

**T.C.**  
**GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇOK KULLANICILI ÇOK ANTENLİ**  
**TELSİZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN**  
**UYGULAMALARI**

**LÜTFULLAH ÖZKAN**  
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GEBZE**  
**2023**

**T.C.**  
**GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇOK KULLANICILI ÇOK ANTENLİ**  
**TELSİZ HABERLEŞME**  
**SİSTEMLERİNİN**  
**UYGULAMALARI**

**LÜTFULLAH ÖZKAN**  
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMANI**  
**DR. ÖĞR. ÜYESİ SALİHA BÜYÜKÇORAK EDİBALI**

**GEBZE**  
**2023**

**T.R.**  
**GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY**  
**GRADUATE SCHOOL OF NATURAL**  
**AND APPLIED SCIENCES**

**MULTI USER MULTI ANTENNA**  
**APPLICATIONS OF RADIO**  
**COMMUNICATION SYSTEMS**

**LÜTFULLAH ÖZKAN**  
**A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF**  
**MASTER OF SCIENCE**  
**DEPARTMENT OF ELECTRONICS ENGINEERING**

**THESIS SUPERVISOR**  
**ASSIST. PROF. DR. SALİHA BÜYÜKÇORAK EDİBALI**

**GEBZE**  
**2023**



## YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 19/07/2023 tarih ve 2023/40 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 26/07/2023 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Lütfullah ÖZKAN'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

### JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Dr. Öğr. Üyesi Saliha BÜYÜKÇORAK EDİBALI

ÜYE

: Prof. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Doç. Dr. Ferkan YILMAZ

### ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun

...../...../..... tarih ve ...../..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

## ÖZET

Dik olmayan çoklu erişim (NOMA), sınırlı kaynakların eş kullanımı ile yüksek spektrum verimliliği sağlayan çoklu radyo erişim teknolojisi olup beşinci nesil ve ötesi (5G+) telsiz haberleşme sistemleri için oldukça önem arz etmektedir. Bu yaklaşım ile çoklu kullanıcılara ait sinyaller, alıcılarda bir miktar girişimin olmasına izin verilerek, aynı zaman, frekans ve ortamda iletilmektedir. NOMA kod temelli ve güç temelli olarak ikiye ayrılmaktadır. Güç temelli NOMA'da kullanıcılara kanal kazançlarıyla ters orantılı farklı güç katsayıları tahsis edilmektedir. Pratik uygulamalara rahat entegre edilebilir olduğu için bu tez kapsamında güç temelli NOMA dikkate alınmaktadır.

Çok antenli sistemler (MIMO), verici ve alıcı arasında mesaj sinyalinin bağımsız kopyalarının oluşturulmasını ve anten çeşitlemesi teknikleri ile telsiz kanaldaki sönümlenmenin bozuculuğunu bertaraf ederek sistemin iletim hızı ve hata olasılığı gibi önemli performans ölçütlerinde ciddi iyileşmeler sağlamaktadır.

Literatürde NOMA ile ilgili birçok teorik çalışma olmasına rağmen, gerçek zamanlı uygulamalar oldukça sınırlıdır. Buradan hareketle, bu tez çalışmasında yazılım tabanlı radyo platformu ile gerçek zamanlı aşağı hat tek atlamalı üç kullanıcılı 2x2 MIMO NOMA sistemi tasarlanmıştır. Sistemin vericisinde kanal durum bilgisi gerektirmeyen Alamouti, alıcısında optimum performansı sağlayan maksimum oranlı birleştirme çeşitleme teknikleri kullanılmaktadır. Bu sistem güç temelli NOMA ile çoklandığından, vericide süperpozisyon kodlama tekniğine göre kullanıcılara ait mesaj sinyallerinin kanal kazançlarına uygun olacak şekilde güç katsayılarıyla çarpılıp toplanmakta ve alıcıda kullanıcılar tarafından alınan sinyaller ardışık girişim iptali tekniği ile geri elde edilmektedir. Devamında, sistemin performansı bit hata oranı ve kesinti olasılığı parametrelerine göre test edilmektedir.

**Anahtar Kelimeler: Yazılım Tabanlı Radyo, Dik Olmayan Çoklu Erişim, Verici-Alıcı Anten Çeşitleme.**

## SUMMARY

Non-orthogonal multiple access (NOMA) is multiple radio access technology that provides high spectrum efficiency with simultaneous use of limited resources, and is very important for fifth-generation and beyond (5G+) wireless communication systems. With this approach, signals belonging to multiple users are transmitted at same time, frequency and environment, allowing some interference at receivers. NOMA is divided into code-based and power-based. In power-based NOMA, users are allocated different power coefficients inversely proportional to their channel gains. Power-based NOMA is considered in this thesis, as it can be easily integrated into practical applications.

Multi-antenna systems (MIMO) provide significant improvements in important performance criteria such as transmission rate and error probability of system by creating independent copies of message signal between transmitter and receiver and by eliminating distortion of fading in wireless channel with antenna diversity techniques.

Although there are many theoretical studies on NOMA in literature, real-time applications are quite limited. Thus, in this thesis, real-time downlink single-hop three-user 2x2 MIMO NOMA system with software-defined radio platform is designed. Alamouti, which doesn't require channel state information on transmitter of system, and maximum ratio combining diversity techniques that provide optimum performance on receiver are used. Since this system is multiplexed with power-based NOMA, according to superposition coding technique at transmitter, message signals of users are multiplied and summed with power coefficients by channel gains, and signals received by users at receiver are recovered by successive interference cancellation technique. Subsequently, performance of system is tested according to bit error rate and outage probability parameters.

**Keywords: Software Defined Radio, Non-Orthogonal Multiple Access, Transmitter-Receiver Antenna Diversity.**

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca akademik araştırmalarımın planlanması ve gerçekleştirilmesi aşamalarında yardımını hiçbir zaman esirgemeyen, her koşulda çalışmalarına kendi özgün tecrübeleriyle katkı sağlayarak destek veren, saygı değer tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Saliha BÜYÜKÇORAK EDİBALI'ye,

Akademik denetim, yönlendirme ve teşvik anlayışıyla çalışmalarımı büyük bir titizlikle inceleyen sayın Prof. Dr. Oğuz KUCUR'a,

Araştırmalarım boyunca teknik destek sağlayarak çalışmalarımda bana rehber olan Eray GÜVEN'e,

Araştırmalarım sırasında verdiği teorik bilgilerle çalışmalarına gerekli katkı sunan Ar. Gör. Büşra DEMİRKOL'a,

Tüm eğitim hayatım boyunca benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, her vakitte kararlarımı onaylayarak yanımda duran, mutluluk ve gurur kaynağım olan sevgili ailem, akrabalarım ve arkadaşlarıma,

Ve bu yoğun süreçte hiçbir şekilde motivasyonunu ve desteklerini esirgemeyerek beni cesaretlendiren, yanımda olarak moral veren, en güzel övgüleri hak eden sevgili eşim Şehriban ÖZKAN'a sonsuz şükranlarımı sunar ve teşekkür ederim.

# İÇİNDEKİLER

	<b><u>Sayfa</u></b>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xiv
TABLolar DİZİNİ	xvi
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Taraması	2
1.2. Tezin Katkısı	5
1.3. Tezin İçeriği	6
2. TEMEL KAVRAMLAR	7
2.1. Sayısal Modülasyon Yöntemleri	7
2.1.1. Çok Seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama (M-PSK)	7
2.1.2. Çok Seviyeli Dörtlü Genlik Modülasyonu (M-QAM)	9
2.2. Çok Antenli Haberleşme Teknikleri	9
2.2.1. Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri	11
2.3. Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri	21
2.3.1. Dik Olmayan Çoklu Erişim (NOMA)	21
2.3.1.1. Süperpozisyon Kodlama (SC)	21
2.3.1.2. Ardışık Girişim İptali (SIC)	23
3. GERÇEK ZAMANLI SİSTEMLER İÇİN TEMEL KAVRAMLAR	25
3.1. Yazılım Tabanlı Radyo (SDR)	25
3.1.1. Kısaca Tarihi	25
3.1.2. Yapısı	26
3.1.3. Yazılım Radyo Çevre Birimi (USRP)	28
3.2. Gerçek Zamanlı Sistem Modeli	31
3.3. Senkronizasyon	32

3.3.1. Sembol Zamanlama Kayması (STO)	32
3.3.2. Taşıyıcı Frekans Kayması (CFO)	36
3.4. Kanal Tahmini ve Dengeleme	39
3.5. Performans Metrikleri	43
3.5.1. Bit Hata Oranı (BER)	43
3.5.2. Sinyal Gürültü Oranı (SNR)	43
3.5.3. Kesinti Olasılığı (OP)	45
4. ÇOK KULLANICILI MIMO NOMA SİSTEM TASARIMI VE UYGULAMASI	46
4.1. Üç Kullanıcılı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA Sistemi	46
4.1.1. Sistem Modeli	46
4.1.1.1. Ardışık Girişim İptali (SIC)	49
4.1.1.2. Kesinti Olasılığı (OP)	52
4.1.2. Sistem Gerçeklemesi	53
4.1.3. Ölçüm Sonuçları	55
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	65
KAYNAKLAR	66
ÖZGEÇMİŞ	72
EKLER	73

# SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve Kısaltmalar</u>	<u>Açıklamalar</u>
$\alpha$	: Güç Paylaşım Katsayısı
$\beta$	: Anten Çeşitleme İçin Ağırlık Katsayısı
$\delta$	: Örnek Kayma Miktarı
$\hat{\delta}$	: Tahmini Örnek Kayma Miktarı
$\gamma$	: Sinyal Gürültü Oranı Değeri
$\gamma_{th}$	: Sinyal Gürültü Oranı Eşik Değeri
$A$	: Sembol Genliği
$BER$	: Bit Hata Oranı
$c$	: Işık Hızı
$d$	: Kullanıcıların Kaynağa Göre Uzaklığı
$E$	: Sembolün Enerjisi
$F$	: Frame Sayısı
$f_d$	: Doppler Frekans Kayması
$f_c$	: Vericideki Taşıyıcı Frekansı
$f_c'$	: Alıcıdaki Taşıyıcı Frekansı
$f_o$	: Taşıyıcı Frekans Kayması
$f_e$	: Normalize Edilmiş Taşıyıcı Frekans Kayması
$\tilde{f}_e$	: Tahmin Edilen Taşıyıcı Frekans Kayması
$h_{SU_1}$	: Kanal Kazancı
$\hat{h}_{SU_1}$	: Tahmini Kanal Kazancı
$L$	: Kullanıcı Sayısı
$l$	: Kullanıcı İndeksi
$m$	: Verici Anten Sayısı
$N$	: Sembol Uzunluğu
$n$	: Alıcı Anten Sayısı
$P_t$	: Vericinin Toplam Sinyal Gücü
$P_o$	: Maksimum Normalize Edilmiş İdeal Sembol Gücü
$P_{out}$	: Kesinti Olasılığı
$r$	: Kullanıcı Tarafından Alınan Sinyal
$r_p$	: Alıcıdaki Pilot/Preamble Semboller

$r_{CP}$	: Alıcı Tarafından Alınan Ön-Ek
$\tilde{r}$	: Frekans Kaymasının Düzeltildiği Sinyal
$s$	: Verici Tarafından İletilen Sembol
$\hat{s}$	: Alınan Tahmini Sembol
$s_t$	: İdeal/İletilen Sembol
$s_r$	: Normalize Edilmiş Alınan Sembol
$s_p$	: Vericideki Pilot/Preamble Semboller
$s_{CP}$	: Verici Tarafından İletilen Ön-Ek
$T$	: Sembol Periyodu
$t$	: Geçen Zamanı
$N_0$	: Gürültü Yoğunluğu
$N_g$	: Semboller Arası Koruma Uzunluğu
$v$	: Alıcının Hızı
$y$	: Anten Çeşitleme Birleştirici Çıkışı
$w$	: Gürültü Bileşeni
$Q(\cdot)$	: Q fonksiyonu
$phase(\cdot)$	: Argümanın Fazı
$argmin(\cdot)$	: Argümanın Minimum Değeri
$argmax(\cdot)$	: Argümanın Maksimum Değeri
$(\cdot)^*$	: Kompleks Eşleniği
$\ \cdot\ _F$	: Frobenius Normu
$[\cdot]^T$	: Matris Transpozu
$[\cdot]^H$	: Hermityan Matrisi
$(\cdot)^{-1}$	: Matris Argümanının Tersisi
cm	: Santimetre
dB	: Desibel
Hz	: Hertz
ppm	: Milyonda Bir Birim
1G	: Birinci Nesil
2G	: İkinci Nesil
3G	: Üçüncü Nesil
4G	: Dördüncü Nesil
5G	: Beşinci Nesil

ADC	:	Analogdan Sayısala Dönüştürücü
BER	:	Bit Hata Oranı
BPSK	:	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
CFO	:	Taşıyıcı Frekans Kayması
CP	:	Ön-Ek
CR	:	Kanal Cevabı
CSI	:	Kanal Durum Bilgisi
DAC	:	Sayısalan Analoga Dönüştürücü
DDC	:	Sayısal Alt Dönüştürücü
DSP	:	Sayısal İşaret İşlemcisi
DUC	:	Sayısal Üst Dönüştürücü
EGC	:	Eşit Kazançlı Birleştirme
EVM	:	Hata Vektör Büyüklüğü
FEC	:	Gönderim Yönünde Hata Düzeltme
FRR	:	İletim Çerçeve Alım Oranı
GPS	:	Küresel Konumlandırma Sistemi
IF	:	Sayısal Orta Frekans
IoT	:	Nesnelerin İnterneti
IQ	:	Eşevreli ve Dik Evreli
JTRAS	:	Ortak Verici-Alıcı Anten Seçimi
LabVIEW	:	Laboratuvar Sanal Enstrüman Mühendislik Çalışma Alanı
LIM	:	Lineer İnterpolasyon Yöntemi
LOS	:	Görüş Hattı
LS	:	En Küçük Kareler
M2M	:	Makineden Makineye
MIMO	:	Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
MISO	:	Çoklu Giriş Tekli Çıkış
MLE	:	Maksimum Olabilirlik Kestirimi
M-PSK	:	Çok Seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama
M-QAM	:	Çok Seviyeli Dörtlü Genlik Modülasyonu
MRC	:	Maksimum Oranlı Birleştirme
MRT	:	Maksimum Oranlı İletim
NCMA	:	Ağ Kodlu Çoklu Erişim

NOMA	:	Dik Olmayan Çoklu Erişim
OFDM	:	Dik Frekans Bölmesi Çoğullama
OMA	:	Dik Çoklu Erişim
OP	:	Kesinti Olasılığı
OSTBC	:	Dik Uzay Zaman Blok Kodlama
PPS	:	Saniyede Bir Darbe
QoS	:	Sistemin Hizmet Kalitesi
QPSK	:	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
SeC	:	Seçmeli Birleştirme
SC	:	Süperpozisyon Kodlama
SDR	:	Yazılım Tabanlı Radyo
SE	:	Spektral Verimlilik
SIC	:	Ardışık Girişim İptali
SIMO	:	Tekli Giriş Çoklu Çıkış
SINR	:	Sinyal Girişim Gürültü Oranı
SISO	:	Tekli Giriş Tekli Çıkış
SNR	:	Sinyal Gürültü Oranı
STO	:	Sembol Zamanlama Kayması
SU	:	Tek Kullanıcılı
TAS	:	Verici Anten Seçimi
USRP	:	Yazılım Radyo Çevre Birimi
ZF	:	Sıfır Noktası Kuvvetlendirme

# ŞEKİLLER DİZİNİ

<b><u>Sekil No:</u></b>	<b><u>Sayfa</u></b>
2.1:	Sinyal takımyıldız kümeleri (a) BPSK, (b) QPSK. 8
2.2:	Sinyal takımyıldız kümeleri (a) 16-QAM, (b) 64-QAM. 9
2.3:	Geleneksel telsiz haberleşme sistemlerinin modellenmeleri. 10
2.4:	Alınan sinyal sürecini gösteren SIMO sistem modeli. 11
2.5:	SeC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli. 13
2.6:	MRC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli. 14
2.7:	EGC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli. 16
2.8:	Vericide CSI gerektiren anten çeşitleme teknikleri için alınan sinyal sürecini gösteren MISO sistem modeli. 17
2.9:	OSTBC tekniği için alınan sinyal sürecini gösteren 2x1 MISO sistem modeli. 19
2.10:	Güç paylaşımı ve süperpozisyon kodlama. 22
2.11:	Süperpozisyon kodlanmış NOMA sembolünün her bir kullanıcı için ardışık girişim iptali (SIC) sonrası eldesi. 23
3.1:	SDR verici-alıcı mimarisi. 27
3.2:	NI USRP 2901 birimi. 28
3.3:	OctoClock CDA 2990 birimi 29
3.4:	USRP 2901 için yapısal blok diyagram. 30
3.5:	Gerçek zamanlı sistem modeli. 31
3.6:	Alınan sembolün STO etkisine bağlı 4 farklı başlangıç noktası durumu. 33
3.7:	STO etkisiyle gelen sinyal takımyıldız kümeleri. 34
3.8:	Hareketli pencere ile STO düzeltme ve tahmin etme yöntemi. 35
3.9:	LabVIEW'de sembol zamanlama kayması (STO) düzeltme ve tahmin etme bloğu. 36
3.10:	CFO etkisiyle gelen sinyal takımyıldız kümeleri. 38
3.11:	LabVIEW'de taşıyıcı frekans kayması (CFO) düzeltme ve tahmin etme bloğu. 39

3.12:	LabVIEW’de pilot veya preamble sembollerle kanal tahmini ve dengeleme bloğu.	40
3.13:	LabVIEW’de pilot sembollerle kanal tahmini ve dengeleme bloğu.	41
3.14:	Kanal tahmini ve denkleştirme öncesi ((a), (c)) ve sonrası ((b), (d)) sinyal takımııldız kümeleri.	42
3.15:	LabVIEW’de pilot sembollerini vericide ekleme ve alıcıda çıkarma bloğu.	42
3.16:	LabVIEW’de kaydırma yazmacı (shift register) kullanılarak bit hata oranı (BER) hesaplama bloğu.	43
3.17:	LabVIEW’de hata vektör büyüklüğü (EVM) ile sinyal gürültü oranı (SNR) hesaplama bloğu.	44
4.1:	Üç kullanıcılı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA sistem modeli.	46
4.2:	LabVIEW’de NOMA güç paylaşımı.	48
4.3:	LabVIEW’de Alamouti kod bloğu.	48
4.4:	LabVIEW’de MRC anten çeşitlemesine ait kod bloğu.	49
4.5:	LabVIEW’de U2 kullanıcısı için SIC ve SINR hesabı.	50
4.6:	2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA test düzeneği.	54
4.7:	Kaynaktan gönderilen 3 kullanıcılı NOMA sinyali.	56
4.8:	3. kullanıcı tarafından alınan sinyal.	57
4.9:	(a) 2. kullanıcı tarafından alınan sinyal, (b) 2. kullanıcı için SIC sonrası sinyal.	57
4.10:	(a) 1. kullanıcı tarafından alınan sinyal, (b) 1. kullanıcı için SIC sonrası sinyal.	58
4.11:	Üç kullanıcılı sistemin gerçek zamanlı test ölçümleri sonrası verici kazancı (a) ve SNR (b) değerlerine bağlı BER performansları.	60
4.12:	Üç kullanıcılı sistemin gerçek zamanlı test ölçümleri sonrası verici kazancı (a) ve SNR (b) değerlerine bağlı OP performansları.	62
4.13:	Verici kazancı 0 dB (a) ve 12 dB (b) iken kullanıcılara ait kanal bilgileri.	63

# TABLolar DİZİNİ

<b><u>Tablo No:</u></b>		<b><u>Sayfa</u></b>
2.1:	USRP 2901 radyosunun donanımsal özellikleri.	30
4.1:	2x2 MIMO NOMA sistem gerçekteşmesinde kullanılan parametreler ve değeri.	55
4.2:	Kullanıcıların kanal histogramlarından elde edilen yarı teorik BER değeri.	64



# 1. GİRİŞ

Telsiz haberleşme sistemleri, ilk olarak analog standartlar ile tanınmış ve bu sistemlere ait faaliyetlerin sürdürülmesi ile birlikte yaklaşık her 10 yılda bir yeni nesil hücresel ağ standardına geçiş yapılmıştır [1]. Birinci nesil (1G) hücresel ağ teknolojisinde analog cihazlar kullanılarak haberleşme sağlanmıştır. 1G sistemler, analog standartların yerine sayısal standartların gelmesiyle son bulmuş ve mobil veri servislerinin kullanıldığı ikinci nesil (2G) sistemlere geçilmiştir. Mobil haberleşme sistemlerine artan yoğun ilgiyle birlikte 2G'deki veri iletim hızı az bulunmuş, internet ile etkin ve akıcı haberleşmeyi sağlamak amacıyla üçüncü nesil (3G) hücresel ağ teknolojisine adım atılmıştır. Sayısal standartları kullanan 3G'de mobil cihazlar da küresel konumlandırma sistemi (Global Positioning Systems, GPS) ve görüntülü arama hizmetleri etkinleştirilmiştir. Dördüncü nesil (4G) haberleşme sistemlerinin geliştirilmesi ile birlikte mobil kullanıcılar, yüksek hızlı internete ve modern multimedya sahne olmuştur [2, 3]. Küreselleşen 4G süreci sonrası daha fazla kullanıcıya hitap etmek için 4G'de kullanılan veri iletim hızı yeterli olmamış ve beşinci nesil (5G) sistemler için çalışmalara başlanmıştır. Önceki dört neslin aksine 5G hücresel ağlar, 4G ağlar ile karşılaştırıldığında 100 kat daha fazla veri iletim hızı, 1000 kat daha fazla mobil veri hacmi, 25 kat daha az gecikme ve %90 daha az enerji tüketimi konularında beklentilere sahiptir. 5G teknolojisi ile birlikte gelen enerji hasatlama, milimetre-dalga (millimeter-Wave) iletişimi, devasa çoklu giriş çoklu çıkış (Multiple Input Multiple Output, MIMO), dik olmayan çoklu erişim (Non-orthogonal Multiple Access, NOMA), nesnelerin interneti (Internet of Things, IoT), makineden makineye (Machine to Machine, M2M) haberleşme ve parazit azaltma teknikleri gibi alt başlıklar son zamanlarda büyük ilgi görmektedir [4]. MIMO ve NOMA'nın önemi bu alt başlıklar incelendiğinde, 5G'ye uyumlu çok kullanıcıya hitap eden çok antenli sistemler arzu edilen kriterlerin sağlanmasında oldukça önemli olup, gerçek zamanlı tasarımları oldukça zordur. Literatürde, 5G teknolojisine uyumlu haberleşme sistemlerinin çeşitli versiyonları tasarlanıp gerçekleştirilmiştir.

Bu kapsamda, bu tez 5G hücresel ağlar ile birlikte gelen NOMA çoklu erişim yöntemini kullanarak çok kullanıcı ve çok antenli sistemlerin yazılım tabanlı radyolarla (Software Defined Radio, SDR) gerçekleştirilmesine odaklanmaktadır.

## 1.1. Literatür Taraması

Çok kullanıcı ve çok antenli telsiz haberleşme sistemlerinin tasarlanabilmesi ve gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmesi için SDR teknolojisi kullanılabilmektedir. Test düzeneği SDR ile hazırlanmış, verici-alıcı tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılan az sayıda gerçek zamanlı haberleşme sistemi uygulaması literatürde mevcuttur.

[5]'te test düzeneği kurulan tek kullanıcı (Single User, SU) tekli giriş tekli çıkış (Single Input Single Output, SISO) haberleşme sistemine ait verici-alıcı tasarımı yapıldıktan sonra, SU-SISO sistem için ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) ve dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) sayısal modülasyonları kullanılarak ölçümler yapılmış ve sistemdeki tek kullanıcı tarafından alınan sinyallerin takımyıldız (constellation) kümeleri ve alınan sinyal paketleri incelenmiştir. [6]'daki SU-SISO haberleşme sisteminin vericisinde, sinyal iletimi için tasarlanan ve sinyalin alınmasına katkı sağlayacak olan darbe şekillendirme filtresine ait farklı türlerin, sinyalin bant genişliği ve bit hata oranı (Bit Error Rate, BER) parametreleri üzerine etkisi gözlemlenmiştir. SDR platformu olarak [7]'de USRP kiti ve [8]'de ise FPGA tabanlı PXIe-7965R kullanılarak, bir SU-SISO sistem oluşturulmuş ve bu sistemin BER performans analizi çok seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (M-ary Phase Shift Keying, M-PSK) modülasyonu ile incelenmiştir. Çok sayıda alt taşıyıcıya sahip olan dik frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) modülasyon şeması çok yüksek veri iletim hızını elde edebilmek amacıyla kullanılarak, test düzeneği SU-SISO haberleşme sistemi olan ve sistemlerden ilki [9]'da veri paketi alım oranı açısından sistemin hizmet kalitesi (Quality of Service, QoS) analiz edilirken, sistemlerden ikincisi olan [10]'da ise bu test düzeneğine tam çift yönlü (full-duplex) bir prototip ilave edildikten sonra sinyal gürültü oranı (Signal to Noise Ratio, SNR) ve alıcı kazancına göre BER analizi yapılmıştır. Ayrıca diğer SU-SISO sistemlerinin yer aldığı deneysel çalışmalardan [11]'de alınan sinyalin yanlış algılama olasılığı ve güç spektrumu analiz edilmekte, [12]'de sistemin vericisine çok yönlü anten entegre edilerek yüksek veri hızına sahip çok daha kaliteli video akışı sağlanabilmekte, [13]'te alınan sinyalin güç spektral yoğunluğu ve modülasyon türleri için BER incelenmekte, [14]'te verici-alıcı arasındaki mesafeye

ve alınan sinyalin gücüne bağlı olarak hata vektör büyüklüğü (Error Vector Magnitude, EVM) ve farklı frekans değerlerinin hem alıcı hem de verici kazancına etkisi gözlemlenmekte, [15]'te ise röleli bir işbirlikçi (cooperative) haberleşme sistemi tasarlanarak tek atlamalı (single-hop) ve iki atlamalı (dual-hop) durumlar için verici kazancına göre BER analiz edilmiştir.

[16]'da tek kullanıcılu çoklu giriş çoklu çıkış (Multiple Input Multiple Output, MIMO) telsiz haberleşme sistemi için test düzeneği kurulduktan sonra, alınan sinyalin yanlış algılama ve tespit edilme olasılıkları analiz edilmekte ve bu olasılıksal analizler tekli giriş çoklu çıkış (Single Input Multiple Output, SIMO) ve SISO içinde uygulanmaktadır. [17]'de dik uzay zaman blok kodlama (Orthogonal Space Time Block Code, OSTBC) tekniği ile kodlanan çoklu giriş tekli çıkış (Multiple Input Single Output, MISO) sisteminin alıcılarından biri, gizli dinleyici (eavesdropper) olduğundan optimal güç tahsisi yapılarak yapay gürültü gizlilik oranını (secrecy rate) iyileştirebilmekte ve bu oranının modülasyon tipine bağlı olmadığı ölçülmektedir. [18]'de 802.11g ve 802.11b kablosuz ağ standartları kullanılıp bir SU-SIMO test düzeneği kurulup BER analizine göre simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılmasına bağlı olarak sistemin performansı incelenmektedir. [19]'da OSTBC verici anten çeşitleme desteğiyle bir SU-MISO haberleşme sistemi oluşturulmuş ve ön-ek (cyclic prefix, CP), pilot semboller ile birlikte iletilecek veri sinyallerini meydana getiren iletim çerçevesi (frame) incelendikten sonra alınan sembollerin kanal dengelenmesiyle takımyıldız kümesi elde edilerek MISO sistem için BER analizi gerçekleştirilmiştir. [20]'de 4x4 SU-MIMO donanımsal sistemi görselleştirildikten sonra, bu sistem 10 MHz saat darbesiyle senkronize edilmekte ve bir OSTBC tekniği olan Alamouti anten çeşitleme tekniği ile bir uzamsal (spatial) çoğullama tekniği olan V-BLAST kullanılarak, 2x2 / 4x4 MIMO sistemlerin BER analizleri bu tekniklere göre karşılaştırılmakta, [21]'deki SU-MIMO sistemin alıcısında ise maksimum oranlı birleştirme (Maximal Ratio Combining, MRC) tekniği Alamouti ile kullanılarak 935 MHz ve 1.9 GHz taşıyıcı frekanslarında alınan sembollerin takımyıldız kümeleri incelenmektedir. [22]'de çok seviyeli dörtlü genlik modülasyonu (M-ary Quadrature Amplitude Modulation, M-QAM) ile tasarlanan SU-MIMO sisteminde MRC ve yarı dik uzay zaman blok kodlama (Quasi-orthogonal Space Time Block Code, QSTBC) yöntemleri kullanılarak bir kanal kodlama çeşidi olan iletim yönünde hata düzeltme (Forward Error Correction, FEC) ile NRZ-L hat kodlamaya göre sistemin BER performansı analiz edilmiştir.

[23]'te C-700 SDR platformu destekli gerçek zamanlı SU-MIMO haberleşme sisteminin test düzeneği kurulduktan sonra, anten sayısı verici/alıcı taraflarında değiştirilerek bir SISO sistem, verici anten seçimi (Transmit Antenna Selection, TAS) ve maksimum oranlı iletim (Maximal Ratio Transmission, MRT) ile bir MISO sistem, seçmeli birleştirme (Selection Combining, SeC) ve MRC ile bir SIMO sistem incelenerek ilgili tüm sistemlerin BER/SNR analizi gerçek zamanlı olarak gösterilmiştir. Ayrıca diğer SU-MIMO sistemlerinin yer aldığı deneysel çalışmalardan [24]'te vektör sinyal verici-alıcı modülleri kullanılarak tasarlanan FPGA tabanlı SDR platformunda verici gücünün değişmesiyle sistemin verimlilik eğrisi elde edilmekte, [25]'te ise OFDM modülasyonu ile tasarlanan sistemde anten tipleri değiştirilerek iletilen/alınan güçlerin karşılaştırılması yapılmaktadır.

Vericide süperpozisyon kodlama (Superposition Coding, SC) ve alıcıda ardışık girişim iptali (Successive Interference Cancellation, SIC) tekniklerini kapsayan güç temelli NOMA kullanılarak tasarlanan, aşağı hat (downlink) iki kullanıcılı SISO (2U-SISO) sistemleri içeren çalışmalardan [26]'da IEEE 802.11 yerel ağ standardına ilişkin ilk gerçek zamanlı test düzeneği kurulduktan sonra SNR'a bağlı iletim çerçeve alım oranı (Frame Reception Ratio, FRR) hesabı yapılmakta, [27]'de ise alınan sinyallerin takımyıldız kümesinin rotasyon durumuna göre FRR/SNR eğrisi elde edilmekte, [28]'de dik çoklu erişim (Orthogonal Multiple Access, OMA) ve NOMA kullanıcılarına ait veri hızı karşılaştırılması yapılmakta, [29]'da farklı modülasyon ve güç değerlerinde kanalın etkilendiği durumları, sistem verimliliği, blok hata oranının değişimi ve spektral etkinin artışı gözlemlenmekte, [30]'da IEEE 802.11p standardına entegre edilmeye çalışılan NOMA ile oluşturulan haberleşme sistemi için OMA/NOMA kapasiteleri karşılaştırılmakta, [31]'de ise sistem verimlilik analizi yapılmaktadır. Ayrıca aşağı hat sistemlerden farklı olarak [32]'de NOMA ile yukarı hat (uplink) 2U-SISO sistemi tasarlanmış ve sistemdeki kullanıcı sayısının artışına göre BER performansı ölçümlenmiştir.

NOMA-OFDM tabanlı 2U-SISO gerçek zamanlı haberleşme sistemlerinin BER performansı çalışmalardan [33]'te hem alıcı kazancı hem de SNR değerine bağlı olarak analiz edilirken [34]'te sadece SNR'a göre gerçekleşmekte, bu sisteme röle eklenmesiyle [35, 36]'da verici kazancına göre belirlenmektedir. [37]'deki NOMA-OFDM tabanlı sistemin SIC alıcısındaki zaman tüketimi bant genişliğine bağlı olarak farklı modülasyonlar için incelenmiştir. [38]'de kaynak paylaşım oranına göre her bir kullanıcı için sistem verimlilik hesabı yapılmıştır.

Güç temelli NOMA kullanılarak iki ve daha fazla kullanıcıya sahip olan çok antenli aşağı hat sistemlerini içeren çalışmalardan [39]'da EVM hesabına göre alınan sinyalin takımyıldız kümesi incelenmekte ve veri hızına göre OMA/NOMA karşılaştırılması yapılmış, [40]'da her bir kullanıcıya ait sistem verimliliğine göre olasılık dağılım fonksiyonları elde edilmiş, OFDM tabanlı [41]'de ise 10 MHz bandındaki sistemin verimlilik hesabı yapılmıştır.

Diğer NOMA çalışmalarından [42]'de üç ve dört kullanıcılı SISO tasarlanarak test düzeneği kurulmakta ve alıcıda hatalı/hatasız SIC durumları için BER analiz edilmekte, [43]'te üç kullanıcılı MISO sistem oluşturularak NOMA teknolojisinin yanısıra ağ kodlu çoklu erişim (Network Coded Multiple Access, NCMA) kullanılarak SNR değerlerine göre normalize edilmiş alınan sinyal paketleri incelenmekte, [44]'teki üç kullanıcılı röleli MIMO sisteme ortak verici-alıcı anten seçimi (Joint Transmit and Receive Antenna Selection, JTRAS) ve TAS/MRC anten çeşitleme yöntemleri eklenerek kesinti olasılığı (Outage Probability, OP) hesaplanmaktadır.

Dört kullanıcılı NOMA haberleşme sistemlerini içeren çalışmalarından [45]'teki OFDM tabanlı sistemin verici kazancına göre BER analizi yapılmış, [46]'da tasarlanan MISO sistem önerilen kümeleme algoritmasına göre çalıştırılarak BER/SNR analizi simülasyon ve ölçüm sonuçlarına göre incelenmiş, [47]'de ise kullanıcı sayısı artırılarak sistem verimliliği ve kazancı hesaplanmıştır.

Ayrıca bir tez çalışması olan [48]'de çok kullanıcılı OFDM tabanlı ve tek taşıyıcı aşağı hat NOMA röleli/rölesiz sistemlerin test düzenekleri kurulduktan sonra, bu sistemlere TAS, MRC, JTRAS anten çeşitleme teknikleri eklenerek BER ve OP performans ölçükleri analiz edilmiştir.

## 1.2. Tezin Katkısı

Bu tez çalışması, bir tarafta verici-alıcı anten çeşitleme tekniklerini, güç temelli NOMA prensibini, SDR ve USRP hakkında verici-alıcı yapısını inceleyen teorik bilgiyi verirken, diğer tarafta sistemdeki alıcının sağladığı senkronizasyonu, kanal tahmini/dengelemeyi ve sistem performans metriklerini hesaplayabilen kodlamalar ve anlatımları içermektedir. Tez çalışmasının devamında, gerçek zamanlı olarak tasarlanmış üç kullanıcılı tek atlamalı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA sistemi

BER/OP performans metriklerine göre analiz edilmiştir. Böylesi pratik bir çalışmasının bilinen literatürde yer almaması tezin özgün değerini ortaya koymaktadır.

### 1.3. Tezin İçeriği

Bu tez çalışması beş bölüm halinde planlanmış ve her bir bölümde yapılan çalışmalar aşağıda listelenmiştir.

Birinci bölümde, gerçek zamanlı telsiz haberleşme sistemlerinin araştırıldığı literatür taraması, tezin literatüre katkısı ve içeriği açıklanmıştır.

İkinci bölümde, temel kavramlar başlığı altında, sırasıyla sayısal modülasyon türlerinden M-PSK ve M-QAM'den, verici ve alıcı anten çeşitleme tekniklerinden SC, MRC, eşit kazançlı birleştirme (Equal Gain Combining, EGC), OSTBC, TAS ve MRT'den, çok kullanıcı sistemler için tercih edilen güç temelli NOMA'dan bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde, gerçek zamanlı sistemlerde temel kavramlar başlığı altında SDR tarihi ve genel bir sistemin verici-alıcı yapısı incelenmekte, takiben tez çalışmasında kullanılan USRP 2901'in donanımsal özellikleri ve sistemi senkronize edebilen cihaz OctoClock CDA 2990 hakkında bilgi vermekte, gerçek zamanlı bir sistem modeli için kritik olan sembol zamanlama kayması (symbol timing offset, STO) ve taşıyıcı frekans kayması (carrier frequency offset, CFO) durumlarına dair hassas senkronizasyonlarından bahsedilmekte, sistemin alıcısında kanal tahmini/dengeleme hesaplanmakta ve son olarak BER/SNR/OP olmak üzere sistem performans metriklerine yer verilmektedir.

Dördüncü bölümde, gerçek zamanlı olarak tasarlanmış üç kullanıcı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA sistemi BER/OP performans metriklerine göre analiz edilmekte ve kullanıcılar tarafından alınan takımyıldız kümeleri, SIC çıkışları ile birlikte gösterilmektedir.

Beşinci bölümde, teze ait sonuçlar verilerek tez sonrası gelecek çalışmalar hakkında bilgilendirme yapılmıştır.

## 2. TEMEL KAVRAMLAR

Bu bölümde telsiz haberleşme sistemlerinin tasarlanması ve gerçekleştirilmesi için kullanılacak sayısal modülasyon yöntemlerinden M-PSK ve M-QAM, alıcı ve verici anten çeşitleme yöntemlerinden SC, MRC, EGC, OSTBC, TAS ve MRT ve yeni nesil çoklu erişim tekniklerinden NOMA metodu ele alınarak detaylı şekilde açıklanmıştır.

### 2.1. Sayısal Modülasyon Yöntemleri

Analog modülasyon tekniklerine göre, sayısal modülasyon teknikleri SNR bakımından daha verimli, uzun mesafe iletimi daha kolay, saklamada bilgi kayıpsız, depolaması daha ucuz olması yönüyle tercih edilmektedir. Bu bölümde tez kapsamında, kullanılacak olan M-PSK ve M-QAM sayısal modülasyon türleri detaylandırılmıştır.

#### 2.1.1. Çok Seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama (M-PSK)

Çok seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (M-ary Phase Shift Keying, M-PSK), taşıyıcı sinyalin fazını değiştirerek daha hızlı veri iletimi sağlamak amacıyla kullanılan bir modülasyon yöntemidir [49]. Modülasyon düzenini belirleyen, takımyıldız kümesindeki nokta sayısını ifade eden ve aynı zamanda faz sayısını gösteren  $M$ , sayısal modülasyon yöntemlerindeki kısaltmaların önüne eklenerek çok seviyeli anlamı taşımaktadır. Bu yöntemlerden biri olan M-PSK modülasyonunu üretebilmek için kullanılan genel ifade denklem 2.1'de verilmiştir:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi(i-1)}{M}\right), \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.1)$$

Burada,  $s_i$   $i$ . sembolü,  $E$  sembolün enerjisini,  $f_c$  taşıyıcı frekansı,  $t$  geçen zamanı,  $T$  sembol periyodunu ve  $i \in \{1, \dots, M\}$  temsil etmektedir. Denklem 2.1'deki ifade,

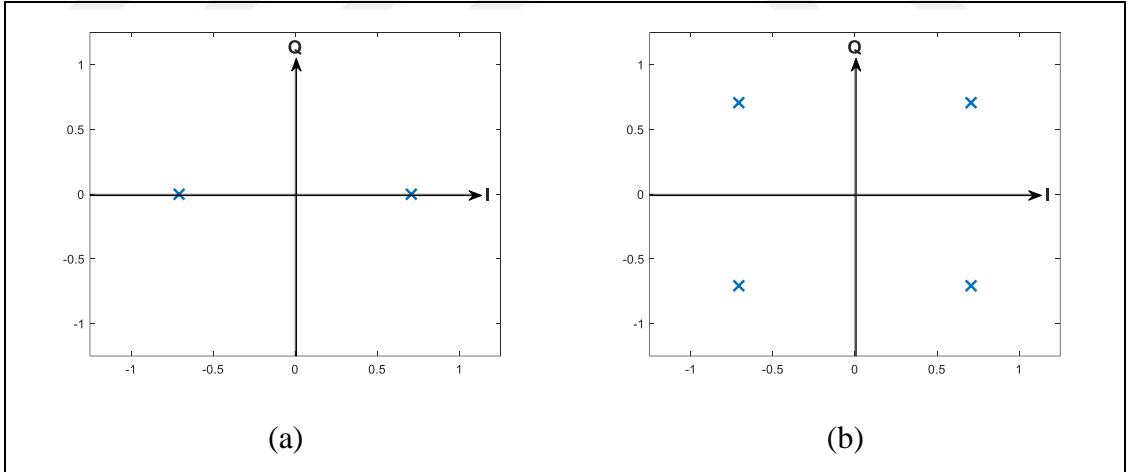
kosinüs fark formülü kullanılarak denklem 2.2’de gösterilen sinüs ve kosinüs temel fonksiyonlarına ayrılmıştır:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \left( \cos\left(\frac{2\pi(i-1)}{M}\right) \cos(2\pi f_c t) + \sin\left(\frac{2\pi(i-1)}{M}\right) \sin(2\pi f_c t) \right). \quad (2.2)$$

Denklem 2.2’deki eşvrelili ve dik evrelili (In-phase and Quadrature-phase, IQ) bileşenler denklem 2.3’te verilmiştir:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \left( \cos\left(\frac{2\pi(i-1)}{M}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi(i-1)}{M}\right) \right). \quad (2.3)$$

M-PSK ile modüle edilen her bir sembol,  $k_b$  bit bilgi taşıdığından  $k_b = \log_2 M$  eşitliği çok seviyeli modülasyonlar için kullanılmaktadır [50]. Şekil 2.1 (a) ve (b)’de  $M$  seviyesinin 2 ve 4 olduğu konfigürasyonlar için BPSK ve QPSK modülasyon türlerinin takımyıldız kümeleri gösterilmektedir.



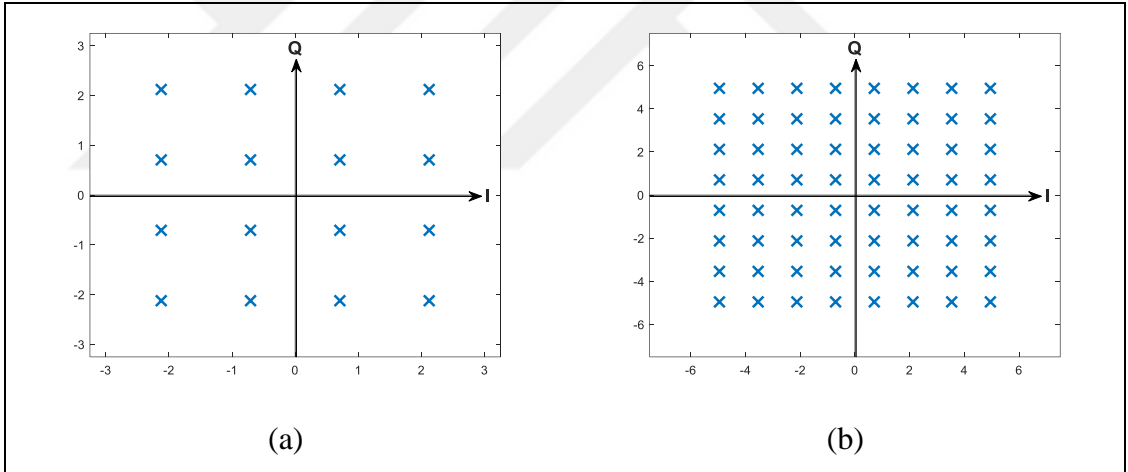
Şekil 2.1: Sinyal takımyıldız kümeleri (a) BPSK, (b) QPSK.

## 2.1.2. Çok Seviyeli Dörtlü Genlik Modülasyonu (M-QAM)

Çok seviyeli dörtlü genlik modülasyonu (M-ary Quadrature Amplitude Modulation, M-QAM), taşıyıcı sinyalin hem fazını hem de genliğini değiştirerek çok daha hızlı veri iletimi yapmayı hedefleyen bir modülasyon çeşididir [49]. Denklem 2.4'te M-QAM modülasyon türünün genel ifadesi verilmiştir:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \left( A_i \cos\left(\frac{2\pi(i-1)}{M}\right) + jA_i \sin\left(\frac{2\pi(i-1)}{M}\right) \right). \quad (2.4)$$

Burada,  $A_i$   $i$ . sembol genliğini ifade etmektedir. Ayrıca, Şekil 2.2 (a) ve (b)'de  $M$  seviyesinin 16 ve 64 olduğu konfigürasyonları için 16-QAM ve 64-QAM modülasyon türlerinin takımyıldız kümeleri gösterilmektedir.



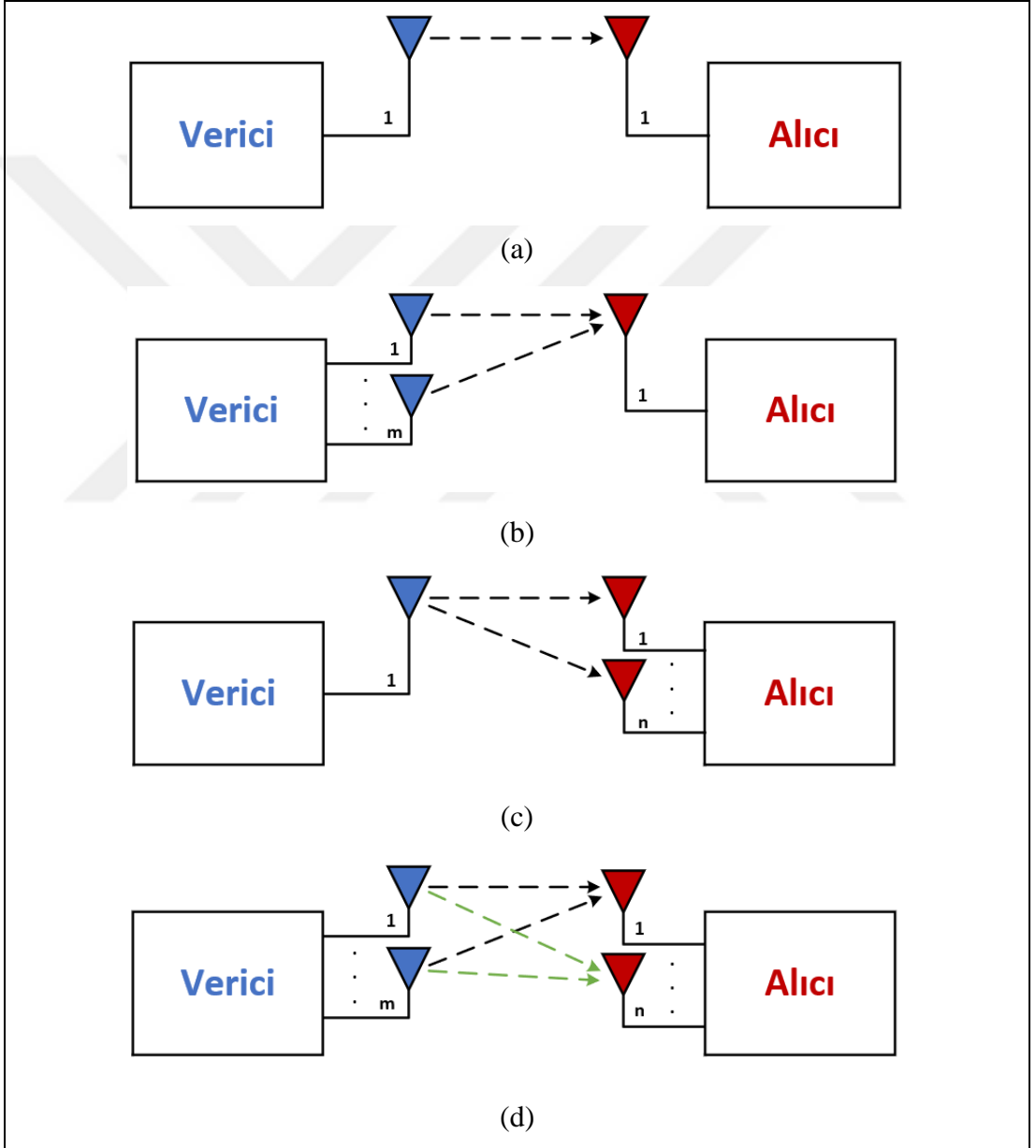
Şekil 2.2: Sinyal takımyıldız kümeleri (a) 16-QAM, (b) 64-QAM.

## 2.2. Çok Antenli Haberleşme Teknikleri

Tek antenli haberleşme sistemlerinin, çok antenli sistemlere göre daha yüksek SNR verimliliği, daha düşük güç kullanımı ve alıcı verici arasındaki bağlantı güvenilirliği bakımından dezavantajları bulunmaktadır.

Farklı sayıda anten konfigürasyonları ile çok antenli haberleşme sistemleri yapılabilmektedir. Bir telsiz haberleşme sisteminde birden fazla anten bulunması, bu

sistemde birbirinden farklı uzaysal yollar kullanılıyor anlamına gelmektedir. Aynı verileri farklı uzaysal yollara göndererek veya aynı verinin farklı bölümlerini aynı uzaysal yola yerleştirerek iki farklı tasarım ortaya çıkmıştır [50]. Çok antenli haberleşme sistemlerinin modellenmeleri, Şekil 2.3'teki gibi, verici ve alıcıdaki anten sayısına göre dört farklı kategoriye ayrılmaktadır. Ayrıca,  $L$  kullanıcı bir haberleşme sisteminin vericisine kaynak ( $S$ ) ve alıcısına kullanıcı ( $U_l$ ) denilebilmektedir. Burada,  $l$  kullanıcı indeksini ifade etmektedir.



Şekil 2.3: Geleneksel telsiz haberleşme sistemlerinin modellenmeleri.

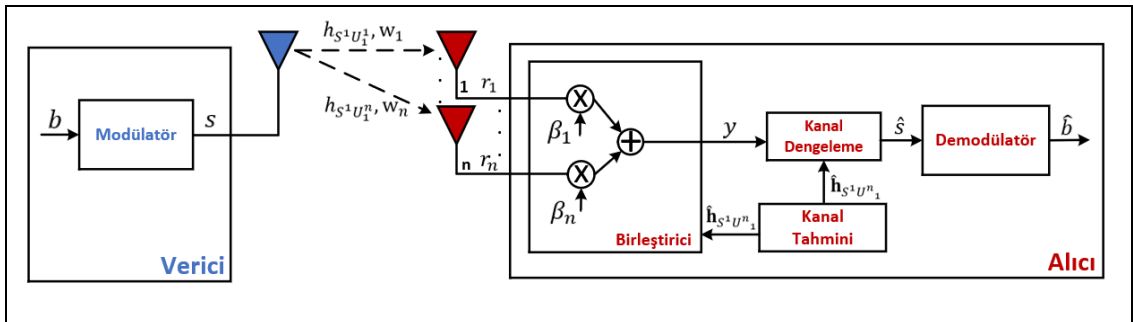
- (a) SISO (1 verici anten, 1 alıcı anten), (b) MISO (m verici anten, 1 alıcı anten),  
(c) SIMO (1 verici anten, n alıcı anten), (d) MIMO (m verici anten, n alıcı anten).

## 2.2.1. Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri

Telsiz haberleşme kanallarında veri iletimi sağlanırken gönderilen sinyal yol kaybı, gölgeleme ve sönmüleme etkilerine maruz kalır. Bu etkiler nedeni ile alıcıda sinyalin genliği, fazı ve frekansı değişmiş çoklu kopyaları oluşur. Böylesi çoklu kopyaların istenilen şekilde düzenlenebilmesi için çok antenli sistemler ve çeşitleme teknikleri ortaya çıkmıştır. Bu sistemler ve teknikler kullanılarak alınan sinyalin SNR değeri artırılmaktadır [51]. Gelen sinyalin bozulmasını azaltan ve haberleşme sisteminin performansını artıran alıcı ve verici anten çeşitlemeli birleştirme teknikleri bu bölümde incelenmiştir.

### 2.2.1.1. Alıcı Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri

Telsiz haberleşme sistemlerinde, alıcı tarafında anten çeşitleme tekniği uygulanabilmesi için SIMO veya MIMO sistem modeli kullanılmaktadır. Bu sistem modeli konfigürasyonu ile aynı verilerin kopyaları, birbirinden farklı iki veya daha fazla yayılma yolundan gönderilmektedir. Böylece alınan kopyaların sönmüleme miktarı birbirinden farklı olmaktadır. Bu durumda kopyaların en az biri diğerlerine göre daha az sönmülemeye maruz kaldığından, gönderilen verilerin alıcı tarafından daha düzgün alınma şansını artırmaktadır [50]. Alıcı tarafında anten çeşitleme yönteminin uygulanabilmesi için gösterilen SIMO sistem modeli Şekil 2.4'tedir.



Şekil 2.4: Sinyal iletim sürecini gösteren SIMO sistem modeli.

Şekil 2.4'teki SIMO sistem modeli incelendiğinde, işlenmesi istenen verilerin  $b$  bitleri modülör girişine verilmiş ve  $s$  sembolleri üretilmiştir. Elde edilen semboller, verici anteninden gönderilmekte ve alıcı antenler tarafından alınmaktadır. Bu sisteme

göre,  $n$  tane alıcı anten olduğundan, birbirinden farklı  $n$  sinyal kopyası alıcı tarafından alınmaktadır. Bu yüzden, her sinyal kopyası  $n$  farklı kanal yolundan iletileceği için  $\mathbf{h}_{S^1U_1^n} = \{h_{S^1U_1^n}\}_{nx1}$  matrisi ve alınan sinyalin gürültü bileşenleri için  $\mathbf{w} = \{w_n\}_{nx1}$  matrisi kullanılarak, alınan sinyal  $\mathbf{r} = \{r_n\}_{nx1}$  olmak üzere denklem 2.5'te verilmiştir:

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}_{S^1U_1^n} S + \mathbf{w}. \quad (2.5)$$

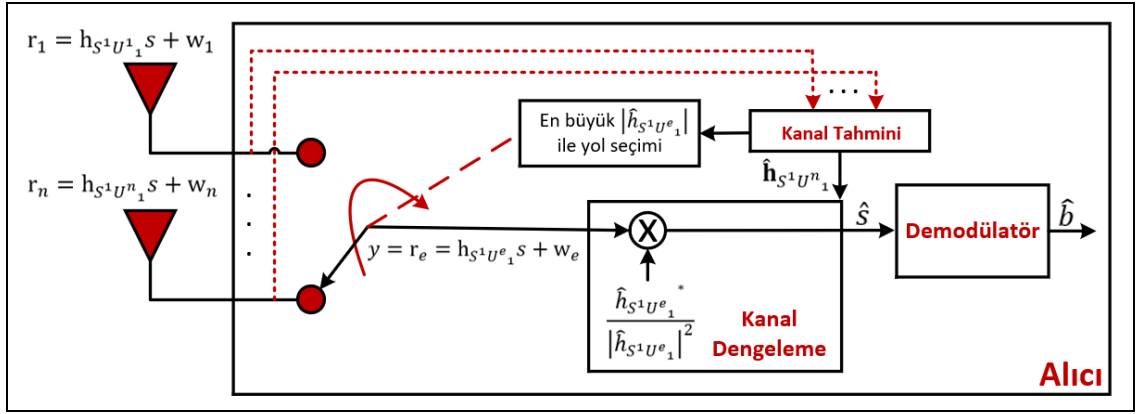
SIMO sistem modeline göre, alıcı  $n$  sinyal alındığında birleştirici blok ağırlık katsayıları  $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_n]^T$  ile alınan sinyalleri birleştirmektedir. Ayrıca,  $[\cdot]^T$  matris transpozunu ifade etmektedir. Birleştirilmiş sinyaller denklem 2.6'da ifade edilmiştir:

$$y = \sum_{k=1}^n \beta_k^* r_k = [\beta_1^* \beta_2^* \dots \beta_n^*] \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ r_n \end{bmatrix} = \boldsymbol{\beta}^H \mathbf{r} = \boldsymbol{\beta}^H (\mathbf{h}_{S^1U_1^n} S + \mathbf{w}). \quad (2.6)$$

Burada,  $y$  birleştirici çıkışı ve  $[\cdot]^H$  hermityan matrisini temsil etmektedir. Denklem 2.6'a göre  $\boldsymbol{\beta}$  ağırlık katsayıları, alıcı anten çeşitlenmeli birleştirme tekniklerine bağlıdır. Bu bölümün devamında, ağırlık katsayılarını belirlemek için kullanılacak SeC, MRC ve EGC tekniklerinden bahsedilmektedir.

- Seçmeli Birleştirme (SeC)

SeC yöntemi ile verici-alıcı arasında en yüksek SNR değerinin alındığı antenin uzaysal yolu seçilmektedir [50]. Bu yöntem kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2.5: SeC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli.

Denklem 2.7'deki, SeC tekniğinin kullanımında  $\beta$  ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$\beta_{SeC,k} = \begin{cases} 1, & \gamma_k = \operatorname{argmax}_e(\gamma_e) \\ 0, & \text{diğerleri} \end{cases}, \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (2.7)$$

Burada,  $\gamma_e$   $e$ . uzaysal yolun SNR değerini ve  $\operatorname{argmax}(\cdot)$  argümanın maksimum değerini ifade etmektedir. Eğer uzaysal yolların kanal gürültüleri aynı olduğu düşünülürse,  $\gamma_e$  SNR değerleri  $|h_{S^1 U^e}|$  her bir sönmleme kanalı kazancı ile domine edilmektedir. SeC tekniğine göre, en yüksek SNR değerine sahip yolu tahmin etmek için tahmini sönmleme kanalı kazancı  $|\hat{h}_{S^1 U^e}|$  olarak yazılmaktadır [50]. Bu durumda denklem 2.7'deki  $\beta$  ağırlık katsayıları, denklem 2.8'deki gibi ifade edilebilmektedir:

$$\beta_k = 1, \quad k = \operatorname{argmax}_e |\hat{h}_{S^1 U^e}|. \quad (2.8)$$

SeC yöntemiyle, en yüksek SNR değerine sahip en iyi  $e$ . yol seçimi sonrası,

$$y = \sum_{k=1}^n \beta_k^* r_k = \beta_e^* r_e = r_e \quad (2.9)$$

çıkışı vermektedir. Seçilen uzaysal yolun tahmini kanalı dürtü cevabı  $|\hat{h}_{S^1 U^e}|$  bilgisi kullanılarak,

$$\hat{s} = \frac{\hat{h}_{S^1U_1^e}^*}{|\hat{h}_{S^1U_1^e}|^2} y = \frac{\hat{h}_{S^1U_1^e}^*}{|\hat{h}_{S^1U_1^e}|^2} r_e \quad (2.10)$$

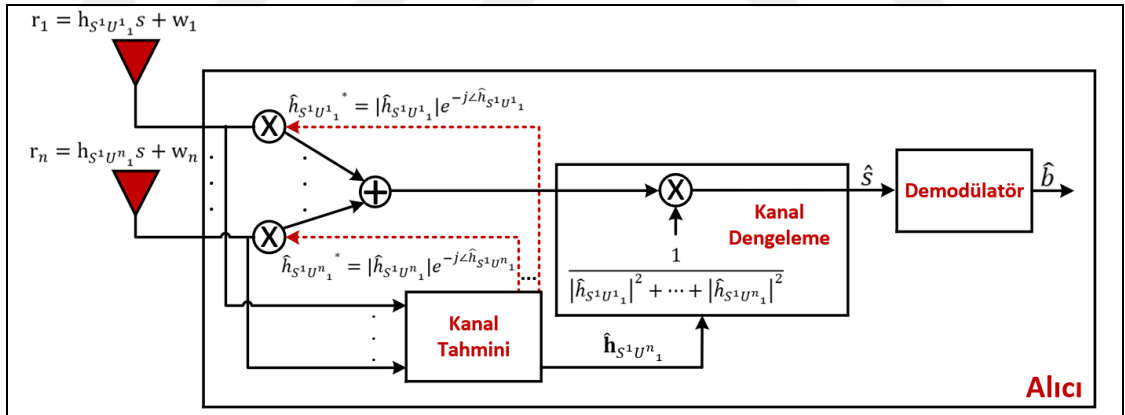
gönderilen  $s$  sinyaline karar verilmektedir. Ayrıca birleştirici çıkışındaki anlık SNR değeri,

$$\gamma_{Sec} = \text{argmax}_e(\gamma_e) \quad (2.11)$$

alınan tüm anlık SNR değerlerinin arasından en büyük olanı seçilerek bulunmaktadır.

- Maksimum Oranlı Birleştirme (MRC)

MRC yöntemi ile alınan tüm sinyaller kendi sönümlenme kanalı kazançlarıyla ağırlıklandırılarak birleştirilmektedir [51]. Böylece alıcının birleştirici çıkışında SNR maksimize edilmektedir. MRC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6: MRC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli.

Denklem 2.12'deki, MRC tekniğinin kullanımında  $\beta$  ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$\beta_{MRC,k} = \hat{h}_{S^1U_1^k} = |\hat{h}_{S^1U_1^k}| e^{j\angle \hat{h}_{S^1U_1^k}}, \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (2.12)$$

Denklem 2.6 ve 2.12 kullanılarak MRC yöntemi için,

$$\begin{aligned}
y &= \sum_{k=1}^n \beta_k^* r_k = \sum_{k=1}^n (\hat{h}_{S^1 U_1^k}^*) (h_{S^1 U_1^k} s + w_k) \\
&= \left( (\hat{h}_{S^1 U_1^1}^*) (h_{S^1 U_1^1}) + \dots + (\hat{h}_{S^1 U_1^n}^*) (h_{S^1 U_1^n}) \right) s \\
&\quad + \sum_{k=1}^n (\hat{h}_{S^1 U_1^k}^*) (w_k)
\end{aligned} \tag{2.13}$$

çıkışı elde edilmektedir. Çıkış işaretine güç normalizasyonu yapılarak,

$$\hat{s} = \sum_{k=1}^n \frac{(\hat{h}_{S^1 U_1^k}^*) (r_k)}{|\hat{h}_{S^1 U_1^k}|^2} \tag{2.14}$$

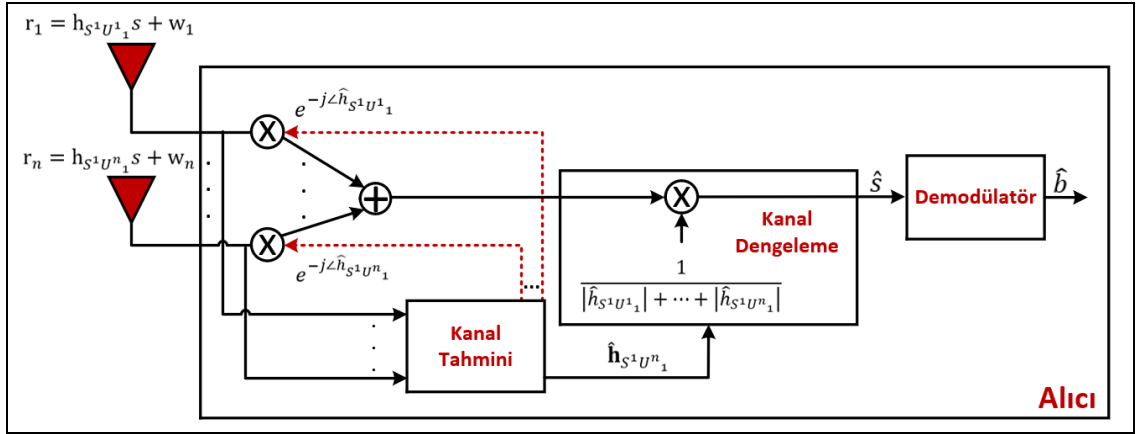
gönderilen  $s$  sinyaline karar verilmektedir. Ayrıca MRC süreci sonrası birleştirici çıkışındaki anlık SNR değeri,

$$\gamma_{MRC} = \gamma_s \left( |h_{S^1 U_1^1}|^2 + \dots + |h_{S^1 U_1^n}|^2 \right) \tag{2.15}$$

olarak ifade edilmektedir. Burada,  $\gamma_s = \frac{E}{N_0}$  sembol başına SNR değerini,  $N_0$  gürültü yoğunluğunu temsil etmektedir.

- Eşit Kazançlı Birleştirme (EGC)

MRC tekniğine göre daha az karmaşıklığa sahip olan EGC'de alınan tüm sinyaller, kendi sönmüleme kanallarındaki faz bilgileriyle birleştirilmektedir [50]. Böylece alıcının birleştirici çıkışında SNR maksimize edilmektedir. EGC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli Şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7: EGC yöntemi kullanılarak alınan sinyal sürecini gösteren sistem modeli.

Denklem 2.16'daki, EGC tekniğinin kullanımında  $\beta$  ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$\beta_{EGC,k} = e^{j\angle \hat{h}_{S^1 U^k_1}}, \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (2.16)$$

Denklem 2.6 ve 2.16 kullanılarak EGC yöntemi için,

$$\begin{aligned} y &= \sum_{k=1}^n \beta_k^* r_k = \sum_{k=1}^n e^{-j\angle \hat{h}_{S^1 U^k_1}} \left( |h_{S^1 U^k_1}| e^{j\angle \hat{h}_{S^1 U^k_1}} s + n_k \right) \\ &= \sum_{k=1}^n \left( |h_{S^1 U^k_1}| s + \left( e^{-j\angle \hat{h}_{S^1 U^k_1}} \right) n_k \right) \\ &= \left( |h_{S^1 U^1_1}| + \dots + |h_{S^1 U^n_1}| \right) s + \sum_{k=1}^n \left( e^{-j\angle \hat{h}_{S^1 U^k_1}} \right) n_k \end{aligned} \quad (2.17)$$

çıkışı elde edilmektedir. Çıkış işaretine güç normalizasyonu yapılarak,

$$\hat{s} = \sum_{k=1}^n \frac{\left( e^{-j\angle \hat{h}_{S^1 U^k_1}} \right) r_k}{|\hat{h}_{S^1 U^k_1}|} \quad (2.18)$$

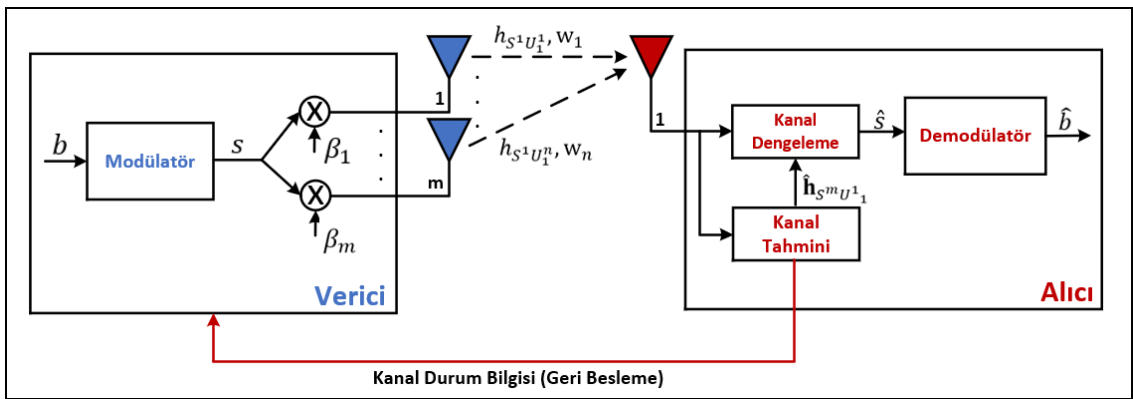
gönderilen  $s$  sinyaline karar verilmektedir. Ayrıca EGC süreci sonrası birleştirici çıkışındaki anlık SNR değeri,

$$\gamma_{EGC} = \gamma_s (|h_{S^1U_1^1}| + \dots + |h_{S^1U_1^n}|)^2 \quad (2.19)$$

olarak ifade edilmektedir.

### 2.2.1.2. Verici Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri

Telsiz haberleşme sistemlerinde, yukarı hat (mobil cihazdan baz istasyonuna) iletim sağlanırken alıcı (baz istasyonu) tarafında anten çeşitlemeli birleştirme tekniklerini uygulamak oldukça kullanışlıdır. Fakat aşağı hat (baz istasyonundan mobil cihaza) iletim gerçekleştiği durumda ise alıcı (mobil cihaz) tarafını çoklu antenle donatmak kolay olmayacağından bu teknikleri uygulamak fazlaca karmaşık bir hal almaktadır. Böyle bir durumda verici çok anten ile donatılmakta ve verici anten çeşitlemeli birleştirme teknikleri kullanılmaktadır. Bu tekniklerden OSTBC alıcıdaki kanal durum bilgisine (Channel State Information, CSI) ihtiyaç duymazken TAS, MRT, ön eşit kazançlı birleştirme (Pre-Equal Gain Combining, P-EGC) teknikleri CSI'ya ihtiyaç duymaktadır [50]. Verici tarafında anten çeşitlemeli birleştirme yöntemlerinin uygulanabilmesi için kullanılacak sistem MISO veya MIMO olması gerekmektedir. Şekil 2.8'de CSI'ya ihtiyaç duyan TAS, MRT ve P-EGC çeşitlemeli birleştirme teknikleri için alınan sinyal sürecini gösteren MIMO sistem modeli bulunmaktadır.



Şekil 2.8: Vericide CSI gerektiren anten çeşitleme teknikleri için alınan sinyal sürecini gösteren MISO sistem modeli.

Şekil 2.8'deki MISO sistem modeline göre,  $m$  tane verici anten olduğundan, birbirinden farklı  $m$  sinyal kopyası verici tarafından iletilmektedir. Bu yüzden, her

sinyal kopyası  $m$  farklı kanal yolundan tek alıcı antene iletileceği için  $\mathbf{h}_{S^m U_1^1} = \{h_{S^m U_1^1}\}_{1 \times m}$  matrisi ve alınan sinyalin gürültü bileşenleri için  $\mathbf{w} = \{w_m\}_{m \times 1}$  matrisi kullanılarak, alınan sinyal  $\mathbf{r} = \{r_m\}_{m \times 1}$  olmak üzere denklem 2.20'de verilmiştir:

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}_{S^m U_1^1} \boldsymbol{\beta} s + \mathbf{w}. \quad (2.20)$$

Burada, ağırlık katsayıları  $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m]^T$  olarak ifade edilmiştir. Bu bölümün devamında, CSI'ya ihtiyaç duyan TAS, MRT ve P-EGC tekniklerinden bahsedilmektedir.

- Verici Anten Seçimi (TAS)

Alıcı anten çeşitleme yöntemlerinden olan SeC'nin vericide gerçekleşmesidir. Denklem 2.21'deki, TAS tekniğinin kullanımında  $\beta$  ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$\beta_{TAS,k} = \begin{cases} \sqrt{P_t}, & \gamma_k = \operatorname{argmax}_e(\gamma_e) \\ 0, & \text{diğerleri} \end{cases}, \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad (2.21)$$

Burada,  $P_t$  vericinin toplam sinyal gücünü temsil etmektedir.

- Maksimum Oranlı İletim (MRT)

MRT diğer adıyla bilinen ön maksimum oranlı birleştirme (Pre-Maximal Ratio Combining, P-MRC) tekniği, verici antenler üzerindeki gücü anlık sönmülemeli kanal kazançlarına göre ağırlıklandırmaktadır [50, 51].

Denklem 2.22'deki, MRT tekniğinin kullanımında  $\beta$  ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi belirlemektedir:

$$\beta_{MRT,k} = \sqrt{\frac{P_t}{\sum_{k=1}^m |h_{S^k U_1^1}|^2}} (h_{S^k U_1^1}^*)^*, \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad (2.22)$$

- Ön Eşit Kazançlı Birleştirme (P-EGC)

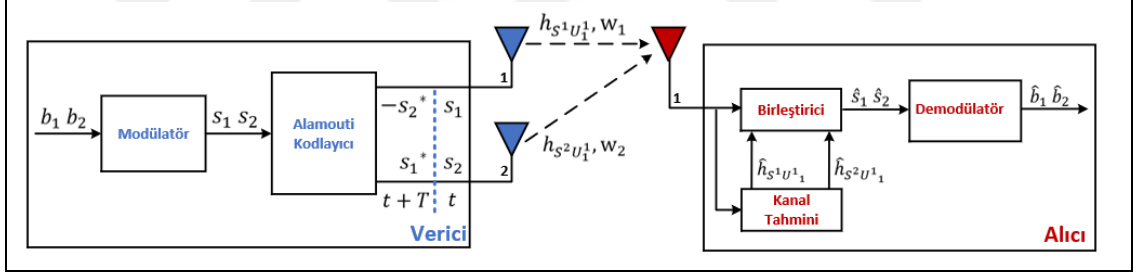
P-EGC tekniği, verici antenlerin sağladığı güç eşit olarak bölünüp ilgili sönümlenme kanalına ait faz kayması da dahil edilerek alıcıda uygun şekilde birleştirilmesidir. Denklem 2.23'teki, P-EGC tekniğinin kullanımında  $\beta$  ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi belirlemektedir:

$$\beta_{P-EGC,k} = e^{-j\angle \hat{h}_{s^k U_1^1}} \sqrt{\frac{P_t}{k}}, \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad (2.23)$$

CSI parametresine ihtiyaç duyan anten çeşitleme tekniklerinin yanısıra, bu parametrenin kullanılmadığı OSTBC yöntemi daha az karmaşıklığa sahiptir.

- Dik Uzay Zaman Blok Kodlama (OSTBC)

S.M. Alamouti [52] tarafından geliştirilen OSTBC tekniği aynı zamanda Alamouti kodlama olarak adlandırılmakta ve bu teknik için 2x1 MISO sistem modeli kullanılmaktadır.



Şekil 2.9: OSTBC tekniği için alınan sinyal sürecini gösteren 2x1 MISO sistem modeli.

Vericide CSI gerektirmeyen bir anten çeşitleme türü olan OSTBC'de,  $T$  sembol periyodu farkı ile iki verici antenden eş zamanlı olarak sinyaller gönderilmektedir. Alamouti kodlama yapılırken,  $t$  zamanında 1. antenden  $s_1$  sinyali ve 2. antenden  $s_2$  sinyali iletilirken,  $t + T$  zamanında 1. antenden  $-s_2^*$  sinyali ve 2. antenden  $s_1^*$  sinyali iletilmektedir [51]. Denklem 2.24'te alınan sinyal örnekleri için matris form bulunmaktadır:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{s^1 U_1^1} \\ h_{s^2 U_1^1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Bu matris form düzenlenerek alınan sinyaller için çıktılar denklem 2.25'teki gibi elde edilmiştir:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{S^1U_1^1} & h_{S^2U_1^1} \\ h_{S^2U_1^1}^* & -h_{S^1U_1^1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Elde edilen denklemin kapalı formu denklem 2.26'da gösterilmiştir:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w}. \quad (2.26)$$

Alıcıda mükemmel bir kanal tahmini sağlandığında,  $\hat{\mathbf{H}} \approx \mathbf{H}$  olacağından birleştirici çıkışının kapalı formu denklem 2.27'deki gibi ifade edilmektedir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \mathbf{w}. \quad (2.27)$$

Birleştirici çıkışının matris formu denklem 2.28'de verilmiştir:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{S^1U_1^1}^* & h_{S^2U_1^1} \\ h_{S^2U_1^1}^* & -h_{S^1U_1^1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{S^1U_1^1}^* & h_{S^2U_1^1} \\ h_{S^2U_1^1}^* & -h_{S^1U_1^1} \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} h_{S^1U_1^1} & h_{S^2U_1^1} \\ h_{S^2U_1^1}^* & -h_{S^1U_1^1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \right) \\ &= \begin{bmatrix} |h_{S^1U_1^1}|^2 + |h_{S^2U_1^1}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{S^1U_1^1}|^2 + |h_{S^2U_1^1}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Burada, birleştirici çıkışındaki gürültü ifadesi  $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{H}^H \mathbf{w}$  eşitliğini temsil etmektedir. Denklem 2.28'deki birleştirici çıkışından

$$\hat{s}_1 = \frac{y_1}{|h_{S^1U_1^1}|^2 + |h_{S^2U_1^1}|^2} \quad (2.29)$$

$$\hat{s}_2 = \frac{y_2}{|h_{S^1U_1^1}|^2 + |h_{S^2U_1^1}|^2} \quad (2.30)$$

gönderilen  $s$  sinyaline karar verilmektedir.

## 2.3. Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri

Bu bölümde, dik çoklu erişim (Orthogonal Multiple Access, OMA) tekniklerinden farklı olarak yüksek spektral verimlilik (Spectral Efficiency, SE) ve düşük iletim gecikmesi ile daha fazla kullanıcıya erişimi hedefleyen ve 5G+ telsiz haberleşme sistemlerinde kullanılan dik olmayan çoklu erişim (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA) yöntemine yer verilmiştir [53].

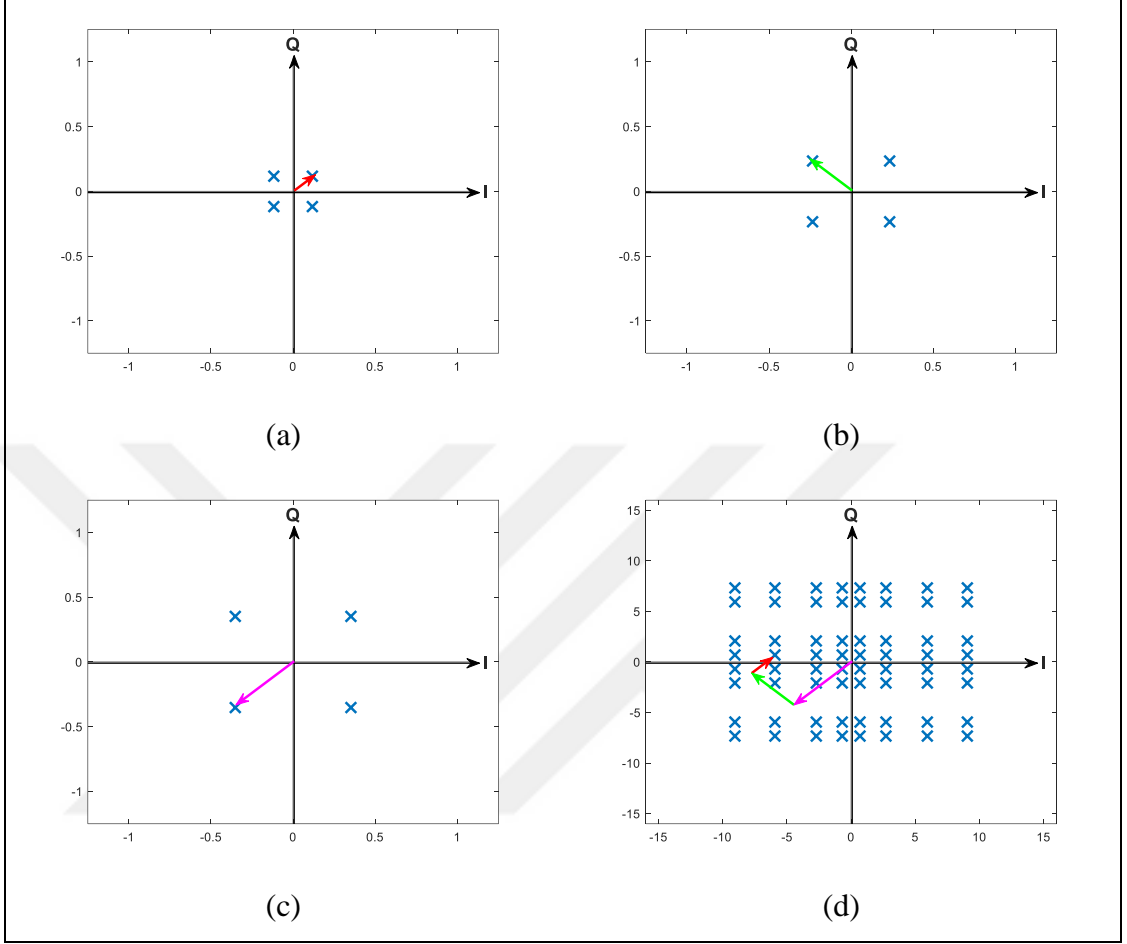
### 2.3.1. Dik Olmayan Çoklu Erişim (NOMA)

Bir OMA yöntemi olan dik frekans bölmeli çoklu erişim (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) her bir kullanıcının bilgisini dik frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) şemasıyla bir alt taşıyıcıya tahsis edip çoklu erişimi sağlamaktadır. Fakat bu yöntem, birden fazla kullanıcının bilgisini aynı alt taşıyıcıya tahsis etmeyi olanaksız hale getirdiğinden, her bir alt taşıyıcıya ait frekanslar farklı kullanıcılar için tekrar tekrar kullanılamamaktadır. Bu yüzden her bir kullanıcının aynı alt taşıyıcıyı kullanabildiği dik olmayan çoklu erişim (NOMA) yöntemi geliştirilerek spektral verimlilik artırılmıştır [48]. Bilinen NOMA yaklaşımları, güç ve kod temelli olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Bu çalışmada, güç temelli NOMA konsepti kullanılarak vericide süperpozisyon kodlama ve alıcıda ardışık girişim iptali tekniklerine odaklanılmıştır.

#### 2.3.1.1. Süperpozisyon Kodlama (SC)

Güç temelli NOMA kullanılan bir telsiz haberleşme sisteminin vericisinde, birden fazla kullanıcıya ait bilgi eş zamanlı olarak alıcılara iletilebilmektedir. Vericide kullanıcılara ait bilgilerin üst üste bindirilerek iletilmesine süperpozisyon kodlama (SC) adı verilir. Süperpozisyon kodlamada, öncelikle kullanıcılara ait en iyi kanal kazancı sıralamasına ters olacak şekilde kullanıcılar arası güç paylaşımı yapılmakta ve güç paylaşım katsayıları belirlenmektedir. Bu duruma bağlı olarak, sistemin vericisine uzak olan kullanıcıya en fazla güç tahsis edilirken, yakın olan kullanıcıya en az güç tahsis edilmektedir. Vericide güç paylaşımı yapıldıktan sonra,

kullanıcılara ait bilgi sinyalleri güç paylaşım katsayıları ile çarpılarak toplanmakta ve alıcılara eş zamanlı olarak gönderilmektedir.



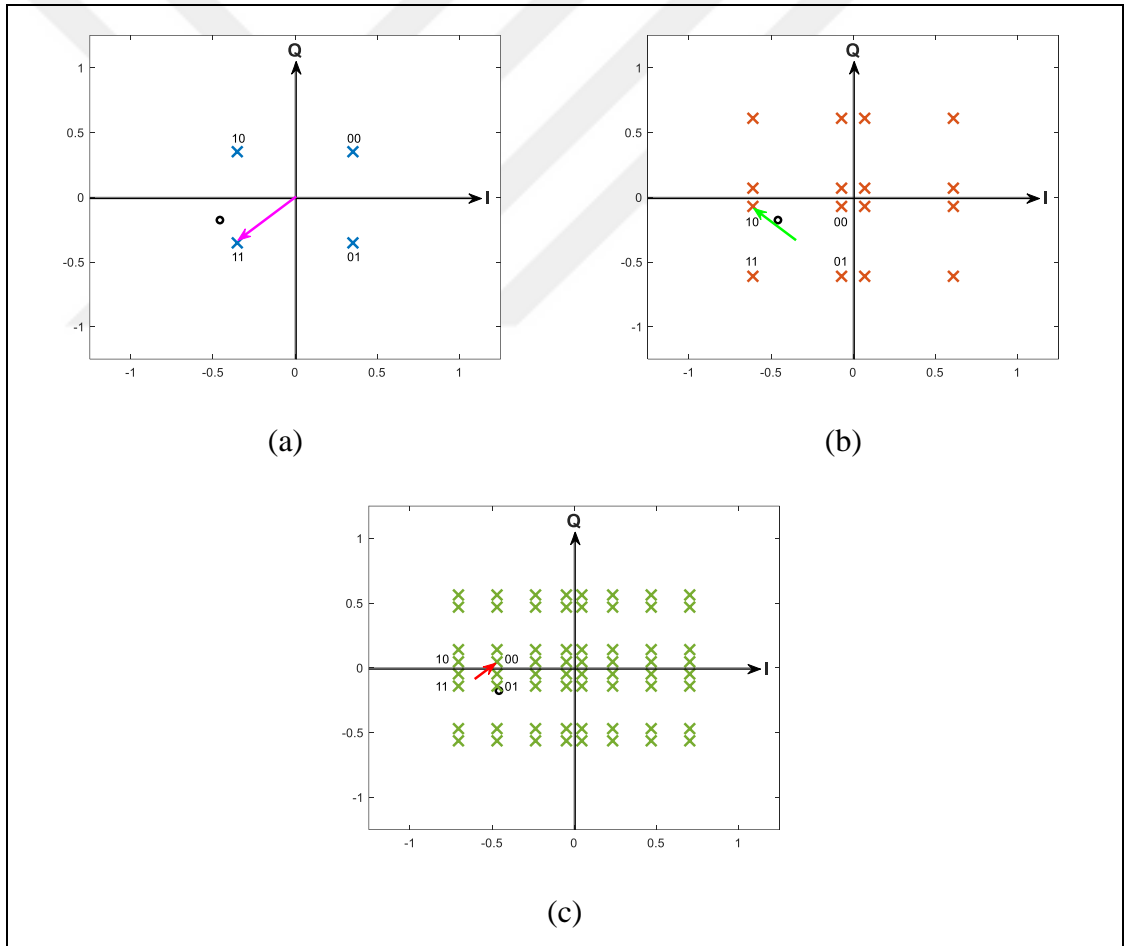
Şekil 2.10: Güç paylaşımı ve süperpozisyon kodlama.

(a) Yakın kullanıcının sembolü, (b) Orta kullanıcının sembolü, (c) Uzak kullanıcının sembolü, (d) Süperpozisyon kodlanmış NOMA sembolü.

Üç kullanıcılu bir sistem senaryosuna göre, Şekil 2.10'da güç paylaşımı yapılarak kullanıcılara ait semboller elde edilmiş ve elde edilen bu semboller üst üste bindirilerek süperpozisyon kodlanmış NOMA sembolü oluşturulmuştur. Bu senaryo incelendiğinde,  $l$  kullanıcı indeksi olmak üzere  $\sum_{l=1}^3 \alpha_l = 1$  eşitliğini sağlayacak şekilde yakın kullanıcıdan uzak kullanıcıya doğru güç paylaşım katsayıları  $\alpha_1 = \alpha$ ,  $\alpha_2 = 2\alpha$  ve  $\alpha_3 = 3\alpha$  olarak belirlenmiştir. Güç paylaşım katsayıları ile çarpılan kullanıcı sembolleri yakından uzağa doğru Şekil 2.10 (a), (b) ve (c)'de verilmiştir. Bu semboller, vericide toplanarak süperpozisyon kodlanmış NOMA sinyali elde edilmiş ve Şekil 2.10 (d)'de görselleştirilmiştir.

### 2.3.1.2. Ardışık Girişim İptali (SIC)

Vericide süperpozisyon ilkesine göre kodlanmış NOMA sembolü kullanıcılar tarafından alındıktan sonra, her bir kullanıcının sembolü SIC tekniğiyle çözülmektedir. SIC uygulanırken kullanıcı ilk önce en güçlü sinyali çözmekte ve daha zayıf sinyalleri gürültü olarak algılamaktadır. Bu yüzden en güçlü sinyale SIC uygulanmaksızın, uzak kullanıcı tarafından alınan sembol kodu direk çözülebilmektedir. Ayrıca zayıf sinyallerin çözülebilmesi içinse, alınan NOMA sembolü tekrar kodlanarak kendisinden daha güçlü sinyalleri SIC yardımıyla teker teker çıkartmaktadır. SIC tamamlandıktan sonra, kullanıcıların sembollerine güç normalizasyonu yapılarak semboller son haline getirilmektedir.



Şekil 2.11: Süperpozisyon kodlanmış NOMA sembolünün her bir kullanıcı için ardışık girişim iptali (SIC) sonrası eldesi.

(a) Uzak kullanıcının sembolü, (b) Orta kullanıcının sembolü, (c) Yakın kullanıcının sembolü.

Şekil 2.10 (d)'de verilen NOMA sinyaline, SIC uygulayan kullanıcıların çözülen sembolleri ve bu sembollere ilişkin gray kodları Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Şekil 2.11'de belirtilen siyah çember, kullanıcılar tarafından alınan hatalı sembolü ifade etmektedir. İlk önce, Şekil 2.11 (a)'da gösterildiği gibi alınan NOMA sinyali uzak kullanıcı tarafından direk çözülmekte ve alınan hatalı sembolün kodu '11' olarak belirlenmektedir. Orta kullanıcının sembolü ise, alınan NOMA sembolü tekrar kodlandıktan sonra elde edilen uzak kullanıcının sinyalleri SIC ile çıkarılarak çözümlenmektedir. Şekil 2.11 (b)'de SIC sonrası orta kullanıcının sembolü elde edilmekte ve alınan hatalı sembolün kodu '10' olarak belirlenmektedir. Ayrıca Şekil 2.11 (c)'de yakın kullanıcının sembolleri çözülmürken, iki aşamalı SIC uygulanmakta ve alınan hatalı sembolün kodu '01' olarak elde edilmektedir. Bu durumda, SIC sonrası bulunan sinyaller birbirine karışmadan kodlarını çözebilmektedir.

## 3. GERÇEK ZAMANLI SİSTEMLER İÇİN TEMEL KAVRAMLAR

Bu başlık altında gerçek zamanlı telsiz haberleşme sistemlerinin tasarlanması ve gerçekleşmesi için kullanılacak SDR'a genel bir bakış niteliğinde kısaca tarihinden ve yapısından bahsedilmiştir. Gerçek zamanlı sistemlerde alıcı tarafında vericiden gönderilen sinyalin doğru olarak tahmin edilebilmesi için haberleşmedeki en önemli kavramlardan senkronizasyon, kanal tahmini ve dengeleme konuları ele alınmıştır. Ayrıca bu sistemlerin başarımının analizi için kullanılacak SNR ve OP performans metrikleri incelenmiştir.

### 3.1. Yazılım Tabanlı Radyo (SDR)

Bu bölümde radyoların gerçek zamanlı olarak programlanabilmesi amacıyla ortaya çıkan SDR'in tarihi, donanımsal yapısı ve SDR olarak en çok tercih edilen yazılım radyo çevre birimi (Universal Software Radio Peripheral, USRP) tanıtılmıştır.

#### 3.1.1. Kısaca Tarihi

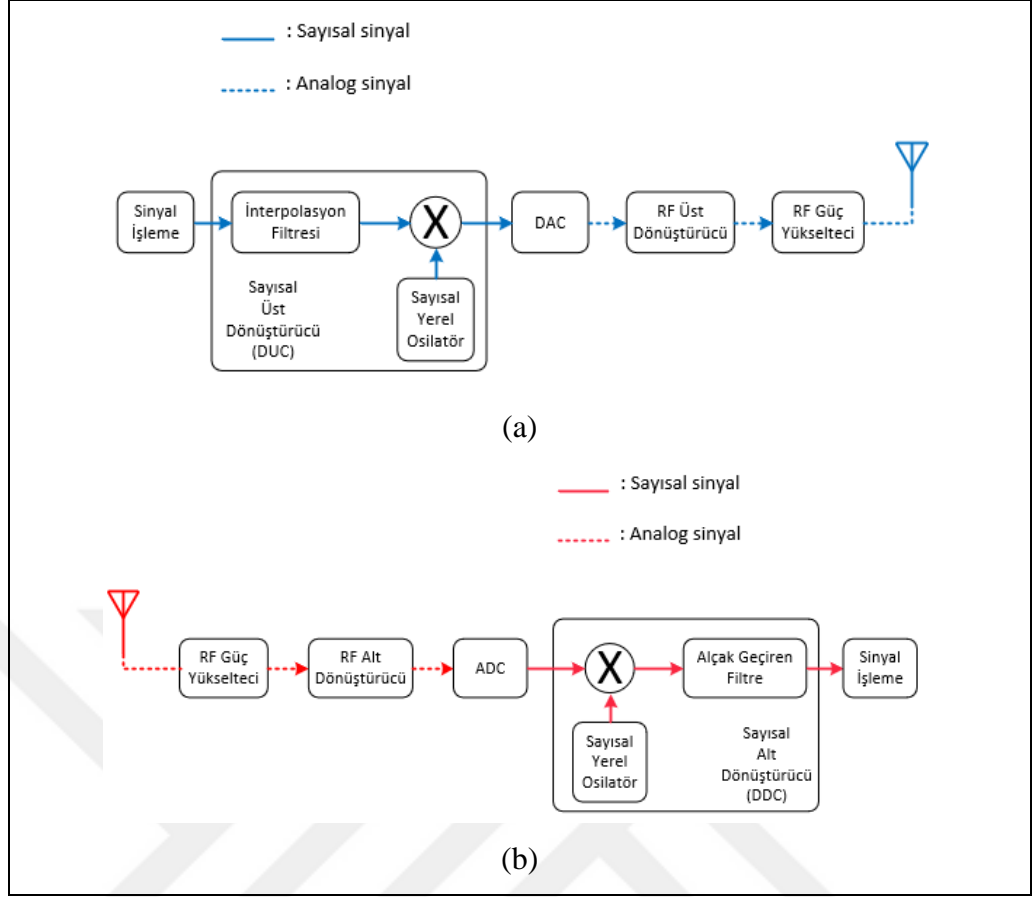
Telsiz haberleşme sektöründeki yenilikler ve gelişmelerle birlikte analog devreler modülasyon, filtreleme gibi temel işlemleri elde edebilmek için kullanılmıştır. Maliyet ve zaman açısından üretilmesi oldukça zor olan bu devrelerin yerine daha güçlü ve seri üretime uygun devrelerin tasarlanmasına ihtiyaç duyulmuştur. Sayısal teknolojinin varlığıyla birlikte analogdan sayısala dönüştürücüler (Analog to Digital Converter, ADC) ve sayısaldan analoga dönüştürücüler (Digital to Analog Converter, DAC) kullanılmaya başlanmıştır [54]. İlk üretilen telsiz cihazlar programlanamaz olduğundan sayısal işaret işlemcileri (DSP) telsiz sistemlere uygulanıp bu cihazları programlanabilir hale getirmiştir. Bu gelişmelerin devamında telsiz haberleşme mühendisleri yazılım tabanlı programlanabilir alıcı-verici haberleşme sistemleri üzerine çalışmalara başlamıştır [55]. Anlaşılması zor olan bu sistemlere 'Yazılımsal Radyo' tanımı J.Mitola

tarafından verilmiştir [56]. Tanımı yapılan bu cihazlar sonradan S.Blust tarafından ‘Yazılım Tabanlı Radyo (Software Defined Radio, SDR)’ adını almış ve daha güçlü sistemlerin yapılabilmesi için ‘SpeakEASY 1-2’ gibi SDR platformları kurulmaya başlanmıştır [57]. Zamanla SDR geliştirilerek askeri, eğitim ve araştırmaya yönelik GNU Radio, Lyrtech Inc. tarafından Small Form Factor (SFF) , Ettus Research ve National Instruments tarafından USRP adı verilen SDR platformları kurulmuştur [54].

### 3.1.2. Yapısı

Temel sinyal işleme fonksiyonlarını kullanarak tekrar programlanabilmesinin yanısıra esnek özelliklere sahip olan SDR, telsiz haberleşme sisteminin donanımında herhangi bir değişikliğe gitmeden yazılım tabanlı çözümler sunmaya yardımcı olmaktadır [58]. Değişmeyen donanım özellikleriyle genel SDR mimarisi, Şekil 3.1’de hem verici hemde alıcı sistem için ayrı ayrı verilmiştir.

Şekil 3.1 (a)’da gösterilen verici yapısı incelendiğinde, ilk önce veri sinyal işleme bloğunda kodlanmakta ve hemen sonra modüle edilerek sayısal temel bant (baseband) örneklerine dönüştürülmektedir. Devamında, bu örnekler kullanılarak sayısal üst dönüştürücü (Digital Up Converter, DUC) bloğu vasıtasıyla sayısal orta frekans (intermediate frequency, IF) örnekleri elde edilmektedir. Daha sonra, IF örnekleri sayısal ön uçtan (digital front end) çıkarak RF ön ucun (RF front end) başlangıcındaki DAC bloğuna girdi olarak verilmekte ve analog IF sinyali oluşturulmaktadır.



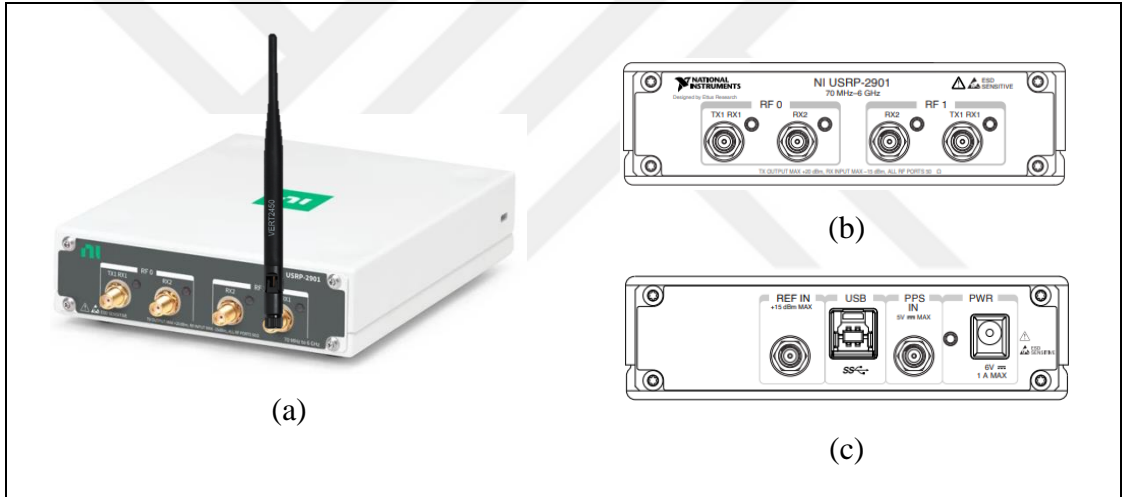
Şekil 3.1: SDR verici-alıcı mimarisi. (a) Verici yapısı, (b) Alıcı yapısı.

RF üst dönüştürücü vasıtasıyla analog IF sinyali, analog RF sinyaline dönüştürülmekte ve bu sinyal güçlendirilerek verici anteninden alıcıya iletilmektedir. Şekil 3.1 (b)'de gösterilen alıcı yapısı incelendiğinde ise, verici tarafından gönderilen analog RF sinyalinin gücü alıcı anteninden geçerek yükseltilmekte ve RF alt dönüştürücü yardımıyla analog IF sinyali elde edilmektedir [58]. Bu sinyal, RF ön ucun son bloğu olan ADC çıkışında sayısal IF örneklerine dönüşmekte ve sayısal alt dönüştürücü (Digital Down Converter, DDC) ile sayısal temel bant örneklerine ulaşılmaktadır. Devamında, sinyal işleme bloğu demodülasyon ve kod çözme işlemlerini gerçekleştirmektedir.

### 3.1.3. Yazılım Radyo Çevre Birimi (USRP)

National Instruments ve Ettus Research tarafından tasarlanan yazılım tabanlı radyo, tekrar programlanabilen bir RF verici-alıcı olmakla birlikte bu radyoya yazılım radyo çevre birimi (USRP) adı verilmektedir. USRP'nin farklı donanımsal özelliklere sahip birçok modeli bulunmaktadır.

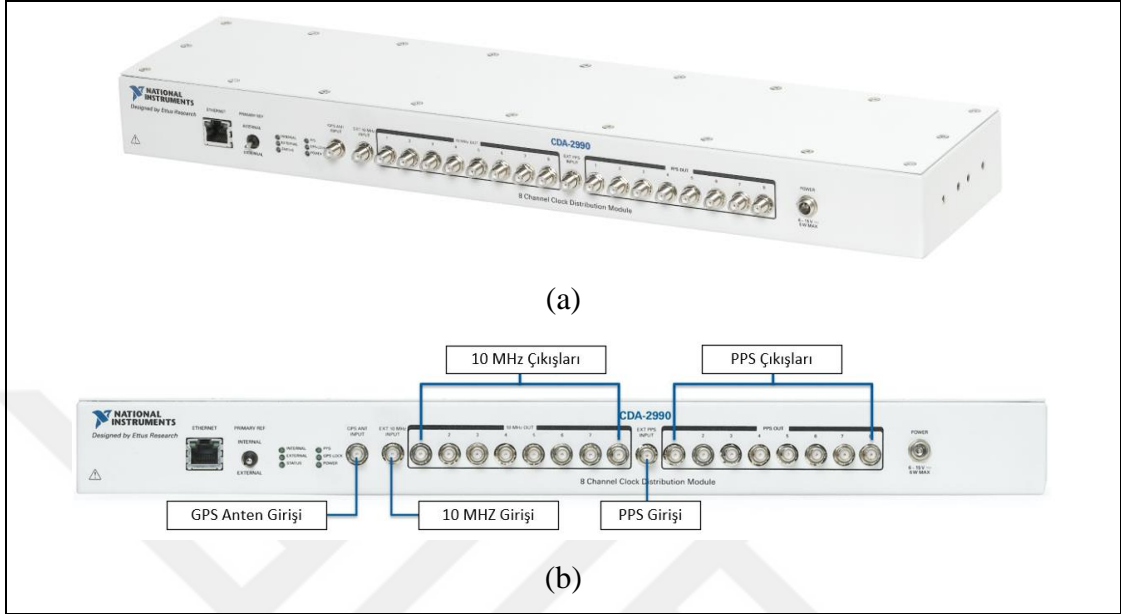
Tez kapsamında, çift yönlü (full duplex) iletim ve MIMO işlemlerini gerçekleştirebilen bir RF verici-alıcı olan USRP 2901 modeli tercih edilmiştir. Şekil 3.2 (a)'da USRP 2901 modelinin radyosu ve 3 dBi kazanca sahip çok yönlü bir dikey anten olan VERT2450 gösterilmektedir. 2901 model radyonun ön paneli Şekil 3.2 (b)'de ve arka paneli Şekil 3.2 (c)'de verilmiştir [59].



Şekil 3.2: NI USRP 2901 birimi. (a) USRP 2901 radyosu ve VERT2450 çok yönlü dikey anten, (b) radyonun ön paneli, (c) radyonun arka paneli.

Ön panel, 2 ayrı kanalda toplam 4 farklı porta sahip olduğundan bu portların 2 tanesi hem verici hem alıcı olarak çalışırken diğer 2 tanesi sadece alıcı olarak çalışmaktadır. Ayrıca telsiz haberleşme için VERT2450 çok yönlü dikey antenler veya kablolu haberleşme için SMA erkek-erkek kablolar bu portlara bağlanarak kullanılabilir. Arka panelde ise, radyoya 6V-3A harici DC güç desteğini sağlayan bir giriş ve radyonun bilgisayar bağlantısını sağlayacak standart USB girişini kabul eden bir başka giriş bulunmaktadır. Ayrıca arka panelde, PPS IN ve REF IN adında 2 farklı port, Şekil 3.3 (a)'da gösterilen OctoClock CDA 2990 cihazına bağlanarak donanımsal senkronizasyonu sağlamak amacıyla tasarlanmıştır.

PPS IN ve REF IN, sırasıyla CDA 2990 cihazından saniyede bir darbe (pulse per second, PPS) ve 10 MHz sağlayarak USRP 2901 kitlerine donanımsal olarak kaba (coarse) zamanlama ve frekans senkronizasyonu sağlayabilmektedir [60].



Şekil 3.3: OctoClock CDA 2990 birimi. (a) CDA 2990 senkronizasyon cihazı, (b) cihazın ön paneli.

Şekil 3.3 (b) incelendiğinde, CDA 2990 cihazının mevcut ön panelde hem PPS hemde 10 MHz için sekiz adet çıkış olduğundan sekiz farklı kit aynı anda senkronize edilebilmektedir. Bu çalışmada ise, CDA 2990 cihazı radyo kitleri senkronize etmek için kullanılmıştır.

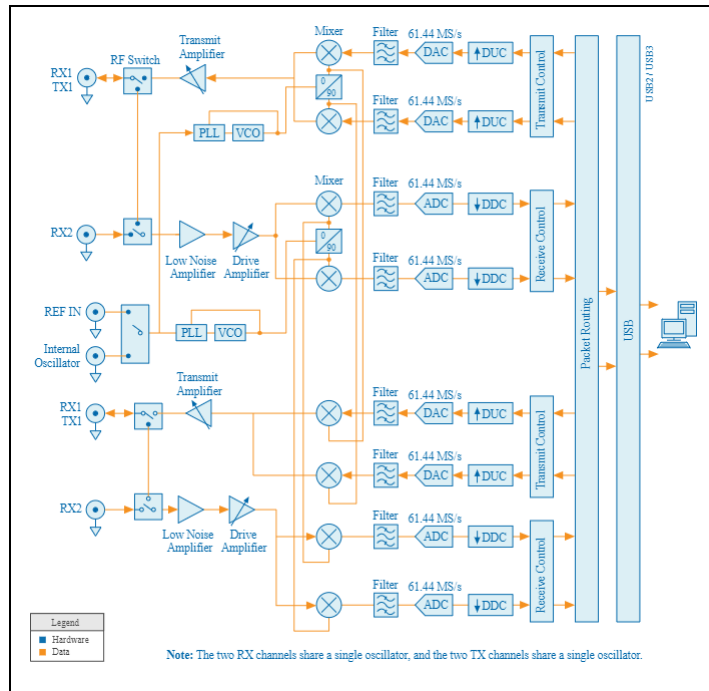
Genel olarak, USRP 2901 radyosunun vericisi ve alıcısı farklı donanımsal özellikler taşıyabilmektedir. Frekans aralığı, maksimum güç, kazanç menzili ve gürültü faktörü gibi donanımsal kısıtlamalarında bulunduğu Tablo 2.1’de, USRP 2901 radyosuna ait diğer tüm özellikler verilmiştir [61].

Ayrıca USRP 2901 radyosuna ait yapısal blok diyagram Şekil 3.4’te görselleştirilmiştir [62]. Bu blok diyagramda, donanımsal modüller mavi ve modüller arası veri akışı ise turuncu renkle ifade edilmektedir. Radyonun vericisi için DUC ve DAC, alıcısı içinse DDC ve ADC modülleri veri alışverişinde kullanılmaktadır.

Tekrar programlanabilme özelliğine sahip USRP, görsel bir programlama dili olan laboratuvar sanal enstrüman mühendislik çalışma alanı (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench, LabVIEW) ile kodlanmaktadır.

Tablo 2.1: USRP 2901 radyosunun donanımsal özellikleri.

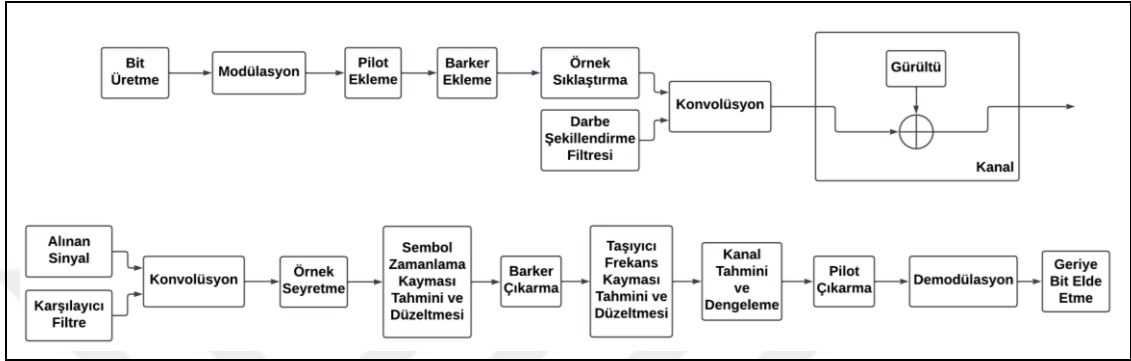
Özellikler	Verici Değerleri	Alıcı Değerleri
Frekans aralığı	70 MHz – 6 GHz	
Frekans basamağı	<1 kHz	
Maksimum güç	20 dBm	-15 dBm
Kazanç menzili	89.75 dB	76 dB
Kazanç basamağı	0.25 dB	1 dB
Frekans doğruluğu	2.5 ppm	
Maksimum anlık gerçek zamanlı bant genişliği	56 MHz	
Maksimum IQ veri hızı (veri akışında)	15 MS/s	
DAC / ADC	12 bit	
Gürültü Faktörü	-	5 dB – 7 dB



Şekil 3.4: USRP 2901 için yapısal blok diyagramı.

## 3.2. Gerçek Zamanlı Sistem Modeli

SISO veya MIMO modelleri içeren tek kullanıcı veya çok kullanıcı haberleşme sistemlerinin, gerçek zamanlı test düzeneklerinde kullanılmak üzere tasarlanan temel verici-alıcı yapısı Şekil 3.5'te görselleştirilmiştir.



Şekil 3.5: Gerçek zamanlı sistem modeli.

Şekil 3.5'teki sistem modeli için incelendiğinde, ilk önce verici tarafından üretilen bitler modüle edilerek semboller haritalanmakta, daha sonra sırasıyla pilot ve barker dizileri eklenmektedir. Elde edilen iletim çerçevesindeki (frame) sembollerin sıklığı artırılarak, darbe şekillendirme filtresi (pulse shaping filter) ile bu sembollere dikdörtgen darbe biçimi halini alması sağlanmaktadır. Darbe biçimindeki semboller, alıcıya iletilmekte ve karşılıyıcı filtre (matched filter) sayesinde verici filtrenin ve kanalın etkisi giderilmeye çalışılmaktadır. Alınan sembollere seyretme işlemi uygulandıktan sonra, senkronizasyon sorununu ortadan kaldırmak için zamanlama ve frekans kayması tahmin edilmekte ve düzeltilmektedir. Daha sonra, senkronize edilen semboller ile kanal tahmini ve denkleştirme işlemleri gerçekleştirilmektedir. Devamında, elde edilen sembollerden pilot değerler çıkarılmakta ve demodüle edilerek alınan bitler tekrar oluşturulmaktadır.

Şekil 3.5'teki sistem modeli tek kullanıcı ve SISO sistemler için direkt kullanılabilirken, çok kullanıcı sistemlerde bu model değiştirilmektedir. Bu çalışmada, çok kullanıcı sistemler üzerine odaklanıldığından çoklu erişim sağlayabilmek için, güç temelli NOMA kullanılarak vericide süperpozisyon kodlama ve alıcıda ardışık girişim iptali yöntemleri Şekil 3.5'teki modele eklenmiştir. Ayrıca

çok kullanıcılı bir MIMO sistem tasarlanması içinse, sistem üzerinde kullanılması planlanan anten çeşitleme yöntemi bu sistem modeline entegre edilmelidir.

### 3.3. Senkronizasyon

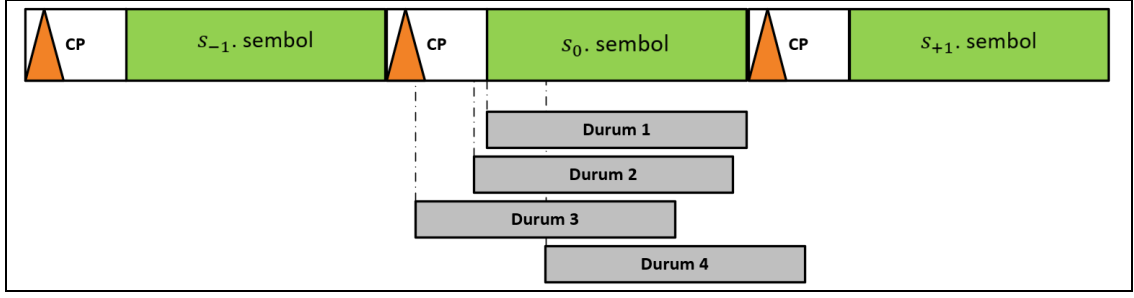
Telsiz haberleşme sistemlerinde veri iletimi sağlanırken, gönderilen sinyal iletim kanalında yol kaybı, gölgeleme ve sönümlenme etkilerine maruz kalmaktadır. Bu etkiler yüzünden alınan sinyalde zaman ve/veya frekans kaymasından kaynaklı uyumsuzluklar ortaya çıkmaktadır. Haberleşme sistemlerindeki zaman ve frekans uyumsuzlukları senkronizasyon sağlanarak giderilmektedir [63].

Bu bölümde, sembol zamanlama kayması (symbol timing offset, STO) ve taşıyıcı frekans kayması (carrier frequency offset, CFO) problemlerini çözmek için kullanılacak senkronizasyon tekniklerinden bahsedilmiştir.

#### 3.3.1. Sembol Zamanlama Kayması (STO)

Vericiden alınan sinyal, kanal ve gürültü etkilerinden kaynaklı alıcı tarafında  $\delta$  örnek kadar kaymaya neden olur. Bu olay STO etkisi olarak adlandırılmaktadır [64]. Alınan sembollerdeki STO etkisinden kurtulabilmek için bu sembellere kullanıcı tarafından bilinen bir döngüsel önek (Cyclic Prefix, CP) ilave edilip, alıcı tarafında sembollerin başlangıç noktası bulunmaktadır. Başlangıç noktası bulunan sembollerde CFO etkisinden kaynaklı faz kayması olsa da sembol kayması önlenmiş olur. Şekil 3.6 incelendiğinde, alınan sembollerde STO etkisiyle gelen 4 farklı başlangıç noktası durumu söz konusudur.

- Durum 1: Sembolün başlangıç noktası mükemmel şekilde doğru tahmin edilmiş ve sembolde bozulmaya neden olan girişim engellenmiştir.
- Durum 2: Sembolün başlangıç noktası geciken kanal cevabı (channel response, CR) yüzünden doğru olarak tahmin edilemediğinden STO oluşmakta ve sembolde  $\delta$  örnek kadar kayma meydana gelmektedir. Ayrıca veri alınma sırasına göre ilk sembol  $s_0$ 'da oluşan kayma, bir önceki alınan  $s_{-1}$  sembolü ile  $s_0$  sembolü arasında bir girişime neden olmamaktadır.



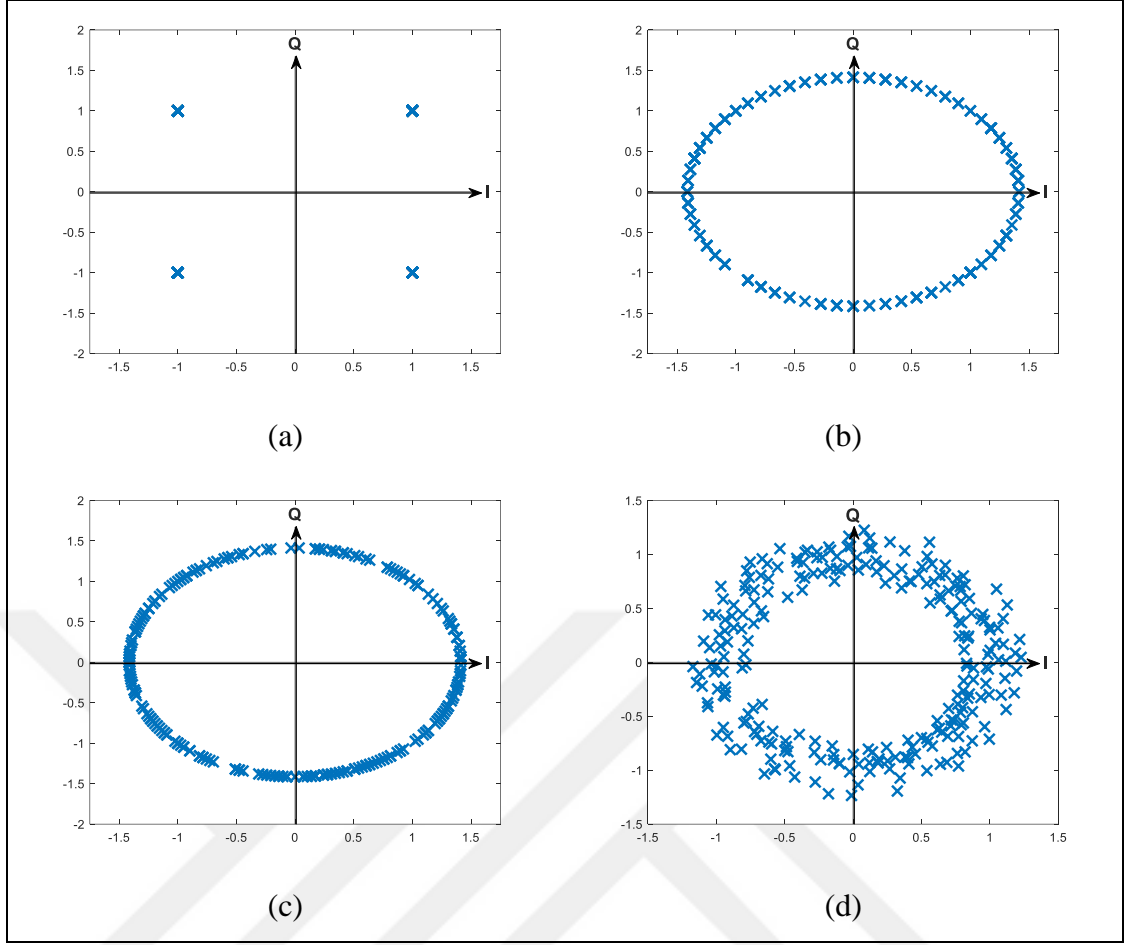
Şekil 3.6: Alınan sembolün STO etkisine bağlı 4 farklı başlangıç noktası durumu.

- Durum 3: Durum 2'ye göre fazla geciken CR'nin etkisiyle tahmin edilen sembol başlangıç noktası doğru noktadan çok önce gelmektedir. Bu yüzden STO'nun etkisi sembollerde daha belirgin fark edilmektedir.
- Durum 4: Durum 2 ve 3'ün aksine sembol başlangıç noktası birkaç örnek sonrasında tahmin edilmektedir. Bundan kaynaklı  $s_0$  sembolündeki kayma,  $s_0$  sembolü ile bir sonraki alınacak  $s_{+1}$  sembolü arasında bir girişime neden olmaktadır.

Denklem 3.1'de ifade edilen eşitlikler, Şekil 3.6'da verilen durumların matematiksel karşılığı niteliğindedir:

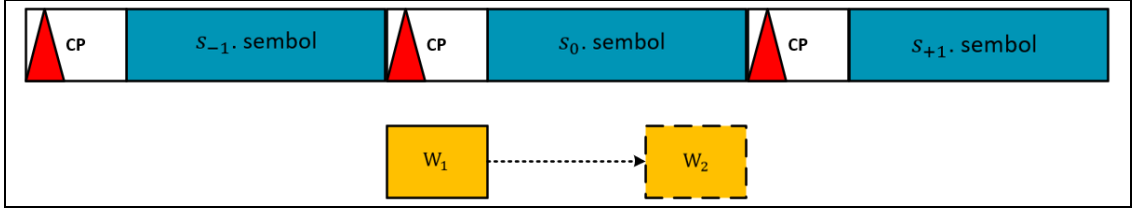
$$r_0[a] = \begin{cases} s_0[a + \delta] & 0 \leq a \leq N - 1 - \delta \\ s_{+1}[a + 2\delta - N_g] & N - \delta \leq a \leq N - 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

Burada,  $a$  bir sembol örneğini,  $N$  bir sembol uzunluğunu,  $N_g$  semboller arası koruma uzunluğu (CP'nin uzunluğu),  $\delta$  örnek kayma miktarını,  $s_0[a]$  gönderilen sinyali ve  $r_0[a]$  alınan sinyali temsil etmektedir. Ayrıca Şekil 3.7 incelendiğinde, Şekil 3.6'da  $\delta = [0, -4, -27, 6]$  sembol kayma miktarlarını ifade eden durumların sinyal takımı yıldız kümeleri gösterilmiştir.



Şekil 3.7: STO etkisiyle gelen sinyal takımı yıldız kümeleri.  
 (a) Durum 1:  $\delta = 0$ , (b) Durum 2:  $\delta = -4$ , (c) Durum 3:  $\delta = -27$ ,  
 (d) Durum 4:  $\delta = 6$ .

Şekil 3.7’de STO etkisine maruz kalan sembollerin takımı yıldız kümeleri incelenmiştir. Bu sembollerin STO senkronizasyonunu sağlayabilmek için semboller vericiden gönderilirken kullanıcı tarafından bilinen CP eklenmektedir. CP kullanılarak STO’yu tahmin eden birkaç teknik bulunmaktadır. Bu tekniklerden birisi, hareketli pencere yöntemi kullanılarak alınan semboller üzerindeki STO’yu tahmin edebilmektir. Başlangıç noktası kesin olarak bilinmeyen sembollerdeki örnekler ile hareketli pencerenin benzerliği semboller boyunca ölçülmektedir. Benzerliğin maksimum olduğu aralık tespit edilip sembol kayma miktarı belirlenmekte ve sembollerin başlangıç noktası bulunmaktadır. Şekil 3.8’te sembollerdeki STO’yu tahmin edebilmek için hareketli pencere yöntemi kullanılmıştır.



Şekil 3.8: Hareketli pencere ile STO düzeltme ve tahmin etme yöntemi.

CP'li sembollerdeki STO tahmini için  $W_1$  ve  $W_2$  bloklarının benzerliği yönteminden faydalanarak zaman alanında birkaç farklı matematiksel hesaplama üzerinde durulmaktadır. Bu hesaplamalarla birlikte sembol kayma miktarı ölçülmekte ve STO senkronizasyonu sağlanmaktadır. Denklem 3.2'de  $W_1$  ve  $W_2$  hareketli pencerelerin arasındaki maksimum benzerlik bulunarak,

$$\hat{\delta} = \underset{\delta}{\operatorname{argmin}} \left\{ \sum_{k=\delta}^{N_g-1+\delta} |r_0[a+k] - r_0[a+k+N]| \right\} \quad (3.2)$$

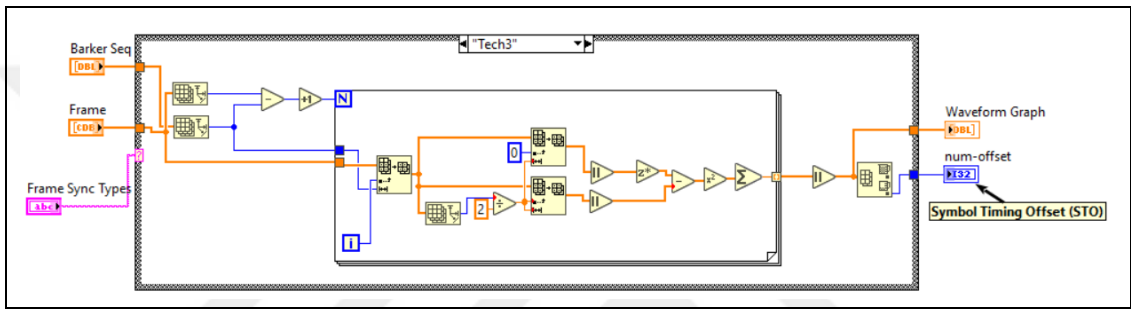
sembol kayma miktarı ölçülmüştür. Fakat bu yöntem CFO'ya maruz kalan sinyalin varlığında etkisini azaltmaktadır. Burada,  $\hat{\delta}$  tahmini örnek kayma miktarını,  $\operatorname{argmin}(\cdot)$  argümanın minimum değerini ifade etmektedir. Sembol kayma miktarını bulabilmek için bir diğer yöntem ise, denklem 3.3'te verilmiştir:

$$\hat{\delta} = \underset{\delta}{\operatorname{argmin}} \left\{ \sum_{k=\delta}^{N_g-1+\delta} (|r_0[a+i]| - |r_0^*[a+i+N]|)^2 \right\}. \quad (3.3)$$

Bu yöntem CFO'ya maruz kalan sinyaller için daha etkili bir çözümdür. Ayrıca, korelasyon yöntemi kullanılarak  $W_1$  ve  $W_2$  pencereleri arasındaki benzerlikten sembol kayma miktarı denklem 3.4'te elde edilmiştir:

$$\hat{\delta} = \underset{\delta}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{k=\delta}^{N_g-1+\delta} |r_0[a+i]r_0^*[a+i+N]| \right\}. \quad (3.4)$$

Denklem 3.3'ten yararlanılarak, STO düzeltme ve tahmin etme işlemleri için tasarlanan kod bloğu Şekil 3.9'te verilmiştir. Bu blok incelendiğinde, yüksek benzerlik ilişkisi sağladığından CP olarak Barker dizisi kullanılmış ve alınan her bir sembol için sembol kayma miktarı hesaplanmıştır. Bu çalışmadaki gerçek zamanlı haberleşme sisteminin alıcısında USRP kiti kullanıldığından, STO bloğunun çıkışında hesaplanan kayma miktarı, toplam sembol miktarına eklenerek LabVIEW'deki "niUSRP Fetch Rx Data (poly)" bloğuna giriş olarak verilmekte ve alınan sinyal için sembol kayması sorunu çözülmektedir. Ayrıca, denklem 3.2 ve 3.4'ten yararlanılarak Şekil 3.9'daki kod bloğuna benzer STO hesaplanabilmektedir.



Şekil 3.9: LabVIEW'de sembol zamanlama kayması (STO) düzeltme ve tahmin etme bloğu.

### 3.3.2. Taşıyıcı Frekans Kayması (CFO)

Telsiz haberleşme sistemlerinde veri iletimi sağlanırken, modülasyon sırasında vericide olan temel bant sinyali taşıyıcı sinyale bindirilerek alıcıya iletilmek üzere geçiş bandına aktarılmaktadır. Alıcıya geçiş bandı üzerinden gelen sinyal, tekrar temel bant sinyaline dönüştürülmek istenmektedir. Bahsedilen taşıyıcı sinyalde oluşan bozulmanın iki nedeni bulunmaktadır. Birincisi, verici ve alıcıda üretilen taşıyıcı sinyalin kararsızlığı faz gürültüsünü oluşturmaktadır. İkincisi, doopler frekans kayması ( $f_d$ ) CFO'ya neden olmaktadır. Denklem 3.5'te ise doopler frekans kaymasına ait eşitlik gösterilmektedir:

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (3.5)$$

Burada,  $v$  alıcının hızını,  $c$  ışık hızını temsil etmektedir. Verici ve alıcıdaki taşıyıcı frekanslar sırasıyla  $f_c$  ve  $f_c'$  olarak düşünüldüğünde, bu frekansların arasındaki fark ( $f_o = f_c - f_c'$ ) taşıyıcı frekans kayması (CFO) olarak adlandırılmaktadır [64]. Kayma frekansı sembol periyodu ve uzunluğuna göre normalize edilmekte ve normalize edilen CFO ( $f_\epsilon$ ) denklem 3.6'da ifade edilmektedir:

$$f_\epsilon = \frac{f_o}{NT}. \quad (3.6)$$

CFO tespit edilirken, vericiden gönderilen CP ( $s_{CP}$ ) ile alıcıdan alınan CP ( $r_{CP}$ ) arasındaki frekans kayması ilişkisi incelenmektedir. Denklem 3.7 ve 3.8'de, sırasıyla  $r_{CP}$  ve  $r_{CP}$ 'nin bir periyot sonrası hesaplanmıştır:

$$r_{CP}[a] = s_{CP}[a]e^{j2\pi a f_\epsilon T} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} r_{CP}[a + N] &= s_{CP}[a + N]e^{j2\pi(a+N)f_\epsilon T} \\ &= r_{CP}[a]e^{j2\pi N f_\epsilon T} \\ &= r_{CP}[a]\varphi. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Denklem 3.8'deki  $\varphi$ , en küçük kareler (Least Square, LS) yöntemi ile denklem 3.9'da elde edilmiştir:

$$\varphi = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} r_{CP}^*[a]r_{CP}[a + N]}{\sum_{n=0}^{N-1} r_{CP}^*[a]r_{CP}[a]}. \quad (3.9)$$

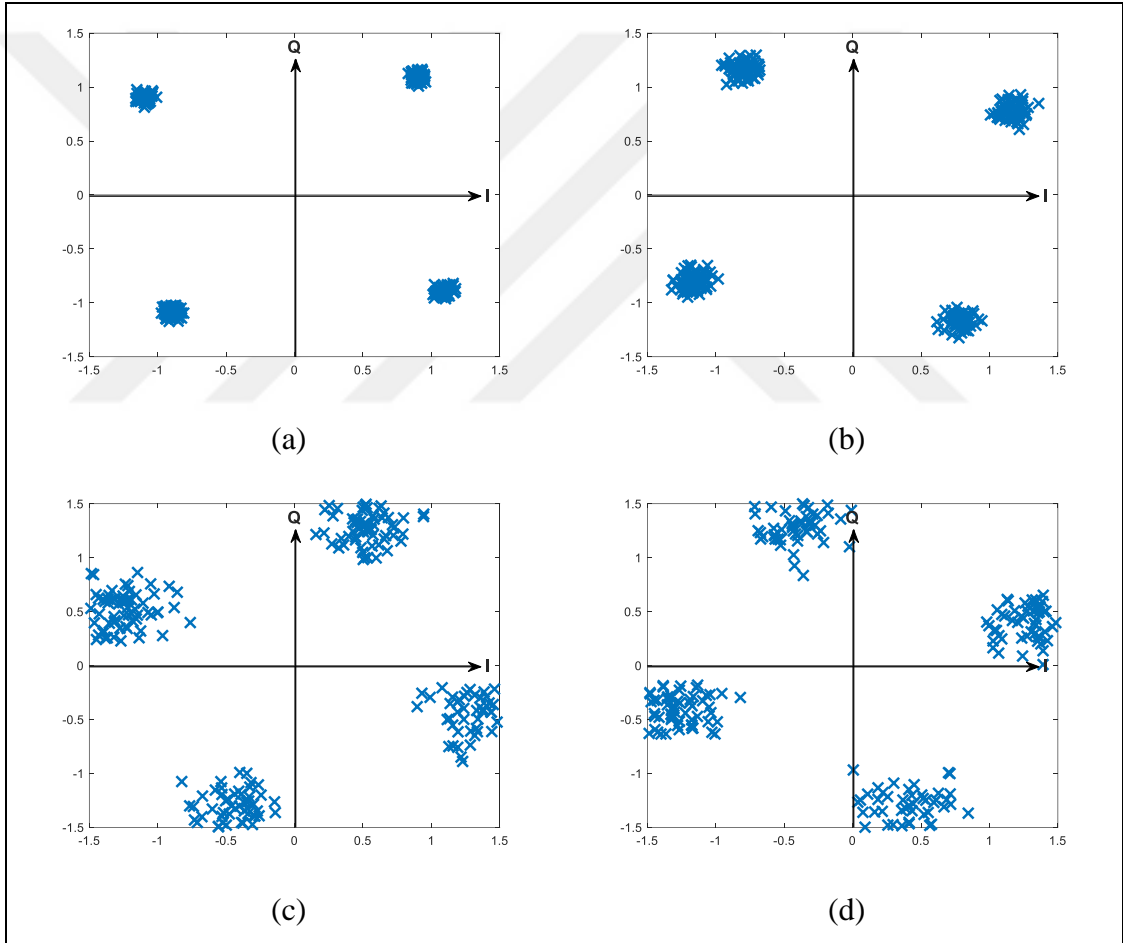
Fakat bu ifadenin sadece fazı CFO tahmini için kullanılmaktadır.  $r_{CP}[a]$  ile  $r_{CP}[a + N]$  sinyallerinin faz farkı hesaplanırken, Şekil 3.8'deki  $W_1$  ve  $W_2$  pencereleri arasındaki ilişkiden yararlanılmıştır. Bu sinyallerin faz farkından tahmin edilen CFO ( $\tilde{f}_\epsilon$ ) denklem 3.10'da ifade edilmiştir:

$$\tilde{f}_\epsilon = \frac{\text{phase}(\sum_{n=0}^{N-1} r_{CP}^*[a]r_{CP}[a + N])}{2\pi NT}. \quad (3.10)$$

Denklem 3.10'dan hareketle,  $\tilde{f}_\varepsilon$  kullanılarak CFO düzeltme işlemi alınan sinyal üzerinde gerçekleştirilmiş ve denklem 3.11'de gösterilmiştir:

$$\begin{aligned}\tilde{r}[a] &= r[a]e^{-j2\pi a\tilde{f}_\varepsilon T} \\ &= r[a]e^{-j\left(\frac{a}{NT}\right)\text{phase}\left(\sum_{n=0}^{N-1} r_{CP}^*[a]r_{CP}[a+N]\right)}.\end{aligned}\quad (3.11)$$

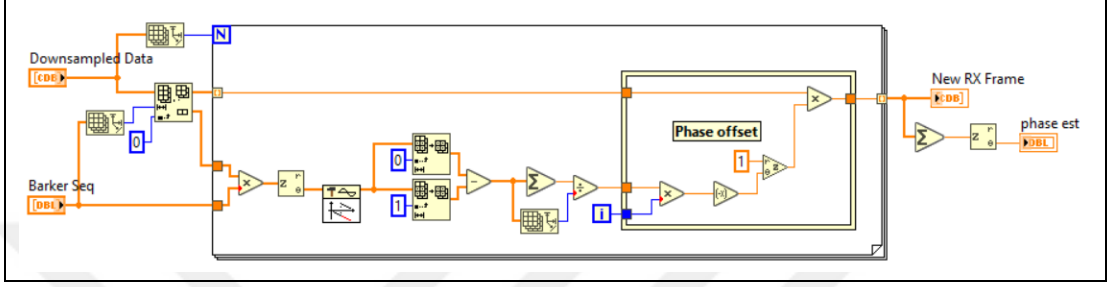
Burada,  $\tilde{r}$  STO sonrası CFO etkisinin kaldırıldığı sinyali ve  $\text{phase}(\cdot)$  argümanın fazını temsil etmektedir. Şekil 3.10'da  $f_\varepsilon = [0.02, -0.04, 0.09, -0.10]$  frekans kayma miktarlarını ifade eden durumlarda sinyal takımyıldız kümeleri gösterilmiştir.



Şekil 3.10: CFO etkisiyle gelen sinyal takımyıldız kümeleri.  
(a)  $f_\varepsilon = 0.02$ , (b)  $f_\varepsilon = -0.04$ , (c)  $f_\varepsilon = 0.09$ , (d)  $f_\varepsilon = -0.10$

Denklem 3.11'den yararlanılarak, CFO düzeltme ve tahmin etme işlemleri için tasarlanan kod bloğu Şekil 3.11'de verilmiştir. İlk olarak, alınan semboller uyumlu filtreden geçmiş ve alt örnekleme ile örnek seyreltme işlemi uygulanmıştır. Bu

sembollerin üzerindeki STO etkisi kaldırılarak, sembolere ait başlangıç noktası bulunmuştur. Daha sonra, başlangıç noktası belirlenmiş olan sembol iletim çerçevesi (frame) içerisinde CP ve istenen sembol verisi ayrılmıştır. CP olarak kullanılan Barker dizisi sayesinde önce CFO tahmin edilmiş ve sonra alınan sembollerden CFO kaldırılmıştır. Bu sayede, alınan sinyallerdeki taşıyıcı frekans kayması sorunu çözülmektedir.



Şekil 3.11: LabVIEW’de taşıyıcı frekans kayması (CFO) düzeltme ve tahmin etme bloğu.

### 3.4. Kanal Tahmini ve Dengeleme

Kanal tahmini, alıcının performansını iyileştirmek ve alınan sinyallerdeki bit hata oranını azaltmak için önemli bir yere sahiptir. Genel olarak, hem verici hemde alıcı tarafından bilinen pilot semboller veya CP’den sonra tanımlanmış bir ek sembol (preamble) kullanılarak kanal tahmini yapılabilmektedir. Literatürde [65] çok çeşitli kanal tahmini yöntemleri bulunmakla birlikte, bu tez çalışmasında yaygın olarak kullanılan maksimum olabilirlik kestirimi (Maximum Likelihood Estimation, MLE) tekniğinin yanı sıra lineer interpolasyon yöntemi (Lineer Interpolation Method, LIM) kullanılarak kanal katsayıları belirlenmiştir. Ayrıca, elde edilen katsayıları sıfır noktası kuvvetlendirme (Zero Forcing, ZF) tekniği uygulanarak, kanal denkleştirme (channel equalizer) işlemi gerçekleştirilmiştir.

İlk yöntemde, verici tarafından bilinen pilot semboller veya preamble kullanılarak anlık kanal tahmini MLE kestirici ile yapılmakta ve denklem 3.12’de gösterilmektedir:

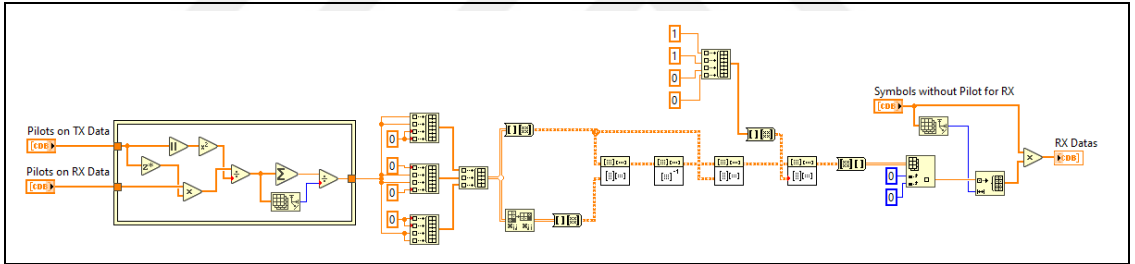
$$\hat{h}_p = \sum_{a=1}^n \frac{(s_p[a]^*)(r_p[a])}{|s_p[a]|^2}. \quad (3.12)$$

Burada,  $r_p$  alıcısındaki pilot veya preamble sembolleri,  $s_p$  vericideki pilot veya preamble sembolleri ve  $\hat{h}_p$  anlık kanal tahmini olarak ifade etmektedir.

Şekil 3.12’de, öncelikle pilot veya preamble semboller kullanılarak anlık kanal bilgisi MLE ile kestirilmektedir. Devamında, elde edilen tahmini kanal bilgisi kanal denkleştirme işlemi için sözde ters (pseude inverse) matris formuna dönüştürülmektedir. Burada kullanılan kanal denkleştirme yöntemi ZF olduğundan dönüştürme işlemi sonunda, alınan semboller pseude inverse matris ile çarpılarak semboller üzerindeki kanal etkisi kaldırılmaktadır. Denklem 3.13’te ZF yöntemi ile kanal denkleştirme işlemi gerçekleştirilmiştir:

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}_P \mathbf{H}_P^T)^{-1} \mathbf{H}_P \mathbf{r}. \quad (3.13)$$

Burada,  $\mathbf{H}_P$  pilot veya preamble sembollerle oluşturulan matrisi ve  $(.)^{-1}$  matris argümanının tersini ifade etmektedir.



Şekil 3.12: LabVIEW’de pilot veya preamble sembollerle kanal tahmini ve dengeleme bloğu.

İkinci yöntemde ise, bu defa anlık kanal tahminini hesaplayabilmek için vericinin ürettiği pilot semboller kullanılarak LIM yöntemine başvurulmaktadır. Kanal tahmini yapılırken interpolasyondan önce anlık kanal cevabına ait pilot sembolleri LS yöntemi ile bulunmaktadır [63]. Bu hesaplama, denklem 3.14 ile yapılabilmektedir:

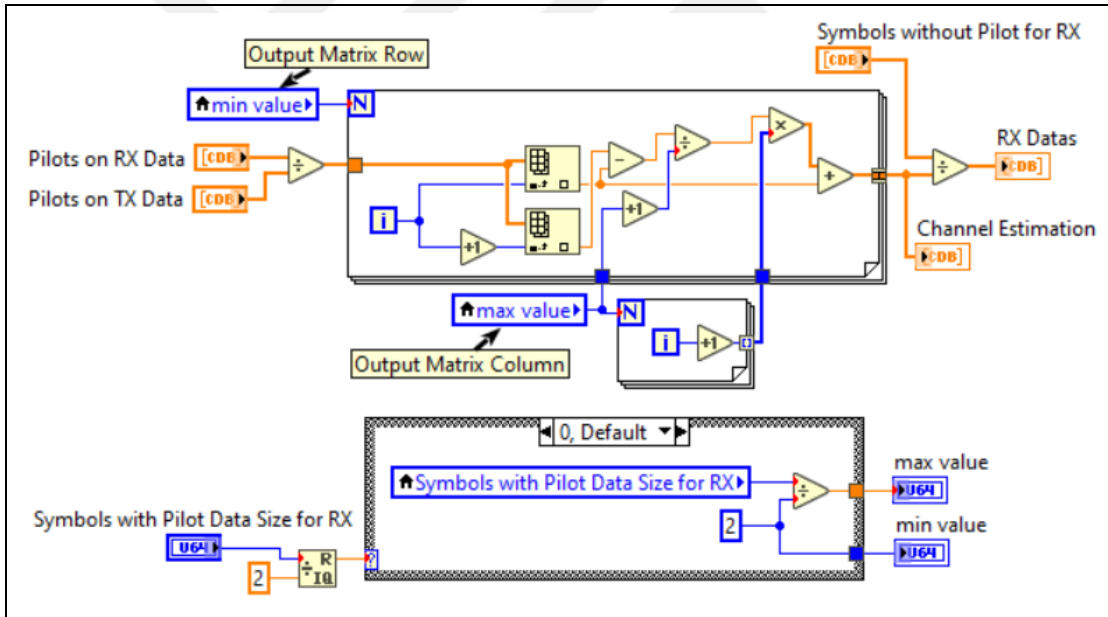
$$\hat{h}_{pilot}[a] = \frac{r_{pilot}[a]}{s_{pilot}[a]} = h_{pilot}[a] + w, \quad 0 \leq a < n_{pilot}. \quad (3.14)$$

Burada,  $r_{pilot}$  alıcısındaki pilot sembolleri,  $s_{pilot}$  vericideki pilot sembolleri,  $\hat{h}_{pilot}$  anlık kanal tahmini için gerekli pilot sembollerini ve  $n_{pilot}$  pilot sembol sayısının

toplamını ifade etmektedir. Elde edilen  $\hat{h}_{pilot}$  verileri kullanılarak, doğru kanal cevabı üzerindeki pilotların LIM ile güncellenmesi anlık kanal tahminine yardımcı olmaktadır. Denklem 3.15'te kanal tahmini ile kullanılabilir basit bir interpolasyon denklemi yer almaktadır:

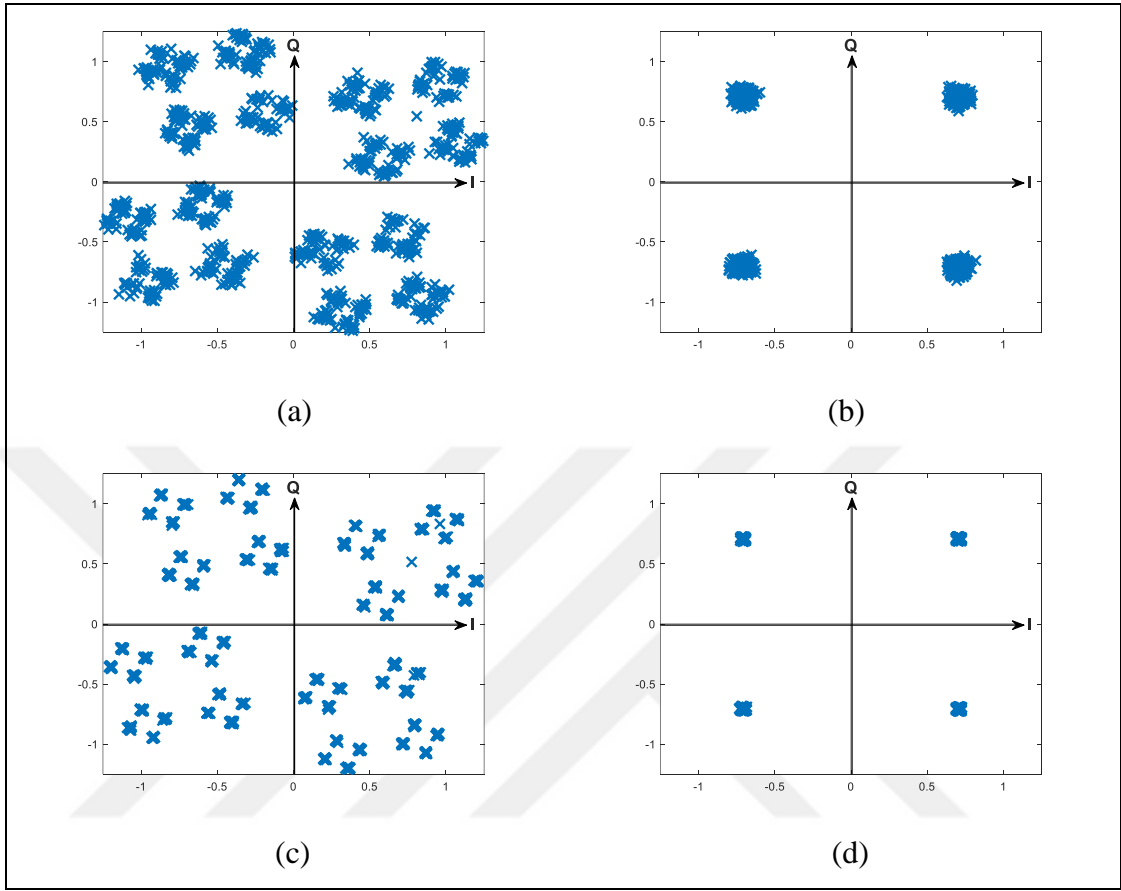
$$\hat{\mathbf{h}} = \hat{h}_{pilot(0)} + \frac{\hat{h}_{pilot(+1)} - \hat{h}_{pilot(0)}}{B_k + 1} (\mathbf{B}). \quad (3.15)$$

Burada,  $\mathbf{B} = [1 \ 2 \ 3 \ \dots \ k]$  lineer ilerleyen bir diziyi ve  $B_k$  bu dizinin eleman sayısını temsil etmektedir. İfade edilen  $\mathbf{B}$  dizisinin uzunluğu elde edilecek olan tahmini kanala uygun seçilmelidir. Şekil 3.13'te ikinci yönteme ilişkin olarak, anlık kanal tahmini LIM yöntemi ile uygulanmakta ve en işlemin sonunda alınan sinyaller kanal tahminine bölünerek kanal denkleştirme yapılmaktadır.



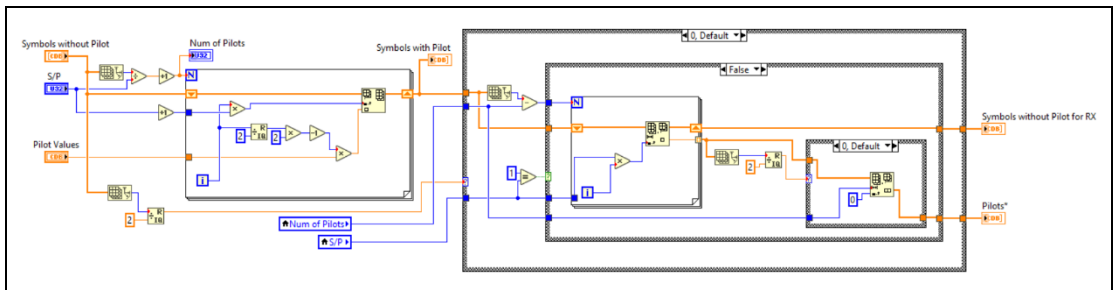
Şekil 3.13: LabVIEW'de pilot sembollerle kanal tahmini ve dengeleme bloğu.

Şekil 3.14'te kanal tahmini ve denkleştirme öncesi ve sonrası  $\gamma = [27, 40]$  değerleri için ifade eden sinyal takımı yıldız kümeleri gösterilmiştir.



Şekil 3.14: Kanal tahmini ve denkleştirme öncesi ((a), (c)) ve sonrası ((b), (d)) sinyal takımı yıldız kümeleri. ((a), (b))  $\gamma = 27$ , ((c), (d))  $\gamma = 40$ .

Ayrıca, Şekil 3.15'te vericiden iletilecek sembollere pilotların eklendiği ve kullanıcı tarafından semboller alındıktan sonra eklenen pilotların çıkarıldığı blok verilmiştir.



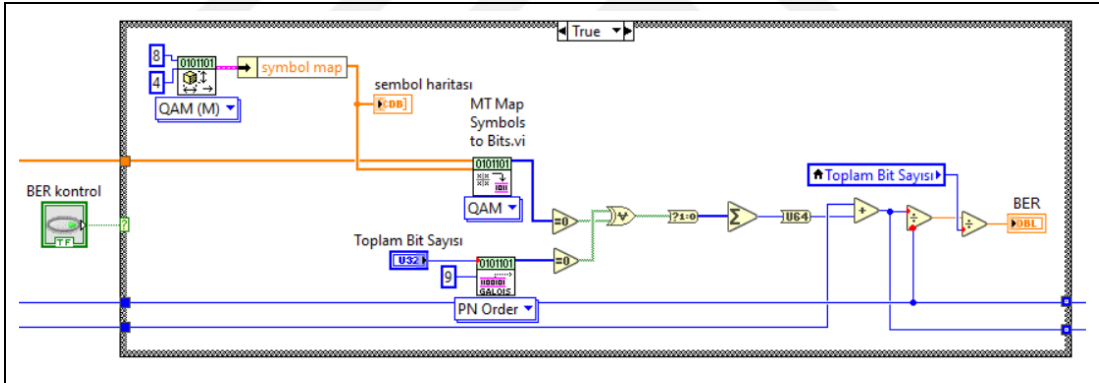
Şekil 3.15: LabVIEW'de pilot sembollerini vericide ekleme ve alıcıda çıkarma bloğu.

### 3.5. Performans Metrikleri

Sistem performans metrikleri, telsiz haberleşme sistemlerinin performanslarının analizi için kullanılan ölçütlerdir. Bu kısımda performans metrikleri olarak bit hata oranı (BER), sinyal gürültü oranı (SNR) ve kesinti olasılığından (OP) bahsedilmiştir.

#### 3.5.1. Bit Hata Oranı (BER)

Bit hatası, vericide üretilen bitler ile alıcıda demodülasyon sonrası geriye elde edilen bitler karşılaştırılarak bulunmaktadır. Bit hata oranı (BER) ise, bulunan hatalı bitlerin iletilen toplam bit sayısına oranlanması sonucu elde edilmektedir. Şekil 3.16’da kaydırma yazmacı (shift register) kullanılarak gerçek zamanlı bir sistem için tasarlanmış BER hesaplama bloğu bulunmaktadır.



Şekil 3.16: LabVIEW’de kaydırma yazmacı (shift register) kullanılarak bit hata oranı (BER) hesaplama bloğu.

#### 3.5.2. Sinyal Gürültü Oranı (SNR)

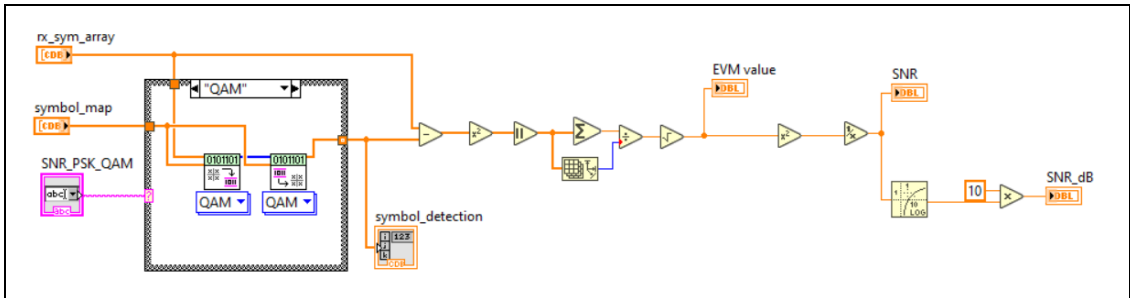
Sinyal gürültü oranı (SNR), alınan sinyal gücünün gürültü gücüne oranlanmasıdır. Bu oranın teorik olarak hesaplanması mümkün iken, uygulamada hesaplanması gürültü gücü tahmin edilemediğinden mümkün değildir. Bununla birlikte, tahmini bir SNR hesaplanabilmekte olup hata vektör büyüklüğü (Error Vector Magnitude, EVM) yöntemi sıklıkla tercih edilmektedir [66] ve denklem 3.16’da EVM’e bağlı SNR hesabı yapılmaktadır:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n |s_r(a) - s_t(a)|^2}{P_o n}} \quad (3.16)$$

Burada,  $s_t$  ideal/iletilem sembol değerini,  $s_r$  normalize edilmiş alınan sembol değerini,  $P_o$  maksimum normalize edilmiş ideal sembol gúcünü veya tüm sembollerin ortalama gúcünü ifade etmektedir. Ayrıca SNR değerinin  $EVM_{RMS}$  değeriyle olan ilişkisi denklem 3.17'de gösterilmiştir:

$$\gamma = \frac{1}{EVM_{RMS}^2} \quad (3.17)$$

şekil 3.17'de, 4-QAM sembolleri için  $EVM_{RMS}$  değerini hesaplayan bir SNR tahmin bloğu sunulmaktadır. Bu işlem yapılırken, ilk önce alınan semboller idealleştirilmekte, daha sonra alınan semboller ile idealleştirilen semboller birbirinden çıkarılarak aralarındaki hata vektörü büyüklüğü elde edilmektedir. Devamında,  $EVM_{RMS}$  hesaplanmakta ve SNR değeri geriye elde edilmektedir.



şekil 3.17: LabVIEW'de hata vektör büyüklüğü (EVM) ile sinyal gürültü oranı (SNR) hesaplama bloğu.

### 3.5.3. Kesinti Olasılığı (OP)

Telsiz haberleşmede veri iletimi sağlanırken, anlık değişen kanal kapasitesinin veri hızını desteklememe durumuna kesinti, iletilen veri hızının gerekli eşik değerin altında kalması olasılığına ise kesinti olasılığı (OP) denir. Kesinti olasılığı hesabı yapılırken, anlık SNR ve anlık kanal kapasitesine ( $C$ ) bağlı olacak şekilde iki farklı yöntem bulunmaktadır. İlk yöntemde, anlık SNR'ın gerekli SNR eşik değerinin altına düştüğü durumların olasılığı OP değerini vermektedir. Bu yaklaşım şu şekilde ifade edilebilir

$$P_{out} = Pr(SNR < \gamma_{th}). \quad (3.18)$$

Burada,  $\gamma_{th}$  SNR eşik değerini ve  $P_{out}$  kesinti olasılığını temsil etmektedir. İkinci yöntemde ise, OP değeri kanal kapasitesi ( $C$ ) ve spektral verimlilik ( $R$ ) ilişkisinin olasılığı üzerinden bulunabilmektedir. Yavaş sönmülemeli kanallar için kanal kapasitesi şu şekilde hesaplanabilmektedir

$$C = \log_2(h^2\gamma + 1). \quad (3.19)$$

$C$  değeri anlık değişkenlik gösterdiğinden sabit bir değeri yoktur. Bu yüzden her an  $C$  değeri, eşik değeri  $R$ 'den aşağı kaldığı her durum için kesinti değeri 1 artmaktadır. Elde edilen kesinti değerinin olasılığı OP değerini vermekte ve şu şekilde ifade edilmektedir

$$\begin{aligned} P_{out} &= Pr(C < R) \\ &= Pr(\log_2(|h|^2\gamma + 1) < R). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Burada,  $R$  spektral verimlilik olup birimi  $\frac{\text{bit/sn}}{\text{Hz}}$  dir.

Bu çalışma, çok kullanıcı sistemlerin gerçek zamanlı performansları incelendiğinden kullanıcılar arası girişimden kaynaklı kesinti olasılığı değeri sinyal girişim gürültü oranına (Signal to Interference Noise Ratio, SINR) bağlı olarak hesaplanmaktadır. Çok kullanıcı sistemler için kesinti olasılığı hesabı dördüncü bölümde anlatılmaktadır.

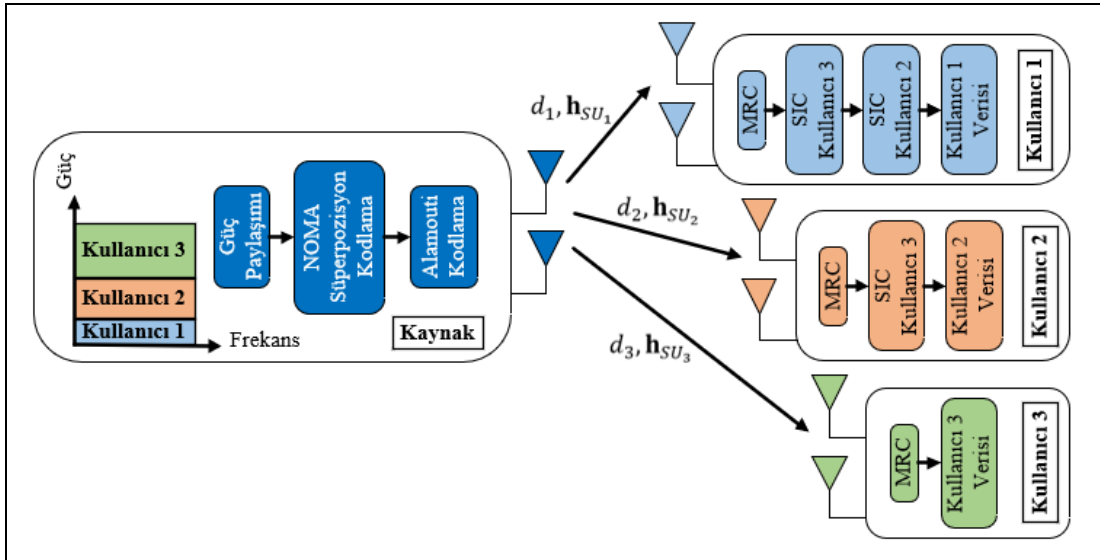
## 4. ÇOK KULLANICILI MIMO NOMA SİSTEM TASARIMI VE UYGULAMASI

Bu bölümde, çok kullanıcılı tek atlamalı MIMO NOMA sistemlerinin verici-alıcı yapıları LabVIEW üzerinde tasarlanmış ve test düzeneği oluşturulmuştur. Tasarlanan sistemin performansı gerçek zamanlı olarak BER ve OP parametreleri üzerinden değerlendirilmiştir.

### 4.1. Üç Kullanıcılı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA Sistemi

Bu kısımda, gerçek zamanlı üç kullanıcılı 2x2 MIMO NOMA sistemi tasarlanmıştır. Vericide CSI gerektirmeyen Alamouti ve alıcıda optimum performansı sağlayan MRC anten çeşitleme teknikleri kullanılmıştır.

#### 4.1.1. Sistem Modeli



Şekil 4.1: Üç kullanıcılı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA sistem modeli.

Çok kullanıcılı aşağı hat MIMO Alamouti/MRC NOMA sistem modeli Şekil 4.1'de görselleştirilmiştir. Bu sistemde, yakın ( $U_1$ ), orta ( $U_2$ ), uzak ( $U_3$ ) olmak

üzere  $L = 3$  kullanıcı ve kaynak ( $S$ ) ikişer anten ile donatılmıştır. Kullanıcıların kaynağa göre uzaklıkları  $d_3 > d_2 > d_1$  ilişkisiyle ifade edilebilmektedir.

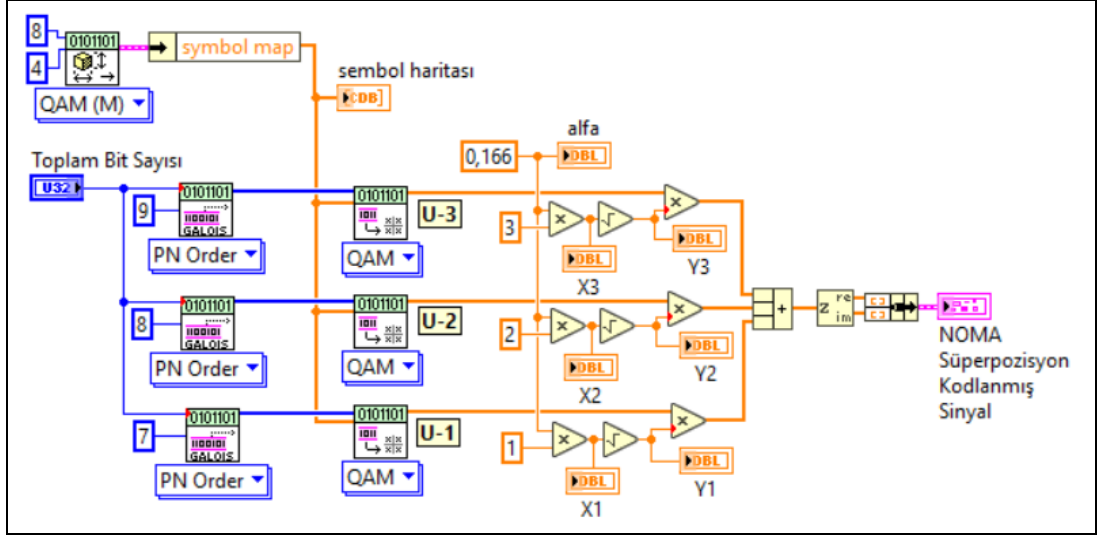
Şekil 4.1'deki MIMO NOMA sisteminde, kaynak ile  $l$ . kullanıcı arasındaki kanal katsayıları  $\mathbf{h}_{SU_l} = \{h_{S^m U_l^n}\}_{2 \times 2}$  matrisinden bulunmaktadır. Burada,  $m$  kaynak ve  $n$  kullanıcı anten sayısını temsil etmektedir. Kanal kazancı  $\|\mathbf{h}_{SU_l}\|_F^2$  olan  $l$ . kullanıcının, kaynağa olan uzaklığı  $d_l$  ile ters orantılı olduğundan, kullanıcıların kanal kazançları  $\|\mathbf{h}_{SU_1}\|_F^2 > \|\mathbf{h}_{SU_2}\|_F^2 > \|\mathbf{h}_{SU_3}\|_F^2$  olarak sıralanmaktadır. Burada,  $\|\cdot\|_F$  Frobenius normunu ifade etmektedir.  $l$ . kullanıcının kanal kazancı Denklem 4.1 ile hesaplanmaktadır:

$$\|\mathbf{h}_{SU_l}\|_F^2 = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |h_{S^m U_l^n}|^2}. \quad (4.1)$$

Güç temelli NOMA'daki süperpozisyon ilkesine göre, güç tahsis kullanıcıların kanal kazançlarıyla ters orantılı olarak yapılmaktadır. Bu yüzden, kullanıcılardaki güç katsayıları  $\alpha_3 > \alpha_2 > \alpha_1$  ilişkisiyle,  $\sum_{l=1}^L \alpha_l = 1$  eşitliğini sağlayacak şekilde paylaştırılmaktadır. Buna göre, kullanıcılara tahsis edilen güç paylaşım katsayıları

$$3\alpha + 2\alpha + \alpha = 1 \quad (4.2)$$

eşitliğinden  $\alpha = 0,166$  olarak belirlenmiştir. Devamında süperpozisyon kodlanmış bir NOMA sembolü, Şekil 4.2'de gösterildiği gibi kullanıcılardaki sembollerin kendilerine tahsis edilen güç katsayıları ile çarpılıp toplanması sonucu oluşmaktadır. Şekil 4.2'deki kod bloğunun ilk kısmı incelendiğinde, birbirinden farklı mesaj dizilimlerine sahip olan üç kullanıcının da bit üretimi "MT Generate Bits" bloğu ile sağlanmaktadır. Bu bloğun "PN Order" çeşidi seçilip, her kullanıcıya ait farklı mesaj "PN sequence order" girişinin değiştirilmesiyle elde edilmiştir. İkinci kısımda, elde edilen kullanıcı bitleri "MT Map Bits to QAM Symbols" bloğunun yardımıyla 4-QAM sembollerine dönüştürülmüştür. Devamında, her kullanıcıya ait 4-QAM sembolleri kanal kazançlarına göre belirlenen güç paylaşım katsayıları ile çarpılıp toplanması sonucu süperpozisyon kodlanmış bir NOMA sembolü elde edilmektedir.

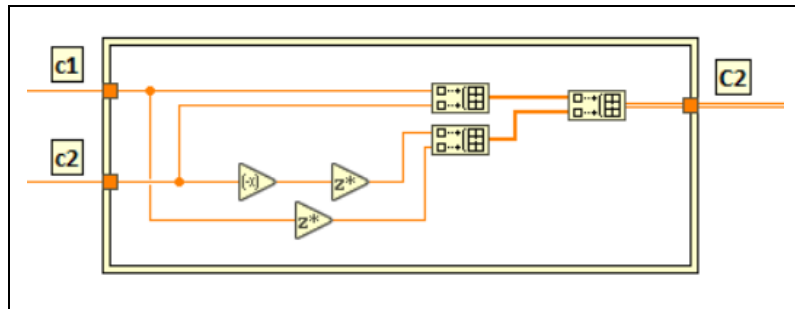


Şekil 4.2: LabVIEW’de NOMA güç paylaşımı.

MIMO NOMA sisteminde, verici anten çeşitlemesi olarak Alamouti kullanılmıştır. Kaynakta Alamouti şeması uygulanan süperpozisyon kodlanmış NOMA sembolleri, tüm kullanıcılara eş zamanlı olarak gönderilmektedir. Sütunları birbirine dik olan iletim matrisi

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \\ -c_2^* & c_1^* \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Alamouti kodlamada kullanılmaktadır. Burada,  $(\cdot)^*$  kompleks eşleniği ifade etmektedir.  $\mathbf{C}_2$ 'nin birinci satırı, birinci zaman ve ikinci satırı, ikinci zaman diliminde iletilecek olan sembolleri, Denklem 4.4’teki  $c_1$  ve  $c_2$  ise kaynağın birinci ve ikinci anteninden iletilecek Alamouti kodlanmış NOMA sembollerini temsil etmektedir. Ayrıca, LabVIEW’de Alamouti iletim matrisi Şekil 4.3’teki gibi tasarlanmıştır.



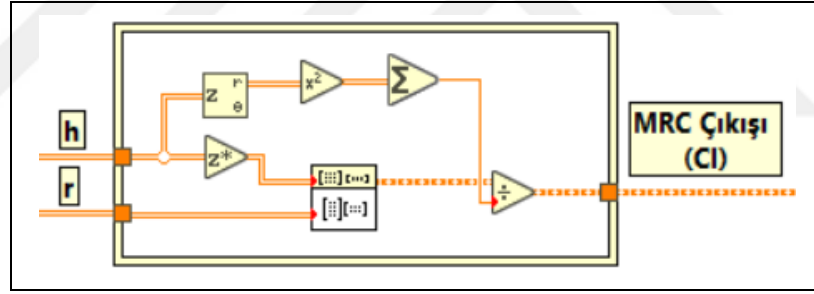
Şekil 4.3: LabVIEW’de Alamouti kod bloğu.

$$c_k = \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{P_t}{2}} \alpha_l x_{l,k} , k = 1,2. \quad (4.4)$$

Burada,  $x_{l,k}$   $l$ . kullanıcıya ait birim enerjili sembolü ve  $P_t$  kaynağın iletim gücünü ifade etmektedir. Devamında,  $l$ . kullanıcıya iletilen sinyal  $\mathbf{r}_l = \{r_{li}\}_{2 \times 2}$  matrisi kullanılarak Denklem 4.5'teki eşitlik yardımıyla bulunmaktadır:

$$\mathbf{r}_l = \mathbf{C}_2 \mathbf{h}_{SU_l} + \mathbf{w}_l. \quad (4.5)$$

Burada,  $\mathbf{w}_l = \{w_{li}\}_{2 \times 2}$  gürültü matrisini ve  $i$  zaman indeksini ifade etmektedir. MIMO NOMA sisteminde, alıcı anten çeşitlemesi olarak MRC kullanılmıştır. İkişer antenli kullanıcılar tarafından alınan NOMA sembolleri MRC tekniğine göre birleştirilip  $\hat{\mathbf{C}}_l$  sinyali elde edilmektedir. Bu tekniğe ait kod bloğu Şekil 4.4'te görselleştirilmiştir.



Şekil 4.4: LabVIEW'de MRC anten çeşitlemesine ait kod bloğu.

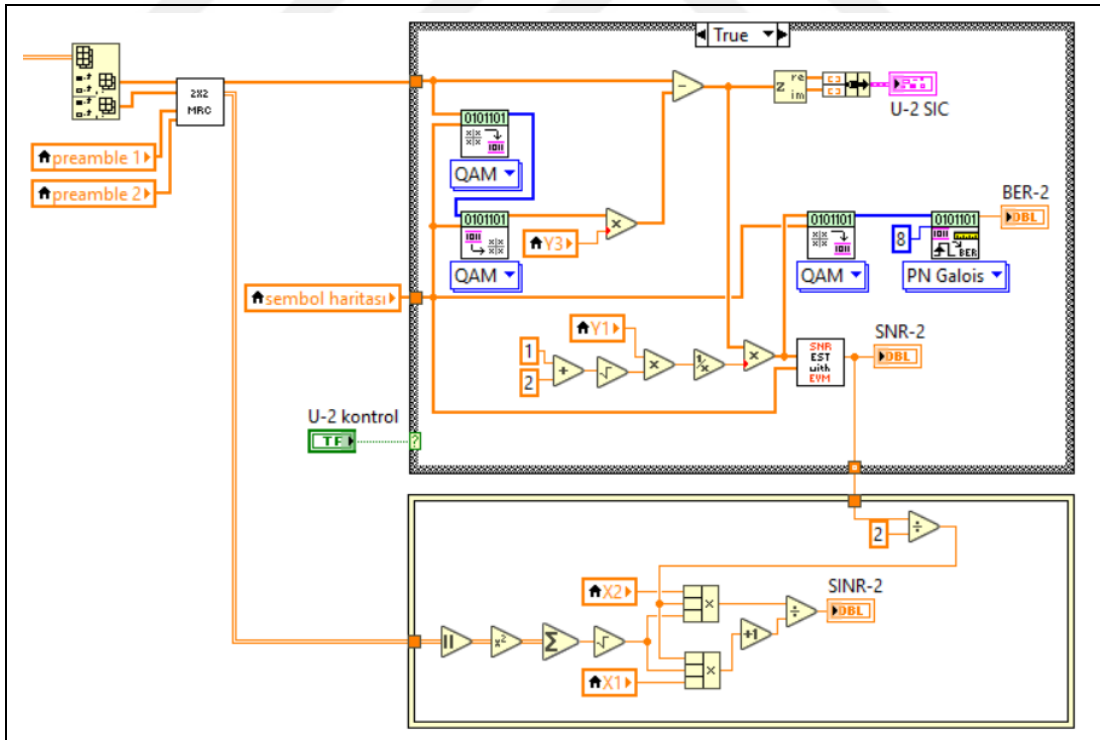
#### 4.1.1.1. Ardışık Girişim İptali (SIC)

Şekil 4.1'de gösterilen MIMO NOMA sistemine ait kullanıcı blokları incelendiğinde,  $U_3$  kullanıcısı hariç,  $U_1$  ve  $U_2$  kullanıcılarının kendi mesajlarını çözmesi için MRC sonrası elde ettikleri sinyallere sırasıyla iki ve tek katmanlı SIC uygulanmaktadır.  $U_1$  ve  $U_2$ 'nin sinyal kuvvetleri,  $U_3$ 'e göre daha zayıf olduğundan,  $U_3$  tarafından gürültülü sinyal olarak algılanmaktadır. Sonuçta uzak kullanıcı  $U_3$ 'ün mesajı, SIC uygulamaksızın Denklem 4.6'daki eşitlik ile elde etmektedir:

$$\hat{x}_3 = \frac{\hat{C}_3}{\sqrt{\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3}} \quad (4.6)$$

Orta kullanıcı  $U_2$ 'nin mesajına tek katmanlı SIC uygulanarak,  $U_3$ 'e ait sinyalin çıkarılması Şekil 4.5'te gösterildiği gibi sağlanmaktadır. Öncelikle, MRC sonrası elde edilen  $\hat{C}_2$  sinyaline demodülasyon uygulanıp bu sinyal tekrar modüle edilerek  $U_3$  kullanıcısına ait  $\check{x}_3$  sinyali elde edilmiştir. Devamında,  $\hat{C}_2$  sinyalinden kendi güç çarpanı ile çarpılan  $\check{x}_3$  sinyali çıkarılarak  $U_3$ 'ün sinyalleri iptal edilmiş ve tek katmanlı SIC işlemi tamamlanmıştır. Son olarak,  $U_2$  kullanıcısına ait sinyalin elde edilmesi için SIC sonrası  $U_3$  kullanıcısının ve kendisinin güç katsayıları toplamına bölünerek güç normalizasyonu yapılmaktadır.  $U_2$  kullanıcısına ait  $\hat{x}_2$  sinyali Denklem 4.7'de verilmiştir:

$$\hat{x}_2 = \frac{\hat{C}_2 - \check{x}_3 \sqrt{\alpha_3}}{\sqrt{\alpha_1 + \alpha_2}} \quad (4.7)$$



Şekil 4.5: LabVIEW'de  $U_2$  kullanıcısı için SIC ve SINR hesabı.

Şekil 4.5'teki kod bloğu incelendiğinde,  $U_2$  kullanıcısının her iki anteni tarafından alınan sinyaller STO ve CFO adımlarıyla hassas (fine) sinyal senkronizasyonunu tamamladıktan sonra 2x2 MRC bloğuna girerek anten eşlemesini öğretici sembol (preamble) ve kanal tahminini de en küçük kareler (Least Square, LS) yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Devamında, MRC sonrası alınan NOMA sembolü ve kanal tahmini bilgisi kullanılarak sırasıyla SIC ve sinyal girişim gürültü oranı (Signal to Interference Noise Ratio, SINR) süreçlerine dahil edilmiştir. Alınan NOMA sembolüne Denklem 4.7'deki gibi tek katmanlı SIC işlemi ve güç normalizasyonu uygulanıp  $U_2$  kullanıcısına ait  $\hat{x}_2$  sinyali elde edilmiştir. Bu sinyal kullanılarak EVM ile  $U_2$  kullanıcısının anlık tahmini SNR hesabı yapılmıştır. Aynı  $\hat{x}_2$  sinyaline ait semboller “MT Map QAM Symbols to Bits” bloğu yardımıyla semboller bitlere dönüştürüldükten sonra, bu bit dizilimi vericideki  $U_2$  kullanıcısına ait PN bit dizilimi ile karşılaştırılıp anlık BER ölçümlenmiştir. LS yöntemiyle elde edilen kanal bilgileri ve EVM sonrası bulunan anlık tahmini SNR değerleri kullanılarak anlık SINR hesabı yapılmıştır.

En yakın kullanıcı  $U_1$ 'in kendi mesajını çözebilmesi için iki katmanlı SIC işlemi uygulanmaktadır. Burada, MRC sonrası elde edilen  $\hat{C}_1$  sinyaline demodülasyon uygulanıp bu sinyal tekrar modüle edilerek  $U_3$  kullanıcısına ait  $\check{x}_3$  sinyali elde edilmiştir. Devamında,  $\hat{C}_1$  sinyalinden kendi güç çarpanı ile çarpılan  $\check{x}_3$  sinyali çıkarılarak  $U_3$ 'ün sinyalleri iptal edilmiş ve ilk SIC süreci tamamlanmıştır. İlk SIC sonrası elde edilen sinyale demodülasyon uygulanıp bu sinyal tekrar modüle edilerek  $U_2$  kullanıcısına ait  $\check{x}_2$  sinyali elde edilmiştir. Devamında, ilk SIC sonrası sinyalden kendi güç çarpanı ile çarpılan  $\check{x}_2$  sinyali çıkarılarak  $U_2$ 'nin sinyalleri iptal edilmiş ve ikinci SIC süreci tamamlanmıştır. Son olarak,  $U_1$  kullanıcısına ait sinyalin elde edilebilmesi için iki katmanlı SIC sonrası sadece kendisine ait güç katsayısına bölünerek güç normalizasyonu yapılmaktadır.  $U_1$  kullanıcısına ait  $\hat{x}_1$  sinyali Denklem 4.8'de verilmiştir:

$$\hat{x}_1 = \frac{\hat{C}_1 - \check{x}_3\sqrt{\alpha_3} - \check{x}_2\sqrt{\alpha_2}}{\sqrt{\alpha_1}}. \quad (4.8)$$

#### 4.1.1.2. Kesinti Olasılığı (OP)

Şekil 4.1’de gösterilen MIMO NOMA sisteminin performansı gerçek zamanlı olarak BER ve OP parametreleri bakımından analiz edilmiştir. Önceki bölümde, SIC süreci sonrası güç normalizasyonu yapılan sinyaller kullanılarak anlık BER hesaplanmıştır. Bu bölümde ise, elde edilen tahmini kanal bilgileri ve anlık SNR değerleri kullanılarak SINR değerleri bulunmuş ve bu değerlerle eşik değerleri karşılaştırılarak OP ifade edilmiştir.

SIC uygulanırken,  $k$ . kullanıcı ile  $l$ . kullanıcının sembolünü çözebilmesi için anlık SINR değeri,  $k \leq l$  ve  $k \neq L$  şartı altında şu şekilde elde edilmektedir

$$SINR_{k \rightarrow l} = \frac{\alpha_k \frac{\tilde{\gamma}}{2} \|\mathbf{h}_l\|_F^2}{\frac{\tilde{\gamma}}{2} \|\mathbf{h}_l\|_F^2 \sum_{i=k+1}^L \alpha_i + 1}. \quad (4.9)$$

Burada,  $\tilde{\gamma}$  ortalama sinyal gürültü oranını ifade etmektedir.  $l$ . kullanıcı için SINR değeri,  $(l - 1)$ . kullanıcının sembolleri çözüldükten sonra şu şekilde hesaplanmaktadır

$$SINR_l = \frac{\alpha_l \frac{\tilde{\gamma}}{2} \|\mathbf{h}_l\|_F^2}{\frac{\tilde{\gamma}}{2} \|\mathbf{h}_l\|_F^2 \sum_{i=l+1}^L \alpha_i + 1}. \quad (4.10)$$

Ayrıca, en yakın kullanıcı olan  $L$ 'nin SINR değeri aşağıdaki bağıntı ile ifade edilmektedir

$$SINR_L = \alpha_L \frac{\tilde{\gamma}}{2} \|\mathbf{h}_l\|_F^2. \quad (4.11)$$

Her kullanıcı için SINR değeri bulunduktan sonra,  $l$ . kullanıcıya ait OP ifadesi Denklem 4.12’de verilmektedir:

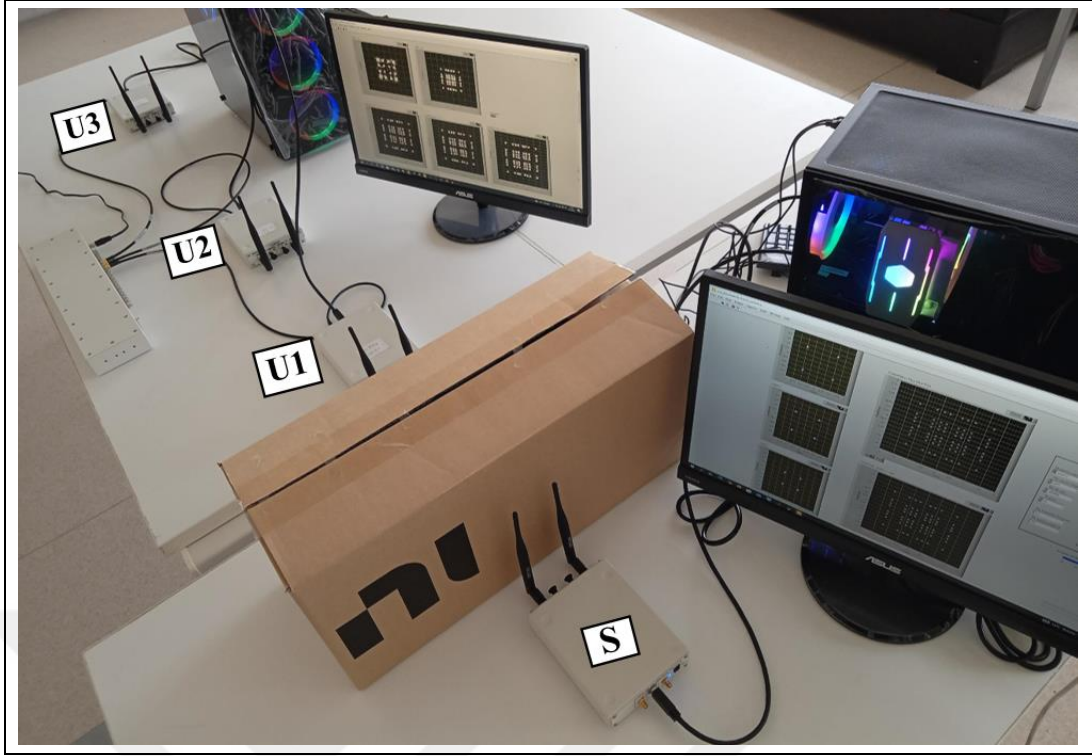
$$P_{out,l} = Pr(SINR_{k \rightarrow l} < \gamma_{th,l}). \quad (4.12)$$

Burada,  $\gamma_{th,l}$   $l$ . kullanıcının SINR eşik değerini göstermektedir. Ayrıca  $l$ . kullanıcı için eşik değeri belirlerken, güç katsayılarının bu değer ile ilişkisi aşağıdaki bağıntı ile verilebilir

$$\alpha_k - \gamma_{th,l} \sum_{i=k+1}^L \alpha_i \leq 0. \quad (4.13)$$

#### 4.1.2. Sistem Gerçeklemesi

Bu çalışmada, Şekil 4.1’de verilen aşağı hat 2x2 MIMO NOMA sistem modelini gerçeklemek amacıyla Şekil 4.6’da oluşturulan test düzeneği kurulmuştur. SDR temelli bu test düzeneğinde, biri kaynak ve üçü kullanıcı alıcısı olmak üzere toplam dört adet 2901 model USRP birimi kullanılmıştır. İki kanalı içeren dört porta sahip olan USRP birimi, 70 MHz – 6 GHz frekans aralığı ve 56 MHz maksimum anlık bant genişliği özelliklerini taşımaktadır. Ayrıca tüm birimlere ikişer adet 3 dBi kazançlı VERT2450 model çok yönlü dikey anten bağlanmıştır. Test sırasında, veri kaybının ve aşırı yüklemenin önlenmesi amacıyla, kaynak ve kullanıcılar için iki ayrı bilgisayar kullanılmış ve görsel programlama dili olan LabVIEW ile kodlanmıştır. Tüm birimlerde, kaba (coarse) zamanlama ve frekans senkronizasyonu sağlamak amaçlanmış ve bu birimler CDA-2990 OctoClock kaynağına SMA tipi kablo ile bağlanarak beslenmiştir. Ayrıca, kaynak ile kullanıcılar arasındaki görüş hattını (Line of Sight, LOS) engellemek ve çok yollu sönmleme etkisini (multipath fading effect) ortaya çıkarmak amacıyla Rayleigh dağılımlı telsiz haberleşme kanallarını oluşturmak için bir kutu yerleştirilmiştir.



Şekil 4.6: 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA test düzeneği.

Test sırasında, verici biriminde her bir kullanıcıya ait mesaj biti 4-QAM ile modüle edilmiş ve her bir kullanıcının sembolü süperpozisyon ilkesine göre kendilerine tahsis edilen güç paylaşım katsayıları ile çarpılıp üst üste bindirilmiştir. Süperpozisyon kodlanmış NOMA sembolü, Denklem 4.3'teki  $C_2$  Alamouti iletim matrisine dönüştürülmüştür. Devamında alıcı birimlerin anten eşlemesini yapmak ve sembol senkronizasyonunu sağlamak amacıyla, matris ile kodlanmış dizine sırasıyla öğretici sembol (preamble) ve ön-ek (Cyclic Prefix, CP) eklenerek iletim çerçevesi (frame) oluşturulmuştur.

Test sırasında, alıcı birimlerde, alınan frame demodüle edilip CP kullanılarak STO tahmini yapılmakta ve devamında CP atılarak CFO tahmini ile hassas (fine) senkronizasyon tamamlanmaktadır. Senkronizasyon sonrası, preamble kullanılarak anten eşlemesi ve sonrasında kanal tahmini yapılmaktadır. Ayrıca, kanal tahmini yapılırken LS yöntemi kullanılmaktadır. Devamında, tahmin edilen kanal bilgileri ile senkronize edilmiş sinyaller MRC yöntemine dahil edilerek her bir kullanıcıya NOMA sembol dizileri iletilmektedir. Son olarak, uzak kullanıcıya ( $U_3$ ) SIC uygulamaksızın, orta ( $U_2$ ) ve yakın ( $U_1$ ) kullanıcılara sırasıyla tek ve iki katmanlı SIC uygulanarak, mesaj bitleri QAM demodülatörü ile tahmin edilmektedir.

### 4.1.3. Ölçüm Sonuçları

Bu bölümde, Şekil 4.6’da test düzeneği verilen MIMO NOMA sisteminin performansı BER ve OP ölçütleri ile analiz edilmiştir. Her iki analiz içinde, kaynakla kullanıcılar arasındaki mesafeler yakından uzağa doğru 34, 77 ve 145 cm olarak seçilmiştir. Ayrıca, test sırasında kullanılan diğer parametreler Tablo 4.1’de verilmiştir.

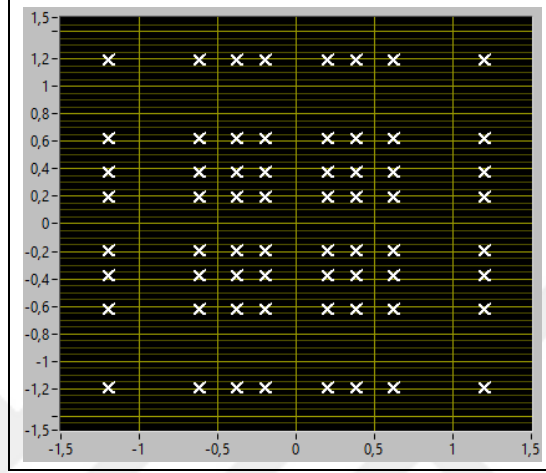
Tablo 4.1: 2x2 MIMO NOMA sistem gerçekleştirilmesinde kullanılan parametreler ve değerleri.

Parametreler		Değerler
IQ Veri Hızı		500 kS/s
Taşıyıcı Frekansı		2,2 GHz
Verici Kazancı	BER Analizi	0-12 dB
	OP Analizi	37-49 dB
Alıcı Kazancı	BER Analizi	10 dB
	OP Analizi	35 dB
Modülasyon Türü		4-QAM
Güç Paylaşım Katsayıları		0.166, 0.332, 0.498
Eşik Değerleri		0.97, 0.87, 0.4
Kaynağa Olan Mesafe	$U_1$	34 cm
	$U_2$	77 cm
	$U_3$	145 cm

Testlerde, kaynak birim tarafından toplamda 30000 bit üretilmiş ve bu bitler 4-QAM ile modüle edilmiştir. Her bir kullanıcı için elde edilen 5000 4-QAM sembolü, süperpozisyon ilkesine göre birleştirilerek  $C_2$  Alamouti iletim matrisine dönüştürülmekte ve bu matris formuyla iletilmektedir.

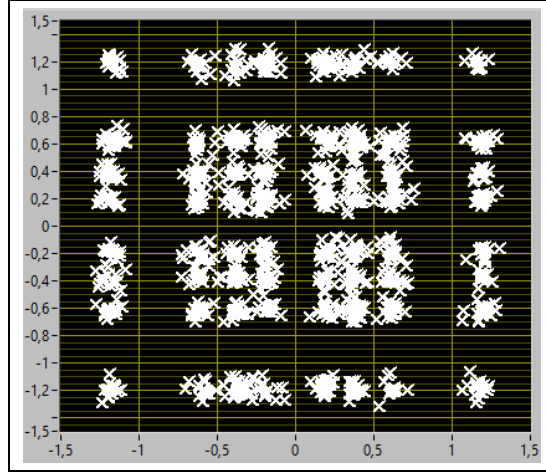
İletilen NOMA sembolünün sinyal kümesi, Şekil 4.5’te verilmiştir. Buradaki NOMA sembolü, kullanıcılara ait 4-QAM sembollerinin süperpozisyon ilkesine göre birleştirilmesiyle 64-QAM sembolünü oluşturmaktadır. Kullanıcılar için belirlenen güç paylaşım katsayıları en adil şekilde dağıtılmadığından Şekil 4.7’deki NOMA sembolüne ait dizilimler farklı uzaklıkta boşluklara sahiptir.

Kullanıcıların kanal kazançlarına göre belirlenen güç paylaşım katsayılarının, sistemdeki kullanıcı sayısının artması ile belirlemek zorlaşmıştır. Yanlış belirlenen güç paylaşım katsayıları kullanıcılar arası sembol girişimine neden olacağından dikkatli seçilmiştir. Bu yüzden Şekil 4.1'deki sistemin kullanıcıları Tablo 4.1'de ifade edilen güç katsayılarını doğru olarak paylaşmıştır.



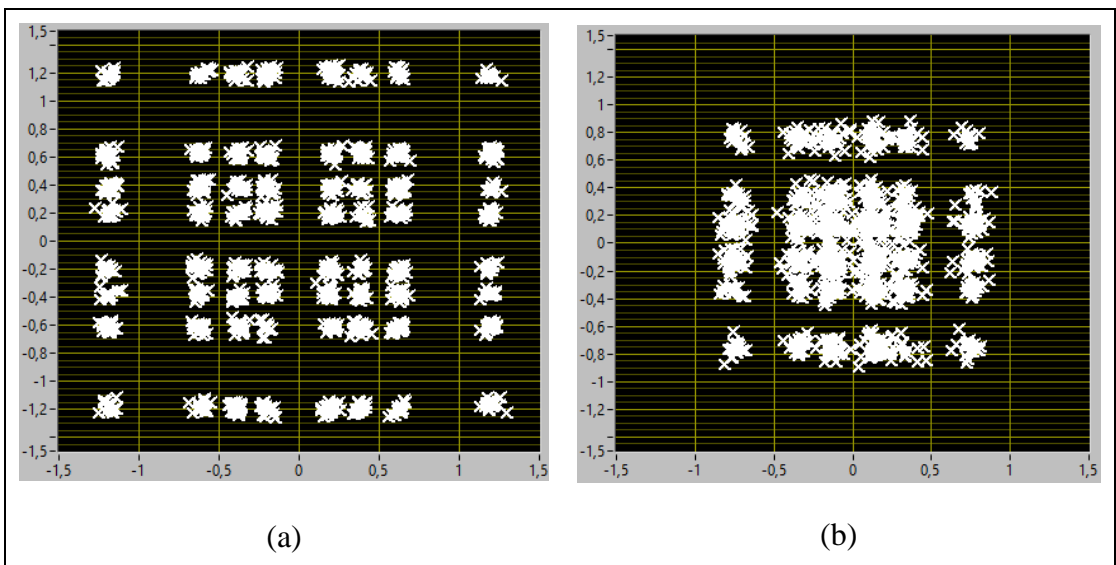
Şekil 4.7: Kaynaktan gönderilen 3 kullanıcılu NOMA sinyali.

Üçüncü kullanıcı tarafından alınan NOMA sinyal kümesi, Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Üçüncü kullanıcı uzak kullanıcı olduğundan kendi mesaj sinyali SIC işlemi uygulamaksızın direk çözülmüştür. Bu kullanıcı diğer kullanıcıların sinyallerini gürültü olarak algılamasına rağmen, en yüksek güç katsayısına sahip olduğundan kolaylıkla kendi sinyalini geri elde edebilmektedir. Ayrıca, Şekil 4.8'deki üçüncü kullanıcının NOMA sinyal kümesi demodüle edildikten sonra 6 dB verici kazancı için bit hata oranı 0.05769 olarak hesaplanmıştır.



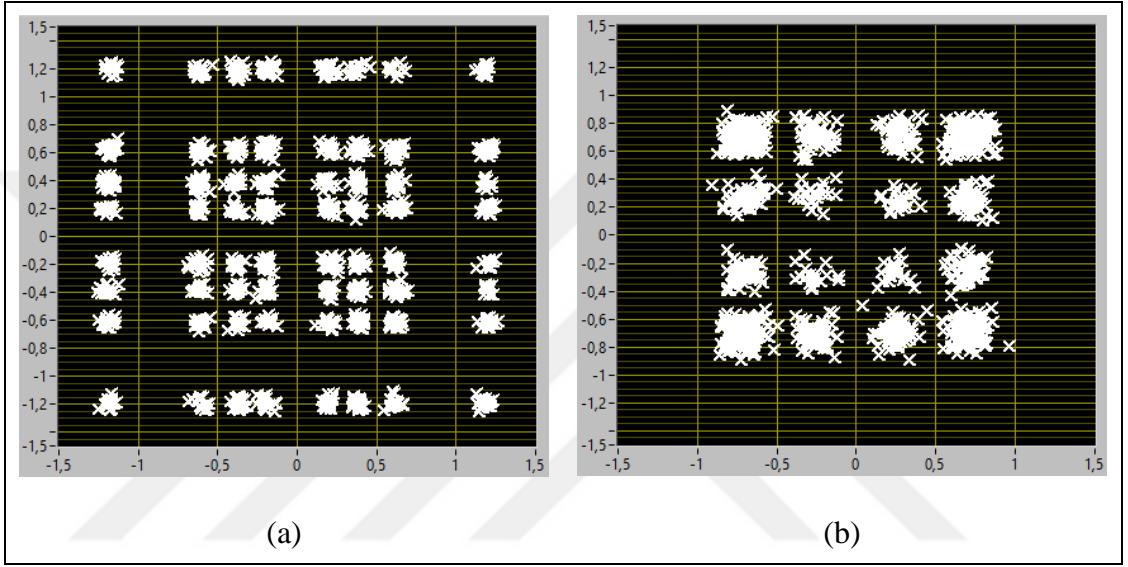
Şekil 4.8: 3. kullanıcı tarafından alınan sinyal.

İkinci kullanıcı tarafından alınan NOMA sinyal kümesi ve SIC sonrası sinyal çıkışı sırasıyla Şekil 4.9 (a) ve (b)'de gösterilmiştir. Şekil 4.9 (a) incelendiğinde, Şekil 4.8'deki üçüncü kullanıcıya ait sinyalden daha az bozulmaya uğradığı görülmektedir. İkinci kullanıcının mesaj sinyali tek aşamalı SIC sonrası güç normalizasyonu yapılarak çözülmektedir. Bu kullanıcı birinci kullanıcının sinyalini gürültü olarak algılamasına rağmen, kendi sinyalini geri elde etmede sorun yaşamamaktadır. Şekil 4.9 (a)'daki ikinci kullanıcının NOMA sinyal kümesi demodüle edildikten sonra 6 dB verici kazancı için bit hata oranı 0.04016 olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.9: (a) 2. kullanıcı tarafından alınan sinyal, (b) 2. kullanıcı için SIC sonrası sinyal.

Birinci kullanıcı tarafından alınan NOMA sinyal kümesi ve SIC sonrası sinyal çıkışı sırasıyla Şekil 4.10 (a) ve (b)'de verilmiştir. Şekil 4.10 (a) incelendiğinde, diğer kullanıcılara ait sinyallerden daha az bozulmaya uğradığı görülmüştür. Birinci kullanıcının mesaj sinyali iki aşamalı SIC sonrası güç normalizasyonu yapılarak çözülmektedir. Şekil 4.10 (a)'daki birinci kullanıcının NOMA sinyal kümesi demodüle edildikten sonra 6 dB verici kazancı için bit hata oranı 0.033738 olarak bulunmuştur.



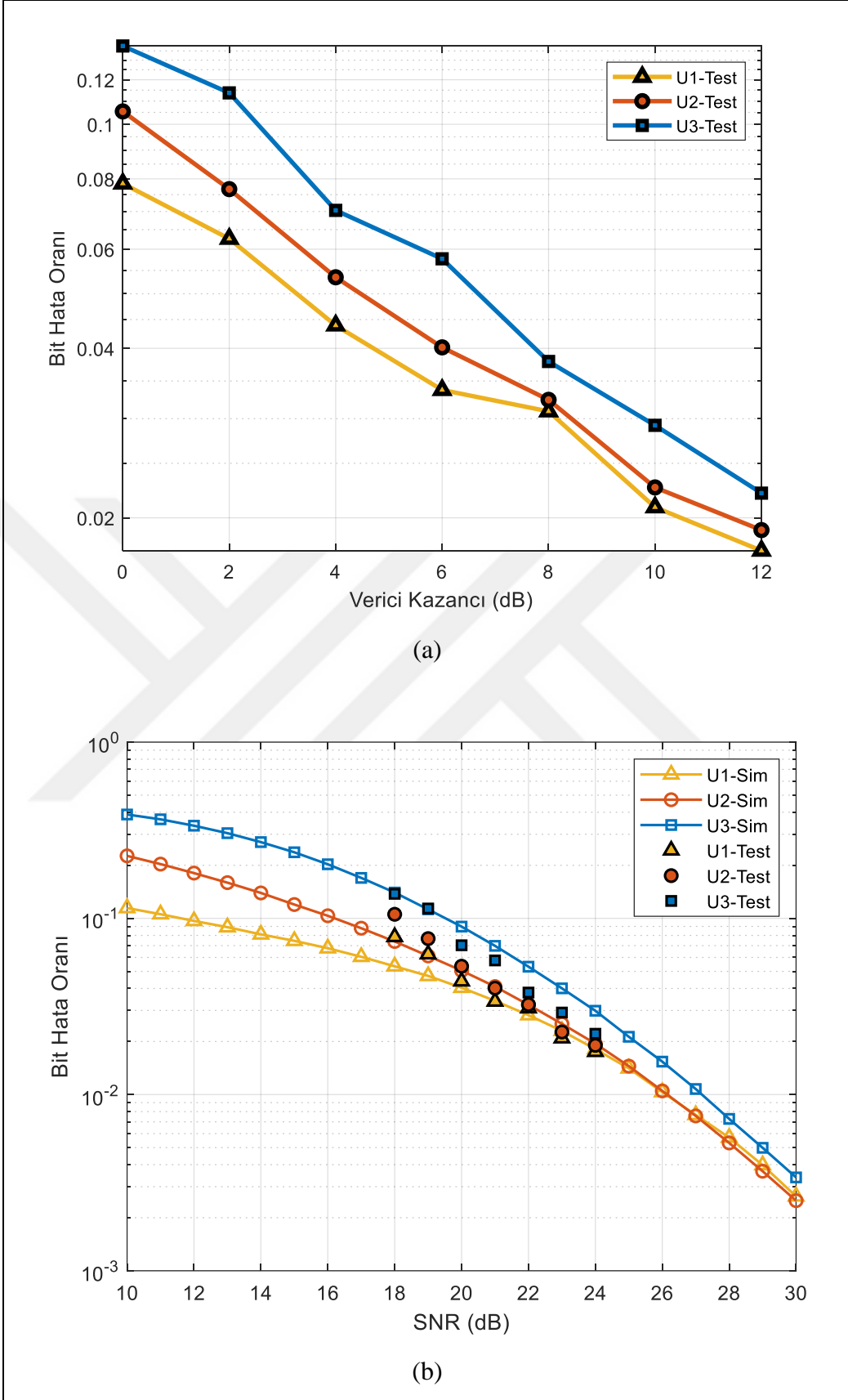
Şekil 4.10: (a) 1. kullanıcı tarafından alınan sinyal, (b) 1. kullanıcı için SIC sonrası sinyal.

Kullanıcılar tarafından alınan NOMA sinyal kümelerine SIC işlemleri uygulandıktan sonra mesaj sinyalleri 4-QAM demodülatörü yardımıyla çözülmüştür. Her bir kullanıcı için BER ayrı ayrı hesaplanmış ve sonuçlar Şekil 4.11'de verilmiştir. Burada, öncelikle pratik senaryolardaki uygunluğu nedeni ile gerçek zamanlı BER test sonuçları veri kazancındaki değişime göre test edilmiş ve elde edilen BER ölçüm değerleri Şekil 4.11 (a)'da verilmiştir. Testlerde, alıcı kazancı 10 dB'de sabit tutulmuş, verici kazancı ise 0 dB'den 12 dB'ye 2'şer dB artırılmış ve her bir kullanıcı için 7 farklı BER ölçümlenmiştir. Şekil 4.11 (a) incelendiğinde, gerçek zamanlı testlerde, uzak kullanıcıdan yakın kullanıcıya doğru BER performansının iyileştiği ve BER eğrilerinin nispeten birbirine paralel olduğu görülmektedir.

Üç kullanıcılı MIMO NOMA sisteminin gerçek zamanlı BER testlerinin doğruluğunu kontrol edebilmek amacı ile SNR'a bağlı BER analizi bilgisayar benzetimi ile de yapılmıştır. Elde edilen BER/SNR benzetim sonuçları, gerçek zamanlı test sonuçları ile Şekil 4.11 (b)'de görselleştirilmiştir.

Şekil incelendiğinde, tez kapsamında tasarlanan sistemin gerçek zamanlı test verilerinden elde edilen BER eğrileri ile benzetimlerden elde edilen eğrilerinin yaklaşık olarak örtüştüğü gözlemlenerek, gerçek zamanlı testlerin güvenilirliği gösterilmiştir.

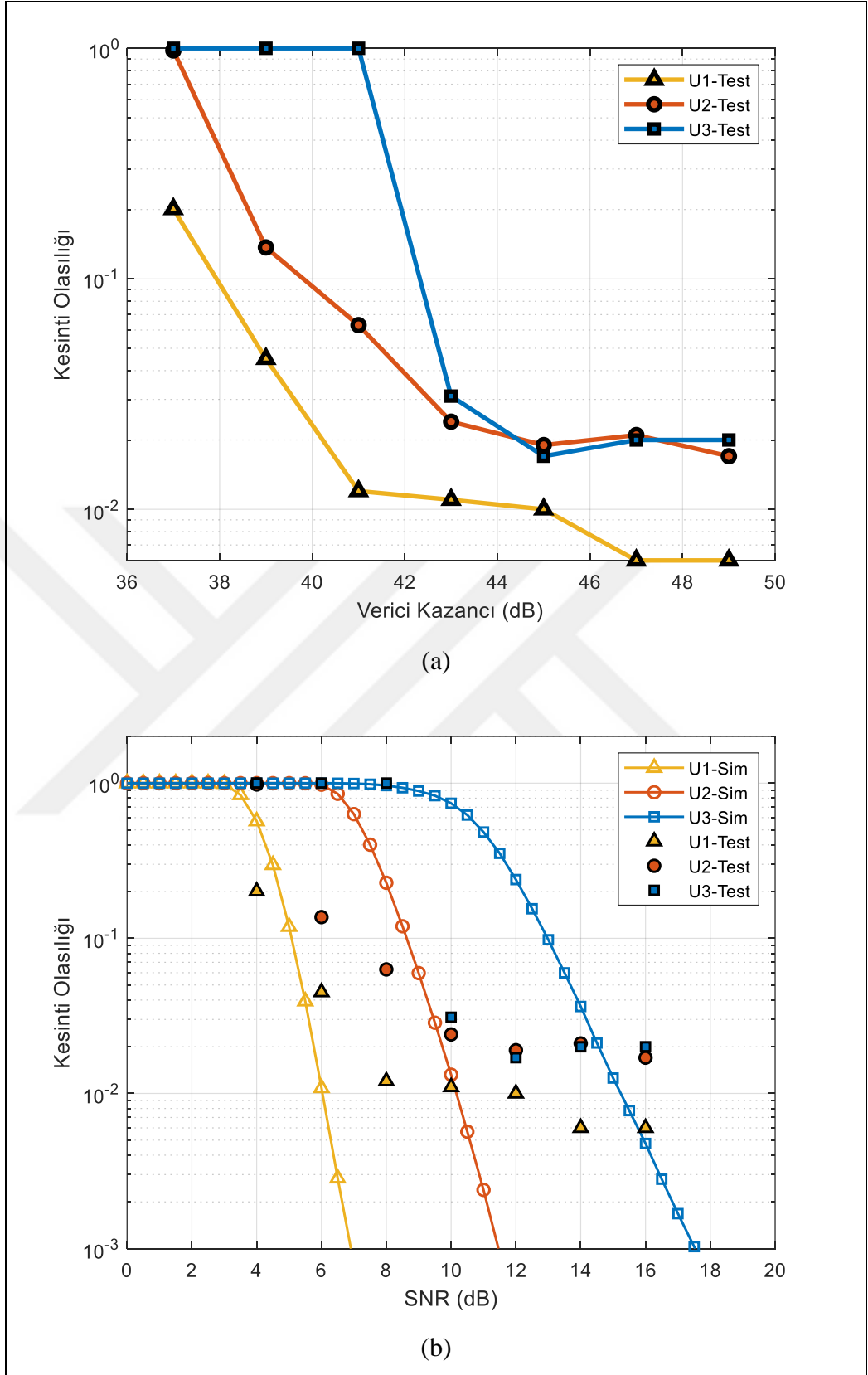




Şekil 4.11: Üç kullanıcıli sistemin gerçek zamanlı test ölçümleri sonrası verici kazancı (a) ve SNR (b) değerlerine bağlı BER performansları.

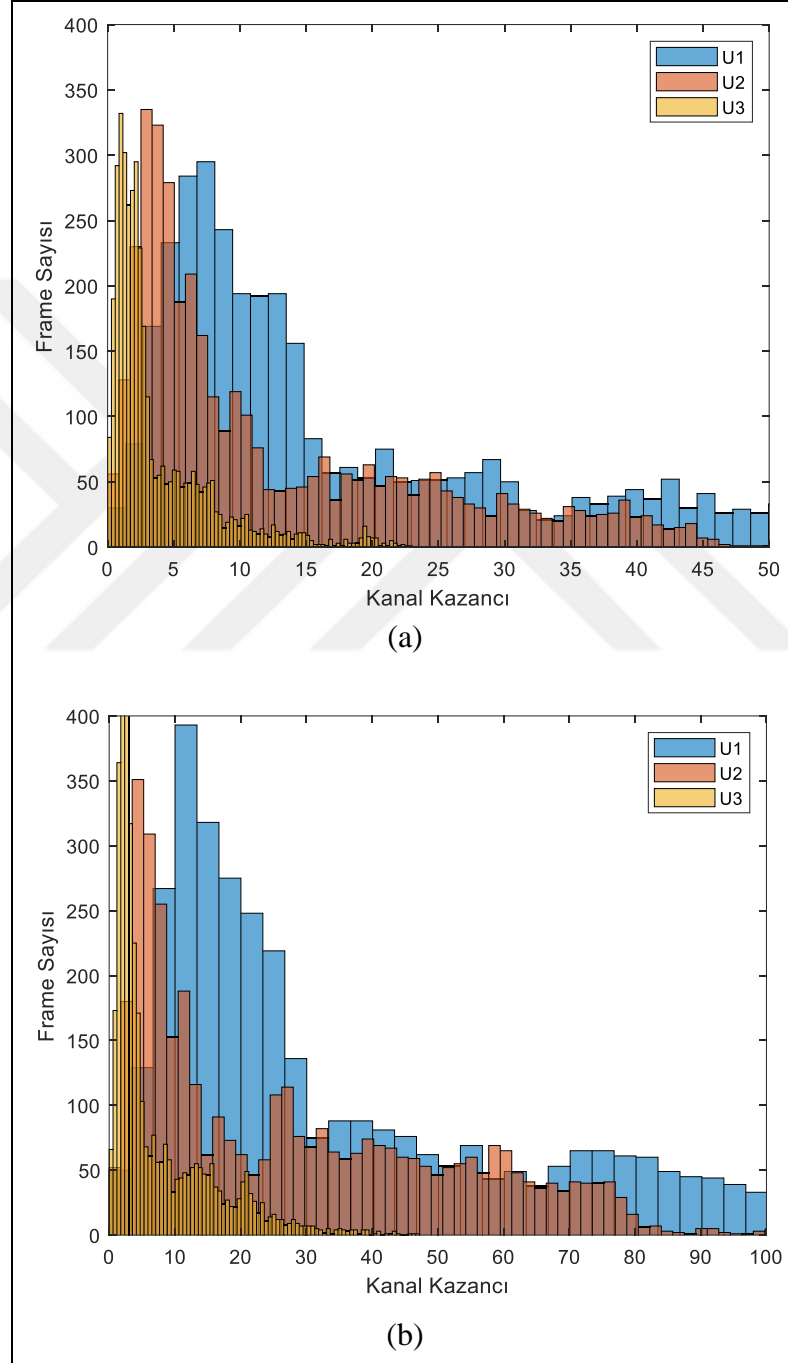
BER analizini takiben, SIC sonrası elde edilen mesaj sinyallerine EVM yöntemi uygulanıp SNR değerlerine ulaşılmış ve bu değerlerle SINR hesaplanmıştır. Kullanıcılar için belirlenen güç paylaşım katsayıları kullanılarak SINR eşik değerleri elde edilmiş ve SINR değerleri ile SINR eşik değerleri karşılaştırılarak OP hesaplanmıştır. OP hesaplanırken, alıcı kazancı 35 dB olarak ayarlanmış ve verici kazancı 37-49 dB aralığında 2'şer dB artırılarak değiştirilmiştir. Verici kazancına göre gerçek zamanlı olarak elde edilen OP grafiği Şekil 4.12 (a)'da görselleştirilmiştir. Şekil incelendiğinde, en yakın  $U_1$  kullanıcısı, 7 farklı verici kazancında da diğer kullanıcılara göre daha iyi performans göstermektedir. Verici kazancının 45-47 dB olduğu durumda, orta kullanıcı  $U_2$  ile en uzak kullanıcı  $U_3$ 'ün OP eğrileri örtüşürken diğer durumlarda  $U_2$ 'nin performansı  $U_3$ 'e göre daha iyidir. Ayrıca OP eğrilerinden  $U_3$ 'e ait eğri, 41 dB'den 43 dB'ye geçerken performansını aniden iyileştirmesi olağan bir durum olmadığından, bu durumun asıl sebebi gerçek zamanlı sistemlerde ölçüm almanın kolay olmamasından kaynaklanmaktadır.

Bir önceki analiz ile benzer bir motivasyon ile, üç kullanıcılı MIMO NOMA sisteminin SNR'a bağlı OP analizi bilgisayar benzetimi ile yapılmış ve elde edilen OP/SNR benzetim sonuçları, gerçek zamanlı test sonuçları ile Şekil 4.12 (b) verilmiştir. Şekil incelendiğinde, söz konusu çok antenli çok kullanıcılı sistemin gerçek zamanlı test verilerinden elde edilen eğriler ile benzetimlerden elde edilen eğrilerin yaklaşık olarak örtüştüğü gözlemlenerek, gerçek zamanlı testlerin güvenilirliği gösterilmiştir.



Şekil 4.12: Üç kullanıcılı sistemin gerçek zamanlı test ölçümleri sonrası verici kazancı (a) ve SNR (b) değerlerine bağlı OP performansları.

BER ve OP metriklerinin gerçek zamanlı testlerini ve benzetim sonuçlarını takiben her bir kullanıcıya ait kanal histogramları belirli verici kazançı değerleri için elde edilmiş ve bu kanal durum bilgileri kullanılarak yarı teorik BER analizi gerçekleştirilmiştir. Kullanıcıların kanallarına ait gerçek zamanlı elde edilen histogramlar farklı verici kazançları için Şekil 4.13 (a) ve (b)'de gösterilmiştir.



Şekil 4.13: Verici kazançı 0 dB (a) ve 12 dB (b) iken kullanıcılara ait kanal bilgileri.

Şekil 4.13 (a) ve (b)'de gösterilen kullanıcılara ait kanal histogramları kullanılarak verici kazancının 0 ve 12 dB olduğu durumlarda kullanıcılara ait altı farklı BER değeri teorik olarak hesaplanmış ve Tablo 4.2'de gösterilmiştir. Bu hesaplama yapılırken Denklem 4.14'te verilen bağıntıdan yararlanılmıştır

$$BER = \Delta \sum_{k=1}^K \frac{F_k}{\sum_{j=1}^K F_j} Q(\sqrt{2\gamma_k}). \quad (4.14)$$

Burada,  $BER$  bit hata oranını,  $\Delta$  histogram bin aralığını,  $F$  frame sayısını,  $Q(.)$   $Q$  fonksiyonunu ifade etmektedir.

Tablo 4.2: Kullanıcıların kanal histogramlarından elde edilen yarı teorik BER değerleri.

	$U_1$	$U_2$	$U_3$
0 dB	0.0398	0.1263	0.1894
12 dB	0.0039	0.0070	0.102

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında, yüksek spektral verimlilik, düşük iletim gecikmesi ve kapasite artışı gibi metriklerin sağladığı avantajlar ile 5G+ sistemlerin vazgeçilmezi olması öngörülen çok kullanıcı MIMO NOMA sistemlerin gerçek zamanlı tasarımlarına yer verilmiştir. Burada, 3 kullanıcı tek atlamalı bir sistem tasarlanmış, vericide kanal durum bilgisi gerektirmeyen Alamouti ve alıcıda optimum verimliliği sağlayan MRC kullanılarak 2x2 MIMO test düzeneği kurulmuştur. Kaynak tarafında güç temelli NOMA ile çoklanan kullanıcıların sembolleri, alıcı tarafında SIC kullanılarak geri elde edilmiştir. Üç kullanıcı sistemin performansı BER ve OP parametreleri üzerinden gerçek zamanlı olarak analiz edilmiştir. Elde edilen gerçek zamanlı BER analiz hesaplamalarına göre, verici kazancı değişimine bağlı olarak kaynağa en uzak olan kullanıcının bit hata oranı en fazla iken kaynağa en yakın olan kullanıcı en iyi bit hata oranı performansını göstermekte ve kullanıcılara ait analiz eğrilerinin birbirine paralel olduğu gözlemlenmektedir. Bu analizin devamında, OP parametresi üzerinden değerlendirilen kullanıcılardan kaynağa en yakın olanının tüm verici kazançlarında en iyi değerlere sahip olduğu görülmektedir. Verici kazancı değişiminin son kısımlarına doğru uzak kullanıcı ve orta kullanıcının kesinti olasılığı eğrileri örtüşmekte ve daha düşük verici kazançlarında beklenildiği gibi orta kullanıcı uzak kullanıcıdan daha iyi performans sergilemektedir. Bu durumun gerçek zamanlı sistemlerde, stabil ölçüm almanın zorluğundan kaynaklandığı düşünülmektedir.

Bu tez çalışmasının devamı niteliğinde, vericide kanal durum bilgisi gerektirmeyen ve sistem veri hızını oldukça artıran bir diğer teknik olan dikey Bell Laboratuvarları katmanlı uzay-zaman (Vertical Bell Labs Layered Space-Time, V-BLAST) kullanılarak, gerçek zamanlı çok kullanıcı tek atlamalı ve iki atlamalı MIMO NOMA sistemlerinin tasarlanıp gerçekleştirilmesi ve test düzeneği kurulan sistemlerin BER ve OP metrikleri ölçülerek performanslarının belirlenmesi öngörülmektedir.

## KAYNAKLAR

- [1] Demir A. F., Elkourdi M., Ibrahim M., Arslan H., (2018), "Waveform design for 5G and beyond", in 5G Networks: Fundamental Requirements, Enabling Technologies and Operations Management, John Wiley & Sons, Ltd, ch. 2, 51–76.
- [2] Korzeniewska E., Krawczyk A., (2019), "5G Technology as the Successive Stage in the History of Wireless Telecommunication", IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), 470-473, Kremenchuk, Ukraine, 23-25 September.
- [3] Elkourdi M., Peköz B., Güvenkaya E., Arslan H., (2016), "Waveform design principles for 5G and beyond", IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 1-6, Clearwater, FL, USA, 11-13 April.
- [4] Wong V. W., Schober R., Ng D. W. K., Wang L.-C., (2017), "Key technologies for 5G wireless systems", 1st Edition, Cambridge University Press.
- [5] Zengin M. A., Küçük K., Çolak S. A., (2018), "Real-time PSK transceiver design and implementation using software defined radio", 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 1-4, İzmir, Türkiye, 02-05 Mayıs.
- [6] Hashir S. M., (2018), "PSK modulation/demodulation and performance evaluation in FM band using USRP", Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), 66-71, Riga, Latvia, 15-16 November.
- [7] Verma P., Soni S., Jain P., Kumar A., (2016), "An experimental study of wireless transceiver of modulation schemes using software defined radio", IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), 1-6, Delhi, India, 04-06 July.
- [8] Velkuru V. K., Samant A., (2011), "A design for software defined M-PSK radio on FPGA for low SNRs and symbol rates upto 10MS/s", IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications (ICSIPA), 574-578, Kuala Lumpur, Malaysia, 16-18 November.
- [9] Marwanto A., Sarijari M. A., Faisal N., Yusof S. K. S., Rashid R. A., (2009), "Experimental study of OFDM implementation utilizing GNU Radio and USRP-SDR", 9th IEEE Malaysia International Conference on Communications (MICC), 132-135, Kuala Lumpur, Malaysia, 15-17 December.
- [10] Zhou W., Villemaud G., Risset T., (2014), "Full duplex prototype of OFDM on GNURadio and USRPs", IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), 217-219, Newport Beach, CA, USA, 19-23 January.

- [11] Anas N. M., Mohamad H., Tahir M., (2012), "Cognitive Radio test bed experimentation using USRP and Matlab®/Simulink®", International Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE), 229-232, Kota Kinabalu, Malaysia, 03-04 December.
- [12] Shaha A., Nguyen D. H., Rowe N., Kumar S., (2017), "Real time video transceiver using SDR testbed with directional antennas", IEEE 8th Annual Ubiquitous Computing, Electronics and Mobile Communication Conference (UEMCON), 499-504, New York, NY, USA, 19-21 October.
- [13] Muslimin J., Asnawi A. L., Ismail A. F., Jusoh A. Z., (2016), "SDR-based transceiver of digital communication system using USRP and GNU radio", International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE), 449-453, Kuala Lumpur, Malaysia, 26-27 July.
- [14] Park D. W., Gwag G. H., Oh H. J., Park I. M., Eo Y. S., (2016), "28 GHz RF transceiver module for 5G beam-forming system", Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 1-4, New Delhi, India, 05-09 December.
- [15] Knox M., Erkip E., (2010), "Implementation of cooperative communications using software defined radios", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 5618-5621, Dallas, TX, USA, 14-19 March.
- [16] Thameur H. B., Dayoub I., (2020), "Real-time in-lab test of eigenvalue-based spectrum sensing using USRP Rio SDR boards", IEEE Communications Letters, 25 (3), 1029-1032.
- [17] Yan F., Meng W., Liu Y., Han S., (2019), "Artificial Noise Assisted MISO System-Power allocation and its SDR Implementation", 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 1-6, Xi'an, China, 23-25 October.
- [18] Morlat P. F., Luna A., Gallon X., Villemaud G., Gorce J. M., (2008), "Structure and implementation of a SIMO multi-standard multi-channel SDR receiver", IEEE Radio and Wireless Symposium, 283-286, Orlando, FL, USA, 22-24 January.
- [19] Ullah M., Khan H., Sharif U., Nisar M. D., (2017), "Multi-antenna diversity demonstration via Alamouti scheme on USRP boards", International Symposium on Wireless Systems and Networks (ISWSN), 1-5, Lahore, Pakistan, 19-22 November.
- [20] Soria V., Arévalo G. V., Avila P., Tello F., Santamaría C. G., (2018), "Performance comparison of  $2 \times 2$  and  $4 \times 4$  V-BLAST and Alamouti MIMO systems", IEEE Third Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM), 1-4, Cuenca, Ecuador, 15-19 October.

- [21] Soni G., Kaur G., Banga V., (2016), "Implementation & BER analysis of 2×2 MIMO Using USRP 2920-universal software radio peripheral", Second International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology (CICT), 523-527, Ghaziabad, India, 12-13 February.
- [22] Rocha F., Tuquerrez P., Soria V., Arevalo G. V., Santamaría C. G., (2017), "4×4 MIMO based on QSTBC codes whit Alamouti codification and FEC", IEEE Second Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM), 1-5, Salinas, Ecuador, 16-20 October.
- [23] Joshi N., Yadav S., Sharma S., (2019), "Experimental validation to performance of SISO and diversity techniques on MIMO with C-700 software defined radio platform", International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON), 708-712, New Delhi, India, 27-28 September.
- [24] Loh T. H., Li C., Wang H., Qin F., (2016), "A software-defined-radio platform for multiple-input-multiple-output over-the-air measurement", 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 1-4, Davos, Switzerland, 10-15 April.
- [25] Suryana J., Resita H. M., (2019), "Design and Implementation of 5G Physical Layer 6x6 MIMO Based on Software-Defined Radio", IEEE 13th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA), 1-6, Bali, Indonesia, 03-04 October.
- [26] Khorov E., Kureev A., Levitsky I., (2018), "NOMA testbed on Wi-Fi", IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 1153-1154, Bologna, Italy, 09-12 September.
- [27] Kureev A., Levitsky I., Khorov E., (2020), "Experimental study of constellation rotation in NOMA Wi-Fi networks", Journal of Communications Technology and Electronics, 65 (12), 1525-1530.
- [28] Qi Y., Zhang X., Vaezi M., (2021), "Over-the-Air implementation of NOMA: new experiments and future directions", IEEE Access, 9, 135828-135844.
- [29] Rakem M., Aboushady M., Kabeel A., Ehab O., Al-Masry A., Ibrahim F., (2021), "5G/4G Emerging Technologies Simulation and Hardware Implementation", International Mobile, Intelligent and Ubiquitous Computing Conference (MIUCC), 269-276, Cairo, Egypt, 26-27 May.
- [30] Zitouni R., Tohme S., (2018), "Non-Orthogonal Multiple Access for Vehicular Networks based Software-Defined Radio", 14th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC), 1142-1147, Limassol, Cyprus, 25-29 June.
- [31] Khorov E., Kureev A., Levitsky I., Akyildiz I. F., (2020), "Prototyping and experimental study of non-orthogonal multiple access in Wi-Fi networks", IEEE Network, 34 (4), 210-217.

- [32] Abeywickrama S., Liu L., Chi Y., Yuen C., (2017), "Over-the-air implementation of uplink NOMA", IEEE Global Communications Conference, 1-6, Singapore, 04-08 December.
- [33] Angjo J., Tuncer M. M., Akertek E., Alakoca H., Başaran M., Durak-Ata L., (2020), "On the channel estimation performance of NOMA systems: Experimental implementation of real-time downlink NOMA-OFDM", IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 1-6, Odessa, Ukraine, 26-29 May.
- [34] Hosni L. Y., Farid A. Y., Elsaadany A. A., Safwat M. A., (2019), "5G new radio prototype implementation based on SDR", Communications and Network, 12 (01), 1.
- [35] Durmaz M. A., Göztepe C., Kurt G. K., Toka M., Kucur O., (2019), "Non-orthogonal multiple access system implementation in software defined radios", 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 1-4, Sivas, Türkiye, 24-26 Nisan.
- [36] Khan A. R., Sohaib S., (2021), "Cooperative NOMA, prototyping and experimental evaluation using SDR", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 70 (3), 2872-2876.
- [37] Xiong X., Xiang W., Zheng K., Shen H., Wei X., (2015), "An open source SDR-based NOMA system for 5G networks", IEEE Wireless Communications, 22 (6), 24-32.
- [38] Wei X., Liu H., Geng Z., Zheng K., Xu R., Liu Y., Chen P., (2016), "Software defined radio implementation of a non-orthogonal multiple access system towards 5G", IEEE Access, 4, 9604-9613.
- [39] Sangdeh P. K., Pirayesh H., Yan Q., Zeng K., Lou W., Zeng H., (2020), "A practical downlink NOMA scheme for wireless LANs", IEEE Transactions on Communications, 68 (4), 2236-2250.
- [40] Benjebbour A., Li A., Saito K., Saito Y., Kishiyama Y., Nakamura T., (2015), "NOMA: From concept to standardization", IEEE conference on standards for communications and networking (CSCN), 18-23, Tokyo, Japan, 28-30 October.
- [41] Wei X., Geng Z., Liu H., Zheng K., Xu R., (2017), "A portable SDR non-orthogonal multiple access testbed for 5G networks", IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 1-5, Sydney, NSW, Australia, 04-07 June.
- [42] Aldababsa M., Göztepe C., Kurt G. K., Kucur O., (2020), "Bit error rate for NOMA network", IEEE Communications Letters, 24 (6), 1188-1191.

- [43] Pan H., Lu L., Liew S. C., (2017), "Practical power-balanced non-orthogonal multiple access", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35 (10), 2312-2327.
- [44] Aldababsa M., Güven E., Durmaz M. A., Göztepe C., Kurt G. K., Kucur O., (2021), "Unified Performance Analysis of Antenna Selection Schemes for Cooperative MIMO-NOMA with Practical Impairments", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 21 (6), 4364 - 4378.
- [45] Durmaz M. A., Güven E., Kurt G. K., Toka M., Aldababsa M., Kucur O., (2020), "A four-user non-orthogonal multiple access system implementation in software defined radios", *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom)*, 1-5, Odessa, Ukraine, 26-29 May.
- [46] Goztepe C., Ozbek B., Kurt G. K., (2020), "Design and Implementation of Spatial Correlation-Based Clustering for Multiuser MISO-NOMA Systems", *IEEE Communications Letters*, 25 (1), 254-258.
- [47] Benjebbour A., Kishiyama Y., Okumura Y., Hwang C.-H., Fu I.-K., (2018), "Outdoor experimental trials of advanced downlink NOMA using smartphone-sized devices", *IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 1-6, Porto, Portugal, 03-06 June.
- [48] Durmaz M. A., (2021), "Yazılım tabanlı radyolarda dik olmayan çoklu erişim sistemlerinin tasarımı ve performans analizi", Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi.
- [49] Proakis J. G., Salehi M., (2007), "Fundamentals of communication systems", Edition, Pearson Education India.
- [50] Viswanathan M., (2020), "Wireless Communication Systems in Matlab", 2. Edition, Independent.
- [51] TOKA M., (2015), "Ortak röle ve anten seçiminin tam-çift yönlü kuvvetlendirme-aktarı tipi röleli ağlarda performansı", Yüksek Lisans Tezi, Niğde Üniversitesi.
- [52] Alamouti S. M., (1998), "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (8), 1451-1458.
- [53] Islam S. R., Avazov N., Dobre O. A., Kwak K.-S., (2016), "Power-domain non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems: Potentials and challenges", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 19 (2), 721-742.
- [54] Machado R. G., Wyglinski A. M., (2015), "Software-defined radio: Bridging the analog-digital divide", *Proceedings of the IEEE*, 103 (3), 409-423.

- [55] Cecati C., (1999), "Microprocessors for power electronics and electrical drives applications", IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, 46 (3), 5-9.
- [56] Abidi A. A., (2006), "Evolution of a software-defined radio receiver's RF front-end", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 4, San Francisco, CA, USA, 10-13 June.
- [57] Lackey R., Upmal D. W., (1995), "Speakeasy: the military software radio", IEEE Communications Magazine, 33 (5), 56-61.
- [58] Akeela R., Dezfouli B., (2018), "Software-defined Radios: Architecture, state-of-the-art, and challenges", Computer Communications, 128, 106-125.
- [59] Instruments N., "USRP-2900/2901 User Manuel".
- [60] Research E., "OctoClock CDA-2990 User Manuel".
- [61] Instruments N., "USRP-2901 Specifications User Manuel".
- [62] Instruments N., "USRP-2901 Features User Manuel".
- [63] Arslan H., (2021), "Wireless Communication Signals: A Laboratory-based Approach", 1st Edition, Wiley.
- [64] Cho Y. S., Kim J., Yang W. Y., Kang C. G., (2010), "MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB", 1st Edition, John Wiley & Sons.
- [65] Ozdemir M. K., Arslan H., (2007), "Channel estimation for wireless OFDM systems", IEEE Communications Surveys & Tutorials, 9 (2), 18-48.
- [66] Mahmoud H. A., Arslan H., (2009), "Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers", IEEE Transactions on Wireless Communications, 8 (5), 2694-2704.

## ÖZGEÇMİŞ

Lütfullah ÖZKAN, lisans eğitimini 2020 yılında Gebze Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümünde tamamladı. Bir sonraki yıl aynı bölümde yüksek lisans eğitimine başlamış olup, 2022 yılında hem araştırma görevlisi ünvanını almış hem de ekim ayı itibarıyla EEEAG-121E467 numaralı TÜBİTAK projesinde bursiyer olarak göreve başlamış ve bu görevlerini hala sürdürmektedir.



## EKLER

### Ek A: Tez Kapsamında Yapılan Yayınlar

L. Özkan, S. Büyükçorak, E. Güven, G. Karabulut Kurt, (2023), " A Three-User 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA System Implementation ", 31th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), İstanbul, Türkiye, 5-8 Temmuz.

L. Özkan, S. Büyükçorak, (2023), " Üç Kullanıcı 2x2 MIMO Alamouti/MRC NOMA Sistem Uygulaması ", 7. GTÜ FBE Lisansüstü Araştırmalar Sempozyumu, Kocaeli, Türkiye, 31 Mayıs-1 Haziran.

