

**ORTAM TABANLI MODÜLASYONLU  
İŞBİRLİKLİ DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİM**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mehmet CAN**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Telekomünikasyon Mühendisliği Programı**

**Haziran 2019**



**ORTAM TABANLI MODÜLASYONLU  
İŞBİRLİKLİ DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİM**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mehmet CAN  
(504161319)**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Telekomünikasyon Mühendisliği Programı**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ**

**Haziran 2019**



İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504161319 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Mehmet CAN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "ORTAM TABANLI MODÜLASYONLU İŞBİRLİKLİ DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİM" başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :**      **Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :**        **Prof. Dr. H. Ümit AYGÖLÜ** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Doç. Dr. Ertuğrul BAŞAR** .....  
Koç Üniversitesi

.....

**Teslim Tarihi :**        **3 Mayıs 2019**  
**Savunma Tarihi :**    **13 Haziran 2019**



## ÖNSÖZ

Lisans ve yüksek lisans eğitimim boyunca hiçbir zaman desteğini eksik etmeyen, birlikte çalışmaktan keyif aldığım değerli hocam ve tez danışmanım Prof. Dr. İbrahim Altunbaş'a teşekkür ederim. Ayrıca 117E869 No'lu TUBİTAK Projesi kapsamında birlikte çalışma imkanı bulduğum ve bilgilerinden yararlandığım sayın hocam Doç. Dr. Ertuğrul Başar'a ve TUBİTAK'a desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

Son olarak, bu günlere gelmemi sağlayan ve her zaman yanımda olan aileme teşekkür etmeyi kendime borç bilirim.

Haziran 2019

Mehmet CAN  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisi





## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>ÖNSÖZ</b> .....	v
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	vii
<b>KISALTMALAR</b> .....	ix
<b>ÇİZELGE LİSTESİ</b> .....	xi
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b> .....	xiii
<b>ÖZET</b> .....	xv
<b>SUMMARY</b> .....	xix
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1 Literatür Araştırması .....	2
1.2 Tezin Literatüre Katkıları .....	4
<b>2. TELSİZ İLETİŞİMDE KANAL MODELLERİ VE ÇEŞİTLEME</b> .....	<b>7</b>
2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal .....	7
2.2 Sönümlenme .....	8
2.3 Sönümlenmeli Kanallar için İstatistiksel Modeller .....	9
2.3.1 Rayleigh sönümlenme modeli .....	9
2.4 İşbirlikli Çeşitleme .....	11
2.4.1 İşbirlikli çeşitlemede iletim yöntemleri.....	11
<b>3. DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİM</b> .....	<b>13</b>
3.1 NOMA için Temel Kavramlar .....	14
3.1.1 Süperpozisyon kodlama.....	15
3.1.2 Ardışık girişim giderme.....	15
3.2 İşbirlikli NOMA .....	16
<b>4. ORTAM TABANLI MODÜLASYON</b> .....	<b>19</b>
4.1 Sistem Modeli.....	19
4.2 Ortam Tabanlı Modülasyonun Avantaj ve Dezavantajları.....	21
<b>5. MBM DESTEKLİ İŞBİRLİKLI NOMA</b> .....	<b>23</b>
5.1 Sistem Modeli.....	23
5.2 Bit Hata Olasılığı Analizi .....	26
5.2.1 Röledeki çiftsel hata olasılığı .....	26
5.2.2 Kullanıcılardaki çiftsel hata olasılığı.....	27
5.3 Güç Tahsisi Optimizasyonu.....	28
5.4 Nümerik Sonuçlar.....	29
<b>6. BİRLEŞİK MBM-NOMA</b> .....	<b>37</b>
6.1 MBM Tabanlı NOMA .....	37
6.1.1 Sistem modeli .....	37
6.1.2 Ortalama bit hata olasılığı analizi.....	39

6.1.2.1 Ortalama PEP hesabı .....	39
6.1.3 Güç tahsisi optimizasyonu.....	40
6.1.4 Nümerik sonuçlar .....	41
6.2 İşbirlikli MBM Tabanlı NOMA .....	45
6.2.1 Sistem modeli .....	45
6.2.2 Ortalama bit hata olasılığı analizi.....	47
6.2.3 Nümerik sonuçlar .....	47
<b>7. SONUÇLAR.....</b>	<b>51</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>55</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>59</b>



## KISALTMALAR

<b>AF</b>	: Amplify and Forward (Kuvvetlendir ve Aktar))
<b>AWGN</b>	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
<b>BPSK</b>	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
<b>BER</b>	: Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
<b>CDF</b>	: Cumulative Distribution Function (Birikimli Dağılım İşlevi)
<b>DF</b>	: Decode and Forward (Çöz ve Aktar)
<b>MBM</b>	: Media-Based Modulation (Ortam Tabanlı Modülasyon)
<b>MGF</b>	: Moment Generating Function (Moment Üreten Fonksiyon)
<b>MIMO</b>	: Multiple-Input Multiple-Output (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
<b>ML</b>	: Maximum-Likelihood (En Büyük Olabilirlikli)
<b>NOMA</b>	: Non-orthogonal Multiple Access (Dik Olmayan Çoklu Erişim)
<b>OMA</b>	: Orthogonal Multiple Access (Dik Çoklu Erişim)
<b>PDF</b>	: Probability Density Function (Olasılık Yoğunluk İşlevi)
<b>PEP</b>	: Pairwise Error Probability (Çiftsel Hata Olasılığı)
<b>SC</b>	: Superposition Coding (Süperpozisyon Kodlama)
<b>SIC</b>	: Successive Interference Cancellation (Ardışık Girişim Giderme)
<b>SM</b>	: Spatial Modulation (Uzaysal Modülasyon)
<b>SSK</b>	: Space Shift Keying (Uzay Kaydırmalı Anahtarlama)



## ÇİZELGE LİSTESİ

### Sayfa

**Çizelge 4.1:** MBM için iletim şeması..... 20





## ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
<b>Şekil 2.1</b> : AWGN ve Rayleigh sönümlmeli kanallar için BPSK için BER performansı. ....	10
<b>Şekil 2.2</b> : İşbirlikli haberleşme sistem modeli. ....	11
<b>Şekil 3.1</b> : Aşağı yönlü NOMA sistem modeli. ....	15
<b>Şekil 3.2</b> : Kullanıcı işbirlikli NOMA sistem modeli. ....	16
<b>Şekil 3.3</b> : Röleli NOMA sistem modeli. ....	17
<b>Şekil 4.1</b> : MBM sistem modeli. ....	20
<b>Şekil 5.1</b> : Sistem modeli. ....	24
<b>Şekil 5.2</b> : Önerilen sistem ile geleneksel işbirlikli NOMA sisteminin BER performansı karşılaştırması, $\eta = 1, 2$ ve $4$ bit/sn/Hz ve $N_r = 4$ . ....	30
<b>Şekil 5.3</b> : Önerilen sistemin $\eta = 1, 2$ , ve $3$ bit/sn/Hz ve $N_r = 4$ için BER performansı. ....	31
<b>Şekil 5.4</b> : Önerilen sistemin üç kullanıcıli durum için BER performansı, $\eta = 1$ ve $2$ bit/sn/Hz, $N_r = 2$ . (a) $\eta = 1$ bit/sn/Hz için BER eğrileri. (b) $\eta = 2$ bit/sn/Hz için BER eğrileri. ....	33
<b>Şekil 5.5</b> : Önerilen sistemin $N_r = 1, 2$ , ve $4$ , $\eta = 2$ bit/sn/Hz için BER performansı. ....	34
<b>Şekil 5.6</b> : İki kullanıcıli durum için güç tahsisi optimizasyonu $\eta = 2$ bit/sn/Hz ve $N_r = 4$ . (a) $U_1$ ve $U_2$ için $\alpha_2$ üzerinden $P = 5, 15, 20$ dB’de BER eğrileri. (b) $P$ üzerinden $A_1$ ve $A_2$ ’ye göre optimum güç tahsis katsayıları. ....	35
<b>Şekil 5.7</b> : $P$ değerleri için $A_1$ ve $A_2$ ’ye göre belirlenmiş optimum güç tahsis katsayıları ile BER performansı. ....	36
<b>Şekil 6.1</b> : MBM tabanlı NOMA sistem modeli. ....	38
<b>Şekil 6.2</b> : MBM destekli NOMA sistemi için. $\eta = 3$ ve $4$ bit/sn/Hz için BER eğrileri: (a) $U_1$ için (b) $U_2$ için. ....	42
<b>Şekil 6.3</b> : Katsayılar iletim gücüne göre optimize edilmişken BER eğrileri $\eta = 3, 4$ bit/sn/Hz, $N_r = 4$ : (a) $U_1$ için. (b) $U_2$ için. ....	43
<b>Şekil 6.4</b> : Katsayılar iletim gücüne göre optimize edilmişken üç kullanıcıli durum için BER eğrileri, $\eta = 2, 3$ bit/sn/Hz, $N_r=4$ . ....	43
<b>Şekil 6.5</b> : Geleneksel NOMA ile MBM destekli NOMA’nın BER eğrileri: (a) $U_1$ için. (b) $U_2$ için. ....	44
<b>Şekil 6.6</b> : İşbirlikli MBM tabanlı NOMA için sistem modeli ....	45
<b>Şekil 6.7</b> : MBM destekli NOMA sistemi için $\eta = 2$ ve $3$ bit/sn/Hz için BER eğrileri: (a) $U_1$ için. (b) $U_2$ için. ....	48
<b>Şekil 6.8</b> : Geleneksel işbirlikli NOMA ile işbirlikli MBM tabanlı NOMA’nın BER eğrileri. ....	49





## ORTAM TABANLI MODÜLASYONLU İŞBİRLİKLİ DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİM

### ÖZET

Gelecek nesil haberleşme sistemlerinde yüksek bant verimliliğinin yanında düşük gecikme süresi, sürekli cihaz bağlantısı ve yüksek kitlesel iletişimin sağlanması gibi farklı istekler gerekmektedir. Mobil trafik hacminin hızlı bir şekilde artması, 5G ile birlikte makineler arası haberleşme, nesnelerin interneti gibi uygulamaların da ortaya kması ile beraber milyarlarca akıllı cihazın aynı anda yüksek verimlilikte desteklenmesi gerekmektedir. Bu kapsamda daha verimli fiziksel katman tasarımlarına yönelik çalışmalar devam etmektedir.

Çok sayıda cihazın aynı anda desteklenmesi için frekans bandının da verimli kullanılması gerektirmektedir. 1G'den 4G'ye kadar kullanılan çoklu erişim teknikleri, kaynakların frekans, zaman ya da kod bölmesinde diklik sağlanarak kullanıcılara ayrıldığı dik çoklu erişim (orthogonal multiple access, OMA) teknikleridir. OMA teknikleri, iyi performans elde etmek için gerçekçi bir çözüm olsa da cihaz sayısının hızlı bir şekilde artmaya devam etmesi, yeni nesil haberleşme sistemleri için yeni çoklu erişim teknikleri geliştirilmesini gerektirmektedir. Bu bağlamda birden fazla kullanıcıya aynı zaman, frekans ve kod bölmesinde hizmet sağlayabilecek dik olmayan çoklu erişim (non-orthogonal multiple access, NOMA) teknikleri öne sürülmüştür.

İndis modülasyonu (index modulation, IM), sayısal haberleşme sisteminin ana bileşenleriyle de bilgi aktarılmasına olanak tanıyan ve bu sayede bant ve enerji verimliliğini artıran bir tekniktir. Bilginin anten indislerine aktarıldığı uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) ve uzay kaydırmalı anahtarlama (space shift keying, SSK) IM tekniklerinden iki tanesidir. Bu iki teknikte bilgi bitlerinin bir kısmı ya da tamamı anten indislerine eşlenerek iletim sağlanır. Fakat bant verimliliğini arttırmak için anten sayısını üstel olarak arttırmak gerekmektedir. SM ve SSK teknikleriyle aynı performansı tek bir verici anten kullanarak sağlayan ortam tabanlı modülasyon (media-based modulation, MBM) yeni bir IM tekniği olarak yakın zamanda önerilmiştir. MBM'de RF aynaları ya da elektronik anahtarlarla donatılmış verici antenler ile verici antenin karakteristiği değiştirilerek antenin RF aynalarının durumlarına göre farklı ışınma örüntüleri ve dolayısıyla farklı kanallar oluşturması sağlanır. Burada bilgi bitleri RF aynalarının durumunu ayarlayacak şekilde kullanılır.

Ayrıca, telsiz iletişim kanallarındaki yüksek sönmüleme ve yol kaybı gibi etkilerin giderilmesi için çeşitleme tekniklerinin kullanılması gerekmektedir. Mobil cihazlarda donanım büyüklüğü, güç ve maliyet gibi sınırlamalardan dolayı çok antenli çeşitleme tekniklerinin kullanılmadığı durumlarda kullanılan yöntemlerden bir tanesi işbirlikli haberleşmedir (cooperative communication). İşbirlikli haberleşme ile sağlanan çeşitleme aynı zamanda yüksek sönmüleme ve yol kaybından dolayı kaynak ile kullanıcılar arasında iletişimin olmadığı durumlarda önemli etkiye sahiptir.

Bu tez kapsamında MBM ile NOMA birlikte düşünülerek işbirlikli haberleşme için yeni sistemler önerilmiştir. İlk olarak çöz ve aktar (decode and forward, DF) yöntemi ile iletim yapan röleli ağlardaki hata yayılımı problemini azaltmak için kaynakta MBM kullanılması önerilmiş ve DF röleli işbirlikli NOMA sistemlerine uygulanmıştır. Burada klasik genlik ve faz modülasyonlarına göre MBM'nin daha iyi hata performansı sağlamasıyla röledeki hata performansı iyileştirilmiştir. Önerilen sistemin hata olasılığı, birleşim üst sınır (union bound) yöntemi kullanılarak teorik olarak türetilmiştir. Ayrıca çoklu alıcı antene sahip kullanıcılar için klasik NOMA'da çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) kapalı formda hesaplanmıştır. Teorik sonuçlar bilgisayar benzetimleri ile karşılaştırılmış ve sonuçların uyumlu olduğu görülmüştür. Ayrıca önerilen sistem ile klasik işbirlikli NOMA sistemi karşılaştırılmıştır. Bant verimliliği 2 bit/sn/Hz olduğu durumda klasik sistem önerilen sisteme yakın olmakla beraber daha iyi performans sağlasa da bant verimliliği arttıkça önerilen sistem performansı öne çıkmıştır. Bant verimliliği 4 bit/sn/Hz olduğunda önerilen sistem kanalı zayıf olan birinci kullanıcı  $10^{-4}$  bit hata olasılığına 23 dB'de ulaşırken klasik sistem kullanıldığında aynı hata oranına 29 dB'de ulaşmıştır. Aynı hata oranında ikinci kullanıcı için de 1 dB'lik kazanç sağlanmıştır. Bunlara ek olarak, kullanıcılar arasında eşitliği sağlamayı ve kullanıcıların QoS gereksinimlerini karşılamayı hedefleyen iki ayrı optimizasyon problemi üretilmiştir ve ele alınan iki algoritma sonucunda belirlenen katsayılar kullanılarak sistemin BER performansı incelenmiştir. İki kullanıcılu durum göz önüne alınarak katsayılar kullanıcılar arası eşitliği sağlamayı hedefleyen algoritmaya göre seçildiğinde, 14 dB SNR değerinden sonra kullanıcılar aynı BER performansını sağlamaktadır. Katsayılar QoS gereksinimlerini karşılamayı hedefleyen algoritmaya göre seçildiğinde ise birinci kullanıcı için eşik değer sağlanırken ikinci kullanıcı yüksek SNR'da ilk duruma göre 1 dB SNR kazancı sağlamıştır.

Tezin ikinci kısmında ise aşağı yönlü iletişim sistemleri için MBM ile NOMA birleştirilerek yüksek bant verimliliğinde daha iyi performans elde edilmesi amaçlanan yeni bir sistem önerilmiştir. Önerilen sistemin ortalama bit hata olasılığı için üst sınır ifadesi kapalı formda elde edilmiştir. Sistemin performansı sabit ve işaret gürültü oranı (SNR) değerlerine göre değişen güç tahsis yöntemleri kullanılarak incelenmiştir. Önerilen sistemin geleneksel NOMA sistemlerine göre özellikle yüksek bant verimliliğinde daha iyi hata performansı sağladığı gösterilmiştir. Bu sistem için de bant verimliliği 2 bit/sn/Hz iken geleneksel NOMA daha iyi performans sergilemektedir. Fakat bant verimliliği 3 bit/sn/Hz olduğu durumda  $10^{-3}$  BER değeri için önerilen sistem birinci kullanıcı için 7 dB, ikinci kullanıcı için 2 dB kazanç sağlamaktadır. Elde edilen analitik sonuçlar bilgisayar benzetimleri ile desteklenmiştir. Ayrıca önerilen sistem işbirlikli NOMA sistemlerine uygulanmıştır. Burada kaynağın sadece bir kullanıcıyla doğrudan iletim kurabildiği üç kullanıcılu durum göz önüne alınmıştır. Bu sistemde doğrudan iletim sağlanamayan kullanıcılara iletim, doğrudan iletim sağlayan kullanıcının röle olarak kullanılmasıyla kullanıcı işbirlikli olarak sağlanacaktır. Kaynakta ve röle görevi gören kullanıcıda önerilen MBM tabanlı NOMA sistemi kullanılmıştır. Önerilen sistemin hata performansı incelenmiş ve teorik ifadeler türetilmiştir. Ayrıca önerilen sistemin klasik işbirlikli NOMA sistemlerine göre yüksek bant verimliliğinde üstünlüğü gösterilmiştir.

Sonuç olarak, tez kapsamında gelecek nesil iletişim sistemleri için düşünülen NOMA ile bir IM tekniği olan MBM birleştirilerek yeni sistemler önerilmiştir. Önerilen sistemler işbirlikli yapılara uygulanmış ve hata performansları incelenmiştir. Önerilen

sistemlerin klasik NOMA ve işbirlikli NOMA sistemlerine göre üstünlükleri ortaya konmuştur. Ayrıca teorik bit hata oranı ifadeleri türetilmiş, türetilen ifadelerin doğruluğu bilgisayar benzetimleri ile gösterilmiştir.





# COOPERATIVE NON-ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS WITH MEDIA BASED MODULATION

## SUMMARY

For the next-generation of communication technologies, different demands are required such as high spectral efficiency, low latency, high reliability and massive connection. Besides the rapid increase in the volume of mobile traffic, with the new topics of 5G such as machine-to-machine communication and the internet of things, billions of smart devices should be supported at the same time with high efficiency. For these reasons, studies on more efficient physical layer designs have increased significantly in recent years.

Efficient use of the frequency band is important for the requirements of supporting numerous devices at the same time. The multiple access techniques used from 1G to 4G are orthogonal multiple access (OMA) techniques where resources are allocated to users by providing the orthogonality in the frequency, time or code domain. Although the OMA technique is a realistic solution to achieve good performance, the rapid increase in the number of devices and the new demands of 5G requires the development of new multiple access techniques for next-generation wireless communication systems. In this context, non-orthogonal multiple access (NOMA) techniques have been proposed to provide services to multiple users in the same time, frequency and code domain.

Index modulation (IM) is a spectral and energy efficient technology that allows the transmission of information with the main components of the digital communication system. Spatial modulation (SM) and space shift keying (SSK) are the two most known IM techniques in which information is transferred by antenna indices. In SM and SSK, some or all of the information bits are mapped to the antenna indices to provide transmission. However, to increase the spectral efficiency, the number of antennas have to increase exponentially. Media-based modulation (MBM) has recently been proposed as a new IM technique, providing the same performance using a single transmitting antenna with the SM and SSK techniques. The transmit antennas equipped with RF mirrors, or electronic switches provide different radiation patterns and different fading channels depending on the condition of the RF mirrors. The information bits are used to set the ON/OFF status of the RF mirrors or electronic switches.

Also, to eliminate the fading and path loss effects of the wireless communication channels, diversity techniques need to be implemented. Cooperative diversity techniques can be implemented in cases where multi-antenna diversity techniques cannot be used due to some limitations such as hardware size, power, and cost in mobile devices. Cooperative diversity has also a significant effect in cases where direct communication link between the source and users cannot be achieved due to high fading and path loss.

MBM and NOMA are considered together and new cooperative communication systems are proposed within the scope of this thesis. Firstly, to reduce the error propagation problem in the decode and forward (DF) relaying networks, it was suggested to apply MBM at the source for cooperative NOMA systems. In the proposed MBM-aided cooperative NOMA system, the error performance at the relay has been improved by using MBM instead of classical amplitude and phase modulations. The PEP expression of the proposed MBM-aided NOMA system with multiple receive antennas at users is derived. Moreover, the analytical BER of the overall system has been obtained by using union bound method. It is shown that the analytical and simulation results match very well. Then, the BER performance of MBM-aided cooperative NOMA has been compared with those of the conventional cooperative NOMA systems. When the spectral efficiency is 1 b/s/Hz, the conventional system is slightly better than the proposed system. However, with the increasing of the spectral efficiency, the proposed system outperforms conventional cooperative NOMA systems in terms of BER. For the spectral efficiency at 4 b/s/Hz, the proposed system has a  $10^{-4}$  bit error probability at 23 dB while the conventional system has the same error rate at 29 dB for the first user. An 1 dB gain was obtained for the second user at the same error rate. Furthermore, effect of the power allocation coefficients have been investigated. Additionally, two optimization problems that aim to find the optimum power allocation coefficients in terms of user fairness and quality of services (QoS) are formulated. Finally, BER performances with optimum power allocation coefficients for both algorithms have been investigated. Considering the two user situation, when coefficients are selected according to the algorithm that aims to achieve user fairness, users achieve the same BER performance after 14 dB SNR value. When coefficients are selected according to the algorithm in terms of the QoS requirements, the performance of the second user is increased while threshold BER value for the first user is satisfying and 1 dB SNR gain is provided at high SNR.

In the second part of the thesis, a new system model which is aimed to achieve better performance in high spectral efficiency by combining MBM with NOMA for downlink communication is proposed. The union bound expression for the average bit error probability of the proposed system is obtained in the closed form. The performance of the system has been investigated using fixed and variable power allocation methods according to SNR values. Also, it has been shown that the proposed system provides better error performance compared to conventional NOMA systems, especially in high spectral efficiency. When the spectral efficiency is low, the conventional NOMA performs better than the proposed system as in the first section. However, the proposed system provides 7 dB SNR gains for the first user and 2 dB for the second user at a  $10^{-3}$  BER when spectral efficiency is 3 b/s/Hz. The analytical results obtained were supported by computer simulations. In addition, the proposed method has been applied to cooperative NOMA systems. Three user-case is considered for the cooperative NOMA system where direct link between source and one near user is available and direct links between source and two far users are not available. The far users receive their signals from the near user which acts as a DF relay. The union bound expression for the average bit error probability of the proposed cooperative system is also obtained in the closed form. Finally, it is shown that the proposed system outperforms conventional cooperative NOMA systems in terms of BER.

Consequently, within the scope of the thesis, new systems are proposed by combining NOMA and MBM which are the promising techniques for the next-generation wireless

communication. The NOMA and MBM techniques have been applied to cooperative systems and error performance has been investigated. Advantages of proposed systems compared to conventional NOMA and cooperative NOMA systems have been demonstrated. Also, the theoretical BER expressions are derived and the accuracy of the derived expressions are verified by the computer simulations.







## 1. GİRİŞ

Günümüzde akıllı cihaz sayısının hızlı bir şekilde artması ve kullanıcıların artan veri talepleriyle birlikte yeni nesil kitlesel haberleşmenin çok yüksek verimlilikle desteklenmesi gerekmektedir. Kullanıcılar arasında kesintisiz ve yüksek veri hızına sahip haberleşmenin her zaman sağlanabilmesi için hata performansını iyileştirmenin yanında telsiz haberleşmenin en önemli kaynaklarından olan frekans spektrumu ve enerji de verimli şekilde kullanılmalıdır. Bu hedeflerin yakalanabilmesi için bir yol, çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) haberleşme tekniği kullanmaktır. MIMO tekniği, 3G, 4G ve 5G hücresele haberleşme standartlarında ve ayrıca WLAN gibi standartlarda yerini almış durumdadır. Bazı durumlarda ise, donanım büyüklüğü, güç ve maliyet gibi sınırlamalarından dolayı, gezgin cihazlara birden çok antenin yerleştirilmesi mümkün olmayabilir. Buna bir çözüm, röle (aktarıcı) adı verilen yardımcı cihazlarla işbirliğine dayanan işbirlikli haberleşme (cooperative communication) tekniğini kullanmak olmuştur. Bu teknik, LTE-Advanced olarak adlandırılan 4G standartında yerini almıştır. Böylelikle özellikle hücre kenarındaki kullanıcıların yüksek hız ve iyi hata performansı gereksinimlerini sağlamak mümkün olabilmektedir. 5G ile birlikte ise farklı sistem gereksinimleri de ortaya çıkmıştır. Kullanıcıların artan veri taleplerini yerine getirmenin yanı sıra makineler arası haberleşme (machine-to-machine communication), nesnelerin interneti (internet of things, IOT), sanal gerçeklik (virtual reality, VR) ve sağlık alanındaki uygulamalar da 5G'nin konusu arasına girmiştir ve çeşitli uygulamalarda farklı istekler ortaya çıkmıştır. Yüksek bant verimliliğinin yanı sıra düşük gecikme süresi, sürekli cihaz bağlantısı, yüksek kitlesel iletişimin sağlanması gibi konular da 5G ve gelecek nesil haberleşme sistemlerinin ana konularını oluşturmaktadır. Cihaz sayısının hızlı bir şekilde artması ve ortaya çıkan farklı sistem gereksinimleri ile beraber yeni çoklu erişim teknikleri ve iletim teknikleri geliştirilmesi gerekmektedir. İndis modülasyonu (index modulation, IM), yüksek bant ve enerji verimliliği sağlayabilecek potansiyele sahip iletim tekniklerinden bir tanesidir. IM'nin en bilinen iki biçimi iletimde anten indislerini de kullanan uzaysal modülasyon (spatial

modulation, SM) ve uzay kaydırmalı anahtarlama (space shift keying, SSK). Sanal olarak tek bir antenle MIMO sistemlerle aynı etkiyi yaratabilecek IM'nin en yeni uygulamalarından olan ortam tabanlı modülasyon (media-based modulation, MBM) ve birden fazla kullanıcıya aynı iletişim kaynağında haberleşme hizmeti sağlanmasına olanak tanıyan ve 5G standartında da yerini alan dik olmayan çoklu erişim (non-orthogonal multiple access, NOMA) tez kapsamında ele alınacaktır. İki tekniğin bir arada kullanılması ve işbirlikli haberleşme yöntemleriyle beraber uygulanması tezin ana amacını oluşturmaktadır.

### 1.1 Literatür Araştırması

Son yıllarda NOMA önemli ilgi görmüştür ve literatürde geniş çapta yer bulmuştur. [1]'de, ağ içinde rastgele dağıtılmış kullanıcılar için NOMA'nın uygulandığı sistem incelenmiştir. Bu sistemin kesinti olasılığı ve ergodik ortalama kapasitesi hesaplanmıştır. [2]'de çok kullanıcı için güç tahsisi, ardışık girişim giderme (successive interference cancellation, SIC) gibi teknikler tartışılmıştır. Ayrıca bant verimliliğini artırmak için NOMA ile MIMO'nun birlikte uygulanması önerilmiştir. MIMO-NOMA'nın hem ergodik kanal kapasitesi hem de ergodik toplam kapasite açısından MIMO-OMA'ya göre üstünlüğü analitik olarak [3]'te ortaya konulmuştur. [4]'te MIMO-NOMA için aşağı yönlü (downlink) ve yukarı yönlü (uplink) iletim incelenmiş, farklı güç tahsis yöntemleri altında MIMO-NOMA sistemlerinin performansı araştırılmıştır. [5]'te bir işbirlikli NOMA sistemi önerilmiştir. [5]'teki sonuçlar işbirlikli NOMA'nın OMA'dan ve klasik NOMA'dan daha iyi performans sağladığını göstermiştir. Bu durum araştırmacıların yoğun ilgisini çekmiştir ve işbirlikli NOMA sistemleri üzerine pek çok çalışma yapılmaya başlanmıştır. [6]'da, kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF) yöntemini kullanan, alıcıda çok anten bulunduran röleli NOMA ağının kesinti olasılığı kapalı formda verilmiştir. AF röleli aşağı yönlü NOMA için iki kullanıcılu durumda kesinti olasılığı analizi [7]'de yapılmıştır. Nakagami- $m$  sönümlenmeli kanalda AF röleli NOMA'nın performansı [8]'de incelenmiştir. [9]'da yakın kullanıcıların uzak kullanıcılara yardımcı olmak için çözümlenmiş ve aktar (decode and forward, DF) röle görevi gördüğü sistem modeli önerilmiştir. [10]'da, DF yöntemi ile iletim yapan röleli NOMA ağı verilmiştir. [11] ve [12]'de, farklı röle seçim yöntemleri önerilmiştir. NOMA içeren sistemler kesinti olasılığı, ergodik ortalama kapasite ve bant verimliliği

analizleri yoğun olarak yapılırsa da literatürde sınırlı sayıda hata performansı analizi vardır. [13]'te yukarı yönlü NOMA'nın toplamsal beyaz Gauss gürültülü (additive white Gaussian noise, AWGN) kanal için bit hata oranı (bit error rate, BER) ifadesi kapalı formda verilmiştir. Yukarı ve aşağı yönlü NOMA için sönümlenmeli kanallarda BER performansı [14]'te incelenmiştir. [15]'te ise NOMA için çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) ifadesi aşağı yönlü NOMA için türetilmiş ve BER ifadesi birleşim üst sınır (union bound) yöntemiyle hesaplanmıştır.

Haberleşme sisteminin ana bileşenlerinin indislerini kullanarak ek bilgi iletimini sağlayan IM, yeni nesil haberleşme sistemleri için enerji ve bant verimlilikli tekniklerden biridir [16]. SM [17] ve SSK [18] IM'nin en çok bilinen uygulamalarıdır. SM ve SSK'de verici anten indisleri bilgi biti iletiminde kullanılır. IM'nin en yeni uygulamalarından birisi olan ortam tabanlı modülasyon (media-based modulation MBM), RF aynaları ya da elektronik anahtarlarla verici antenin karakteristiği değiştirilerek oluşturulan farklı ışınma örüntülerinin indislerini ek bilgi iletiminde kullanır [19]. SM ve SSK'de bant verimliliğini artırmak için çok fazla sayıda verici anten kullanılması gerekirken MBM, aynı bant verimliliğine RF aynalarıyla donatılmış tek bir verici antenle erişebilir. MBM sistemlerin tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO) sistemlere göre kanal kapasitesini artırdığı [19]'da gösterilmiştir. [20]'de MBM, MIMO sistemlere uyarlanmıştır. MIMO-MBM sistemi ile verici birimlere yerleştirilmesi gereken RF aynalarının sayısı azaltılmıştır. Böylelikle kanal kestirimi karmaşıklığı azaltılmıştır. [21]'de SM ve geliştirilmiş SM (GSM) ile MBM birleştirilmiştir. Bu sistemin, SIMO-MBM ve klasik SM sistemlere göre bit hata oranı yönünden üstünlüğü gösterilmiştir. SSK ve MBM'nin birlikte düşünüldüğü SSK-MBM şeması [22]'de verilmiştir ve Rician sönümlenmeli kanaldaki performansı incelenmiştir. [23]'te dik uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation, QSM) ile MBM tekniğini birleştirerek bant verimliliğinin daha da artırılması amaçlanmıştır ve yalnızca tek RF zinciri kullanarak klasik SM ve MBM şemalarından daha iyi performans elde edilmiştir. [24]'te MBM ve SSK modülasyonları kanal modülasyonu adı altında geliştirilmiş ve Alamouti uzay-zaman blok kodlamalı [25] MBM sistemleri önerilmiştir. [26]'da, çok fonksiyonlu iki ayarlanabilir anten tasarımı geliştirilmiş ve Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde performansları incelenmiştir. [27]'de çok kullanıcılu yukarı yönlü

masif MIMO sistem için kullanıcılarda MBM kullanarak çok daha az alıcı anten ile klasik modülasyon tekniklerinin performansına ulaşıldığı gösterilmiştir. Ayrıca literatürde MBM şemasının işbirlikli sistemlerle birlikte düşünüldüğü şemalar da mevcuttur. [28]'de iki atlamalı tam-çift yönlü (full-duplex, FD) DF röleli sistemler için kaynakta ve rölede MBM uygulanarak BER analizi yapılmıştır. MBM uygulanan sistemin FD röleli ağlarda klasik modülasyon tekniği uygulandığı durumlara göre aynı bant verimliliğinde daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir. [29]'da ise kaynak ve rölede MBM'nin uygulandığı çok atlamalı röleli sistemde rölenin işareti doğru çözdüğünde DF, hatalı çözdüğünde AF iletim yaptığı hibrit röleli sistem önerilmiştir.

SM ve SSK'nin NOMA ile birlikte düşünüldüğü uygulamalar da literatürde mevcuttur. Spektral verimliliği düşürmeden kullanıcılar arasında girişimi azaltmayı amaçlayan NOMA tabanlı bir SM yapısı [30]'da önerilmiştir. Ayrıca, yaklaşık simge hata olasılığı ifadeleri çıkartılmış ve bundan yararlanarak düşük karmaşıklık sağlayan yeni bir güç tahsis yöntemi önerilmiştir. [31]'de yine spektral verimliliği artırmak için NOMA ile geliştirilmiş SSK (GSSK) tekniği birleştirilmiş ve bu yolla klasik çok antenli NOMA sistemlerden daha iyi hata performansı elde edildiği gösterilmiştir. Ayrıca bu çalışmada alıcı kısımda SIC yönteminin kullanılmasına gerek olmadığı ve bundan dolayı sistem karmaşıklığının azaldığı gösterilmiştir. Benzer şekilde [32]'de, NOMA ile SM teknikleri birleştirilerek yine alıcı kısımda SIC yöntemini kullanmaya gerek bırakmayan bir yapı önerilmiştir. [33]'te yukarı yönlü iletim için SM ve NOMA birleştirilmiştir. [34]'te ise iki kullanıcıli durum için kullanıcıların işaretlerinin SM'nin iki farklı birimine eşlendiği ve yakın kullanıcının aynı zamanda röle görevi gördüğü işbirlikli NOMA sistemi önerilmiştir. Bildiğimiz kadarıyla NOMA ve MBM tekniklerini birleştiren bir çalışma literatürde henüz yer almamaktadır.

## **1.2 Tezin Literatüre Katkıları**

Tezin beşinci bölümünde DF röleli işbirlikli NOMA sisteminde kaynak ile röle arasındaki hata performansını iyileştirmek amacıyla kaynakta MBM uygulanmış işbirlikli NOMA sistemi önerilmiştir. Bu sistemde kaynak ile röle arasında MBM yapılırken röle ile kullanıcılar arasında klasik NOMA tekniği uygulanmıştır. Kullanıcılar ve röleler çoklu alıcı antene sahiptir. Sistemin BER ifadesi birleşim üst sınırı yöntemiyle hesaplanmıştır. Bu durumda kaynak ile röle arasındaki PEP ve röle

ile kullanıcılar arasındaki PEP ifadesi hesaplanmıştır. Çoklu alıcı anten bulunduran kullanıcılar için klasik NOMA sisteminde PEP ifadesi çıkarılmıştır. Analitik sonuçların ve benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu görülmüştür. Ayrıca önerilen sistem ile klasik işbirlikli NOMA sistemi karşılaştırılmıştır ve önerilen sistemin klasik sisteme göre bant verimliliği arttıkça daha iyi BER performansı sağladığı gösterilmiştir. Bunlara ek olarak, güç tahsis katsayılarının sistem performansına etkisi incelenmiştir. Kullanıcılar arasında eşitliği sağlamayı ve kullanıcıların servis kalitesi (quality of services, QoS) gereksinimlerini karşılamayı hedefleyen iki ayrı optimizasyon problemi üretilmiştir. Son olarak da önerilen iki algoritma sonucunda belirlenen katsayılar kullanılarak sistemin BER performansı incelenmiştir.

Tezin altıncı bölümünde ise iletimde klasik genlik ve faz modülasyonu yerine MBM uygulanan yeni bir NOMA iletim yöntemi önerilmiştir. Bu sistemde kullanıcıların RF ayna sayısı kadar bilgi biti RF aynalarının durumlarını belirleyip geri kalan kısmı ise  $M$ -QAM işarete eşlenerek RF aynalarının durumuna göre belirlenen kanaldan güç tahsis katsayıları ile ölçülerek iletilmektedir. Bu sistem için birleşim üst sınırı yöntemi ile BER ifadeleri türetilmiştir. Sonrasında üç kullanıcının bulunduğu işbirlikli NOMA sisteminde rölede de önerilen yöntem kullanılarak sistem performansı incelenmiş ve teorik BER ifadeleri türetilmiştir. Bu işbirlikli sistemde kaynağa en yakın olan kullanıcı DF röle olarak görev yapmaktadır. Kaynak ile röle görevi yapan kullanıcı arasında doğrudan bağlantı olduğu, diğer kullanıcılarla kaynağın doğrudan bağlantı kurmadığı varsayılmıştır. Doğrudan bağlantının kurulmadığı kullanıcıların işareti, röle görevi gören kullanıcı tarafından iletilmektedir. Hem MBM tabanlı NOMA hem de bu yöntemin uygulandığı işbirlikli iletim, klasik NOMA sistemleriyle karşılaştırılmıştır. Önerilen sistemlerin klasik NOMA sistemlerine göre bant verimliliği arttıkça daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir.



## 2. TELSİZ İLETİŞİMDE KANAL MODELLERİ VE ÇEŞİTLEME

Telli ve telsiz iletişim sistemlerinde alıcıda alınan işarete bir ısı gürültü etki eder. Bu gürültü terimi toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gauss noise, AWGN) olarak modellenmektedir. Ayrıca telsiz iletişim sistemlerinde verici ve alıcı arasındaki engellerden dolayı iletilen elektromagnetik dalga, iletim ortamında yansıma, kırınım ve saçılma gibi etkilere maruz kalır. Bu etkilerin sonucu olarak alıcı, iletilen işaretin farklı yollardan gecikmeye uğramış olarak farklı zamanlarda gelen versiyonlarına sahiptir. Alıcıda birleştirilen işaret, faz ve genlikte önemli ölçüde değişmiştir. Dolayısıyla çok yönlü yayılım telsiz sistemlerde sönümlenmeye sebep olur. Sönümlenme etkisini gidermek ve kablosuz haberleşme sisteminin performansını iyileştirmek için çeşitleme teknikleri kullanılmaktadır. Çeşitleme teknikleri ile iletilen işaretlerin bağımsız olarak sönümlenmiş versiyonlarının alıcıda alınması amaçlanmaktadır. Bu şekilde sönümlenme etkisi verimli bir şekilde azaltılır ve alınan işaretin gücü artırılır. Çeşitleme tekniklerinden bir tanesi de işbirlikli çeşitleme yöntemidir.

Bu bölümde haberleşme sistemleri için kanal modelleri incelenecektir ve çeşitleme tekniklerinden işbirlikli çeşitleme yöntemi anlatılacaktır.

### 2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal

Tüm haberleşme sistemlerinde iletişimin güvenliğini sınırlayan bir gürültü etkisi mevcuttur. Sayısal haberleşme sistemlerinde bu etki AWGN olarak modellenmiştir. Sönümlenme etkisinin olmadığı telli haberleşme sistemlerinde kanallar tipik olarak AWGN kanal olarak modellenir. 'Toplamsal' terimi, alınan işaretin iletilen işaret ve gürültü toplamından oluştuğu için kullanılır. Öte yandan, 'beyaz' terimi, ısı gürültünün güç spektral yoğunluğunun tüm frekanslara eşit olarak dağılmasından dolayı kullanılmaktadır. Çift yönlü güç spektrumunda bu değer genelde  $\frac{N_0}{2}$  ile gösterilir. Ayrıca AWGN kanalda gürültü, Gauss dağılımı ile modellenmektedir. AWGN kanalda alıcıda alınan işaret

$$y = \sqrt{P}x + n_w \quad (2.1)$$

olarak modellenir. Burada  $x$  gönderilen işareti belirtmektedir.  $P$  iletim gücünü,  $n_w$  ise gürültü terimini göstermektedir. Alıcıda karar devresi girişindeki gürültü beyaz ise, bir süzgeçten geçtiği için artık beyaz değildir; ancak hala Gauss'tur.

İşaret uzayında birbirinden istatistiksel olarak bağımsız Gauss dağılımına sahip gürültü rastlantı değişkeni  $n$  olmak üzere, bu rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi (probability density function, PDF)

$$f_n(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(z-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.2)$$

biçimindedir. Burada  $\mu$  gürültü ortalamasını,  $\sigma^2$  ise gürültü varyansını temsil etmektedir.

## 2.2 Sönümlenme

Kablosuz iletişim sistemlerinde gönderilen işaretin, iletim sırasında meydana gelen kırınım, yansıma, saçılma gibi olaylar sonucu alıcıya birden çok kopyasının ulaşmasına çok yollu yayılım denir. Çok yollu yayılımın sonucunda, alınan işaretin genlik ve faz değerleri genellikle çarpımsal bir bozucu etkiye uğrayarak büyük değişim gösterebilir. Bu bozucu etkiye sönümlenme denir.

Sönümlenme çok yollu zaman gecikmesi açısından düz ve frekans seçici, Doppler yayılması açısından da yavaş ve hızlı sönümlenmeli olarak sınıflandırılır. Bu sönümlenme çeşitleri kanalın uyumluluk bant genişliğine, Doppler frekansına ve uyumluluk zamanına bağlı olarak değişir.

Kanalın frekans bölgesinde genliğinin değişmeden kaldığı bant genişliğine uyumluluk bant genişliği denir ve kabaca  $B_c \approx \frac{1}{5\sigma_c}$  biçiminde ifade edilir [35]. Burada  $B_c$  uyumluluk bant genişliğini,  $\sigma_c$  ise kanala ilişkin gecikmenin standart sapmasını göstermektedir.

Gezgin birimin veya kanaldaki cisimlerin hareketiyle her dalga frekansta değişime uğrar. Bu değişime Doppler yayılımı (Doppler shift) adı verilir. Frekanstaki değişim  $f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$  şeklinde ifade edilmektedir [35]. Burada  $f_d$  harekete bağlı olarak frekanstaki değişimi,  $\lambda$  işaretin dalga boyunu,  $\theta$  ise gezgin birimin hareket doğrultusuyla işaretin alınma doğrultusu arasındaki açıyı ifade etmektedir. Ayrıca, işarettaki bozulmanın fark edilebileceği en küçük zaman aralığına uyumluluk zamanı



denir ve kabaca  $T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}}$  şeklinde hesaplanır [35]. Burada  $T_c$  uyumluluk zamanını,  $f_{d_{max}}$  Doppler frekansının en büyük olduğu değeri belirtmektedir. Sönümlenmeli kanallar bu etkilere bağlı olarak aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

- Düz yavaş sönümlenmeli kanal: İşaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçük ve işaretin süresi kanalın uyumluluk zamanından küçüktür.
- Düz hızlı sönümlenmeli kanal: İşaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçük ve işaretin süresi kanalın uyumluluk zamanından büyüktür.
- Frekans seçici yavaş sönümlenmeli kanal: İşaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyük ve işaretin süresi kanalın uyumluluk zamanından küçüktür.
- Frekans seçici hızlı sönümlenmeli kanal: İşaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyük ve işaretin süresi kanalın uyumluluk zamanından büyüktür.

### 2.3 Sönümlenmeli Kanallar için İstatistiksel Modeller

Sönümlenmeli kanallarda alınan işaret

$$y = \sqrt{P}hx + n \quad (2.3)$$

biçiminde ifade edilir. Burada  $P$  iletim gücü,  $x$  vericiden gönderilen işaret,  $n$  toplamsal gürültü ve  $h$  düz sönümlenmeli kanalın karmaşık sönümleme katsayısıdır ve rastlantısaldır. Alınan işareti daha doğru kestirebilmek için bazı istatistiksel modellere ihtiyaç duyulur. Bu kısımda tez kapsamında kullanılan Rayleigh sönümleme modeli incelenecektir.

#### 2.3.1 Rayleigh sönümleme modeli

Verici ile alıcı arasında doğrudan görüş hattının (line-of-sight, LoS) olmadığı ve alınan işaretin sadece çevreden yansıyan bileşenlerden oluştuğu durumlarda kanal, Rayleigh sönümlenmeli kanal olarak modellenir. Rayleigh sönümlenmeli kanallarda karmaşık sönümleme katsayısının zarfı Rayleigh dağılımlı olmaktadır. Rayleigh dağılımının PDF'si

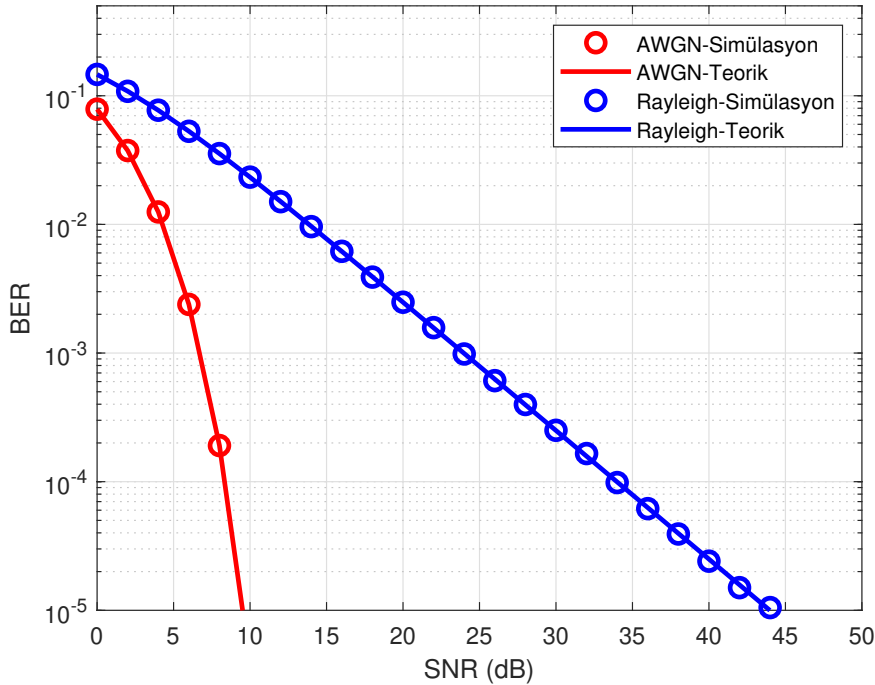
$$f_{|h|}(z) = \frac{2z}{\Omega} \exp\left(-\frac{z^2}{\Omega}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.4)$$

biçimindedir. Burada  $|h|$  sönümleme değişkeninin zarfını,  $z$  Rayleigh rastlantı değişkenini ve  $\Omega$  sönümlenmeli kanalın ortalama gücünü ifade etmektedir. Sönümleme kanalları için anlık ve ortalama SNR ifadeleri sırasıyla  $\gamma = P|h|^2/\sigma^2$  ve  $\bar{\gamma} = P\Omega/\sigma^2$  şeklinde yazılabilir. Rayleigh sönümlenmeli kanal için  $\gamma$  üstel dağılımlı rastlantı değişkenidir ve sırasıyla PDF ve birikimli dağılım işlevi (cumulative distribution function, CDF) aşağıdaki gibidir:

$$f_{\gamma}(z) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{z}{\bar{\gamma}}\right), \quad z \geq 0$$

$$F_{\gamma}(z) = 1 - \exp\left(-\frac{z}{\bar{\gamma}}\right), \quad z \geq 0. \quad (2.5)$$

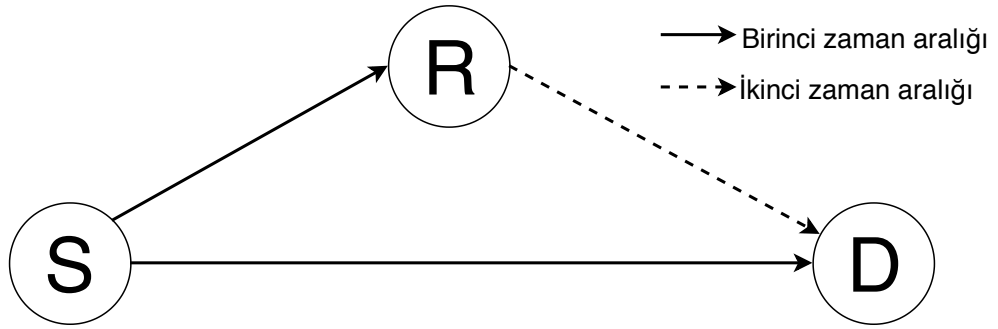
Şekil 2.1'de AWGN ve Rayleigh sönümleme kanallarının BER performans karşılaştırması BPSK modülasyonu için gösterilmiştir. Kablosuz iletişimin hata performansının, kablolu iletişim ile karşılaştırıldığında sönümleme nedeniyle önemli ölçüde azaldığı görülmektedir. Örneğin, Rayleigh sönümlenmeli kanalda  $10^{-4}$  BER değerine ulaşabilmek için AWGN kanala göre iletim gücünü yaklaşık olarak 26 dB artırmak gereklidir.



**Şekil 2.1** : AWGN ve Rayleigh sönümlenmeli kanallar için BPSK için BER performansı.

## 2.4 İşbirlikli Çeşitleme

Donanım büyüklüğü, güç, maliyet ve kötü kanal koşulları gibi sınırlamalardan dolayı mobil cihazlarda fazla sayıda anten kullanımı mümkün olmamaktadır. Aynı zamanda yol kaybından ve yüksek sönmülemekten dolayı hedefte işaret önemli ölçüde zayıflayabilir ya da Şekil 2.2’de görülebileceği gibi en basit işbirlikli iletişim sistemi üç terminalden oluşmaktadır. Bunlar, iletim yapan kaynak (S), alıcı işlevini gören hedef (D) ve kaynak ile hedef arasındaki iletişime yardımcı olmak üzere hem alıcı hem verici görevi gören röledir (R). Röle sabit bir cihaz olabilirken kullanıcılar da röle görevi görebilir. Genel olarak üç terminalden oluşan işbirlikli iletim iki zaman aralığında gerçekleşir. İlk zaman aralığında S, işareti R ve D’ye iletir. İkinci zaman aralığında ise S sessiz kalır ve sadece R aldığı işareti D’ye iletir. D, iki zaman diliminde işaretin farklı kopyalarını farklı yollardan alır ve bunları birleştirir. Sonuç olarak çeşitlilik röle yardımıyla sağlanmış olur. hedefe hiç ulaşmayabilir. Bu sorunun üstesinden gelmek için işbirlikli çeşitleme tekniği önerilmiştir.



Şekil 2.2 : İşbirlikli haberleşme sistem modeli.

### 2.4.1 İşbirlikli çeşitlemede iletim yöntemleri

İşbirlikli haberleşmede iletim yöntemleri temel olarak kuvvetlendir ve aktar (AF) ve çöz ve aktar (DF) olarak iki bölümde incelenebilir.

Kuvvetlendir ve aktar: Bu iletim yönteminde R, S’den aldığı işareti çözmeden kuvvetlendirerek D’ye iletir. D, S ve R’den gelen işaretleri birleştirir. R’de alınan işaret gürültülü işarettir ve kuvvetlendirme işlemi yapılırken gürültü de kuvvetlendirilmiş olur. Fakat D, aynı işaretin bağımsız kopyalarını aldığı için çeşitlilik sağlanır.

Çöz ve aktar: Bu iletim yönteminde R, aldığı işareti çözer ve tekrardan modüle ederek D'ye iletir. Eğer R çözme işlemi sırasında hata yaparsa D'ye hatalı işaret iletilmiş olur. Bunun sonucunda hata yayılımı ortaya çıkar.



### 3. DİK OLMAYAN ÇOKLU ERİŞİM

Mobil trafik hacminin katlanarak artmasıyla beraber kapasite ve kullanıcı deneyimi kalitesinde (quality of user experience, QoE) önemli kazanımlar elde edilmesi gerekmektedir. Bu sebeple mobil iletişimde radyo erişim teknolojilerinin tasarımı, sistem kapasitesini iyileştirmede önemli bir unsurdur. Radyo erişim teknolojileri genel olarak çoklu erişim teknikleriyle sağlanır [2]. Çoklu erişim teknikleri, birden fazla kullanıcıya aynı iletişim kaynağını paylaştırarak iletişim hizmeti sağlamasına olanak tanır ve 1G'den 4G'ye kadar çoklu erişimde önemli ölçüde gelişme sağlanmıştır. 1G'de frekans bölmeli çoklu erişim (frequency division multiple access, FDMA), 2G'de zaman bölmeli çoklu erişim (time division multiple access, TDMA), 3G'de kod bölmeli çoklu erişim (code division multiple access, CDMA) ve 4G'de dikgen frekans bölmeli çoklu erişim (orthogonal frequency division multiple access, OFDMA) kullanılmıştır. Çoklu erişim teknikleri zaman, frekans veya kod bölümlerinin kullanıcılara tahsis ediliş şekillerine göre dik çoklu erişim (orthogonal multiple access, OMA) veya dik olmayan çoklu erişim (NOMA) olarak sınıflandırılabilir [36]. FDMA, TDMA, CDMA ve OFDMA'da kablosuz kaynakların zaman, frekans, kod bölmesi veya bunların kombinasyonlarında diklik sağlanarak birden fazla kullanıcıya tahsis edildiği OMA kategorisine aittir [37].

5G ile birlikte farklı sistem gereksinimleri ve çeşitli uygulamalarda farklı isterler ortaya çıkmıştır. Yüksek bant verimliliğinin yanı sıra düşük gecikme süresi, sürekli cihaz bağlantısı ve yüksek kitlesel iletişimin sağlanması gibi konular da 5G ve gelecek nesil haberleşme sistemlerinin ana konularını oluşturmaktadır. OMA, iyi performans elde etmek için gerçekçi bir çözüm olsa da yenilikçi uygulamalar ve akıllı cihazların hızlı bir şekilde çoğalmasıyla ortaya çıkan gereksinimler, yeni nesil haberleşme sistemleri için yeni çoklu erişim teknikleri geliştirilmesini gerektirmektedir. Bu bağlamda birden fazla kullanıcının aynı zaman, frekans ve kod bölmelerini kullanabilmesine olanak sağlayan NOMA, gelecek vaat eden çoklu

erişim tekniği olarak öne sürülmüştür. NOMA'nın başlıca avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir.

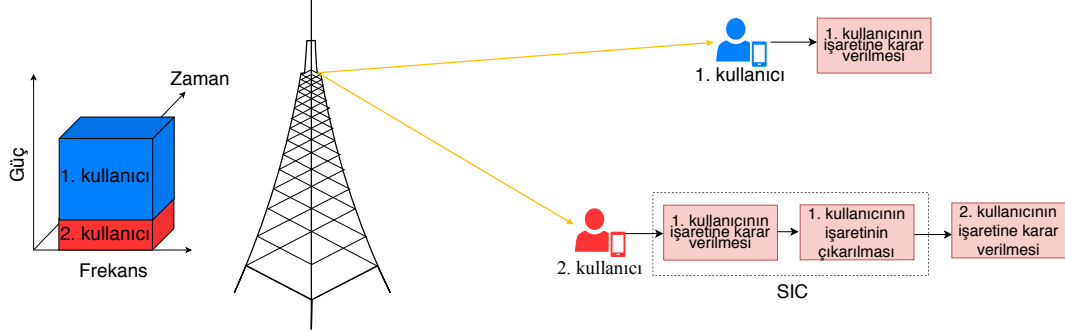
- Yüksek bant verimliliği: Aynı frekans ve zaman bölmesinin birden fazla kullanıcının kullanmasına olanak sağlanması sebebiyle bant verimliliği artar.
- Kullanıcı eşitliği: NOMA'nın en önemli özelliklerinden birisi de kanalı zayıf olan kullanıcılara da hizmet etmesidir. Böylece kullanıcılar arasındaki eşitliği sağlamayı hedefler.
- Yüksek bağlantılabilirlik: Özellikle IoT'nin 5G'nin içeriğine girmesiyle beraber milyarlarca akıllı cihazın bağlantısının desteklenmesi gerekmektedir. Cihaz sayısı ile aynı sayıda frekans ya da zaman bölmesi gerektiren OMA'nın aksine NOMA daha az kaynak kullanarak bu cihazlara hizmet edebilir.
- Uyumluluk: NOMA, sadece yeni bir boyut olarak güç ya da kod bölmesini kullandığı için mevcut çoklu erişim tekniklerine kolaylıkla uygulanabilir.
- Düşük gecikme: Kullanıcılara özel ayrılmış zaman bölmesi yerine eş zamanlı olarak aynı zaman bölmesinde hizmet ettiği için gecikme azalır.

NOMA teknikleri temel olarak kod bölmeli NOMA (code domain NOMA) ve güç bölmeli NOMA (power domain NOMA) gibi iki kategoride sınıflandırılabilir. Bu tez kapsamında güç bölmeli NOMA incelenecektir ve kısaca NOMA olarak adlandırılacaktır.

### **3.1 NOMA için Temel Kavramlar**

NOMA'nın temel fikri, kullanıcıların işaretlerinin aynı frekans ve zaman bölmesinde farklı güçlerle iletilmesidir. Vericide, kullanıcıların işaretleri farklı güçlerle süperpozisyon kodlama (superposition coding, SC) yöntemi ile iletilir. Alıcıda ise ardışık girişim giderme (successive interference cancellation, SIC) yöntemi uygulanır. Aşağı yönlü NOMA için sistem modeli Şekil 3.1'de verilmiştir. Burada kaynağa uzak olan birinci kullanıcıya yüksek, kaynağa yakın olan ikinci kullanıcıya düşük güç tahsis edilerek kullanıcıların işaretleri SC ile vericiden gönderilmektedir. Birinci kullanıcı SIC işlemine gerek duymadan kendi işaretine karar verirken, ikinci kullanıcıda yüksek

girişimin etkisini gidermek için SIC yapılmaktadır. İkinci kullanıcı SIC işleminden sonra kendi işaretine karar verir.



**Şekil 3.1 :** Aşağı yönlü NOMA sistem modeli.

### 3.1.1 Süperpozisyon kodlama

Süperpozisyon kodlama ilk olarak [38]'de önerilmiştir ve tek bir kaynak ile birden fazla kullanıcının aynı anda iletişim kurmasına olanak tanır. Kullanıcıların işaretleri farklı güç tahsis katsayılarıyla ölçeklendirilip toplanarak gönderilir. Güç tahsisi işlemi genellikle, kanalı zayıf olan kullanıcının da performansını iyileştirmek amacıyla kanalı zayıf olan kullanıcıya yüksek, kanalı güçlü olan kullanıcıya az güç tahsis edilerek yapılır.

Şekil 3.1'deki sistem modeli için vericiden gönderilen işaret,

$$x = \sqrt{\alpha_1}s_1 + \sqrt{\alpha_2}s_2 \quad (3.1)$$

biçiminde yazılabilir. Burada  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$  olmak üzere  $\alpha_1$  ve  $\alpha_2$  sırasıyla birinci ve ikinci kullanıcı için güç tahsis katsayılarıdır.  $s_1$  ve  $s_2$  sırasıyla birinci ve ikinci kullanıcının işaretidir ve  $E[|s_i|] = 1$  olarak tanımlanmıştır. Bu durumda kullanıcılarda alınan işaret,  $P$ ,  $h_i$  ve  $n_i$  sırasıyla iletim gücünü, sönmülemeli kanal katsayısını ve toplamsal Gauss gürültüsünü belirtmek üzere aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$y_i = \sqrt{P}h_i x + n_i, \quad i = 1, 2. \quad (3.2)$$

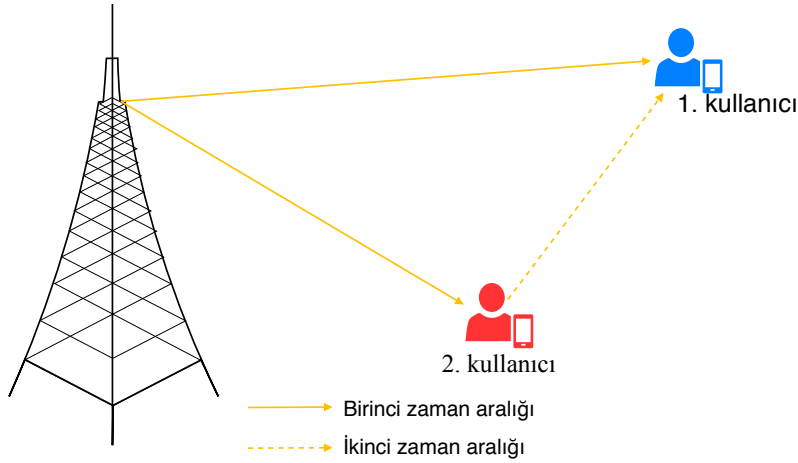
### 3.1.2 Ardışık girişim giderme

NOMA'da da alıcıda işaretlerin çözülmesi sırasında bu girişimi gidermek için SIC yöntemi uygulanır. Çözme işlemi sırasında en yüksek güç tahsis edilen kullanıcılar

işaretlerini çözerken diğer kullanıcıların işaretine gürültü gibi davranır, bu durumda SIC işlemine gerek yoktur. Fakat daha az güç tahsis edilen kullanıcıların yüksek girişimi gidermek için SIC işlemi uygulanması gerekmektedir. Bu durumda ilk olarak kullanıcı, kendisinden daha yüksek güç atanmış kullanıcıların işaretini sırasıyla çözüp, tekrar kodlayarak ardışık olarak kendi işaretinden çıkarır. Bu sayede girişim giderilmiş olur. Bu işlemden sonra kullanıcı kendi işaretine karar verir.

### 3.2 İşbirlikli NOMA

NOMA'da işbirlikli iletim, kullanıcıların kendi arasında işbirliği yapmasıyla veya atanmış röle yardımıyla gerçekleştirilebilir. Kullanıcı işbirlikli NOMA'da temel fikir, kanalı güçlü olan kullanıcıların kanalı zayıf olan kullanıcılarına yardımcı olmak için DF röle olarak görev yapmasıdır. Şekil 3.2'de iki kullanıcı işbirlikli NOMA sistemi gösterilmektedir. Şekil 3.2'deki işbirlikli NOMA sistemi için iletim sırasında iki zaman aralığı gerekmektedir. İlk zaman aralığında kaynaktan birinci ve ikinci kullanıcıya işaret gönderilir. İkinci zaman aralığında ise ikinci kullanıcı SIC ile elde ettiği birinci kullanıcının işaretini DF röle gibi davranarak birinci kullanıcıya iletir.

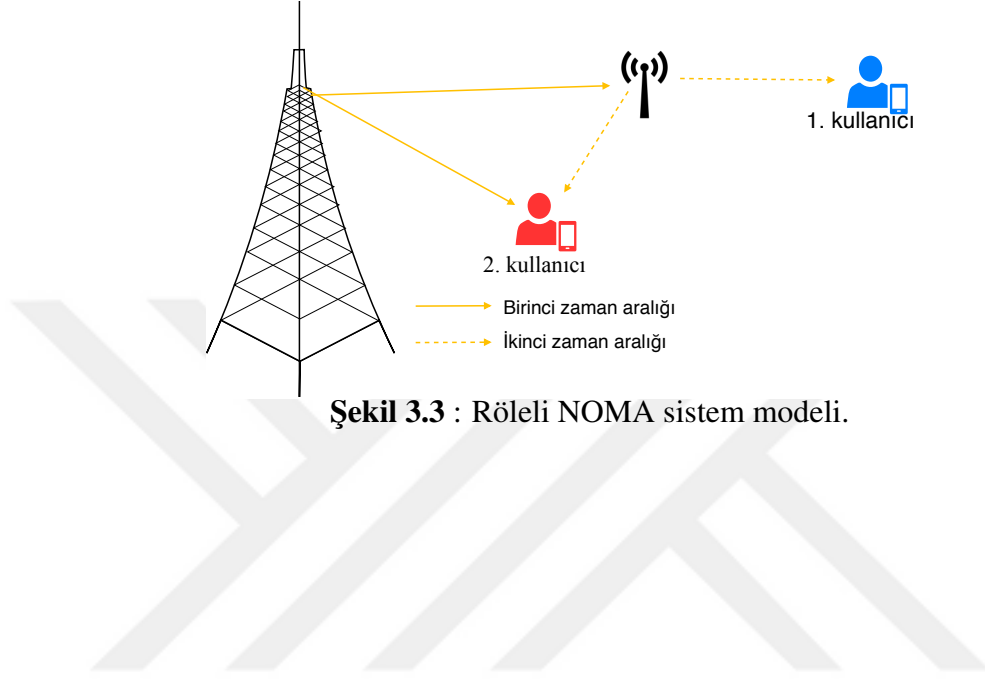


Şekil 3.2 : Kullanıcı işbirlikli NOMA sistem modeli.

Röleli iletişim kapsama alanını artırması sebebiyle son yıllarda büyük ilgi görmüştür. Literatürde de röleli NOMA ağları üzerinde çokça çalışma bulunmaktadır. Röle ile işbirliğinin sağlandığı bir diğer sistem modeli Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Kaynak ile kullanıcılar arasında yol kaybı sebebiyle doğrudan iletişim sağlanamadığı durumlar olabilir. Şekil 3.3'te kaynak ile birinci kullanıcı arasında doğrudan iletim



sağlanamamaktadır. Birinci kullanıcı ile iletişim, röle kullanılarak sağlanmıştır. Rölede iletim DF ya da AF yöntemleri kullanılarak yapılabilir. İki kullanıcılı durumda OMA ile dört zaman aralığı gerekirken NOMA'da ise iki zaman aralığı gerekmektedir. Böylelikle bant verimliliği de artırılmış olur.





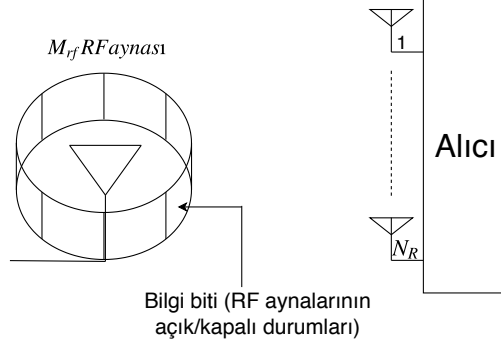
#### 4. ORTAM TABANLI MODÜLASYON

Günümüzde, yeni nesil telsiz haberleşme sistemleri için daha verimli fiziksel katman tasarımlarına yönelik çalışmalar devam etmektedir. İndis modülasyonu (IM), sayısal haberleşme sisteminin ana bileşenlerinin indislerini kullanarak ek bilgi iletilmesini sağlayan yüksek bant ve enerji verimlilikli modülasyon şemalarından bir tanesidir. IM'nin en çok bilinen biçimi uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) olup bu teknikte bilgi bitleri hem klasik modülasyonlu işaret ile (genlik, frekans veya faz ile) hem de anten indisleri ile iletilmektedir. SM'nin özel bir biçimi, bilginin sadece anten indisleri ile iletiildiği uzay kaydırmalı anahtarlama (SSK) tekniğidir. SSK ile iletim, bilginin kanal indisi ile iletilmesine denktir. IM'nin bir diğer uygulaması olarak önerilen ortam tabanlı modülasyon (MBM) ise bilginin RF ayna kombinasyonları veya elektronik anahtarlar tarafından oluşturulan farklı ışınma örüntüleri ile iletiildiği, özgün bir sayısal modülasyon şemasıdır. MBM'nin temel modelinde SSK'de olduğu gibi bilgi kanal gerçeklemelerine eşlenir ve tek ton işaret gönderilir. SSK'de kanal gerçeklemeleri ikinin üssü olacak sayıda verici anten ile sağlanırken MBM'de tek verici antenin yanına RF aynaları yerleştirilerek sağlanır. RF aynalarını verici antenin yanına yerleştirmek, iletim ortamındaki saçıcıları vericiye yakın konumlandırmakla eşdeğerdir ve bu saçılmaların her biri bilgi bitlerine göre belirlenen RF aynalarının açık veya kapalı olmasına göre kontrol edilir [21]. MBM'de tek ton işaret yerine genlik ve faz modülasyonlu işaretler kullanılarak bant verimliliği artırılabilir.  $M_{rf}$  adet RF aynası ile donatılmış bir verici antenden tek ton işaret iletiildiği durumda bant verimliliği  $\eta = M_{rf}$  bit/sn/Hz olurken,  $M$ -QAM işaret de iletilmesi durumunda bant verimliliği  $\eta = M_{rf} + \log_2 M$  bit/sn/Hz olacaktır.

##### 4.1 Sistem Modeli

MBM sistem modeli Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Vericide  $M_{rf}$  adet RF aynasıyla donatılmış tek anten varken alıcıda  $N_R$  anten bulunmaktadır.  $M_{rf}$  adet RF aynası için  $N_{rf} = 2^{M_{rf}}$  kanal durumu gerçekleştirilebilir.  $i$ . kanal durumu ile alıcı antenler arasındaki kanal  $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_{rf}$  olarak gösterilebilir. Bu durumda RF aynalarının tüm farklı durumlarına göre oluşabilecek genişletilmiş kanal matrisi

$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_{N_{rf}}]$  olarak tanımlanabilir ve  $\mathbf{H}$  matrisinin elemanları bağımsız ve aynı parametrelili  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahiptir.



**Şekil 4.1** : MBM sistem modeli.

Vericiye gelen bilgi bitleri  $\log_2(N_{rf}M)$  uzunluğunda alt bit gruplarına ayrılır. Her bir alt grup da kendi içerisinde  $M_{rf}$  ve  $\log_2 M$  uzunluğunda iki alt gruba ayrılır. Burada  $M_{rf}$  bit, RF aynalarının açık veya kapalı durumlarını belirlerken geriye kalan  $\log_2 M$  bit ise genlik veya faz modülasyonu ile iletilecek işarete eşlenir. Böylece bir simgede  $M_{rf} + \log_2 M$  bit iletilmiş olur. MBM iletim şeması için Çizelge 4.1'de örnek verilmiştir.

**Çizelge 4.1** : MBM için iletim şeması.

Bilgi Bitleri	RF aynalarının durumu	Etkin kanal durumu indisi	İletilecek işaret
000	Kapalı/Kapalı	1	1
001	Kapalı/Kapalı	1	-1
010	Kapalı/Açık	2	1
011	Kapalı/Açık	2	-1
100	Açık/Kapalı	3	1
101	Açık/Kapalı	3	-1
110	Açık/Açık	4	1
111	Açık/Açık	4	-1

Burada, bant verimliliği  $\eta = 3$  bit/sn/Hz iken  $M_{rf} = 2$ ,  $M = 2$  olduğu durum incelenmiştir.  $M_{rf} = 2$  olduğu için  $N_{rf} = 4$  farklı kanal gerçekleştirilmesi oluşacaktır. İlk iki bilgi bitinden RF aynalarının açık veya kapalı durumları belirlenerek oluşan etkin kanaldan, geriye kalan bir bite göre belirlenen BPSK simgesi iletilecektir. Çizelgede "010" bit bloğu incelenirse ilk 2 bit olan "01" ile 1. RF aynası kapalı, 2. RF aynası ise açık olarak ayarlanmıştır ve bu durum 4 etkin kanaldan indisi 2 olana

denk gelmektedir. Bu kanaldan BPSK işaret kümesinden "0" bitine karşılık gelen "1" simgesi gönderilecektir.

Alıcıya gelen işaret

$$\mathbf{y} = \sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

şeklinde modellenebilir. Burada  $\mathbf{n}$ ,  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  sırasıyla toplamsal gürültü vektörü ve işaret vektörüdür.  $P$  vericideki iletim gücünü göstermektedir. Her iletim aralığında yalnızca bir etkin kanal kullanabileceği için  $\mathbf{x}$  vektörü, etkin kanal indisi  $l$  konumunda iletilecek simgenin ( $x_k$ ) yer aldığı ve diğer elemanları 0 olan vektördür ve

$$\mathbf{x} = [0 \ 0 \ \cdots \ x_k \ \cdots \ 0 \ 0] \quad (4.2)$$

olarak tanımlıdır. Bu durumda alınan işaret

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_l x_k + \mathbf{n} \quad (4.3)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\mathbf{h}_l$ ,  $\mathbf{H}$  kanal matrisinin  $l$ . sütunudur.

Alıcıda ise hem etkin kanal indisine hem de gönderilen simgeye aynı anda en büyük olasılıklı (maximum-likelihood, ML) karar kuralı kullanılarak

$$[\hat{l}, \hat{x}_k] = \arg \min_{l, k} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_l x_k\|^2 \quad (4.4)$$

şeklinde karar verilir.

## 4.2 Ortam Tabanlı Modülasyonun Avantaj ve Dezavantajları

MBM'nin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- MBM sistemi, sadece tek verici anten kullanarak RF aynaları sayesinde sanal bir MIMO kanalı oluşturabildiği için geleneksel MIMO sistemlerle aynı bant verimliliği ve hata performansına ulaşabilmektedir.
- SSK ve SM gibi tekniklerde bant verimliliğini artırmak için verici anten sayısını üstel olarak arttırmak gerekirken MBM'de tek bir anten kullanarak RF aynası sayısını doğrusal olarak arttırmak yeterlidir.
- Diğer indis modülasyonu teknikleri olan SSK, SM, GSM ve QSM gibi tekniklere kolaylıkla uygulanabilir ve bu sayede bant verimliliği daha da artırılabilir.

- MBM’de işaret kümesi kanal katsayıları olacağı için, katsayılar arasındaki Öklid uzaklığı bant verimliliğinin artmasıyla beraber klasik modülasyonlu sistemlere göre daha yüksek olacaktır. Bu nedenle özellikle bant verimliliği arttıkça MBM daha iyi performans sağlayacaktır.

MBM’nin dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Bilgi kanal ile iletildiği için alıcı tarafta RF aynalarının olası tüm durumları için oluşabilecek kanal gerçeklemeleri için kanal kestirimi yapılması gerekmektedir. Bu da alıcıda donanımsal karmaşıklığın artmasına sebep olur.
- RF aynası sayısı arttıkça bant verimliliği artar. Ancak anten tasarımı sırasında kullanılacak RF sayısı sınırlı olabileceği için pratikte bunu sağlamak güç olabilir.
- Diğer IM tekniklerinde olduğu gibi alıcıda düşük anten kullanılması durumunda performansı düşüktür.

## 5. MBM DESTEKLİ İŞBİRLİKLİ NOMA

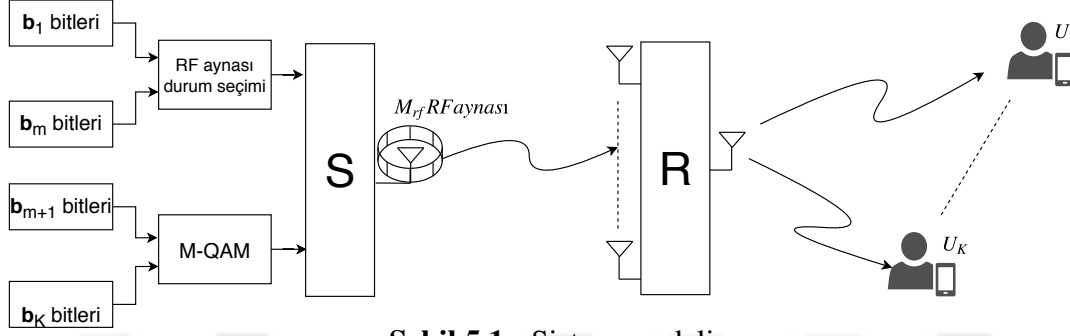
Literatürdeki daha önceki çalışmalardan da görülebileceği gibi, kaynak ve röle arasındaki bozucu etkiler nedeniyle, DF tekniğini kullanan rölede hatalı karar verilmesi sistemde hata yayılımına yol açmaktadır. [39]'da, DF röleli ağlarda SSK kullanılmasının diğer tek RF zincirli iletim şemalarından daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir. Bu bölümde, MBM sisteminin tek verici antenle bile SSK ile aynı performansı sağlaması özelliği göz önünde bulundurularak kaynak röle arasında MBM, röle ile kullanıcılar arasında ise klasik NOMA tekniğinin uygulandığı aşağı yönlü işbirlikli NOMA sistemi göz önüne alınmıştır. Klasik NOMA sisteminde, çok alıcı antenli kullanıcılar için PEP hesaplanmış ve önerilen sistem için BER ifadesi türetilmiştir. Ayrıca kullanıcılar arası eşitliği ve kullanıcıların servis kalitesini göz önünde bulunduran iki ayrı güç tahsis optimizasyon problemi incelenmiştir. Önerilen sistemin klasik DF röleli NOMA sistemlerine göre özellikle bant verimliliği arttıkça daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir.

### 5.1 Sistem Modeli

Ele alınan işbirlikli aşağı yönlü NOMA şeması için sistem modeli Şekil 5.1'de verilmiştir. Burada, bir kaynaktan  $U_1, U_2, \dots, U_K$  ile gösterilen  $K$  kullanıcıya DF röle (R) yardımıyla bilgi gönderilmektedir. Önerilen sistemde kaynakta (S) bir verici anten ve  $M_{rf}$  adet RF aynası kullanılarak MBM tekniği uygulanıp R'deki BER performansının iyileştirilmesi ve hata yayılımının azaltılması amaçlanmıştır. R ve kullanıcılar sırasıyla  $N_R$  ve  $N_D$  alıcı anten ile donatılmıştır ve R'de iletim tek verici anten ile yapılmaktadır. S ve kullanıcılar arasında doğrudan iletim mevcut değildir ve tüm alıcılarda ve rölede kusursuz kanal durumu bilgisi olduğu varsayımı yapılmıştır. İletim iki zaman aralığında gerçekleşecektir.

İlk zaman aralığında,  $\mathbf{b} = [\mathbf{b}_1 \mathbf{b}_2 \dots \mathbf{b}_K]$  bilgi biti dizisi  $\mathbf{b}^1$  ve  $\mathbf{b}^2$  olmak üzere iki bölüme ayrılır. Burada  $\mathbf{b}_i$ ,  $U_i$ 'nin bilgi bitlerini göstermektedir.  $\mathbf{b}^1 = [\mathbf{b}_1 \mathbf{b}_2 \dots \mathbf{b}_m]$  dizisi ilk  $m$  kullanıcının bitlerinden oluşur ve toplamda  $M_{rf}$  bit içermektedir.  $\mathbf{b}^2 =$

$[\mathbf{b}_{m+1} \mathbf{b}_{m+2} \cdots \mathbf{b}_K]$  dizisi ise geriye kalan kullanıcıların bitlerini içerir ve  $\log_2 M$  bitten oluşur. İletimde,  $\mathbf{b}^1$  bitlerine göre RF aynalarının açık/kapalı durumları ayarlanarak etkin kanal durum indisi belirlenir.  $\mathbf{b}^2$  bitleri ise  $M$ -QAM işaret kümesinden belirlenen simgeye eşlenerek belirlenen kanaldan iletilir.



Şekil 5.1 : Sistem modeli.

R'de alınan işaret

$$\mathbf{y}_R = \sqrt{P_S} \mathbf{h}_l x_q + \mathbf{n}_R \quad (5.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada  $\mathbf{h}_l$ ,  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1^{SR} \mathbf{h}_2^{SR} \cdots \mathbf{h}_{2^{M_{rf}}}^{SR}]$  genelleştirilmiş kanal durum matrisinin  $l$ . sütununu göstermektedir ve elemanları bağımsız ve aynı parametrelili  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahiptir.  $P_S$  S'deki iletim gücünü,  $x_q$  belirlenen  $M$ -QAM simgesini belirtmektedir.  $\mathbf{n}_R$  ise elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahip olan R'deki toplamsal gürültü vektörüdür. Çözme işlemi sırasında etkin kanal durum indisine ( $\hat{l}$ ) ve  $M$ -QAM simgesine ( $\hat{x}_q$ ) ML tekniği ile aşağıdaki gibi birlikte karar verilir:

$$[\hat{l}, \hat{x}_q] = \arg \min_{l, q} \|\mathbf{y}_R - \mathbf{h}_l \sqrt{P_S} x_q\|^2. \quad (5.2)$$

Bu işlem sonucunda çözülen bilgi bitleri  $\hat{\mathbf{b}} = [\hat{\mathbf{b}}_1 \hat{\mathbf{b}}_2 \cdots \hat{\mathbf{b}}_K]$  biçiminde ifade edilebilir.

İkinci zaman aralığında R'de NOMA uygulanır. R, süperpozisyon ile oluşturduğu

$$s = \sum_{i=1}^K \sqrt{\alpha_i P_R} \hat{x}_i \quad (5.3)$$

işaretini tüm kullanıcılara gönderir. Burada  $\hat{x}_i$ , R'de çözülen  $\hat{\mathbf{b}}_i$  bitlerine göre  $U_i$  için belirlenen  $L$ -QAM simgesini ve  $\alpha_i$ ,  $U_i$  için atanan güç tahsis katsayısını göstermektedir ve  $\sum_{i=1}^K \alpha_i = 1$  olmalıdır.  $P_R$ , R'deki iletim gücünü belirtmektedir. Genelliği kaybetmeden, R ile kullanıcılar arasındaki kanal katsayılarının  $\|\mathbf{h}_{RD_1}\|^2 < \|\mathbf{h}_{RD_2}\|^2 < \cdots < \|\mathbf{h}_{RD_K}\|^2$  olarak sıralandığı varsayılmıştır. Burada  $\mathbf{h}_{RD_i} = [h_{RD_i}^1 h_{RD_i}^2 \cdots h_{RD_i}^{N_D}]$ , R ile  $U_i$  arasındaki kanal katsayıları vektörünü göstermektedir ve elemanları beğimsiz



ve aynı  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına uyan rastgele değişkenlerdir. Bu durumda NOMA prensibine göre kullanıcıların güç tahsis katsayıları  $\alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_K$  olarak sıralanmalıdır.

$U_i$ 'de alınan işaret aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{h}_{RD_i} s + \mathbf{n}_i. \quad (5.4)$$

Burada  $\mathbf{n}_i$ ,  $U_i$ 'deki toplamsal gürültü vektörünü göstermektedir ve elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  ile bağımsız ve aynı dağılımlıdır.

Her kullanıcıda alınan işaret, diğer  $K - 1$  kullanıcının işaretleri tarafından girişime uğrar. Bu yüzden girişimi azaltmak için kullanıcı, kendisinden daha yüksek güç tahsis edilmiş kullanıcıların işaretlerini çözecek şekilde ardışık olarak SIC uygulamalıdır. Örneğin,  $U_i$ 'de  $U_1, \dots, U_{i-1}$  kullanıcıların işaretleri sırasıyla çözülecek ve  $\mathbf{y}_i$ 'den ardışık şekilde çıkarılacaktır. Geriye kalan  $U_{i+1}, \dots, U_K$  kullanıcıların işaretlerine ise gürültü gibi davranılacaktır.

En yüksek güç tahsis edilen kullanıcı  $U_1$  için diğer kullanıcıların işaretlerine gürültü olarak davranılır ve SIC işlemine gerek yoktur.  $U_1$ 'in simgesine ML tekniği ile aşağıdaki gibi karar verilir:

$$\check{x}_1 = \arg \min_{x_i} \|\mathbf{y}_1 - \mathbf{h}_{RD_1} \sqrt{\alpha_1 P_R} x_i\|^2. \quad (5.5)$$

Burada  $x_i$  QAM işaret kümesinden iletilebilecek simgeyi,  $\check{x}_1$  ise  $U_1$  için karar verilen simgeyi göstermektedir.

$U_i$ ,  $i > 1$ , için çözme işlemi ML ile

$$\check{x}_i = \arg \min_{x_i} \|\mathbf{y}'_i - \mathbf{h}_{RD_i} \sqrt{\alpha_i P_R} x_i\|^2 \quad (5.6)$$

şeklinde yapılır. Burada  $\mathbf{y}'_i$ ,  $i - 1$  adet SIC işlemi sonucu oluşan işaretlerdir ve aşağıdaki gibi verilmiştir [15]:

$$\mathbf{y}'_i = \left( \sqrt{\alpha_i P_R} \hat{x}_i + \sum_{j=1}^{i-1} \sqrt{\alpha_j P_R} \hat{\Delta}_j + \sum_{k=i+1}^K \sqrt{\alpha_k P_R} \hat{x}_k \right) \mathbf{h}_{RD_i} + \mathbf{n}_i. \quad (5.7)$$

Burada  $\hat{\Delta}_j = \hat{x}_j - \check{x}_j$  biçiminde tanımlıdır ve  $\check{x}_j$ ,  $U_j$  için karar verilen simgeyi göstermektedir.

## 5.2 Bit Hata Olasılığı Analizi

Bu bölümde önerilen sistem için BER ifadesi PEP kullanılarak birleşim üst sınırı (union bound) yöntemi ile bulunacaktır.  $U_i$  için PEP, diğer kullanıcıların işaretlerine ve SIC ile karar verilen işaretlere de bağlıdır. Bu yüzden  $U_i$  için BER hesaplanırken diğer kullanıcıların olası tüm işaretleri ve SIC ile karar verilebilecek olası tüm işaretler üzerinden ortalama alınmalıdır.

Önerilen sistem için ortalama BER ifadesi, birleşim üst sınırı yöntemi ile aşağıdaki gibi hesaplanabilir [40]:

$$P_{e,i} \leq \frac{1}{L^K} \sum_{x_{lq}} \sum_{x_{\hat{l}q}} Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}q}) \sum_{\check{x}_i} Pr(\hat{x}_i \rightarrow \check{x}_i | \hat{\mathbf{x}}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)}) \times \prod_{u=1}^{i-1} Pr(\hat{x}_u \rightarrow \check{x}_u | \hat{\mathbf{x}}^{(u)}, \hat{\Delta}^{(i)}) \frac{e(\mathbf{b}_i \rightarrow \check{\mathbf{b}}_i)}{\log_2(L)}. \quad (5.8)$$

Burada  $P_{e,i}$ ,  $U_i$  için ortalama BER değerini belirtmektedir.  $Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}q})$ ,  $l$ . etkin kanaldan  $x_q$  iletildiği durumda rölede hatalı olarak  $\hat{l}$ . etkin kanal durumu indisine ve  $\hat{x}_q$  simgesine karar verilme olasılığını göstermektedir.  $e(\mathbf{b}_i \rightarrow \check{\mathbf{b}}_i)$  iletilen ve alınan bilgi arasındaki bit hata sayısını göstermektedir. Ayrıca,  $\hat{\mathbf{x}}^{(i)} = [\hat{x}_{i+1}, \hat{x}_{i+2}, \dots, \hat{x}_K]$  ve  $\hat{\Delta}^{(i)} = [\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \dots, \hat{\Delta}_{i-1}]$  olmak üzere  $Pr(\hat{x}_i \rightarrow \check{x}_i | \hat{\mathbf{x}}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)})$ ,  $U_i$ 'deki koşullu hata olasılığını belirtmektedir ve diğer kullanıcıların işaretleri ile SIC ile karar verilen işaretlere bağlıdır.

### 5.2.1 Röledeki çiftsel hata olasılığı

R'deki koşullu PEP ifadesi (5.2)'den yararlanılarak

$$Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}q} | \mathbf{H}) = Q \left( \sqrt{\frac{P_R ||\mathbf{h}_l x_q - \mathbf{h}_{\hat{l}} \hat{x}_q||^2}{2}} \right) = Q(\sqrt{\bar{\kappa}}) \quad (5.9)$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada  $Q(\cdot)$ , Q fonksiyonunu göstermektedir [40]. Rayleigh sönümlenmeli kanal için  $\kappa$ ,  $\text{Gamma}(N_R, \bar{\kappa})$  dağılımına sahiptir ve  $\bar{\kappa}$

$$\bar{\kappa} = \begin{cases} \frac{P_R}{2} |x_q - \hat{x}_q|^2 & l = \hat{l} \\ \frac{P_R}{2} (|x_q|^2 - |\hat{x}_q|^2) & l \neq \hat{l} \end{cases} \quad (5.10)$$

şeklinde tanımlıdır. Moment üreten fonksiyon (moment generating function, MGF) [41] yardımıyla (5.9)'daki koşullu PEP ifadesi

$$Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}q}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_{\kappa} \left( \frac{1}{2 \sin^2(\theta)} \right) d\theta \quad (5.11)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $M_{\kappa}(s)$ ,  $\kappa$ 'nın MGF ifadesidir ve aşağıdaki biçimde tanımlıdır [41]:

$$M_{\kappa}(s) = \frac{1}{(1 - \bar{\kappa}s)^{N_R}}. \quad (5.12)$$

(5.12), (5.11)'de yerine koyulduktan sonra [41, Eq.5A.4b] kullanılarak R'deki PEP ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$Pr(x_{lq} \rightarrow x_{l\hat{q}}) = \mu^{N_R} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1+k}{k} [1 - \mu]^k. \quad (5.13)$$

Burada  $\mu = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\kappa}/2}{1+\bar{\kappa}/2}}\right)$  şeklinde tanımlıdır ve  $(\cdot)$  binom katsayısını göstermektedir.

## 5.2.2 Kullanıcılardaki çiftsel hata olasılığı

$U_i$ 'deki koşullu PEP [15]'te aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$Pr(\hat{x}_i \rightarrow \check{x}_i | \hat{\mathbf{x}}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)}, \mathbf{h}_{RD_i}) = Q\left(\frac{\|\mathbf{h}_{RD_i}\| \beta_i}{v_i}\right). \quad (5.14)$$

Burada  $\beta_i$  ve  $v_i$

$$\beta_i = \sqrt{\alpha_i P_R} |\hat{\Delta}_m|^2 + 2\Re \left\{ \hat{\Delta}_i \left[ \sum_{u=1}^{i-1} \sqrt{\alpha_u P_R} \hat{\Delta}_u^* + \sum_{j=i+1}^K \sqrt{\alpha_j P_R} \hat{x}_j^* \right] \right\} \quad (5.15)$$

ve

$$v_i = \sqrt{2} |\hat{\Delta}_i|. \quad (5.16)$$

şeklinde tanımlıdır.  $Pr(\hat{x}_i \rightarrow \check{x}_i | \hat{\mathbf{x}}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)})$  ifadesi (5.11)'da  $\kappa$  yerine  $\kappa_i = \frac{\|\mathbf{h}_{RD_i}\|^2 \beta_i^2}{v_i^2}$  yazılarak hesaplanabilir. Bu nedenle öncelikle  $M_{\kappa_i}(s)$  ifadesi bulunmalıdır.

Rayleigh sönümlmeli kanal için sıralanmamış  $\kappa_i$ ,  $Gamma(N_D, \bar{\kappa}_i)$  dağılımına sahiptir ve  $\bar{\kappa}_i = \frac{\beta_i^2}{v_i^2}$  şeklinde ifade edilir. Sıralanmış  $\kappa_i$  değişkenleri için pdf ifadesi aşağıdaki gibi verilmiştir [6]:

$$f_{\kappa_i}(y) = \frac{K!}{(K-i)!(i-1)!} \sum_{k=0}^{i-1} (-1)^k \binom{i-1}{k} \frac{e^{-y/\bar{\kappa}_i} (y/\bar{\kappa}_i)^{N_D-1}}{\bar{\kappa}_i (N_D-1)!} \times \left[ \sum_{m=0}^{N_D-1} \frac{1}{m!} e^{-y/\bar{\kappa}_i} (y/\bar{\kappa}_i)^m \right]^{K-i+k}. \quad (5.17)$$

(5.17)'deki PDF ifadesi kullanılarak ve art arda binom açılımları uygulanarak,  $M_{\kappa_i}(s)$  aşağıdaki gibi bulunur:

$$M_{\kappa_i}(s) = \int_0^{\infty} e^{-sy} f_{\kappa_i}(y) dy = \frac{K}{\bar{\kappa}_i^{N_D} (N_D-1)!} \sum_{k=0}^{i-1} \bigcup_{kl} (-1)^k U_{kl} V_{kl} \int_0^{\infty} e^{-\left(s + \frac{\alpha+1}{\bar{\kappa}_i}\right)x} x^{N_r + \bar{k} - 1} dx. \quad (5.18)$$

Burada  $\alpha = K - i + k$ ,  $\cup_{k'} \triangleq \sum_{k_1=0}^{\alpha} \sum_{k_2=0}^{\alpha-k_1} \dots \sum_{k_{N_D-1}=0}^{\alpha-k_1-\dots-k_{N_D-2}}$ ,  $U_{k'} = \binom{K-1}{i-1} \binom{i-1}{k}$   
 $\times \binom{\alpha}{k_1} \binom{\alpha-k_1}{k_2} \dots \binom{\alpha-k_1-\dots-k_{N_D-2}}{k_1}$ ,  $V_{k'} = b_{N_D-1}^{\alpha-k_1-\dots-k_{N_D-1}} \prod_{m=0}^{N_D-2} b_m^{k_{m+1}}$ ,  $b_m = \frac{1}{m! \bar{\kappa}_m^m}$  ve  $\bar{k} =$   
 $(N_D - 1)(\alpha - k_1) - (N_D - 2)k_2 - (N_D - 3)k_3 - \dots - k_{N_D-1}$  biçiminde tanımlıdır.

[42, Eq.3.381.4] denklemi kullanılarak,  $M_{\kappa_i}(s)$  kapalı formda

$$M_{\kappa_i}(s) = \frac{K}{\bar{\kappa}_i^{N_D} (N_D - 1)!} \sum_{k=0}^{i-1} \cup_{k'} (-1)^k U_{k'} V_{k'} \frac{\Gamma(N_D + \bar{k})}{\left(\frac{s + (\alpha + 1)}{\bar{\kappa}_i}\right)^{N_D + \bar{k}}} \quad (5.19)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $\Gamma(\cdot)$  gamma fonksiyonunu belirtmektedir.

(5.19), (5.14)'te yerine konulup [42, Eq.3.682, Eq.8.384] eşitlikleri kullanılarak,  $U_i$ 'deki koşullu PEP ifadesi aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$Pr(\hat{x}_i \rightarrow \check{x}_i | \hat{\mathbf{x}}^{(i)}, \hat{\mathbf{\Delta}}^{(i)}) = \frac{K}{\bar{\kappa}_i^{N_D} (N_D - 1)!} \sum_{k=0}^{i-1} \cup_{k'} (-1)^k U_{k'} V_{k'} Q_k \quad (5.20)$$

$$\times \frac{\Gamma(2(N_D + \bar{k}))}{\Gamma(N_D + \bar{k} + 1)} {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, N_D + \bar{k}; N_D + \bar{k} + 1; \frac{2\alpha + 2}{\bar{\kappa}_i + 2\alpha + 2}\right).$$

Burada  $Q_k = \frac{2}{\left(4 + \frac{(\alpha + 1)}{\bar{\kappa}_i}\right)^{N_D + \bar{k}}}$  olarak tanımlıdır ve  ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ , Gauss hypergeometric fonksiyonunu [42] göstermektedir.

### 5.3 Güç Tahsisi Optimizasyonu

NOMA sistemlerinde güç tahsisi, kullanıcılar için gerekli performansın sağlanmasında önemli bir etkidir. Bu alt bölümde, farklı optimizasyon hedefleri göz önünde bulundurularak iki optimizasyon problemi formüle edilmiştir.

Güç tahsisi kullanıcılar arasında adaletli performans sağlanacak şekilde ayarlanabilir. [43]'te yazarlar, tüm kullanıcıların aynı veri hızına ulaşabileceği güç tahsis katsayılarının optimizasyonu için max-min yöntemi üzerine çalışmışlardır. İlk olarak, kullanıcıların birbirine yakın BER değerine ulaşabilmesi için optimizasyon problemi formüle edilmiştir:

$$\begin{aligned} & \text{Minimize} \quad \max\{P_{e,i}\} \quad , \forall i = 1, 2, \dots, K \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^K \alpha_i = 1 \\ & \quad \quad \alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_K. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Kullanıcı adaletinin yanı sıra, birçok pratik iletişim senaryosunda, kullanıcılar farklı QoS gereksinimlerine sahiptir [44]. Formüle edilen ilk optimizasyon problemi göz

önüne alınırsa kanalı güçlü olan kullanıcının BER performansı, kullanıcı adaletini sağlamak için kanalı zayıf olan kullanıcının BER performansı ile yakın olacaktır. İkinci olarak, daha düşük güç atanacak olan kullanıcının, yani güçlü kanal durumuna sahip olan kullanıcının, diğer kullanıcıların eşik BER değerini sağladığı durumda performansı artırmak için aşağıdaki optimizasyon problemi formüle edilmiştir:

$$\begin{aligned}
& \text{Minimize } P_{e,K} \\
& \text{s.t. } \sum_{i=1}^K \alpha_i = 1 \\
& \alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_K \\
& P_{e,i} < P_{th,i} \quad , \forall i = 1, 2, \dots, K-1.
\end{aligned} \tag{5.22}$$

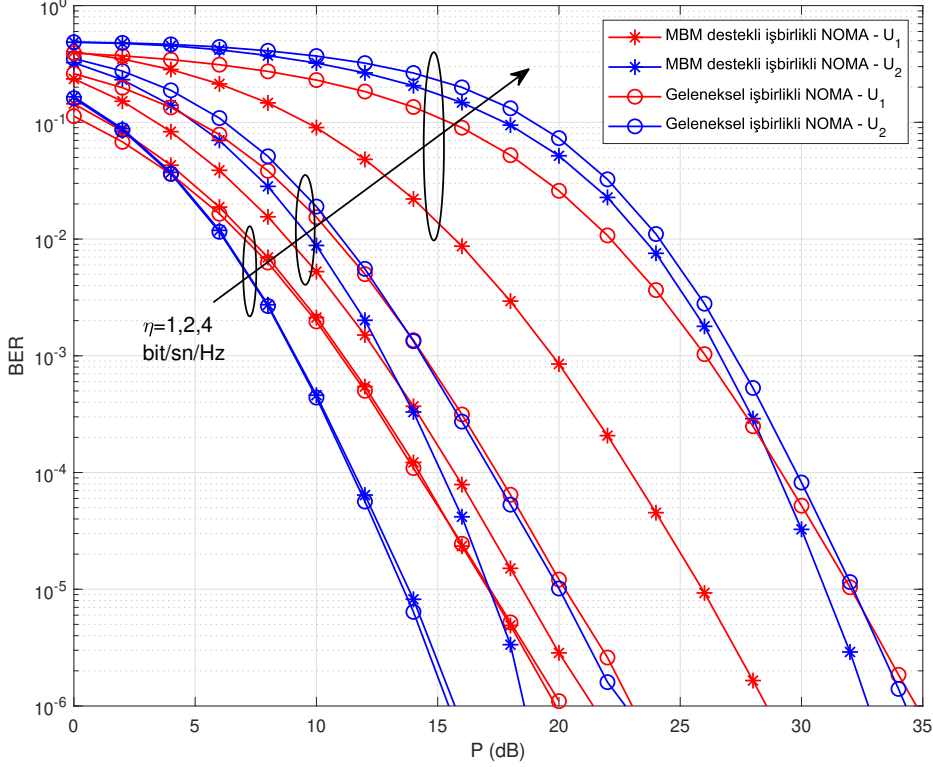
(5.21) ve (5.22)'deki denklemlerin analitik yöntemlerle çözümü zor olacağı için güç tahsis katsayıları kaba kuvvet arama (brute-force searching) yöntemi [15] gibi nümerik yöntemlerle hesaplanabilir .

#### 5.4 Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde önerilen sistemin hata performansı için analitik ve bilgisayar benzetimleri sonuçları verilmiştir. Aksi belirtilmedikçe tüm kullanıcıların bant verimlilikleri ( $\eta$ ) eşit alınmıştır; R'deki ve kullanıcılardaki anten sayıları ( $N_R = N_D = N_r$ ) ile S ve R'deki iletim gücü ( $P_R = P_S = P$ ) eşit olacak şekilde ayarlanmıştır. R'de NOMA uygulanmıştır ve  $\eta$  tam sayı olmak üzere kullanıcıların modülasyon düzeyleri  $M = 2^\eta$ 'dir.

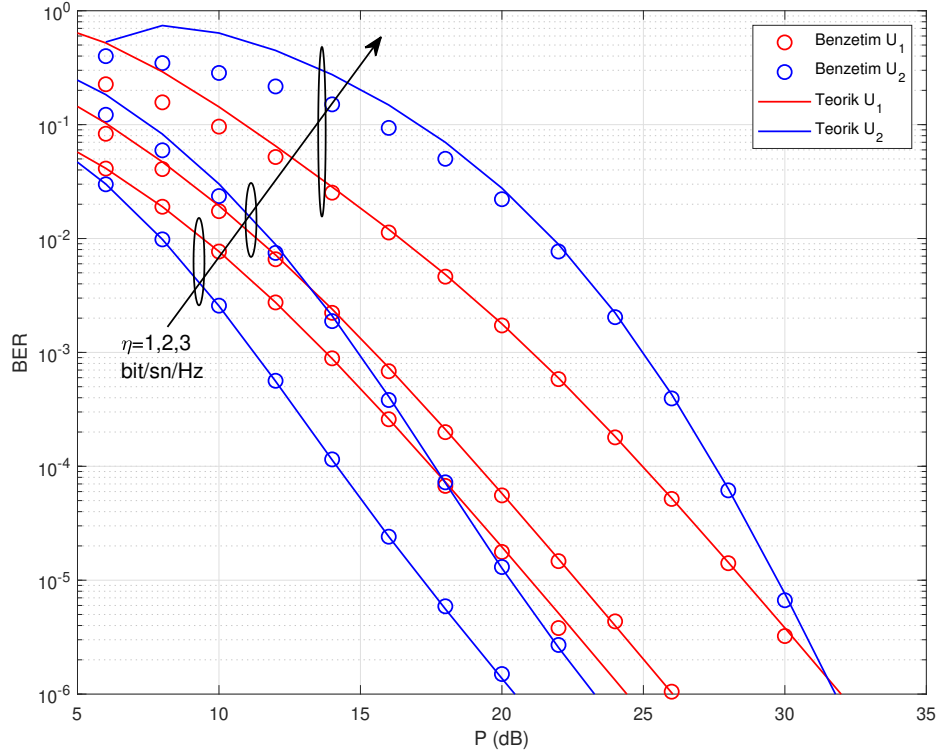
Şekil 5.2'de önerilen sistem ile geleneksel işbirlikli NOMA sistemlerinin iki kullanıcı durumunda BER performansının karşılaştırılması, farklı bant verimliliklerinde  $N_r = 4$  için verilmiştir. Önerilen sistem için S'de  $\eta = 1, 2$  ve  $4$  bit/sn/Hz için sırasıyla  $M_{rf} = 1, 2$  ve  $4$ ,  $M = 2, 4$  ve  $16$  olarak seçilmiştir ve MBM uygulanmıştır. Geleneksel işbirlikli NOMA için ise S'de aynı bant verimlilikleri için sırasıyla  $M = 4, 16$  ve  $256$  olmak üzere  $M$ -QAM modülasyonu uygulanmıştır. R'de güç tahsis katsayıları keyfi biçimde sırasıyla  $\alpha_1 = 0.8, 0.85$  ve  $0.97$ ,  $\alpha_2 = 0.2, 0.15$  ve  $0.03$  olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.2'den görülebileceği gibi  $\eta = 1$  bit/sn/Hz olduğu durumda, iki kullanıcı için de geleneksel sistemin BER performansı önerilen sisteme göre oldukça yakın olmakla beraber daha iyidir. Fakat, önerilen sistemin performansı  $\eta$  değerlerinin artmasıyla beraber iki kullanıcı için de çok daha iyi performans sağlamaktadır. Örneğin,  $10^{-4}$  BER değeri için  $\eta = 2$  bit/sn/Hz olduğu durumda önerilen sistem iki kullanıcı için de

yaklaşık olarak 2.5 dB SNR kazancı sağlamaktadır.  $\eta = 4$  bit/sn/Hz olduğu durumda ise önerilen sistem  $U_1$  ve  $U_2$  için sırasıyla 5 dB ve 1 dB SNR kazancı sağlamaktadır.



**Şekil 5.2** : Önerilen sistem ile geleneksel işbirlikli NOMA sisteminin BER performansı karşılaştırması,  $\eta = 1, 2$  ve  $4$  bit/sn/Hz ve  $N_r = 4$ .

Şekil 5.3'te,  $N_r = 4$  seçilerek  $\eta = 1, 2$  ve  $3$  bit/sn/Hz için önerilen sistemin BER performansı incelenmiştir. Belirtilen bant verimliliklerini sağlamak için S'de sırasıyla  $M_{rf} = 1, 2$  ve  $3$ ,  $M = 2, 4$  ve  $8$  olarak belirlenmiştir. R'de ise güç tahsis katsayıları sırasıyla  $\alpha_1 = 0.8, 0.85$  ve  $0.95$ ,  $\alpha_2 = 0.2, 0.15$  ve  $0.05$  olarak seçilmiştir. Şekil 5.3'te, (5.8)'deki birleşim üst sınır ifadesi kullanılarak çizdirilen teorik eğrilerin ve simülasyon sonuçlarının artan SNR ile beraber, tüm  $\eta$  değerleri için oldukça uyumlu olduğu görülmektedir.  $U_2$  için  $U_1$ 'e göre daha az güç tahsis edilmiş olsa da  $U_2$  daha güçlü kanala sahip olduğu için artan SNR ile  $U_1$ 'e göre daha iyi BER performansı sağlayacaktır.  $U_2$  için tahsis edilen güç, artan  $\eta$  değerleriyle azaldığı için  $U_2$ ,  $U_1$ 'in BER performansını daha yüksek bir SNR değerinde geçecektir. Şekilden görüldüğü gibi  $U_2$ 'nin BER performansı,  $U_1$ 'e göre  $\eta = 1, 2$  ve  $3$  için sırasıyla  $5, 13$  ve  $32$  dB'den sonra daha iyi olmaktadır.

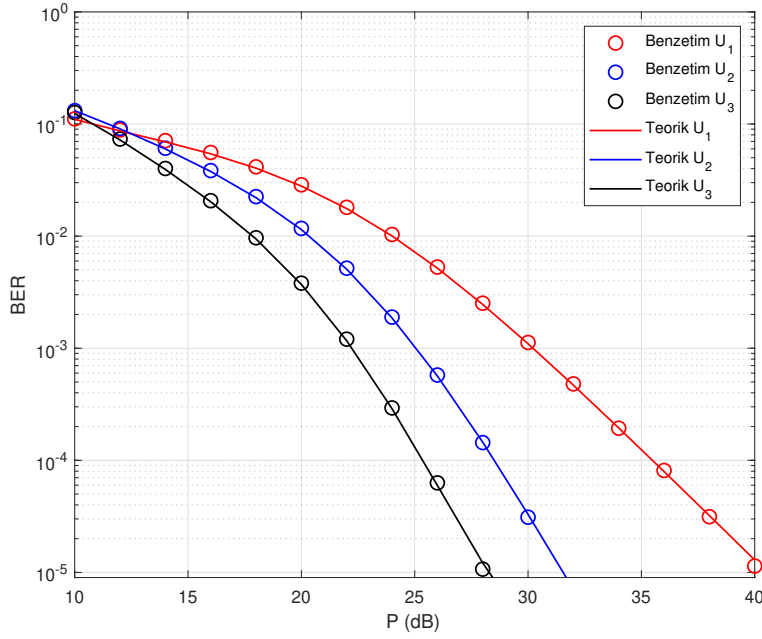


**Şekil 5.3** : Önerilen sistemin  $\eta = 1, 2, \text{ ve } 3$  bit/sn/Hz ve  $N_r = 4$  için BER performansı.

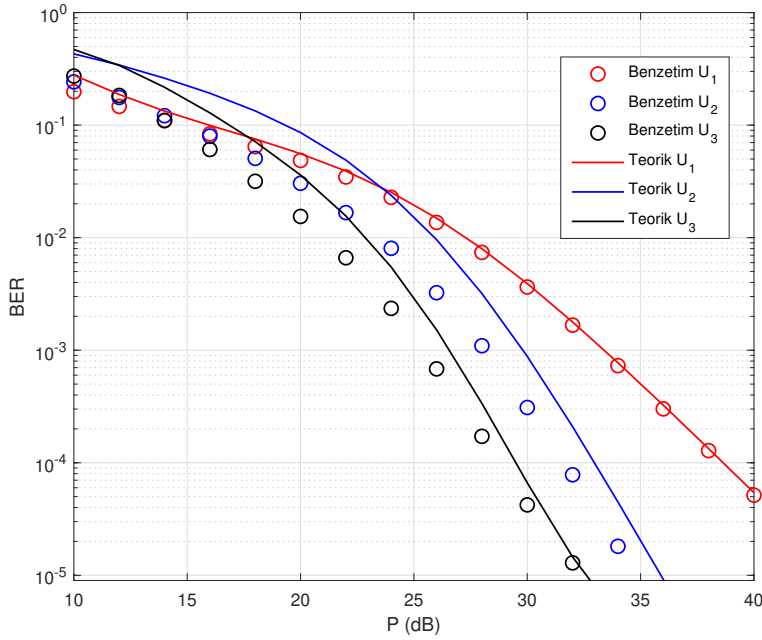
Önerilen sistemin BER performansı  $N_r = 1, 2$  ve  $4$  için  $\eta = 2$  bit/sn/Hz olduğu durumda Şekil 5.5'te verilmiştir. R'de güç tahsis katsayıları  $\alpha_1 = 0.85$  ve  $\alpha_2 = 0.15$  olarak ayarlanmıştır. Şekilden görüldüğü gibi analitik sonuçlarla benzetimler, artan SNR değerlerinde oldukça uyumludur. Ayrıca, anten sayısının artmasıyla beraber BER performansının tüm kullanıcılar için önemli ölçüde arttığı görülmektedir.

Şekil 5.4'te, BER performansı üç kullanıcılu durum için  $\eta = 1$  ve  $2$  bit/sn/Hz için  $N_r = 2$  olduğu durumda incelenmiştir. Bu bant verimliliklerine ulaşmak için S'de sırasıyla  $M_{rf} = 2$  ve  $4$ ,  $M = 2$  ve  $4$  olarak belirlenmiştir. R'de güç tahsis katsayıları  $\alpha_1 = 0.7$ ,  $\alpha_2 = 0.24$  ve  $\alpha_3 = 0.06$  olarak seçilmiştir. Şekil 5.4(a)'da görüldüğü gibi  $\eta = 1$  bit/sn/Hz için analitik sonuçlarla benzetimler oldukça yakınken Şekil 5.4(b)'den görüldüğü gibi  $\eta = 2$  bit/sn/Hz için artan SNR ile birbirine yakınlaşmaktadır.

Güç tahsis katsayıları için optimum değerler, (5.21) ve (5.22)'de oluşturulan optimizasyon problemleri için iki kullanıcılu durumda  $\eta = 2$  bit/sn/Hz ve  $N_r = 4$  için Şekil 5.6'da incelenmiştir.  $U_1$  ve  $U_2$  için birleşim üst sınır değerleri  $\alpha_2$  değerleri  $0.005$  aralıklarla artırılarak  $P = 5, 15$  ve  $25$  dB değerlerinde hesaplanmış ve Şekil



(a)



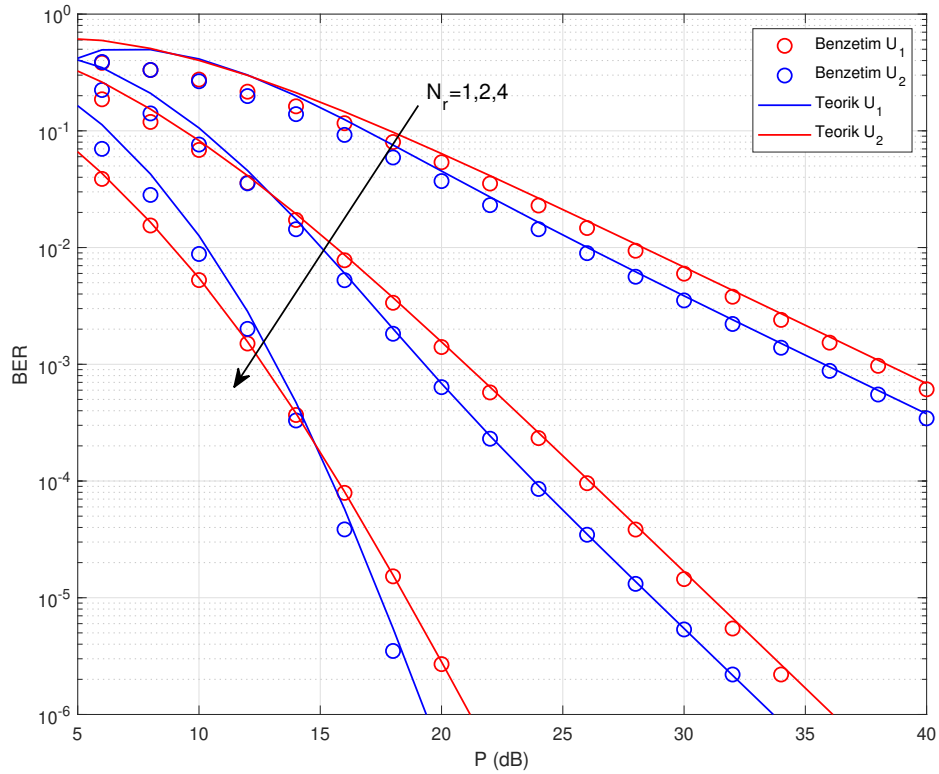
(b)

**Şekil 5.4 :** Önerilen sistemin üç kullanıcıli durum için BER performansı,  $\eta = 1$  ve 2 bit/sn/Hz,  $N_r = 2$ . (a)  $\eta = 1$  bit/sn/Hz için BER eğrileri. (b)  $\eta = 2$  bit/sn/Hz için BER eğrileri.

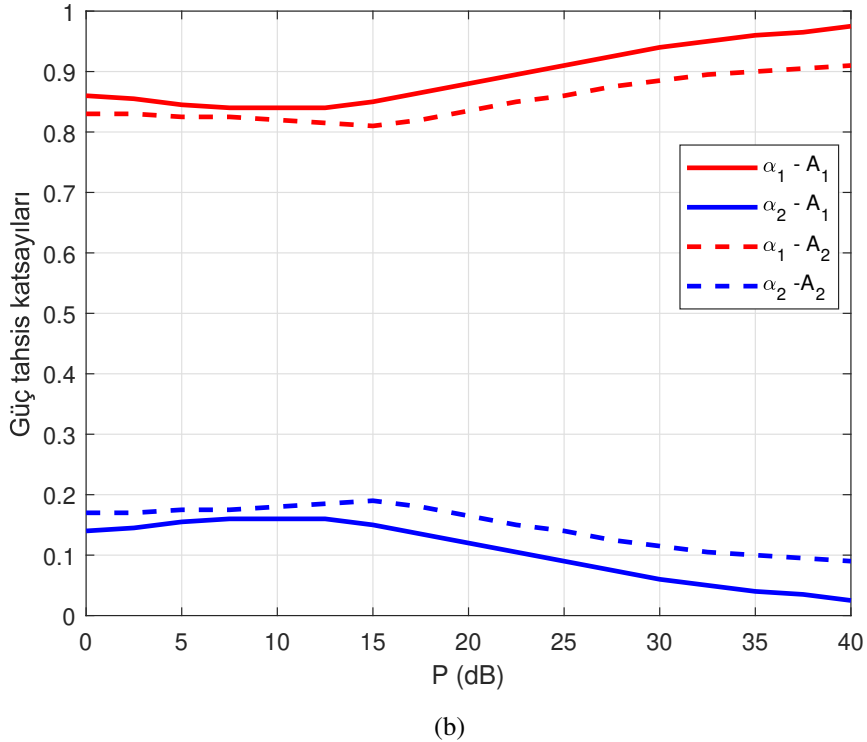
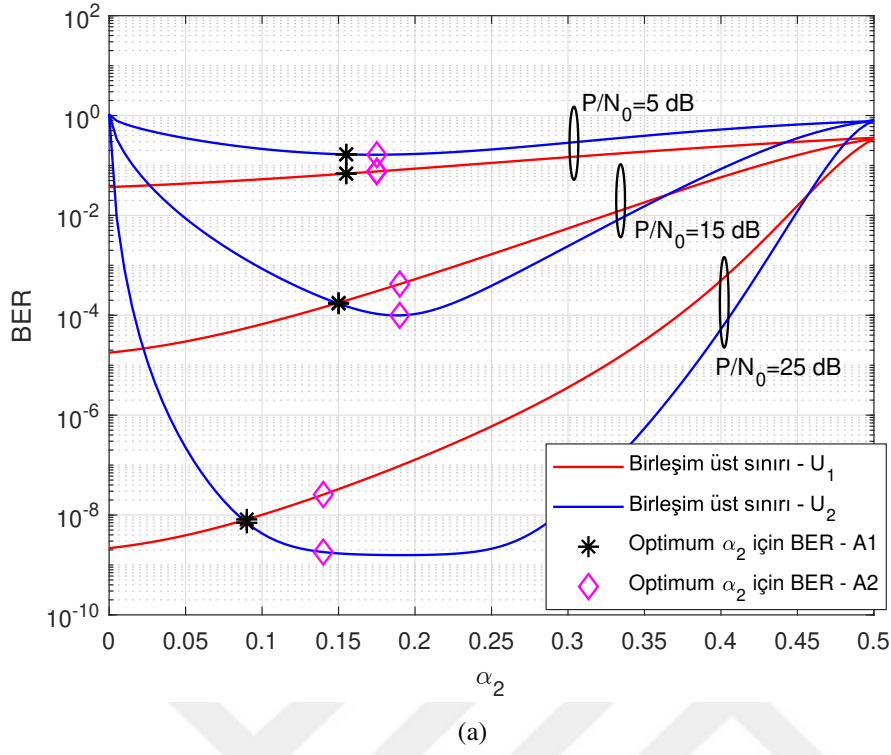
5.6(a)'da gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi  $U_2$  en iyi performansına  $\alpha_2 = 0.2$  değerinde ulaşır ve bu değerden sonra artan  $\alpha_2$  ile beraber verilen  $P$  değerleri için performansı kötüleşir. Bunun sebebi SIC sırasında  $U_1$ 'in işaretine hatalı karar verilmesi ve bu durumun hata yayılımına sebep olmasıdır.  $U_1$  en düşük BER



değerine  $\alpha_2$  sıfıra yaklaşırken ulaşmaktadır. Bu durumda  $U_2$ 'den kaynaklanacak girişim göz ardı edilebilecek seviyededir. Fakat bu durumda  $U_2$  oldukça düşük performans sergileyecek ve kullanıcı adaleti sağlanamayacaktır. Optimum güç tahsis katsayıları hesaplanan birleşim üst sınırları kullanılarak kullanıcılar arasında eşitliği hedefleyen birinci ( $A_1$ ) ve kullanıcıların QoS'lerini göz önünde bulunduran ikinci ( $A_2$ ) optimizasyon problemleri için kaba kuvvet arama yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır. Şekil 5.6(a)'dan, birinci problem için optimum değerlerin kullanıcıların birleşim üst sınırlarının birbirine en yakın olduğu  $\alpha_2$  değerlerinde belirlendiği görülmektedir.  $A_1$  için optimum değerler  $P = 5, 10, 20$  dB için sırasıyla  $\alpha_2 = 0.155, 0.15, 0.09$  olmaktadır.  $A_2$  için  $U_1$ 'in eşik değeri,  $A_1$ 'de ulaşılan adil BER değerleri ( $P_{e,f}$ ) kullanılarak  $P_{th,1} = P_{e,f} \times 10^{0.5}$  olarak seçilmiştir. Şekil 5.6(a)'dan görüldüğü gibi,  $A_2$  için optimum katsayılar  $P = 5, 10, 20$  dB için sırasıyla  $\alpha_2 = 0.175, 0.19, 0.14$  olmaktadır. Ayrıca, farklı  $P$  değerlerinde  $A_1$  ve  $A_2$  için optimum katsayılar Şekil 5.6(b)'de verilmiştir. Şekilden,  $P$  değerlerinin artmasıyla beraber  $U_1$  için optimum katsayıların hem  $A_1$  hem de  $A_2$  için arttığı görülmektedir.



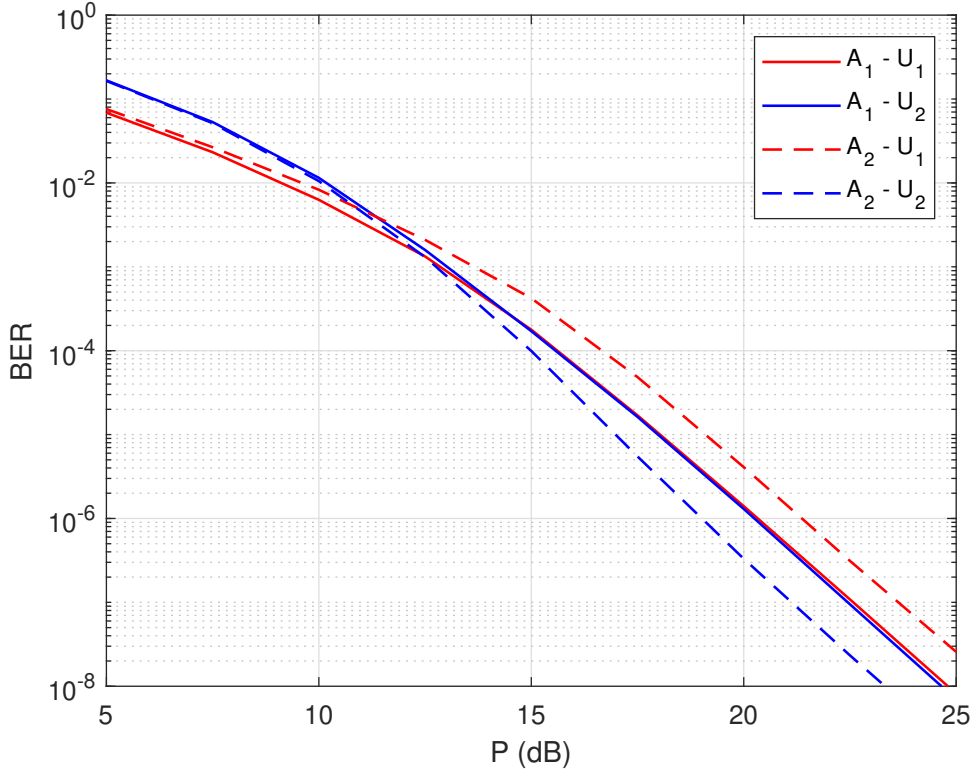
Şekil 5.5 : Önerilen sistemin  $N_r = 1, 2,$  ve  $4, \eta = 2$  bit/sn/Hz için BER performansı.



**Şekil 5.6** : İki kullanıcılı durum için güç tahsis optimizasyonu  $\eta = 2$  bit/sn/Hz ve  $N_r = 4$  . (a)  $U_1$  ve  $U_2$  için  $\alpha_2$  üzerinden  $P = 5, 15, 20$  dB'de BER eğrileri. (b)  $P$  üzerinden  $A_1$  ve  $A_2$ 'ye göre optimum güç tahsis katsayıları.

Şekil 5.7'de, önerilen sistemin BER performansı farklı  $P$  değerleri için hesaplanan optimum güç tahsis katsayıları kullanılarak incelenmiştir. Şekil 5.7'de görüldüğü

gibi katsayılar  $A_1$ 'e göre seçildiğinde  $P = 14$  dB'den sonra kullanıcıların aynı BER performansını sağlamaktadır. Katsayılar  $A_2$ 'ye göre seçildiğinde ise  $U_1$  için eşik değer sağlanırken  $U_2$ , ilk duruma göre daha iyi BER performansı ve bu durumda yüksek SNR'da kabaca 1 dB SNR kazancı sağlamaktadır.



**Şekil 5.7 :**  $P$  değerleri için  $A_1$  ve  $A_2$ 'ye göre belirlenmiş optimum güç tahsis katsayıları ile BER performansı.



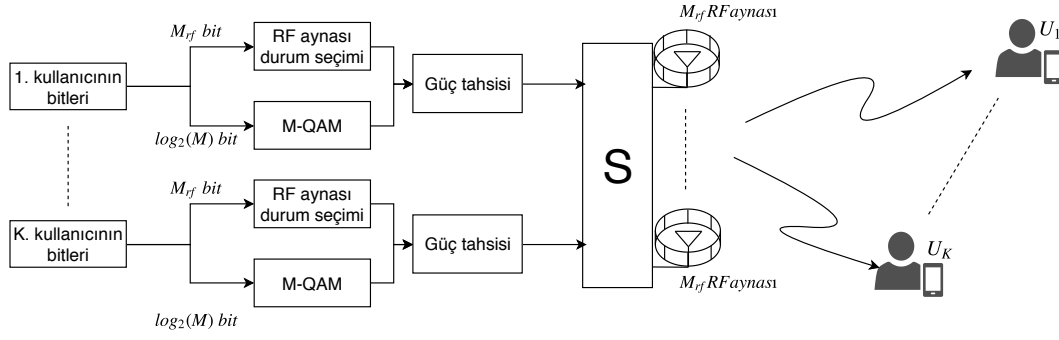
## 6. BİRLEŞİK MBM-NOMA

Bu çalışmada aşağı yönlü iletişim için NOMA ve MBM'nin birleşik olarak kullanılmasına dayanan bir yöntem önerilmiştir. Bu yolla yüksek bant verimlilikleri az sayıda anten kullanılarak elde edilebilecektir. Ayrıca, bilgi bitlerinin sadece klasik modülasyon ile değil etkin kanal durumlarının indisleri ile de iletilmesiyle kullanıcılar arası girişim azaltılarak yüksek bant verimliliğinde daha iyi hata performansı sağlanması amaçlanmaktadır. Önerilen sistemin ortalama bit hata olasılığı analizi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca önerilen teknik işbirlikli NOMA sisteminde hem kaynakta hem de rölede kullanılacak şekilde uygulanmıştır.

### 6.1 MBM Tabanlı NOMA

#### 6.1.1 Sistem modeli

Çalışmanın bu kısmında ele alınan aşağı yönlü NOMA şeması için bir kaynak ve  $U_1, U_2, \dots, U_K$  ile gösterilen  $K$  kullanıcıdan oluşan sistem modeli Şekil 6.1'de verilmektedir. Kaynakta (S),  $K$  tane verici anten bulunmaktadır ve her anten  $M_{rf}$  adet RF aynasıyla donatılmıştır. Bu durumda ideal olarak antenlerde  $N = 2^{M_{rf}}$  farklı kanal gerçekleştirilmesi elde edilebilir. Her kullanıcıda  $N_r$  alıcı anten bulunmaktadır. Bu yapıda her verici anten bir kullanıcıya ayrılmıştır. Kullanıcıların ilk  $M_{rf}$  bitlerine göre antenlerdeki RF aynalarının açık ve kapalı durumları ayarlanarak etkin kanal durum indisleri belirlenir. Bilgi bitlerinin  $\log_2(M)$  tanesi de  $M$ -QAM simgesine eşlenerek tahsis edilen güç katsayısıyla ölçeklendirilip belirlenen kanaldan iletilir. Bu durumda her bir kullanıcı için bant verimliliği  $\eta = M_{rf} + \log_2(M)$  bit/sn/Hz olacaktır.  $U_1$ 'in en zayıf,  $U_K$ 'nin en güçlü kanala sahip olacak şekilde sıralandığı varsayılarak kullanıcılara tahsis edilen güç katsayıları arasında,  $\sum_{k=1}^K \alpha_k = 1$  olmak üzere  $\alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_K$  ilişkisi vardır.



Şekil 6.1 : MBM tabanlı NOMA sistem modeli.

İncelenen sistemde kullanıcılarda alınan toplam işaret

$$\mathbf{y}_i = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_S \alpha_k} \mathbf{h}_{k,l_k}^i x_{q_k} + \mathbf{n}_i \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (6.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\mathbf{h}_{i,l_k}^i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ,  $l = 1, 2, \dots, N$  olmak üzere  $k$ .verici anten ile  $i$ . kullanıcı arasındaki  $k$ . kullanıcının bilgi bitlerine göre seçilen etkin  $l$ . kanal katsayısı vektörleri olup elemanları bağımsız ve aynı parametrelili  $\mathcal{CN}(0, \Omega_i)$  dağılımlıdır. Dolayısıyla kanal katsayılarının zarfı Rayleigh dağılımlıdır. Burada ortalama kanal gücü,  $d_i$ , S ile  $U_i$  arasındaki mesafe ve  $\nu$  yol kaybı üsteli olmak üzere  $\Omega_i \propto d_i^{-\nu}$  olacak şekilde modellenmiştir.  $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ,  $\mathcal{CN}(0, 1)$  dağılımına sahip toplamsal Gauss gürültüsü vektörüdür.  $P_S$  toplam verici gücünü göstermektedir.  $x_{q_k}$  ise  $k$ . kullanıcının bilgi bitlerine göre eşlenen M-QAM simgesidir.

Çözme işlemi sırasında birinci kullanıcının bilgisine, diğer  $K - 1$  kullanıcının işareti gürültü gibi varsayılarak, ML tekniği ile aşağıdaki gibi karar verilir:

$$[\hat{l}_1, x_{\hat{q}_1}] = \arg \min_{l_1, q_1} \left\| \mathbf{y}_1 - \mathbf{h}_{1,l_1}^1 \sqrt{P_S \alpha_1} x_{q_1} \right\|^2. \quad (6.2)$$

$U_i$ ,  $i > 1$ , için öncelikle  $U_1, \dots, U_{i-1}$  kullanıcıların bilgileri SIC yöntemi ile sırasıyla çözülür ve ardışık olarak  $\mathbf{y}'_i$ 'den çıkarılır. Bu işlem sonucunda oluşan  $\mathbf{y}'_i$  işareti aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{y}'_i = \sqrt{P_S \alpha_i} \mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} + \sum_{j=1}^{i-1} \sqrt{P_S \alpha_j} \hat{\Delta}_j + \sum_{u=i+1}^K \sqrt{P_S \alpha_u} \mathbf{h}_{u,l_u}^i x_{q_u} + \mathbf{n}_i \quad i = 2, \dots, K. \quad (6.3)$$

Burada  $\hat{\Delta}_j = \mathbf{h}_{j,l_j}^i x_{q_j} - \mathbf{h}_{j,\hat{l}_j}^i x_{\hat{q}_j}$  olarak tanımlıdır.  $\mathbf{y}'_i$  kullanılarak  $U_i$ 'nin bilgisine

$$[\hat{l}_i, x_{\hat{q}_i}] = \arg \min_{l_i, q_i} \left\| \mathbf{y}'_i - \mathbf{h}_{i,l_i}^i \sqrt{P_S \alpha_i} x_{q_i} \right\|^2 \quad (6.4)$$

şeklinde karar verilir.

### 6.1.2 Ortalama bit hata olasılığı analizi

Bu bölümde MBM tabanlı NOMA sisteminde kullanıcılar için bit hata olasılığı (bit error rate, BER) ifadesi PEP yaklaşımı kullanılarak bulunacaktır. Birleşim üst sınırı yaklaşımı kullanılarak  $U_i$  için BER ifadesi

$$P_{e,i} \leq \frac{1}{\prod_{k=1}^K 2\eta} \sum_{x_{lq_i}} \sum_{x_{\hat{l}\hat{q}_i}} \sum_{\mathbf{x}_{lq}^{(i)}} Pr \left( x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}_i} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)} \right) \times \prod_{j=1}^{i-1} Pr \left( x_{lq_j} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}_j} | \mathbf{x}_{lq}^{(j)}, \hat{\Delta}^{(j)} \right) \frac{e^{(x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}_i})}}{\eta}. \quad (6.5)$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada  $x_{lq_i}$ ,  $i$ . kullanıcı için  $l$ . etkin kanaldan  $x_q$  simgesinin iletildiği durumu temsil etmektedir.  $Pr \left( x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}_i} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)} \right)$  ve  $e^{(x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}_i})}$  sırasıyla diğer kullanıcıların işaretleri ve SIC ile karar verilen işaretler koşulu altında  $x_{lq_i}$  iletildiğinde yanlışlıkla  $x_{\hat{l}\hat{q}_i}$  olarak karar verilmesinin çiftsel hata olasılığını ve bu durumda oluşacak bit hata sayısını göstermektedir. Ayrıca,  $\mathbf{x}_{lq}^{(i)} = [\mathbf{h}_{i+1,l_{i+1}}^i x_{q_{i+1}}, \mathbf{h}_{i+2,l_{i+2}}^i x_{q_{i+2}}, \dots, \mathbf{h}_{K,l_K}^i x_{q_K}]$  ve  $\hat{\Delta}^{(i)} = [\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \dots, \hat{\Delta}_{i-1}]$  olarak tanımlıdır.

#### 6.1.2.1 Ortalama PEP hesabı

$U_i$  için koşullu PEP (conditional PEP, CPEP) ifadesi (6.4)'ten yararlanarak

$$\begin{aligned} Pr(x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}_i} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)}, \mathbf{h}) &= Pr \left\{ \left| \mathbf{y}_i - \sqrt{P_S \alpha_i} \mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} \right|^2 \right. \\ &\geq \left| \mathbf{y}_i - \sqrt{P_S \alpha_i} \mathbf{h}_{i,\hat{l}_i}^i x_{\hat{q}_i} \right|^2 \left. \middle| \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)}, \mathbf{h} \right\} \\ &= Pr \left\{ P_S \alpha_i \left| \mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} - \mathbf{h}_{i,\hat{l}_i}^i x_{\hat{q}_i} \right|^2 \right. \\ &\quad \left. - 2\Re \{ \mathbf{y}_i^H (\mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} - \mathbf{h}_{i,\hat{l}_i}^i x_{\hat{q}_i}) \} \geq 0 \middle| \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)}, \mathbf{h} \right\} \\ &= Pr(\xi \geq 0 | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)}, \mathbf{h}) \end{aligned} \quad (6.6)$$

şeklinde ifade edilebilir.  $\xi$ 'ye ait beklenen değer ve varyans ifadeleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} E[\xi] &= -P_S \alpha_i \left| \mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} - \mathbf{h}_{i,\hat{l}_i}^i x_{\hat{q}_i} \right|^2 \\ Var[\xi] &= 2P_S \alpha_i \left| \mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} - \mathbf{h}_{i,\hat{l}_i}^i x_{\hat{q}_i} \right|^2 \left( \sum_{j=1}^{i-1} P_S \alpha_j \hat{\Delta}_j + \sum_{u=i+1}^K P_S \alpha_u \|\mathbf{h}_{u,l_u}^i\|^2 |x_{q_u}|^2 + 1 \right). \end{aligned} \quad (6.7)$$

(6.7)'deki sonuçlar eşliğinde, (6.6)'daki CPEP ifadesi,  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$  fonksiyonu kullanılarak

$$\begin{aligned} Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\mathbf{\Delta}}^{(i)}, \mathbf{h}) &= Q \left( \sqrt{\frac{P_S \alpha_i \left\| \mathbf{h}_{i,l_i}^i x_{q_i} - \mathbf{h}_{i,\hat{l}_i}^i x_{\hat{q}_i} \right\|^2}{2 \left( \sum_{j=1}^{i-1} P_S \alpha_j \bar{\Delta}_j + \sum_{u=i+1}^K P_S \alpha_u \left\| \mathbf{h}_{u,l_u}^i \right\|^2 |x_{q_u}|^2 + 1 \right)}} \right) \\ &= Q(\sqrt{\bar{\gamma}}) \end{aligned} \quad (6.8)$$

biçiminde yazılabilir. Burada  $\bar{\gamma}$ ,  $Gamma(N_r, \bar{\gamma})$  dağılımına sahiptir [18] ve  $\bar{\gamma}$  aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\bar{\gamma} = \begin{cases} \frac{P_S \Omega_i \alpha_i |x_{q_i} - x_{\hat{q}_i}|^2 / 2}{\sum_{j=1}^{i-1} P_S \Omega_i \alpha_j \bar{\Delta}_j + \sum_{u=i+1}^K P_S \Omega_i \alpha_u |x_{q_u}|^2 + 1} & l_i = \hat{l}_i \\ \frac{P_S \Omega_i \alpha_i |x_{q_i}|^2 + |x_{\hat{q}_i}|^2 / 2}{\sum_{j=1}^{i-1} P_S \Omega_i \alpha_j \bar{\Delta}_j + \sum_{u=i+1}^K P_S \Omega_i \alpha_u |x_{q_u}|^2 + 1} & l_i \neq \hat{l}_i. \end{cases} \quad (6.9)$$

Burada  $\bar{\Delta}_j$  aşağıdaki gibi tanımlıdır:

$$\bar{\Delta}_j = \begin{cases} |x_{q_j} - x_{\hat{q}_j}|^2 & l_j = \hat{l}_j \\ |x_{q_j}|^2 + |x_{\hat{q}_j}|^2 & l_j \neq \hat{l}_j. \end{cases} \quad (6.10)$$

Ayrıca, bilindiği üzere PEP, MGF yardımıyla 5.11'de olduğu gibi

$$Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}} | x_p) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_\gamma \left( \frac{1}{2 \sin^2(\theta)} \right) d\theta \quad (6.11)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $M_\gamma(s)$ ,  $\gamma$ 'nın MGF ifadesidir ve Rayleigh kanal için  $M_\gamma(s) = (1 + s\bar{\gamma})^{-N_r}$  biçiminde tanımlıdır [41]. (6.11)'deki integral [41, 5A.4a] kullanılarak kapalı formda aşağıdaki biçimde ifade edilir:

$$Pr(x_{lq} \rightarrow x_{\hat{l}\hat{q}} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\mathbf{\Delta}}^{(i)}) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \mu \sum_{j=0}^{N_r-1} \binom{2j}{j} \left( \frac{1-\mu^2}{4} \right)^j \right]. \quad (6.12)$$

Burada  $\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}/2}{1+\bar{\gamma}/2}}$  olarak tanımlıdır.

### 6.1.3 Güç tahsisi optimizasyonu

Tüm iletim güçlerinde sabit güç tahsis katsayıları ile iletim yapılması durumunda iletim gücü artıldığında, (6.8)'deki ifadede işaret girişim gürültü oranı (signal-to-interference-noise ratio, SINR) sınırlanacaktır. Bu durum hata katı



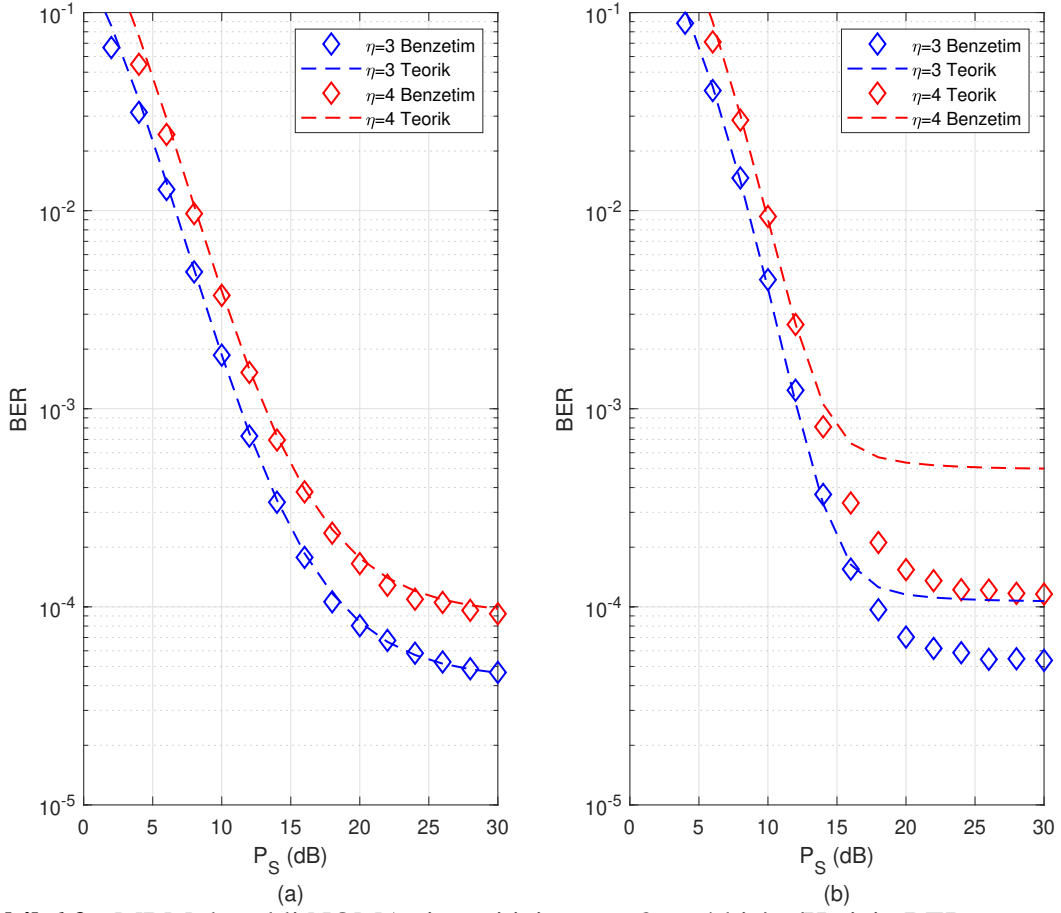
problemine yol açar. Eğer iletim gücünün değişmesine bağlı olarak katsayılar değiştirilirse hata katı problemi ortadan kalkacaktır. Bunun için kullanıcıların BER değerleri arasında eşitliği sağlamak amacıyla [30]'da önerilen optimizasyon yöntemi kullanılacaktır. Bu yönteme göre kullanıcıların kusursuz SIC yaptığı varsayımı altında kullanıcılardaki SNR ifadeleri eşitlenerek katsayılar bulunacaktır. Örneğin,  $K = 2$  için  $\frac{P_S \alpha_1}{P_S \alpha_2 + 1} = P_S \alpha_2$  ve  $K = 3$  için  $\frac{P_S \alpha_1}{P_S \alpha_2 + P_S \alpha_3 + 1} = \frac{P_S \alpha_2}{P_S \alpha_3 + 1} = P_S \alpha_3$  ifadelerinin çözümünü veren katsayılar kullanılacaktır.

#### 6.1.4 Nümerik sonuçlar

Bu bölümde MBM tabanlı NOMA sisteminin hata performansının analitik sonuçları ve bilgisayar benzetimleri farklı bant verimliliklerinde  $K = 2$  ve  $K = 3$  için verilmiştir. Ayrıca aynı bant verimliliğinde geleneksel NOMA sistemi ile karşılaştırılmıştır. Yol kaybı üsteli  $\nu = 3$  olarak seçilmiştir. S ile kullanıcılar arasındaki uzaklıklar  $d_1 = 1.4$ ,  $d_2 = 1$  ve  $d_3 = 0.7$  olarak ayarlanmıştır. Tüm kullanıcıların bant verimlilikleri aynı alınmıştır.  $\eta = 2, 3, 4$  bit/sn/Hz için MBM destekli NOMA'da bant verimliliği sırasına göre  $M_{rf} = 1, 2, 3$  ve  $M = 2$  olarak seçilmiştir. Geleneksel NOMA sisteminde ise iki kullanıcının işareti de bant verimliliği sırasına göre 4-QAM, 8-QAM ve 16-QAM simgelerine eşlenmektedir. İşaret gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR),  $P_S$ 'e eşit olarak tanımlanmıştır.

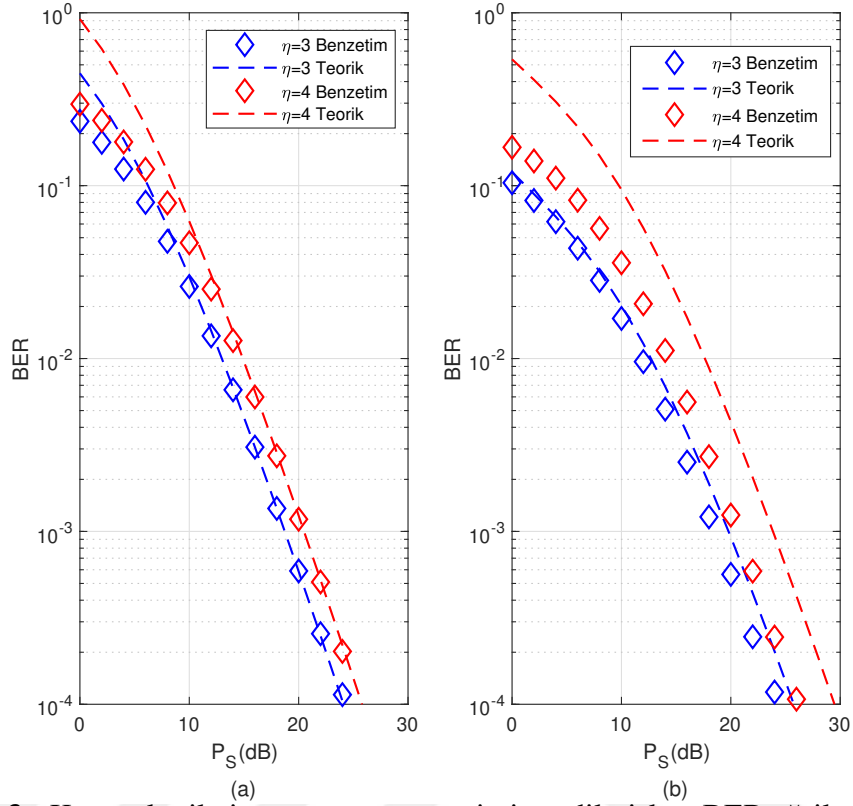
Şekil 6.2'de MBM destekli NOMA sistemi için  $K = 2$ ,  $N_r = 4$ ,  $\alpha_1 = 0.95$  ve  $\alpha_2 = 0.05$  seçilerek  $\eta = 3$  ve 4 bit/sn/Hz için hata performansı incelenmiştir. Şekil 6.2'den görüldüğü üzere benzetimler ile teorik sonuçlar uyumludur. Kabaca SNR 15 dB olduğunda, her iki kullanıcının BER performansının hata katına ulaştığı ve SNR'daki artışın BER performansını iyileştirmediği anlaşılmaktadır. Bu durum, yüksek SNR değerlerinde gürültünün etkisinin azalması ve kullanıcılara SNR değerinden bağımsız sabit güç katsayıları tahsis edilmesiyle işaret girişim gürültü oranının (SINR) bu SNR değerlerinde sabitlenmesinden kaynaklanmaktadır. Bu durumda BER performansı gürültüden ziyade girişim sınırlı hale gelmektedir.

Hata katını gidermek için farklı SNR değerlerinde farklı güç katsayıları tahsis edilmelidir. Güç tahsis katsayıları Bölüm (6.1.3)'teki gibi seçildiği durumda  $K = 2$  için Şekil 6.3,  $K = 3$  için Şekil 6.4'te görüldüğü gibi hata katı probleminin giderildiği görülmektedir.

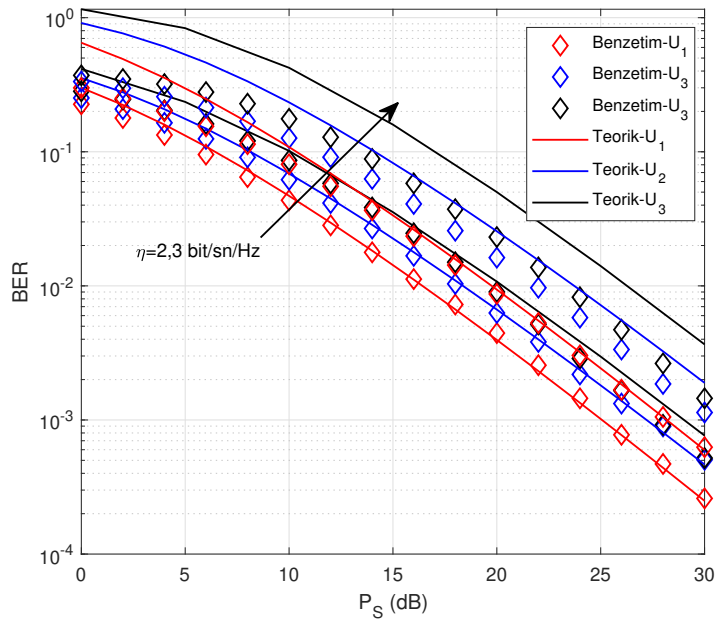


**Şekil 6.2 :** MBM destekli NOMA sistemi için.  $\eta = 3$  ve 4 bit/sn/Hz için BER eğrileri: (a)  $U_1$  için (b)  $U_2$  için.

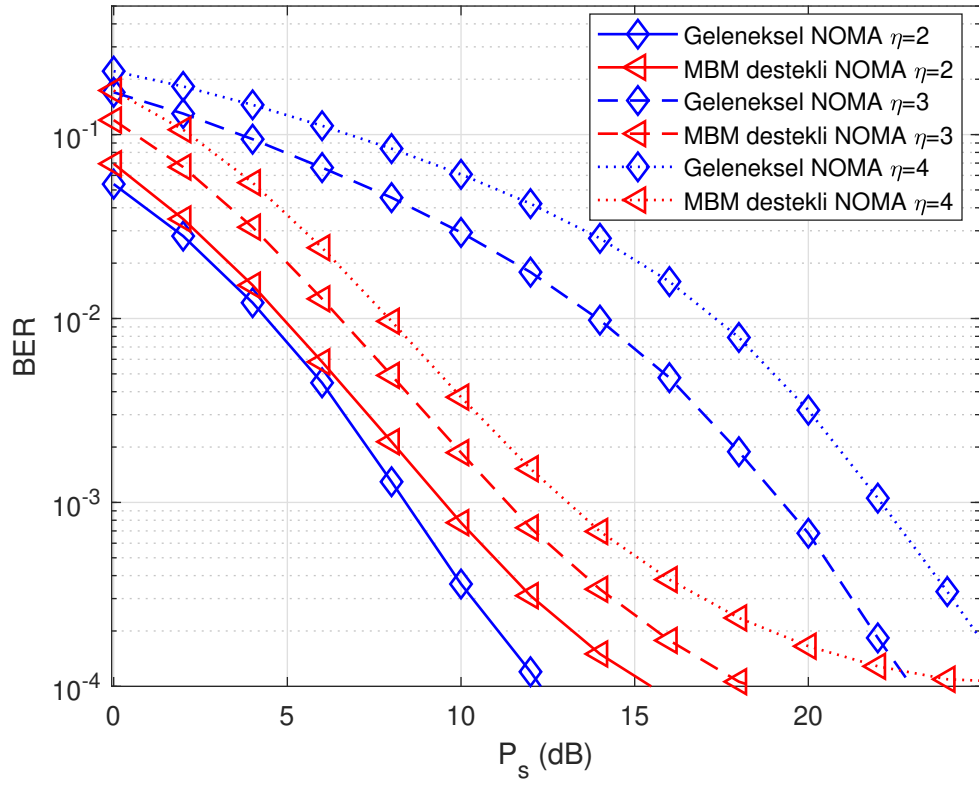
Şekil 6.5'te ise önerilen MBM destekli NOMA ile geleneksel NOMA sistemi karşılaştırılmıştır. Her iki kullanıcı da  $N_r = 4$  alıcı antene sahiptir. Güç katsayıları  $\alpha_1 = 0.95$  ve  $\alpha_2 = 0.05$  olarak belirlenmiştir. Şekil 6.5(a) ve Şekil 6.5(b)'de sırasıyla birinci ve ikinci kullanıcı için karşılaştırmalar verilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere  $\eta = 2$  bit/sn/Hz iken geleneksel NOMA, MBM destekli NOMA'ya göre iki kullanıcı için de daha iyi performans sağlamaktadır. Bununla beraber, bant verimliliğinin artmasıyla MBM destekli NOMA, geleneksel NOMA'ya göre daha iyi performans sergilemektedir. Örneğin, önerilen sistem  $10^{-3}$  hata oranında  $\eta = 3$  bit/sn/Hz iken birinci kullanıcı için yaklaşık 7 dB ve ikinci kullanıcı için yaklaşık 2 dB SNR kazancı sağlamaktadır.



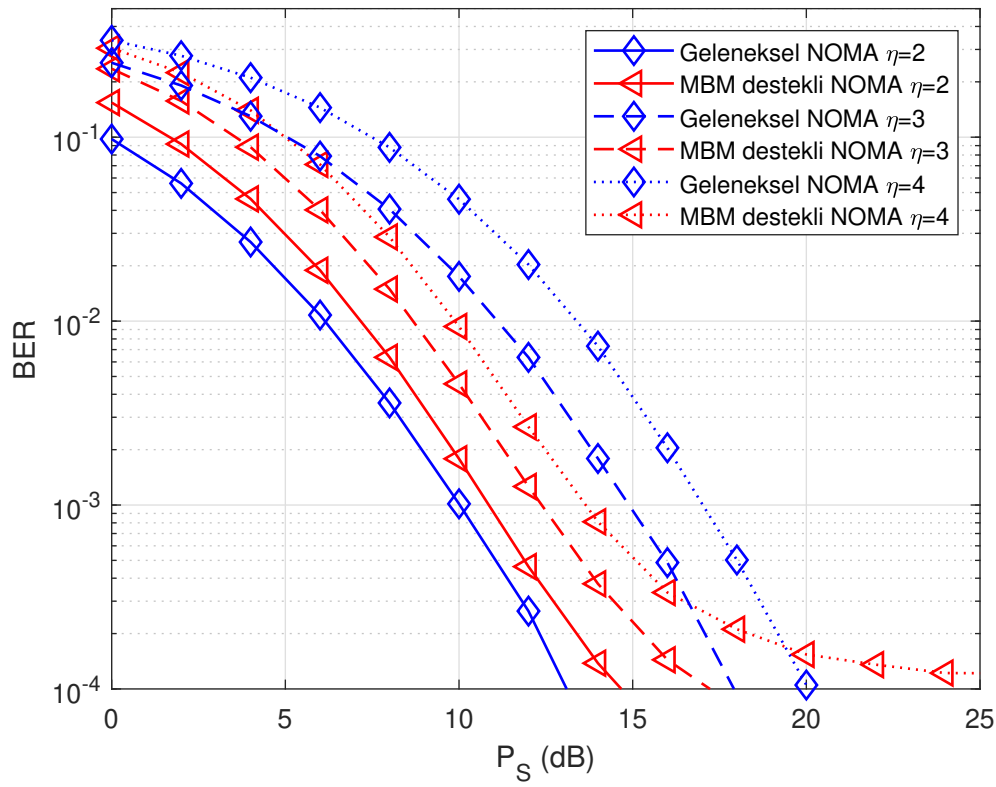
Şekil 6.3 : Katsayılar iletim gücüne göre optimize edilmişken BER eğrileri  $\eta = 3, 4$  bit/sn/Hz,  $N_r = 4$ : (a)  $U_1$  için. (b)  $U_2$  için.



Şekil 6.4 : Katsayılar iletim gücüne göre optimize edilmişken üç kullanıcıli durum için BER eğrileri,  $\eta = 2, 3$  bit/sn/Hz,  $N_r = 4$ .



(a)



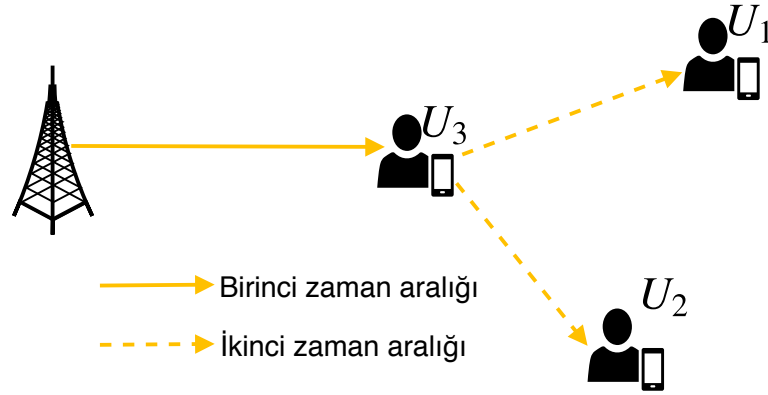
(b)

**Şekil 6.5** : Geleneksel NOMA ile MBM destekli NOMA'nın BER eğrileri: (a)  $U_1$  için. (b)  $U_2$  için.

## 6.2 İşbirlikli MBM Tabanlı NOMA

### 6.2.1 Sistem modeli

Şekil 6.6'da bir kaynak (S) ve  $U_1$ ,  $U_2$  ve  $U_3$  ile gösterilen üç kullanıcıdan oluşan kullanıcı işbirlikli NOMA için sistem modeli verilmiştir. Kullanıcıların kaynak ile uzaklıkları arasında  $d_1 > d_2 > d_3$  ilişkisi vardır. Şekil 6.6'da verilen sistem modelinde S'nin  $U_3$  ile doğrudan iletim yapabildiği,  $U_1$  ve  $U_2$  ile yol kaybından dolayı doğrudan bağlantı kuramadığı varsayılmaktadır.  $U_1$  ve  $U_2$  ile iletişim  $U_3$ 'ün DF röle olarak kullanılmasıyla kullanıcı işbirlikli olarak sağlanmaktadır. Kullanıcılarda  $N_r$  alıcı anten bulunmaktadır. S ve  $U_3$ 'te iletim sırasında MBM tabanlı NOMA kullanılacaktır. Bu durumda S'te ve  $U_3$ 'te sırasıyla  $M_{rf}$  adet RF aynasıyla donatılmış üç ve iki verici anten bulunmaktadır. Ayrıca tüm kullanıcılarda kusursuz kanal durumu bilgisi olduğu varsayımı yapılmıştır. İletim iki zaman aralığında gerçekleşecektir.



Şekil 6.6 : İşbirlikli MBM tabanlı NOMA için sistem modeli

İlk zaman aralığında S, MBM tabanlı NOMA tekniğini kullanarak işaretini  $U_3$ 'e iletir.  $U_3$ 'te alınan işaret

$$\mathbf{y}_3 = \sqrt{P_S \alpha_1} \mathbf{h}_{1,l_1} x_{q_1} + \sqrt{P_S \alpha_2} \mathbf{h}_{2,l_2} x_{q_2} + \sqrt{P_S \alpha_3} \mathbf{h}_{3,l_3} x_{q_3} + \mathbf{n}_3 \quad (6.13)$$

şeklindedir. Burada  $\mathbf{h}_{k,l_k} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ,  $l = 1, 2, \dots, N$  olmak üzere S'deki  $k$ . verici anten ile 3. kullanıcı arasındaki  $k$ . kullanıcının bilgi bitlerine göre seçilen etkin  $l$ . kanal katsayısı vektörü olup elemanları bağımsız ve aynı parametrelili  $\mathcal{CN}(0, \Omega_3)$  dağılımlıdır.  $\mathbf{n}_3 \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ,  $\mathcal{CN}(0, 1)$  dağılımına sahip toplamsal Gauss gürültüsü vektörüdür.  $P_S$ , S'deki

verici gücünü göstermektedir.  $x_{qk}$  ise  $k$ . kullanıcının bilgi bitlerine göre eşlenen  $M$ -QAM simgesidir. Ayrıca, güç tahsis katsayıları arasında  $S$  ile kullanıcılar arasındaki uzaklıklara bağlı olarak  $\alpha_1 > \alpha_2 > \alpha_3$  ilişkisi vardır.

Çözme işlemi sırasında  $U_3$ , SIC ile  $U_1$  ve  $U_2$ 'nin işaretlerine karar verip  $\mathbf{y}_3$  işaretinden ardışık olarak çıkaracaktır. Bu durumda elde edilen işaret aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{y}'_3 = \sqrt{P_S \alpha_3} \mathbf{h}_{3,l_3} x_{q_3} + \sqrt{P_S \alpha_1} (\mathbf{h}_{1,l_1} x_{q_1} - \mathbf{h}_{1,\hat{l}_1} x_{\hat{q}_1}) + \sqrt{P_S \alpha_2} (\mathbf{h}_{2,l_2} x_{q_2} - \mathbf{h}_{2,\hat{l}_2} x_{\hat{q}_2}) + \mathbf{n}_3. \quad (6.14)$$

$U_3$ 'ün bilgisine  $\mathbf{y}'_3$  kullanılarak ML tekniği ile

$$[\hat{l}_3, x_{\hat{q}_3}] = \arg \min_{l_3, q_3} \left\| \mathbf{y}'_3 - \mathbf{h}_{3,l_3} \sqrt{P_S \alpha_3} x_{q_3} \right\|^2 \quad (6.15)$$

şeklinde karar verilir.

İkinci zaman aralığında  $U_3$ , DF röle görevi görür. SIC ile çözdüğü  $U_1$ 'in ve  $U_2$ 'nin işaretlerini yine MBM tabanlı NOMA tekniğini kullanarak kullanıcılara iletir. Burada güç tahsisi ilk zaman aralığından farklı katsayılarla yapılacaktır. Bu aşamada kullanılacak güç tahsis katsayıları arasında  $\beta_1 > \beta_2$  ilişkisi vardır. Kullanıcılarda alınan işaret aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{P_R \beta_1} \mathbf{g}_{1,\hat{l}_1}^i x_{\hat{q}_1} + \sqrt{P_R \beta_2} \mathbf{g}_{2,\hat{l}_2}^i x_{\hat{q}_2} + \mathbf{n}_i, \quad i = 1, 2. \quad (6.16)$$

Burada  $\mathbf{g}_{k,l_k}^i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ,  $l = 1, 2, \dots, N$  ve  $i = 1, 2$  olmak üzere  $U_3$ 'te bulunan  $k$ . verici anten ile  $i$ . kullanıcı arasındaki  $k$ . kullanıcının bilgi bitlerine göre seçilen etkin  $l$ . kanal katsayısı vektörleri olup elemanları bağımsız ve aynı parametrelili  $\mathcal{CN}(0, \Omega_i)$  dağılımlıdır.  $P_R$ ,  $U_3$ 'ün iletim gücüdür.  $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ,  $\mathcal{CN}(0, 1)$  dağılımına sahip toplamsal Gauss gürültüsü vektörüdür.  $U_1$ , kendi işaretine ML tekniği ile aşağıdaki gibi karar verir:

$$[\check{l}_1, x_{\check{q}_1}] = \arg \min_{l_1, q_1} \left\| \mathbf{y}_1 - \mathbf{g}_{1,l_1}^1 \sqrt{P_R \beta_1} x_{q_1} \right\|^2. \quad (6.17)$$

$U_2$  ise ilk olarak  $U_1$ 'in işaretine karar verip  $\mathbf{y}_2$  işaretinden çıkaracaktır. Bu durumda elde edilen işaret aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{y}'_2 = \sqrt{P_R \beta_2} \mathbf{g}_{2,\hat{l}_2}^2 x_{\hat{q}_2} + \sqrt{P_R \beta_1} \left( \mathbf{g}_{1,\hat{l}_1}^2 x_{\hat{q}_1} - \mathbf{g}_{1,\check{l}_1}^2 x_{\check{q}_1} \right) + \mathbf{n}_2. \quad (6.18)$$

$U_2$ 'nin bilgisine  $\mathbf{y}'_2$  kullanılarak ML tekniği ile

$$[\check{l}_2, x_{\check{q}_2}] = \arg \min_{l_2, q_2} \left\| \mathbf{y}'_2 - \mathbf{g}_{2,l_2}^2 \sqrt{P_R \beta_1} x_{q_2} \right\|^2 \quad (6.19)$$

şeklinde karar verilir.

## 6.2.2 Ortalama bit hata olasılığı analizi

Bu bölümde işbirlikli MBM tabanlı NOMA sisteminde kullanıcılar için BER ifadesi PEP yaklaşımı kullanılarak bulunacaktır. İletim sırasında MBM tabanlı NOMA kullanıldığı için PEP ifadeleri Bölüm 6.1.2.1'deki ile aynıdır.  $U_3$ , S ile doğrudan haberleştiği için BER ifadesi (6.5) kullanılarak bulunur.  $U_1$  ve  $U_2$ 'nin PEP ifadeleri,  $U_3$ 'ten gönderilen işaretlere bağlı olduğu için BER ifadesi:

$$P_{e,i} \leq \frac{1}{\prod_{k=1}^2 2\eta} \sum_{x_{lq_i}} \sum_{x_{\hat{l}q_i}} \sum_{x_{\check{l}q_i}} \sum_{\mathbf{x}_{lq}^{(i)}} Pr \left( x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}q_i} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)} \right) Pr \left( x_{\hat{l}q_i} \rightarrow x_{\check{l}q_i} | \hat{\mathbf{x}}_{lq}^{(i)}, \check{\Delta}^{(i)} \right) \\ \times \prod_{j=1}^{i-1} Pr \left( x_{\hat{l}q_j} \rightarrow x_{\check{l}q_j} | \hat{\mathbf{x}}_{lq}^{(i)}, \check{\Delta}^{(i)} \right) \frac{e^{(x_{lq_i} \rightarrow x_{\check{l}q_i})}}{\eta}, \quad i = 1, 2 \quad (6.20)$$

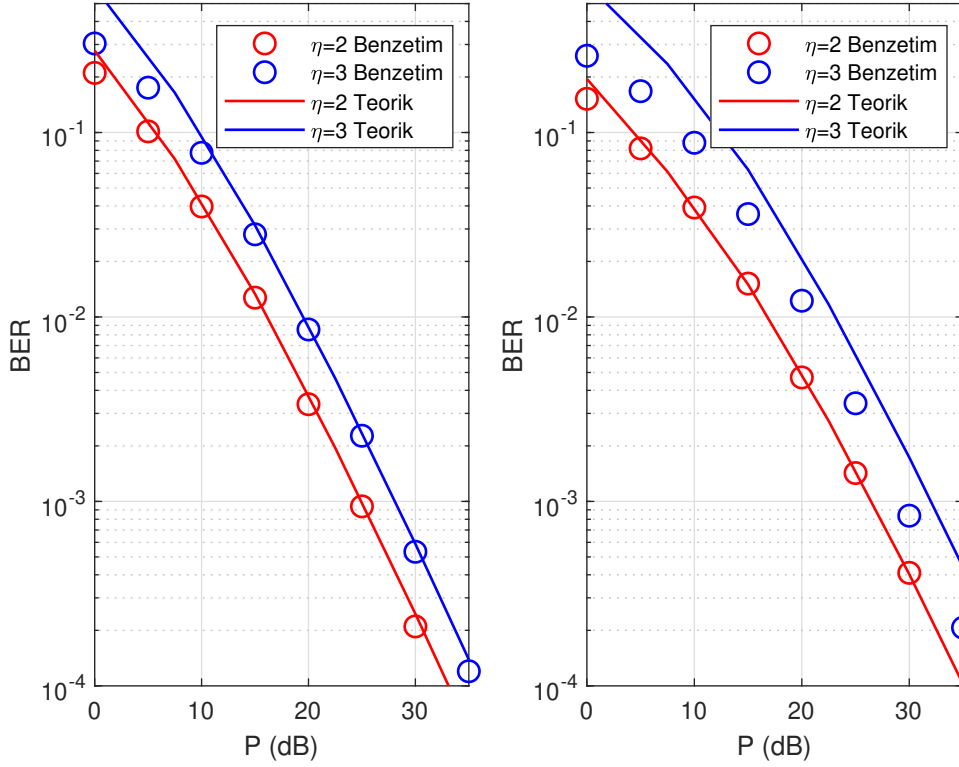
şeklinde hesaplanabilir. Burada  $x_{lq_i}$ ,  $i$ . kullanıcı için  $l$ . etkin kanaldan  $x_q$  simgesinin iletildiği durumu temsil etmektedir.  $Pr \left( x_{lq_i} \rightarrow x_{\hat{l}q_i} | \mathbf{x}_{lq}^{(i)}, \hat{\Delta}^{(i)} \right)$ ,  $U_3$ 'te  $U_i$  için SIC işlemi sırasında  $x_{lq}$  yerine  $x_{\hat{l}q}$  olarak karar verilmesinin olasılığıdır.  $Pr \left( x_{\hat{l}q_i} \rightarrow x_{\check{l}q_i} | \hat{\mathbf{x}}_{lq}^{(i)}, \check{\Delta}^{(i)} \right)$  ve  $e^{(x_{\hat{l}q_i} \rightarrow x_{\check{l}q_i})}$  sırasıyla diğer kullanıcıların işaretleri ve SIC ile karar verilen işaretler koşulu altında  $U_3$ 'ten  $x_{\hat{l}q_i}$  iletildiği durumunda yanlışlıkla  $x_{\check{l}q_i}$  olarak karar verilmesinin çiftsel hata olasılığını ve bu durumda oluşacak bit hata sayısını göstermektedir.

## 6.2.3 Nümerik sonuçlar

Bu bölümde işbirlikli MBM tabanlı NOMA sisteminin hata performansının analitik sonuçları ve bilgisayar benzetimleri farklı bant verimliliklerinde verilmiştir. Ayrıca aynı bant verimliliğinde klasik işbirlikli NOMA sistemi ile karşılaştırılmıştır. Yol kaybı üsteli  $\nu = 3$  olarak seçilmiştir. S ile  $U_3$  arasındaki uzaklık  $d_3 = 0.6$  ve  $U_3$  ile  $U_1$  ve  $U_2$  arasındaki uzaklık sırasıyla,  $d_{31} = 0.8$  ve  $d_{32} = 0.5$  olarak ayarlanmıştır. Tüm kullanıcıların bant verimliliği aynı alınmıştır.  $\eta = 2, 3$  bit/sn/Hz için MBM destekli NOMA'da bant verimliliği sırasına göre  $M_{rf} = 1, 2$  ve  $M = 2$  olarak seçilmiştir. Geleneksel işbirlikli NOMA sisteminde ise kullanıcıların işareti bant verimliliği sırasına göre 4-QAM ve 8-QAM simgelerine eşlenmektedir. S'deki iletim gücüyle  $U_3$ 'teki iletim gücü  $P_S = P_R = P$  olacak şekilde eşit alınmıştır. SNR,  $P_S$ 'e eşit olarak tanımlanmıştır.

Şekil 6.7'de işbirlikli MBM tabanlı NOMA sistemi için  $N_r = 4$ , seçilerek  $\eta = 2$  ve 3 bit/sn/Hz için hata performansı için benzetim ve teorik sonuçlar karşılaştırılmıştır.

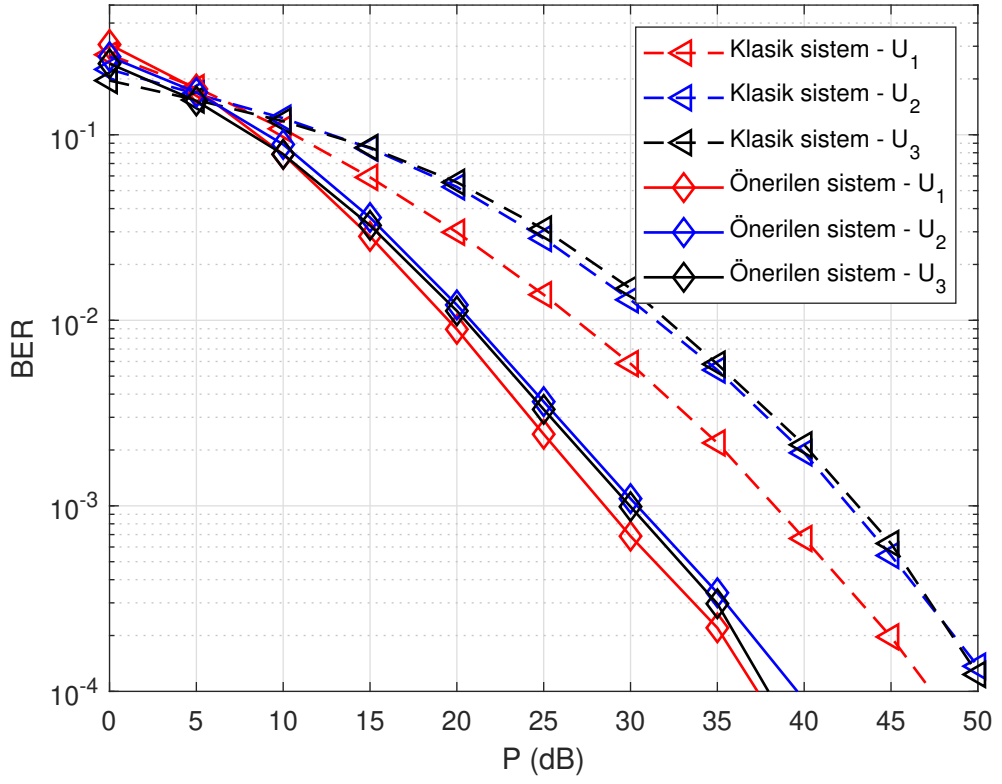
Şekil 6.2'den görüldüğü üzere benzetimler ile teorik sonuçlar uyumludur. Ayrıca güç katsayıları Bölüm 6.1.3'e göre belirlenmiştir.  $\alpha$  katsayıları üç kullanıcıya göre,  $\beta$  katsayıları da iki kullanıcıya göre optimize edilmiştir. Farklı iletim güçlerinde farklı katsayılar seçildiği için hata katı problemi olmamaktadır.



Şekil 6.7 : MBM destekli NOMA sistemi için  $\eta = 2$  ve  $3$  bit/sn/Hz için BER eğrileri: (a)  $U_1$  için. (b)  $U_2$  için.

Şekil 6.8'de önerilen işbirlikli sistem ile klasik işbirlikli NOMA sistemi  $\eta = 3$  bit/sn/Hz için karşılaştırılmıştır. Önerilen sistemin tüm kullanıcılar için daha iyi performans sağladığı görülmektedir.  $10^{-4}$  BER değerinde  $U_1$  için kabaca  $10$  dB,  $U_2$  ve  $U_3$  için ise kabaca  $12$  dB kazanç sağlanmaktadır.





Şekil 6.8 : Geleneksel işbirlikli NOMA ile işbirlikli MBM tabanlı NOMA'nın BER eğrileri



## 7. SONUÇLAR

Tez kapsamında ilk olarak DF röleli klasik işbirlikli NOMA sistemlerinde kaynak ile röle arasındaki hata yayılımını azaltmak, röledeki BER performansını iyileştirmek amacıyla kaynakta klasik modülasyon tekniklerine göre daha iyi BER performansı sağlayan MBM kullanılması önerilmiştir. Bu sistemde hem kaynakta hem de rölede tek verici anten kullanılmaktadır. Röle ve kullanıcılar çoklu alıcı antene sahiptir. Kullanıcıların iletilecek bitleri bir blok halinde düşünülüp RF aynası kadar bit ile RF aynalarının durumu belirlenirken geriye kalan bitler  $M$ -QAM simgesine eşlenerek kaynaktan gönderilir. Rölede çözülen bitler üzerinden her kullanıcının bitlerine göre ayrı  $M$ -QAM sembolleri belirlenir ve güç katsayılarıyla ölçeklenip süperpozisyona uğratarak röleden iletilir. Çoklu alıcı antene sahip kullanıcılarda NOMA sistemi için PEP analizi yapılmıştır. Daha sonrasında tüm sistem göz önüne alınarak sistemin BER ifadesi birleşim üst sınırı yöntemiyle hesaplanmıştır. Analitik ve benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu görülmüştür. Ayrıca önerilen sistem ile klasik işbirlikli NOMA sistemi karşılaştırılmıştır ve önerilen sistemin klasik sisteme göre bant verimliliği arttıkça daha iyi BER performansı sağladığı gösterilmiştir. Bunlara ek olarak, güç tahsis katsayılarının sistem performansına etkisi incelenmiştir. Kullanıcılar arasında eşitliği sağlamayı ve kullanıcıların QoS gereksinimlerini karşılamayı hedefleyen iki ayrı optimizasyon problemi üretilmiştir. Sonrasında, ele alınan iki algoritma sonucunda belirlenen katsayılar kullanılarak sistemin BER performansı incelenmiştir.

Tezin ikinci konusu MBM ile NOMA'nın beraber düşünüldüğü birleşik sistem tasarımıdır. Bu sistemde kullanıcı sayısı kadar verici anten ve her antende de  $M_{rf}$  tane RF aynası bulunmaktadır. Her bir verici anten bir kullanıcıya ayrılmış durumdadır. Kullanıcıların bitleri MBM işaretlere eşlendikten sonra güç tahsis katsayılarıyla ölçeklenerek kendisine ayrılan antenden iletilmektedir. Bu sistem için birleşim üst sınırı yöntemiyle BER ifadeleri çıkarılmıştır. Sabit güç katsayısı kullanımı durumunda BER performansının gürültüden ziyade girişim sınırlı hale gelmesinden dolayı iletim gücüne göre farklı güç katsayıları kullanılması gerektiği görülmüştür.

Güç katsayılarının optimizasyonu için daha önce literatürde önerilen kullanıcılar arasında eşitliği sağlamayı amaçlayan optimizasyon yöntemi kullanılmıştır ve bu yolla hata katının giderildiği görülmüştür. Ayrıca önerilen sistem, klasik genlik ve faz modülasyonu ile iletim yapan NOMA sistemleriyle karşılaştırılmıştır. Düşük bant verimliliğinde klasik sistemler çok az da olsa daha iyi performans verse de yüksek bant verimliliğinde önerilen sistemin çok daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca önerilen sistemin hem kaynakta hem de rölede kullanıldığı üç kullanıcıli işbirlikli MBM tabanlı NOMA sistemi incelenmiştir. Kaynak ile bir kullanıcı arasında doğrudan iletim sağlanırken diğer iki kullanıcı ile doğrudan iletim sağlanamamaktadır. Burada, doğrudan iletim sağlanan kullanıcı DF röle görevi görerek SIC ile çözdüğü işaretleri tekrardan güç tahsis katsayılarıyla süperpozisyona uğratarak iletir. Bu sistemin de klasik işbirlikli NOMA sistemine göre daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir.

## KAYNAKLAR

- [1] **Ding, Z., Yang, Z., Fan, P. ve Poor, H.V.** (2014). On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems with Randomly Deployed Users, *IEEE Signal Processing Letters*, 21(12), 1501–1505.
- [2] **Saito, Y., Kishiyama, Y., Benjebbour, A., Nakamura, T., Li, A. ve Higuchi, K.** (2013). Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access, *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*.
- [3] **Zeng, M., Yadav, A., Dobre, O.A., Tsiropoulos, G.I. ve Poor, H.V.** (2017). Capacity Comparison Between MIMO-NOMA and MIMO-OMA With Multiple Users in a Cluster, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35(10), 2413–2424.
- [4] **Ding, Z., Schober, R. ve Poor, H.V.** (2016). On the Design of MIMO-NOMA Downlink and Uplink Transmission, *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*.
- [5] **Ding, Z., Peng, M. ve Poor, H.V.** (2015). Cooperative Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems, *IEEE Communications Letters*, 19(8), 1462–1465.
- [6] **Men, J. ve Ge, J.** (2015). Non-Orthogonal Multiple Access for Multiple-Antenna Relaying Networks, *IEEE Communications Letters*, 19(10), 1686–1689.
- [7] **Liang, X., Wu, Y., Ng, D.W.K., Zuo, Y., Jin, S. ve Zhu, H.** (2017). Outage Performance for Cooperative NOMA Transmission with an AF Relay, *IEEE Communications Letters*, 21(11), 2428–2431.
- [8] **Men, J., Ge, J. ve Zhang, C.** (2017). Performance Analysis of Nonorthogonal Multiple Access for Relaying Networks Over Nakagami- $m$ Fading Channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(2), 1200–1208.
- [9] **Guo, N., Ge, J., Bu, Q. ve Zhang, C.** (2019). Multi-User Cooperative Non-Orthogonal Multiple Access Scheme With Hybrid Full/Half-Duplex User-Assisted Relaying, *IEEE Access*, 7, 39207–39226.
- [10] **Kim, J. ve Lee, I.** (2015). Non-Orthogonal Multiple Access in Coordinated Direct and Relay Transmission, *IEEE Communications Letters*, 19(11), 2037–2040.
- [11] **Ding, Z., Dai, H. ve Poor, H.V.** (2016). Relay Selection for Cooperative NOMA, *IEEE Wireless Communications Letters*, 5(4), 416–419.

- [12] **Yang, Z., Ding, Z., Wu, Y. ve Fan, P.** (2017). Novel Relay Selection Strategies for Cooperative NOMA, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(11), 10114–10123.
- [13] **Wang, X., Labeau, F. ve Mei, L.** (2017). Closed-Form BER Expressions of QPSK Constellation for Uplink Non-Orthogonal Multiple Access, *IEEE Communications Letters*, 21(10), 2242–2245.
- [14] **Kara, F. ve Kaya, H.** (2018). BER Performances of Downlink and Uplink NOMA in the Presence of SIC Errors over Fading Channels, *IET Communications*, 12(15), 1834–1844.
- [15] **Bariah, L., Muhaidat, S. ve Al-Dweik, A.** (2019). Error Probability Analysis of Non-Orthogonal Multiple Access Over Nakagami-  $m$  Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, 67(2), 1586–1599.
- [16] **Basar, E.** (2016). Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks, *IEEE Communications Magazine*, 54(7), 168–175.
- [17] **Mesleh, R.Y., Haas, H., Sinanovic, S., Ahn, C.W. ve Yun, S.** (2008). Spatial Modulation, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(4), 2228–2241.
- [18] **Jeganathan, J., Ghrayeb, A., Szczecinski, L. ve Ceron, A.** (2009). Space Shift Keying Modulation for MIMO Channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(7), 3692–3703.
- [19] **Khandani, A.K.** (2014). Media-based modulation: Converting Static Rayleigh Fading to AWGN, *2014 IEEE International Symposium on Information Theory*.
- [20] **Seifi, E., Atamanesh, M. ve Khandani, A.K.** (2016). Media-based MIMO: Outperforming Known Limits in Wireless, *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*.
- [21] **Naresh, Y. ve Chockalingam, A.** (2017). On Media-Based Modulation Using RF Mirrors, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(6), 4967–4983.
- [22] **Bouida, Z., El-Sallabi, H., Abdallah, M., Ghrayeb, A. ve Qaraqe, K.A.** (2016). Reconfigurable Antenna-Based Space-Shift Keying for Spectrum Sharing Systems Under Rician Fading, *IEEE Transactions on Communications*, 64(9), 3970–3980.
- [23] **Yildirim, I., Basar, E. ve Altunbas, I.** (2017). Quadrature Channel Modulation, *IEEE Wireless Communications Letters*, 6(6), 790–793.
- [24] **Basar, E. ve Altunbas, I.** (2017). Space-Time Channel Modulation, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(8), 7609–7614.
- [25] **Alamouti, S.M.** (1998). A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1451–1458.

- [26] **Hasan, M., Bahceci, I., Towfiq, M.A., Duman, T.M. ve Cetiner, B.A.** (2019). Mode Shift Keying for Reconfigurable MIMO Antennas: Performance Analysis and Antenna Design, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68(1), 320–334.
- [27] **Shamasundar, B. ve Chockalingam, A.** (2017). Multiuser Media-based Modulation for Massive MIMO Systems, *2017 IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*.
- [28] **Naresh, Y. ve Chockalingam, A.** (2019). Performance Analysis of Full-Duplex Decode-and-Forward Relaying With Media-Based Modulation, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68(2), 1510–1524.
- [29] **Yarkin, F., Altunbas, I. ve Basar, E.** (2019). Cooperative Space Shift Keying Media-Based Modulation With Hybrid Relaying, *IEEE Systems Journal*, 1–10.
- [30] **Zhu, X., Wang, Z. ve Cao, J.** (2017). NOMA-Based Spatial Modulation, *IEEE Access*, 5, 3790–3800.
- [31] **Kim, J.W., Shin, S.Y. ve Leung, V.C.M.** (2018). Performance Enhancement of Downlink NOMA by Combination With GSSK, *IEEE Wireless Communications Letters*, 7(5), 860–863.
- [32] **Zhong, C., Hu, X., Chen, X., Ng, D.W.K. ve Zhang, Z.** (2018). Spatial Modulation Assisted Multi-Antenna Non-Orthogonal Multiple Access, *IEEE Wireless Communications*, 25(2), 61–67.
- [33] **Siregar, R.F., Murti, F.W. ve Shin, S.Y.** (2017). Combination of spatial modulation and non-orthogonal multiple access using hybrid detection scheme, *2017 Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*.
- [34] **Li, Q., Wen, M., Basar, E., Poor, H.V. ve Chen, F.** (2019). Spatial Modulation-Aided Cooperative NOMA: Performance Analysis and Comparative Study, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*.
- [35] **Jafarkhani, H.** (2010). *Space-Time Coding: Theory and Practice*, Cambridge University Press, New York, NY, USA.
- [36] **Liu, Y., Qin, Z., El Kashlan, M., Ding, Z., Nallanathan, A. ve Hanzo, L.** (2017). Nonorthogonal Multiple Access for 5G and Beyond, *Proceedings of the IEEE*, 105(12), 2347–2381.
- [37] **Dai, L., Wang, B., Ding, Z., Wang, Z., Chen, S. ve Hanzo, L.** (2018). A Survey of Non-Orthogonal Multiple Access for 5G, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 20(3), 2294–2323.
- [38] **Cover, T.** (1972). Broadcast channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, 18(1), 2–14.

- [39] **Som, P. ve Chockalingam, A.** (2014). Decode-and-forward Cooperative Multicast with Space Shift Keying, *2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*.
- [40] **Proakis, J. ve Salehi, M.** (2008). *Digital Communications*, McGraw-Hill.
- [41] **Simon, M.K. ve Alouini, M.S.** (2005). *Digital Communication over Fading Channels*, Wiley.
- [42] **Gradshteyn, I.S. ve Ryzhik, I.M.** (2007). *Table of Integrals, Series, and Products; 7th ed.*, Academic Press, New York.
- [43] **Timotheou, S. ve Krikidis, I.** (2015). Fairness for Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems, *IEEE Signal Processing Letters*, 22(10), 1647–1651.
- [44] **Yang, Z., Ding, Z., Fan, P. ve Al-Dhahir, N.** (2016). A General Power Allocation Scheme to Guarantee Quality of Service in Downlink and Uplink NOMA Systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(11), 7244–7257.



## ÖZGEÇMİŞ

**Ad Soyad:** Mehmet Can

**Doğum Tarihi ve Yeri:** 04.09.1992, Antalya

**E-Posta:** canmehmet@itu.edu.tr

### ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2016, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği.

### MESLEKİ DENEYİMLER VE ÖDÜLLER:

- 2017-... Araştırma Görevlisi

### YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Can M.**, Altunbaş İ., NOMA Tabanlı Anten Seçimli MBM, *ASELSAN 4. Haberleşme Teknoloji Çalıştayı*, Şubat, 2019, Ankara, Türkiye.
- **Can M.**, Altunbaş İ., Başar E., Ortam Tabanlı Modülasyon Destekli Dik Olmayan Çoklu Erişim, 27. *Sinyal İşleme Kurultayı (SIU) 2019*, Nisan 24-26, 2019, Sivas, Türkiye.
- **Can, M.**, Altunbaş İ., Başar E., MBM-aided Cooperative NOMA, *Physical Communication* dergisine gönderilmek üzere.