. Telecommunications, Institution of Engineering and Technology, 2016.
29. 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.
30. I. Krikidis, J. Thompson, and S. McLaughlin, “Relay selection issues for amplify-and-forward cooperative systems with interference,” in *Wireless Communications and Networking Conference, 2009. WCNC 2009*. IEEE, pp. 1–6, IEEE, 2009.
31. Maymouna Ben Saïd and H. Boujemâa, "Static hybrid Amplify-Decode and Forward Cooperative ARQ with opportunistic relaying," 2011 International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA), Hammamet, 2011, pp. 1-5.
32. Q. Huo, T. Liu, S. Sun, L. Song and B. Jiao, "Selective combining for hybrid cooperative networks," in **IET Communications**, vol. 8, no. 4, pp. 471-482, 6 March 2014.
33. H. Al-Tous and I. Barhumi, "Resource Allocation for Multiuser Improved AF Cooperative Communication Scheme," in **IEEE Transactions on Wireless Communications**, vol. 14, no. 7, pp. 3655-3672, July 2015.
34. M. Souryal and B. Vojcic, “Performance of amplify-and-forward and decode-and-forward relaying in rayleigh fading with turbo codes,” in *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on*, vol. 4, pp. IV–IV, IEEE, 2006.
35. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity. Part ii. implementation aspects and performance analysis,” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948, 2003.
36. J. Laneman, G. Wornell, and D. Tse, “An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks,” in *Information Theory, 2001. Proceedings. 2001 IEEE International Symposium on*, p. 294, IEEE, 2001.
37. S. Ng, Y. Li, and L. Hanzo, “Distributed turbo trellis coded modulation for cooperative communications,” in *Communications, 2009. ICC'09. IEEE International Conference on*, pp. 1–5, IEEE, 2009.

38. H. Ochiai, P. Mitran, and V. Tarokh, "Design and analysis of collaborative diversity protocols for wireless sensor networks," in Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th, vol. 7, pp. 4645–4649, IEEE, 2004.
39. J. Lee, H. Shin, and J. Heo, "Multi-hop decode-and-forward relaying in a wireless ad hoc network," in Communications (APCC), 2011 17th Asia-Pacific Conference on, pp. 203–207, IEEE, 2011.
40. T. Divya, K. K. Gurrala and S. Das, "Performance analysis of hybrid decode-amplify-forward (HDAF) relaying for improving security in cooperative wireless network," 2015 Global Conference on Communication Technologies (GCCT), Thuckalay, 2015, pp. 682-687.
41. R. Shankar, K. N. Pandey, A. Kumari, V. Sachan and R. K. Mishra, "C(0) protocol based cooperative wireless communication over Nakagami-m fading channels: PEP and SER analysis at optimal power," 2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC), Las Vegas, NV, 2017, pp. 1-7.
42. T. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperation diversity through coding," *Information Theory, 2002. Proceedings. 2002 IEEE International Symposium on*, pp. 220–221, 2002.
43. T. Hunter and A. Nosratinia, "Diversity through coded cooperation," *Wireless Communications, IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 283–289, 2006.
44. Y. Zhang, Y. Ma, and R. Tafazolli, "Improved coded cooperation schemes for wireless communications," in Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks and Workshops, 2008. WiOPT 2008. 6th International Symposium on, pp. 533–538, IEEE, 2008.
45. C. Li, Y. Wang, F. Dong, and D. Yang, "Performance analysis for coded cooperation protocol in fixed relay system," in Information, Computing and Telecommunication, 2009. YC-ICT'09. IEEE Youth Conference on, pp. 182–185, IEEE, 2009.
46. J. M. Moualeu, W. Hamouda and F. Takawira, "Selection relaying in coded cooperation with delayed CSI over Rayleigh fading channels," 2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Istanbul, 2014, pp. 881-886.
47. W. Jin, S. Wu, E. Yang and J. Jiao, "LDPC convolutional codes coded cooperation based on puncturing," 2017 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), Bongpyeong, 2017, pp. 505-509.
48. H. Chen, "The next generation CDMA technologies," John Wiley, 2007.

49. H. Saglam, "Simulation performance of multiple-input multiple-output systems employing single-carrier modulation and orthogonal frequency division multiplexing," tech. rep., DTIC Document, 2004.
50. Madan Lal Saini, Dr.Vivek Kumar Sharma,"Effects of Code Rate and Constraint Length on Performance of Convolutional Code," **International Journal of Information, Communication and Computing Technology**, Vol IV, Issue , 2016.
51. Volker Kuhn, "Wireless Communications over MIMO Channels," John Wiley, 2006.
52. J. Zhang, J. G. Andrews and R. W. Heath, "Single-user MIMO vs. Multiuser MIMO in the broadcast channel with CSIT constraints," 2008 46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, Urbana-Champaign, IL, 2008, pp. 309-314.
53. Lihong Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," in **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, May 2003.
54. C. B. Peel, B. M. Hochwald and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization," in **IEEE Transactions on Communications**, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
55. Lai-U Choi and R. D. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," in **IEEE Transactions on Wireless Communications**, vol. 3, no. 1, pp. 20-24, Jan. 2004.
56. Y. Zhu, Z. Tang and J. Zhu, "An Improved Norm-Based User Selection Algorithm for Multiuser MIMO Systems with Block Diagonalization," 2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference, Baltimore, MD, 2007, pp. 601-605.
57. Yan Xiong and Jiaru Lin, "Block Diagonalization based MMSE vector perturbation precoding for multiuser MIMO down-link transmission," International Conference on Computational Problem-Solving, Lijiang, 2010, pp. 289-292.
58. K. Zu and R. C. d. Lamare, "Low-Complexity Lattice Reduction-Aided Regularized Block Diagonalization for MU-MIMO Systems," in **IEEE Communications Letters**, vol. 16, no. 6, pp. 925-928, June 2012.
59. F. W. Murti, R. P. Astuti and B. S. Nugroho, "Enhancing performance of block diagonalization precoding in multiuser MIMO (MU-MIMO) downlink," 2015 3rd International Conference on Information and Communication Technology (ICoICT), Nusa Dua, 2015, pp. 102-106.

60. J. Mao, C. Chen, X. Cheng and H. Xiang, "Energy efficiency optimisation in MIMO-OFDMA systems with block diagonalisation," in **IET Communications**, vol. 11, no. 18, pp. 2681-2690, 21 12 2017.
61. Shuai Wang, Yang Yu, Changliang Zhai, Wanfang Zhang, Wang "An MMSE based Signal to Leakage plus Noise Ratio Precoding Scheme with Other Cell Interference," in **IEEE Access**, 2013.
62. A. Tarighat, M. Sadek and A. H. Sayed, "A multi user beamforming scheme for downlink MIMO channels based on maximizing signal-to-leakage ratios," Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005., Philadelphia, PA, 2005, pp. iii/1129-iii/1132 Vol. 3.
63. Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol. 52, pp. 461–471, Feb. 2004.
64. R. Chen, J. G. Andrews, and R. W. Heath, "Multiuser spacetime block coded MIMO system with unitary downlink precoding," in Proc. IEEE International Conference on Communications, Paris, France, June 2004, pp. 2689–2693.
65. A. Tarighat, M. Sadek, and A. Sayed, "A Leakage-Based Precoding Scheme for Downlink Multi-User MIMO Channels," **IEEE Transactions On Wireless Communications**, VOL. 6, NO. 5, 2007.
66. X. Zhang, C. He and L. Jiang, "Successive SLNR Based Precoding for Downlink Multi-User MIMO Systems," 2011 IEEE International Conference on Communications (ICC), Kyoto, 2011, pp. 1-5.
67. S. Wang, Y. Yu, C. Zhai, W. Zhang, W. Wang and H. Wang, "An MMSE Based Signal to Leakage Plus Noise Ratio Precoding Scheme with Other Cell Interference," 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall), Las Vegas, NV, 2013, pp. 1-5.
68. Y. Tang, C. Sheng, Y. Hu, H. Yu and X. Zhang, "Low-complexity beamforming designs of sum secrecy rate maximization for the Gaussian MISO multi-receiver wiretap channel," 2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Shanghai, 2016, pp. 2174-2178.
69. Wei Zhang, Wenjie Wo, Jingjing Duan, "A Precoding Scheme Based on SLNR for Downlink MU-MIMO Systems", Advanced Hybrid Information Processing conference, vol. 219, pp. 448, 2018.

70. Deepali Shelke, K.D. Kulat, "Numerical Experimentation to Detect the Signal in MIMO," **International Journal of Computer Applications**, Vol. 115, No. 5, pp. 45-49, 2015.
71. M. Zhang, C. Li, S. Kim and S. Ahmed, "Low-complexity iterative PIC-MMSE based detection with symbol mapping," 2016 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Chengdu, 2016, pp. 1-5.
72. U. Yeşilyurt and Ö. Ertuğ, "Hybrid ML-MMSE adaptive multiuser detection based on joint channel estimation in SDMA-OFDM systems," 2017 25th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split, 2017, pp. 1-5.
73. Y. Lee, "Low-complexity MIMO detection for approaching near-ML performance," 2014 IEEE International Conference on Communication Systems, Macau, 2014, pp. 615-619.
74. J. J. Manresa, P. Khodashenas, M. Siddiqui and P. P. Marino, "On the Need of Joint Bandwidth and NFV Resource Orchestration: A Realistic 5G Access Network Use Case," **IEEE Communications Letters**, VOL. 22, NO. 1, JANUARY 2018.
75. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017-2022 white paper, February 27, 2019, URL: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-741490.html>.
76. P. Muñoz, O. Sallent, J. Pérez-Romero, "Capacity Self-Planning in Small Cell Multi-Tenant 5G Networks," IFIP/IEEE IM Workshop: 2nd International Workshop on Management of 5G Networks, 2017.
77. B. Raaf, W. Zirwas, K.-J. Friederichs, E. Tirola, M. Laitila, P. Marsch, and R. Wichman, "Vision for beyond 4G broadband radio systems," in Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on, pp. 2369–2373, IEEE, 2011.
78. J. GUEY, P. LIAO, Y. CHEN, A. HSU, C. HWANG, AND G. LIN, "ON 5G RADIO ACCESS ARCHITECTURE AND TECHNOLOGY," **IEEE Wireless Communications**, 2015.
79. Jian Wang, Aixiang Jin, Dai Shi, and Lei Wang, "Spectral Efficiency Improvement With 5G Technologies: Results from Field Tests," **IEEE Journal On Selected Areas In Communications**, VOL. 35, NO. 8, 2017.

80. K. R. Santhi, V. K. Srivastava, G. SenthilKumaran, and A. Butare, "Goals of true broad band's wireless next wave (4G-5G)," in Proc. IEEE 58<sup>th</sup> Veh. Technol. Conf., vol. 4. Oct. 2003, pp. 2317-2321.
81. T. Halonen, J. Romero, and J. Melero, Eds., GSM, GPRS and EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS. New York, NY, USA: Wiley, 2003.
82. J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, Fundamentals of WiMAX. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 2007.
83. T. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1996.
84. S. Sesia, I. Touk, and M. Baker, Eds., LTE: The UMTS Long Term Evolution. New York, NY, USA: Wiley, 2009.
85. M. Fallgren et al., Scenarios, Requirements and KPIs for 5G Mobile and Wireless System, document ICT-317669-METIS/D1.1, Apr. 2013.
86. Industry Proposal for a Public Private Partnership (PPP) in Horizon 2020 (Draft Version 2.1), Horizon 2020 Advanced 5G Network Infrastructure for the Future Internet PPP. [Online]. Available: [http://www.networks-etp-eu/fileadmin/user\\_upload/Home/draft-PPP-proposal.pdf](http://www.networks-etp-eu/fileadmin/user_upload/Home/draft-PPP-proposal.pdf).
87. Y. Hwang and J. Shin, "A Study on Management of Access in Industry IoT based 5G New Radio Standalone System," 2018 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju, 2018, pp. 883-885.
88. A. Ijaz et al., "Enabling Massive IoT in 5G and Beyond Systems: PHY Radio Frame Design Considerations," in IEEE Access, vol. 4, pp. 3322-3339, 2016.
89. Ericsson. Mobility Report. Tech. rep. November 2017. URL: <https://www.ericsson.com/res/docs/2016/ericsson-mobility-report-2016.pdf>.
90. Recommendation ITU-R M.2083-0, "IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond," by International Telecommunication Union (ITU), M Series, 09, 2015.
91. Mariam El Hassan, Ammar El Falou, Charlotte Langlais, "Performance Assessment of Linear Precoding for Multi-User Massive MIMO Systems on a Realistic 5G mmWave Channel," 2018 IEEE Middle East and North Africa Communications Conference (MENACOMM).
92. J. G. Andrews et al., "What Will 5G Be?," in **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, June 2014.
93. IEEE Spectrum web site, (everything you need to know about 5G ), URL: <https://spectrum.ieee.org/video/telecom/wireless/everything-you-need-to-know-about-5G> .

94. Connecting America: The National Broadband Plan (Chapter 5) 2010. [Online]. Available: <https://transition.fcc.gov/national-broadband-plan/national-broadband-plan.pdf>
95. ITU-R (2006). Estimated spectrum bandwidth requirements for the future development of IMT-2000 and IMT-Advanced (Rep. M.2078). URL: <https://www.itu.int/pub/R-REP-M.2078-2006>
96. R. C. Daniels and R. W. Heath, "60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations," in **IEEE Vehicular Technology Magazine**, vol. 2, no. 3, pp. 41-50, Sept. 2007
97. S. J. Vaughan-Nicholos, "Gigabit Wi-Fi is on its way," **IEEE Comput.**, vol. 43, no. 11, pp. 11–14, Nov. 2010
98. T. S. Rappaport, J. N. Murdock, and F. Gutierrez, "State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications," **Proceedings of the IEEE**, vol. 99, no. 8, pp. 1390–1436, Aug. 2011
99. M. Marcus and B. Pattan, "Millimeter wave propagation; Spectrum management implications," **IEEE Microw. Mag.**, vol. 6, no. 2, pp. 54–62, Jun. 2005
100. S. Rangan, T. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges," **Proceedings of the IEEE**, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, Mar. 2014.
101. J. G. Andrews, "Seven ways that HetNets are a cellular paradigm shift," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 51, no. 3, pp. 136–144, Mar. 2013
102. 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, Apr. 2012
103. 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, Apr. 2013
104. 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, Mar. 1998
105. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," **European Trans. Telecommun.**, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999
106. 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, Feb. 2013

107. 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, Jan. 2013
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. Ali, E., Ismail, M., Nordin, R. et al. *Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G : overview, classification, and trends for future research.* **Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering** 18, 753–772 (2017).
110. S. Kuttu and D. Sen, "Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey," in **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, vol. 18, no. 2, pp. 949-973, Secondquarter 2016
111. N. H. Mahmood, M. G. Sarret, G. Berardinelli and P. Mogensen, "Full duplex communications in 5G small cells," 2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Valencia, 2017, pp. 1665-1670
112. T. Riihonen, D. Korpi, O. Rantula and M. Valkama, "On the prospects of full-duplex military radios," 2017 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS), Oulu, 2017, pp. 1-6
113. Nordrum, A. (2016, April). New Full Duplex Radio Chip Transmits and Receives Wireless Signals at Once. Retrieved from <https://spectrum.ieee.org/tech-talk/telecom/wireless/new-full-duplex-radio-chip-transmits-and-receives-wireless-signals-at-once>
114. Krishnaswamy, H. and Zussman, G. (2016, jun). Full-Duplex Chip Will Create a Wireless Bandwidth Bonanza. Retrieved from <https://spectrum.ieee.org/semiconductors/devices/fullduplex-chip-will-create-a-wireless-bandwidth-bonanza>
115. L. Xu, H. Zhang, X. Li and X. Wu, "Optimum Relay Location in Cooperative Communication Networks with Single AF Relay," **International Journal of Communications, Network and System Sciences**, Vol. 4 No. 3, 2011, pp. 147-151.
116. Zhipeng Wang, Kunqi Guo, Lixin Sun and Shilou Jia, "A power allocation scheme in two-hop multi-node cooperative communication system," Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control, Harbin, 2013, pp. 439-442.
117. 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, 2004.

118. E. L. Bengtsson, F. Rusek, S. Malkowsky, F. Tufvesson, P. C. Karlsson, O. Edfors. A simulation framework for multiple-antenna terminals in 5G massive MIMO system. *IEEE Access*, vol. 5, pp. 26819-26831, 2017.
119. A. Gupta and R. K. Jha. A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies. *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1206–1232, 2015.
120. L J. Liu, R. H. Chen, S. Geirhofer. Downlink MIMO in LTE-advanced: SU-MIMO vs MU-MIMO. **IEEE Commun. Magazine** , 50(2): 140-147, 2012.
121. M. Schubert, H. Boche. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints. **IEEE Transaction on Vehicular Technology.**, vol. 53, no. 1, pp. 18- 28, 2004.
122. J. Zhang, Y Wu, M. Xu and J. Wang. Linear transmitter precoding design for downlink of multiuser MIMO systems. *Electronics Letters*, vol. 41,no. 14,pp. 811-813, 2005.
123. A. Wiesel, Y. C. Eldar, S. Shamai (Shitz). Linear precoding via conic optimization for fixed MIMO receivers. **IEEE Transaction on Signal Processing**, vol. 54, no. 1, pp. 161-176, 2006.
124. M. Sadek, A. Tarighat, and A. H. Sayed. Active antenna selection in multi-user MIMO communications. **IEEE Transaction on Signal Processing**, vol. 55, no. 4, pp. 1498-1510, 2007.
125. W. Rhee, Wei Yu and J. M. Cioffi. The optimality of beamforming in uplink multiuser wireless systems. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, vol. 3, no. 1, pp. 86-96, 2004.
126. Y. Jiang, J. Li, and W. W. Hager. Joint Transceiver Design for MIMO Communications Using Geometric Mean Decomposition. **IEEE Transaction on Signal Processing**, vol. 53, no. 10, pp. 3791-3803, 2005.
127. Cebraıl ÇIFLIKLI, Waeal AL-OBAIDI and Musaab AL-OBAIDI, “The Performance of Convolutional Coding Based Cooperative Communication: Relay Position and Power Allocation Analysis”, **International Journal of Computer Networks & Communications**, Vol.11, No.3, May 2019.
128. S. Xi and M. D. Zoltowski, "Transmit Beamforming and Detection Design for Uplink Multiuser MIMO Systems," *2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2006, pp. 1593-1600.

## ÖZGEÇMİŞ

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı:** Waeal AL-OBAIDI

**Uyruğu:** Irak

**Doğum Tarihi ve Yeri:** 18.12.1985 - Bağdat

**Medeni Durum:** Evli

**e-mail:** wael.s.ismaeel@gmail.com

**Yazışma Adresi:** GEŞİ MAH. 73. SK. NO: 15 MELİKGAZİ / KAYSERİ

### EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik Elektronik Müh.	-
Lisans	University of Technology, Elektrik-Elektronik Mühendisliği.	2007
Lise	A. B. Rawaha, Bağdat	2003

### İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2007-Halen	North Refineries Company-Irak	Mühendis

### YABANCI DİL

Türkçe - İngilizce

## YAYINLAR

SCI ve SCOPUS indekslerine giren dergilerde yayınlanan makaleler :

- 1- Cebrail ÇIFLIKLI, Waeal AL-OBAIDI and 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.
- 2- C. ÇIFLIKLI, W. Al-Obaidi, and M. Al-Obaidi, “Beamforming Based on SLR for Uplink Channel In MU-MIMO System and Detection Design”, Telecommunications and Radio Engineering journal, Volume 78, Issue 13, 2019.
- 3- Cebrail ÇIFLIKLI, Musaab Al-Obaidi, Mohammed Fadhil and Wael Obaidi, “Cooperative OSIC System to Exploit the Leakage Power of MU-MIMO Beamforming based on maximum SLR for 5G”, INFOCOMMUNICATIONS JOURNAL, Volume XI, Issue 3, 2019.

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.