



İşbirlikli-Dikgen Olmayan Çoklu Erişimin Nakagami-m Sönümlmeli Kanallardaki Hata Analizi

Error Analysis of Cooperative-Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) over Nakagami-m Fading Channels

Ferdi Kara , Hakan Kaya

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Zonguldak, Türkiye

Öz

Dikgen-Olmayan Çoklu Erişim (Non-orthogonal Multiple Access -NOMA) 5G ve ötesi ağlar için önemli isterler olan kitlesel iletişimi destekleyebilme ve yüksek spektral verimlilik sağlayabilme potansiyeli nedeniyle yeni nesil kablosuz iletişim için önem arz etmektedir. NOMA'da vericiye daha yakın konumda bulunan kullanıcılar -hücre içi kullanıcılar-, vericiye daha uzak konumda bulunan -hücre kenarı- kullanıcıların sembollerini bildiği için, NOMA'nın en büyük avantajlarından birisi de işbirlikli haberleşmeye uygun olmasıdır. Bu çalışmada işbirlikli-NOMA olarak adlandırılan bu sistemler için bit hata başarımları Nakagami-m sönümlmeli kanallarda analiz edilmiştir. İşbirlikli-NOMA için uçtan-uca bit hata olasılığı ifadesi kapalı formda elde edilmiştir. Elde edilen ifadeler Monte Carlo benzetimleri ile doğrulanarak sistem parametrelerinin İşbirlikli-NOMA'nın hata başarımı üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Dikgen Olmayan Çoklu Erişim (NOMA), 5G, İşbirlikli haberleşme, Hata analizi, Nakagami-m sönümleme

Abstract

Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) has a key role for future wireless networks because of its potential for supporting massive connectivity and achieving high spectral efficiency which are demands of top priority for 5G and beyond. Another major advantage of NOMA is that cooperative communication can be applied within NOMA since the intra-cell users -close to the base station- have the priori knowledge of cell-edge users' -far from the base station- symbols. In this paper, we analyze error performance of these systems which are called as cooperative-NOMA over Nakagami-m fading channels. The end-to-end bit error probability for cooperative-NOMA is derived in closed-form. Then, the derived expressions are validated via Monte Carlo simulations and we investigate the effect of the system parameters on the error performance of cooperative-NOMA.

Keywords: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA), 5G, Cooperative communication, Error analysis, Nakagami-m fading

1. Giriş

Dikgen Olmayan Çoklu Erişim (Non-orthogonal multiple access -NOMA) yüksek spektral verimlilik sunması ve kitlesel iletişime olanak sağlaması nedeniyle 5G ve sonrası olarak adlandırılan yeni nesil radyo erişim ağları (future radio access networks FRAN) için en önemli adaylardan biri konumundadır (5,9,13,21,41). NOMA temel prensip olarak kullanıcıların birbirine dikgen kaynak bloklarına (resource block) atanması yerine kullanıcıların aynı kaynak bloğunu (frekans, zaman) farklı güç bileşenleri ile kullanmasına dayanmaktadır (20). Böylece kullanıcılar tüm

kaynak bloklarını kullandıkları için erişilebilen hız (quality of service -QoS) artmakta ve yüksek spektral verimlilik sağlanmış olmaktadır. Vericide kullanıcıların sembolleri farklı güç katsayıları ile çarpıldıktan sonra toplanarak -süperpozisyon kodlaması (superposition coding -SC)- tek bir işaret olarak aynı kaynak bloklarında tüm kullanıcılara gönderilir. NOMA'da meydana gelen kullanıcılar arası girişim, alıcılardaki ardışık girişim engelleyici (successive interference canceler -SIC) ile ortadan kaldırılmaktadır (4). NOMA'nın günümüze kadar kullanılan dikgen çoklu erişim (orthogonal multiple access -OMA) tekniklerine göre daha iyi bir spektral verimliliğe sahip olduğu ve sistem seviyesi toplam kapasitenin OMA'ya üstünlük sağladığı gösterilmiştir (40). Kullanıcıların rastgele dağılımlı olduğu durumda NOMA'nın kesinti olasılığı analizleri Rayleigh

*Sorumlu yazarın e-posta adresi: hakan.kaya@beun.edu.tr

Ferdi Kara orcid.org/0000-0001-9735-5200

Hakan Kaya orcid.org/0000-0003-4390-5363

sönümlemeli kanallar için yapılmış ve kesinti olasılığı açısından da OMA'ya üstün olduğu ispatlanmıştır [15]. Daha sonra kesinti olasılığı analizleri Nakagami- m sönümlemeli kanallar için genişletilmiştir (16). NOMA'nın bit hata başarımları Rayleigh sönümlemeli (24) ve Nakagami- m (25) sönümlemeli kanallar için elde edilmiştir. NOMA'nın en büyük dezavantajının oluşan kullanıcılar arası girişim nedeniyle kullanıcıların hata başarımlarının kötüleşmesi olduğu gösterilmiştir. Bu nedenle, literatürdeki çalışmalarda çoğunlukla dikgen bir kaynak bloğuna iki kullanıcının atanması öngörülmüş ve kullanıcı gruplamasının etkisi araştırılmıştır (3,11,31). Ayrıca vericideki güç paylaşımının ne olması gerektiği araştırılmış ve farklı kriterler açısından optimum güç paylaşım protokolleri için algoritmalar sunulmuştur (6,7,18,37,44).

NOMA'nın en büyük avantajlarından birisi de yukarıdaki çalışmalarda da önerildiği gibi diğer fiziksel seviye tekniklerle beraber kolayca uygulanabilmesidir. Bu nedenle NOMA ve diğer fiziksel seviye teknikler olan çok-girişli-çok-çıkışlı (multiple-input-multiple-output MIMO) (2,10,43), bilişsel radyo (cognitive radio -CR) (33), görünür ışık iletişimi (visible light communication -VLC) (30,35), milimetre dalga (milimeterwave -mmWave) iletişimi (8,12) ve işbirlikli iletişimin (cooperative communication) beraber uygulandığı sistem modelleri pek çok çalışmanın konusu olmuştur. NOMA ve işbirlikli iletişimin beraber uygulandığı uygulamalar üç grupta incelenebilir: 1) İşbirlikli iletişimdeki kapasite düşümü probleminin üstesinden gelmek için NOMA kullanımı (23,29,45) 2) NOMA kullanıcılarıyla iletişimin ortamda bulunan bir röle yardımıyla sağlandığı röle-yardımlı-NOMA (26,32,34,46) 3) NOMA kullanıcıları arasında işbirliğinin sağlandığı işbirlikli-NOMA (cooperative-NOMA -C-NOMA) [14,27]. Bu çalışmada C-NOMA sistemleri ele alınmıştır. C-NOMA fikri, yakın kullanıcılarda uygulanan SIC işlemi sırasında uzak kullanıcı sembollerinin elde edilmesinin doğal bir sonucu olarak ortaya çıkmıştır. C-NOMA için kapasite ve kesinti olasılığı başarımları kısa mesafe iletişim (short range communication) için elde edilmiş ve geleneksel NOMA sistemlerine üstünlükleri ortaya konmuştur (14). C-NOMA için hata başarımları analizleri Rayleigh sönümlemeli kanallarda yapılmış ve işbirlikli iletişimin var olmadığı geleneksel NOMA sistemlerine üstünlükleri hata başarımları açısından da ispatlanmıştır (27). Bugüne kadarki C-NOMA çalışmaları Rayleigh sönümlemeli kanallar ile sınırlı kalmış olup daha kapsamlı kanal modelleri için C-NOMA için başarımlar analizleri ortaya konmamıştır. Bu çalışmada, C-NOMA hata başarımları analizleri Rayleigh

sönümlemeli kanal modelini de içeren daha geniş bir kanal modeli olan Nakagami- m sönümlemeli kanallar için sunulmuştur.

Çalışmanın bundan sonraki bölümleri şu şekilde sunulmuştur. Bölüm 2'de C-NOMA sistem modeli verilerek kullanıcıların işaretleri tanımlanmıştır. Bölüm 3'te, C-NOMA için uçtan-uca bit hata olasılığı (end-to-end bit error probability -e2e-BEP) ifadeleri kapalı-formda türetilmiştir. Daha sonra, türetilen ifadelerin doğrulanmaları Monte-Carlo benzetimleri ile Bölüm 4'te sunulmuştur. C-NOMA için bit hata oranı (bit error rate -BER) başarımlarının değişen sistem parametrelerine göre incelemesi de bu bölümde sunulmuştur. Son olarak Bölüm 5'te bulgular tartışılarak çalışma sonlandırılmıştır.

2. İşbirlikli-NOMA (C-NOMA)

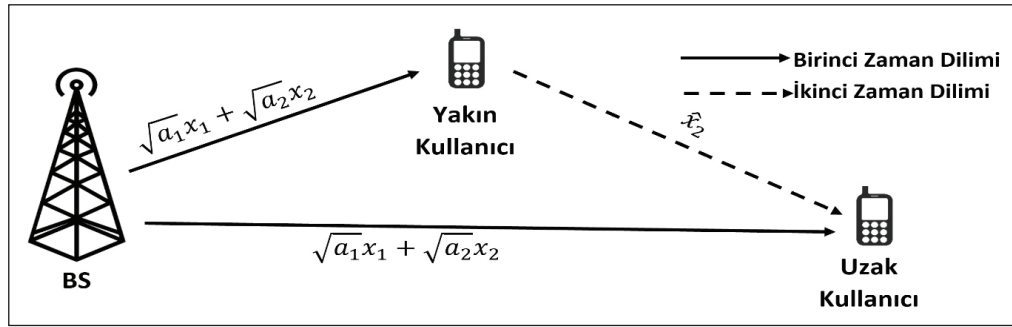
C-NOMA'nın birinci zaman diliminde verici, -geleneksel aşağı yönlü NOMA sistemlerinde olduğu gibi- kullanıcılara ait işaretleri SC uygulayarak birleştirir ve tüm kullanıcılara gönderir. Yakın kullanıcı SIC uygulayarak önce uzak kullanıcının işaretlerini sezer ve daha sonra alınan işaretten çıkararak kendi işaretlerini sezme işlemi gerçekleştirir. İkinci zaman diliminde ise, yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında elde edilen uzak kullanıcı işaretleri uzak kullanıcıya tekrar gönderilir. Uzak kullanıcı her iki zaman diliminde alınan işaretleri en büyük oranlı birleştirme (maximum ratio combining -MRC) kullanarak birleştirir ve daha sonra kendi işaretlerine en büyük olabilirlikli (maximum likelihood -ML) sezici kullanarak karar verir. C-NOMA sistem modeli Şekil 1'de verilmiştir.

İlk zaman diliminde baz istasyonu (BS) tarafından her iki kullanıcının sembolleri SC uygulanarak iletilir. Kullanıcılar tarafından alınan işaretler

$$y_i = \sqrt{\alpha_1 P_s} x_1 h_i + \sqrt{\alpha_2 P_s} x_2 h_i + n_i \quad i = 1, 2 \quad (1)$$

olarak verilir. Burada h_i BS ile kullanıcılar arasındaki kanal sönümleme katsayılarını, alıcılarda oluşan sıfır "0" beklenen değerli ve varyanslı toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (additive white Gaussian noise -AWGN) gösterir. P_s , BS verici gücünü ve x_i kullanıcıların temel bant sembollerini göstermektedir. α_1 ve α_2 sırasıyla yakın ve uzak kullanıcılar için güç paylaşım katsayılarını göstermektedir. Kullanıcılardaki sezme işleminin gerçekleştirilmesi için $\alpha_1 < \alpha_2$ olmalıdır ve $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ olarak verilir.

Yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında sezilen uzak kullanıcı sembolleri ikinci zaman diliminde yakın kullanıcı tarafından uzak kullanıcıya iletilir. Böylece ikinci zaman



Şekil 1. C-NOMA sistem modeli.

diliminde uzak kullanıcı tarafından alınan işaret

$$y_r = \sqrt{P_r} \tilde{x}_2 h_r + n_r, \quad (2)$$

olur. Burada P_r yakın kullanıcı -röle- iletim gücünü, h_r kullanıcılar arasındaki kanal sönümleme katsayısını ve \tilde{x}_2 yakın kullanıcıda sezilen uzak kullanıcı sembollerini gösterir. Uzak kullanıcı her iki zaman diliminde alınan işaretleri MRC kullanarak birleştirir ve uzak kullanıcıda alınan toplam işaret¹

$$y_{top} = \frac{h_2^* \sqrt{P_s}}{\sqrt{N_0}} y_2 + \frac{h_r^* \sqrt{P_r}}{\sqrt{N_0}} y_r \quad (3)$$

olur.

3. Uçtan-uca Bit Hata Olasılığı (e2e-BEP)

İşbirlikli kullanıcı olan uzak kullanıcı için e2e-BEP ifadesini bulabilmek için birinci zaman diliminde gönderilen toplam SC işaretin yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında hatalı sezilip sezilmediği durum göz önünde bulundurulmalıdır. Birinci zaman diliminde yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında gerçekleşen hata olayı ile iki zaman dilimi sonundaki uzak kullanıcıda gerçekleşen hata olayları istatistiksel olarak bağımsızdır. Buna göre toplam olasılık kuralı göz önünde bulundurularak uzak kullanıcı için e2e-BEP ifadesi

$$P_2(e) = (1 - P_{SIC}(e)) \times P_{MRC}(e) \times P_{EP}(e) \quad (4)$$

olarak verilir [19, Eşitlik (6)]. Burada $P_{SIC}(e)$ birinci zaman diliminde yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında uzak kullanıcı sembollerinin hatalı sezilme olasılığını ve $P_{MRC}(e)$ yakın kullanıcıdaki SIC işleminin hatasız uygulandığı durumda iki zaman dilimi sonucunda uzak kullanıcıda gerçekleşen MRC ve ML işlemleri sonucundaki uzak kullanıcı sembollerinin hatalı sezilme olasılığını ifade eder. Birinci zaman diliminde yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında hata yapılırsa, ikinci zaman diliminde

yakın kullanıcı uzak kullanıcıya hatalı sezilen sembolleri gönderecektir. Bu duruma literatürde hata yayılımı (error propagation -EP) adı verilir ve Eşitlik (4)'te $P_{EP}(e)$ olarak gösterilmiştir.

Uzak kullanıcı için e2e-BEP ifadesinin elde edilebilmesi için Eşitlik (4)'te verilen tüm ifadelerin türetilmesi gerekmektedir.

Birinci zaman dilimindeki SIC işlemi sırasında uzak kullanıcı sembolleri için koşullu BEP ifadesi

$$P_{SIC}(e | \gamma_1) = \sum_{k=1}^N \lambda_k Q(\sqrt{\beta_k \gamma_1}) \quad (5)$$

olarak verilir. Eşitlik (5)'te γ_{s1} , BS ile yakın kullanıcı arasındaki işaret gürültü oranını (signal-to-noise ratio -SNR) ifade eder ve $\gamma_1 = \rho_s |h_1|^2$ olarak tanımlanır. Burada $\rho_s = \frac{P_s}{N_0}$ olup, λ_k, β_k ve N değişkenleri ise kullanıcılar için seçilen sayısal modülasyon türüne göre değişmektedir. NOMA için kablosuz iletişim standardı olan [1]'de verilen 6 farklı modülasyon çifti için λ_k, β_k, N değişkenleri Çizelge 1'de verilmiştir. (İspat: Ek-A)

Yakın kullanıcıda SIC sırasında sezilen uzak kullanıcı sembolleri için ortalama BEP Eşitlik (5)'te verilen koşullu olasılık ifadesinin ortalaması alınması ile elde edilir ve

$$P_{SIC}(e | \gamma_1) = \sum_{k=1}^N \int_0^{\infty} \lambda_k Q(\sqrt{\beta_k \gamma_1}) p_{\gamma_1}(\gamma_1) d\gamma_1 \quad (6)$$

olarak verilir. Burada $p_{\gamma_1}(\gamma_1)$ ifadesi γ_1 rastgele değişkeni için olasılık yoğunluk işlevi olarak tanımlanır. Kanal katsayılarının zarfının Nakagami- m dağılımlı olduğu durumda γ_i Gamma dağılımlı olur ve Gamma dağılımı için olasılık yoğunluk işlevi

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \gamma \geq 0 \quad (7)$$

¹Bu çalışmada kanal durumlarının alıcılarda bilindiği varsayılmıştır. Kanal kestirim hatalarının olduğu durumdaki analizler bu çalışmanın kapsamı dışındadır ve gelecek çalışmalar olarak değerlendirilmiştir.

Çizelge 1. Uzak Kullanıcı Bit Hata Olasılığı için Katsayılar

Durum	Kullanılan Sayısal Modülasyon Türleri ²		Bit Hata Olasılığı Katsayıları
	Yakın Kullanıcı	Uzak Kullanıcı	
1	BPSK	BPSK	$N = 2, \lambda_k = 0.5, k = 1, 2$ $\beta_k = 2(\sqrt{a_2} \mp \sqrt{a_1})^2, k = 1, 2$
2	QPSK	BPSK	$N = 2, \lambda_k = 0.5, k = 1, 2$ $\beta_k = 2(\sqrt{a_2} \mp \sqrt{a_1/2})^2, k = 1, 2$
3	BPSK	QPSK	$N = 3, \lambda_k = 0.25, k = 1, 2, a_3 = 0.5$ $\beta_k = \begin{cases} 2(\sqrt{a_2/2} \mp \sqrt{a_1})^2, & k = 1, 2 \\ a_2, & k = 3 \end{cases}$
4	QPSK	QPSK	$N = 2, \lambda_k = 0.5, k = 1, 2$ $\beta_k = (\sqrt{a_2} \mp \sqrt{a_1})^2, k = 1, 2$
5	16-QAM	BPSK	$N = 4, \lambda_k = 0.25, k = 1, 2, 3, 4$ $\beta_k = \begin{cases} 2(\sqrt{a_2} \mp \sqrt{a_1/10})^2, & k = 1, 2 \\ 2(\sqrt{a_2} \mp 3\sqrt{a_1/10})^2, & k = 3, 4 \end{cases}$
6	16-QAM	QPSK	$N = 4, \lambda_k = 0.25, k = 1, 2, 3, 4$ $\beta_k = \begin{cases} (\sqrt{a_2} \mp \sqrt{a_1/5})^2, & k = 1, 2 \\ (\sqrt{a_2} \mp 3\sqrt{a_1/5})^2, & k = 3, 4 \end{cases}$

olarak verilir (42). Burada m ve $\tilde{\gamma}$ parametreleri Nakagami- m dağılımı için sırasıyla biçim (shape) ve yayılma kontrolü (controlling spread) parametreleri olarak adlandırılır. Makalenin bundan sonraki bölümlerinde C-NOMA'daki her bir düğüm (BS ve kullanıcılar) arasındaki kanallar için parametreler $m \triangleq m_1 \triangleq m_2 \triangleq m_r$ ve $\tilde{\gamma} \triangleq \tilde{\gamma}_1 \triangleq \tilde{\gamma}_2 \triangleq \tilde{\gamma}_r$ olarak kullanılmıştır. $\tilde{\gamma} = E[\gamma]$ olarak verilir, burada $E[\cdot]$ beklenen değer operatörü olarak tanımlanır. $\tilde{\gamma}_1 = \rho_s \Omega_1$ ve $\Omega_1 = E[|h_1|^2]$ olarak ifade edilir. Eşitlik (7)'de verilen olasılık yoğunluk işlevi Eşitlik (6)'da yerine konulursa, yakın kullanıcıdaki SIC sırasında uzak kullanıcı sembollerini için ortalama BEP ifadesi [42, Eşitlik (5.17)] ve [25, Eşitlik (4)] yardımıyla,

$$P_{SIC}(e) = \begin{cases} \sum_{k=1}^N \lambda_k I(c_k), & m_1 \text{ tamsayı} \\ \sum_{k=1}^N \lambda_k J(c_k), & \text{diğer} \end{cases} \quad (8)$$

olarak bulunur. Burada $c_k = \frac{\beta_k \tilde{\gamma}_1}{2m_1}$ olarak tanımlanır. $I(\cdot)$ ve $J(\cdot)$ işlevleri

$$I(c_k) = \frac{1}{2} \left[1 - \mu(c_k) \sum_{n=0}^{m_1-1} \binom{2n}{n} \left(\frac{1 - \mu^2(c_k)}{4} \right)^n \right] \quad (9)$$

$$J(c_k) = \frac{\Gamma(m_1 + \frac{1}{2}) \sqrt{\frac{c_k}{\pi}}}{2\Gamma(m_1 + 1)(1 + c_k)^{m_1 + \frac{1}{2}}} {}_2F_1\left(1, m_1 + \frac{1}{2}; m_1 + 1; \frac{1}{1 + c_k}\right)$$

olarak tanımlanır. Burada $\mu(c) = \sqrt{\frac{c}{1+c}}$ şeklinde verilir. ${}_2F_1(\cdot)$ Gauss Hipergeometrik

işlevidir ve ${}_2F_1(a, b; c; z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a)_k (b)_k z^k}{(c)_k k!}$;

$|z| < 1 \vee |z| = 1 \wedge \text{Re}(c - a - b) > 0$ olarak ifade edilir [17, Eşitlik (9.10)].

Birinci zaman diliminde yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında uzak kullanıcı sembollerinin doğru sezildiği varsayımı altında, iki zaman dilimi sonucunda uzak kullanıcıdaki hata olasılığı ifadesi 2 dal-MRC için hata olasılığı ifadesine eşdeğer olur. İlk zaman diliminde alınan işaretler ile ikinci zaman diliminde alınan işaretler toplandığından, MRC için koşullu BEP ifadesi [38 sayfa 320-321] yardımıyla

²İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying -BPSK), Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying -QPSK), Dördün Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation -QAM)

$$P_{MRC}(e | \gamma_2, \gamma_1) = \sum_{k=1}^N \lambda_k Q(\sqrt{\beta_k \gamma_2 + 2\gamma_r}) \tag{10}$$

olarak elde edilir. Yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında hata yapılmadığı durumda uzak kullanıcı -işbirlikli iletişim- için ortalama BEP ifadesi Eşitlik (10)'da verilen koşullu olasılık ifadesinin rastgele değişkenler γ_2 ve γ_r üzerinden ortalama alınmasıyla bulunur. Bu durumda ortalama BEP

$$P_{MRC}(e | \gamma_2, \gamma_1) = \sum_{k=1}^N \iint_0^\infty \lambda_k Q(\sqrt{\beta_k \gamma_2 + 2\gamma_r}) p_{\gamma_2}(\gamma_2) p_{\gamma_r}(\gamma_r) d\gamma_2 d\gamma_r \tag{11}$$

şeklinde verilir. Burada $\gamma_{MRC} = \beta_k \gamma_2 + 2\gamma_r$ değişken dönüşümü yapılırsa Eşitlik (11)

$$P_{MRC}(e) = \sum_{k=1}^N \int_0^\infty \lambda_k Q(\sqrt{\gamma_{MRC}}) p_{\gamma_{MRC}}(\gamma_{MRC}) d\gamma_{MRC} \tag{12}$$

olarak ifade edilir. Burada $p_{\gamma_{MRC}}(\gamma_{MRC})$, γ_{MRC} için olasılık yoğunluk işlevidir. $\gamma_a \triangleq \beta_k \gamma_2$ ve $\gamma_b \triangleq 2\gamma_r$ tanımlamaları yapılırsa, yeni elde edilen rastgele değişkenler için $m_a \triangleq m_2, m_b \triangleq m_r$ ve $\tilde{\gamma}_a = \beta_k \tilde{\gamma}_2, \tilde{\gamma}_b = 2\tilde{\gamma}_r$ olur. Burada $\tilde{\gamma}_2 = \rho_s \Omega_2$, $\tilde{\gamma}_r = \rho_r \Omega_r, \rho_r = P_r/N_0, \Omega_2 = E[|h_2|^2]$ ve $\Omega_r = E[|h_r|^2]$ olarak verilir. Bu durumda toplam durumundaki iki rastgele değişken için olasılık yoğunluk işlevi

$$p_{\gamma_{MRC}}(x) = \int_0^x p_{\gamma_a}(t) p_{\gamma_b}(x-t) dt \tag{13}$$

olarak verilir [39]. [17, Eşitlik (3.383.1)] yardımıyla Eşitlik (13)'te verilen olasılık yoğunluk işlevi

$$p_{\gamma_{MRC}}(x) = \frac{m_a^{m_a} m_b^{m_b} x^{m_a+m_b-1} \exp\left(-\frac{m_b x}{\tilde{\gamma}_b}\right)}{\tilde{\gamma}_a^{m_a} \tilde{\gamma}_b^{m_b} \Gamma(m_a) \Gamma(m_b)} B(m_b, m_a) {}_1F_1\left(m_a; m_a + m_b; \left(\frac{m_b}{\tilde{\gamma}_b} - \frac{m_a}{\tilde{\gamma}_a}\right) x\right) \tag{14}$$

olarak bulunur. Burada $B(.,.)$ ve ${}_1F_1(.,.;.)$ sırasıyla Beta ve Birleşen Hipergeometrik işlevleridir.

$B(a, b) = \int_0^1 t^{a-1} (1-t)^{b-1} dt$ ve ${}_1F_1(a; b; c) = 1 + \frac{a}{b} \frac{c}{1!} + \frac{a(a+1)}{b(b+1)} \frac{c^2}{2!} + \frac{a(a+1)(a+2)}{b(b+1)(b+2)} \frac{c^3}{3!} + \dots$ olarak verilir. Eşitlik (14)'te elde edilen olasılık yoğunluk işlevi ifadesi Eşitlik (12)'de yerine konulursa ortalama BEP ifadesi

$$P_{MRC}(e) = \sum_{k=1}^N \int_0^\infty \lambda_k Q(\sqrt{\gamma_{MRC}}) \frac{m_a^{m_a} m_b^{m_b} \gamma_{MRC}^{m_a+m_b-1} \exp\left(-\frac{m_b \gamma_{MRC}}{\tilde{\gamma}_b}\right)}{\tilde{\gamma}_a^{m_a} \tilde{\gamma}_b^{m_b} \Gamma(m_a) \Gamma(m_b)} \times B(m_b, m_a) {}_1F_1\left(m_a; m_a + m_b; \left(\frac{m_b}{\tilde{\gamma}_b} - \frac{m_a}{\tilde{\gamma}_a}\right) \gamma_{MRC}\right) d\gamma_{MRC} \tag{15}$$

olarak elde edilir. Bu eşitliğin kapalı formda elde edilmesi oldukça zordur. Fakat, MATLAB, MATHEMATICA ya da MAPPLE gibi nümerik araçlarda Eşitlik (15)'te verilen ortalama BEP ifadesi kolayca elde edilebilir. Yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında hata yapılmadığı durumda oluşan 2-dal MRC için ortalama BEP ifadesi Eşitlik (15)'te tek katlı integral formunda bulunmuştur. Fakat, biçim parametrelerinin (m_1, m_2, m_r) tam sayı olduğu durumda Eşitlik (15)'te verilen ortalama BEP ifadesi kapalı formda ifade edilebilir. Bunun için, öncelikle biçim parametrelerinin tam sayı olduğu durumda γ_{MRC} için olasılık yoğunluk işlevi düzenlenirse,

$$p_{\gamma_{MRC}}(x) = \frac{(1 - m_b - m_a)_{m_b} (m_a/\tilde{\gamma}_a - m_b/\tilde{\gamma}_b)^{1-m_b-m_a}}{(\tilde{\gamma}_a/m_a)^{m_a} (\tilde{\gamma}_b/m_b)^{m_b} (m_a + m_b - 1)(m_b - 1)!} \times \exp(-xm_a/\tilde{\gamma}_a) \left\{ \sum_{p=0}^{m_a-1} \frac{(1 - m_a)_p [-x(m_b/\tilde{\gamma}_b - m_a/\tilde{\gamma}_a)]^p}{p!(2 - m_b - m_a)_p} \right. \\ \left. - \exp(-x)(-x(m_b/\tilde{\gamma}_b - m_a/\tilde{\gamma}_a)) \times \sum_{p=0}^{m_b-1} \frac{(1 - m_b)_p [x(m_b/\tilde{\gamma}_b - m_a/\tilde{\gamma}_a)]^p}{p!(2 - m_b - m_a)_p} \right\} \tag{16}$$

olarak elde edilir [22, Eşitlik (26)]. Burada $(n)_p = \Gamma(n+p)/\Gamma(p)$ Pochhammer sembolü olarak tanımlanır. Eşitlik (16)'da verilen olasılık yoğunluk işlevi Eşitlik (12)'de yerine konulursa [17, Eşitlik (6.455.1)] yardımıyla ortalama hata olasılığı ifadesi

$$P_{MRC}(e) = \sum_{k=1}^N \lambda_k \left\{ \sum_{p=1}^{m_b} \Xi_1 \frac{(2p-1)!!}{p!} (m_b/\tilde{\gamma}_b)^p {}_2F_1\left(p, p + \frac{1}{2}; p + 1; -2m_b/\tilde{\gamma}_b\right) \right. \\ \left. + \sum_{p=1}^{m_a} \Xi_2 \frac{(2p-1)!!}{p!} (m_a/\tilde{\gamma}_a)^p {}_2F_1\left(p, p + \frac{1}{2}; p + 1; -2m_a/\tilde{\gamma}_a\right) \right\} \tag{17}$$

olarak bulunur. Burada çift faktöriyel $(2p-1)!!$ ifadesi 1'den $2p-1$ 'e kadar yalnızca tek sayıların çarpımını gösterir ve

$$\Xi_1 = (-1)^{m_a} \frac{(m_a/\bar{\gamma}_a)^{m_a} (m_a + m_b - p - 1)!}{(m_b/\bar{\gamma}_b)^{p-m_b} (m_a - 1)! (m_b - p)!} (m_b/\bar{\gamma}_b - m_a/\bar{\gamma}_a)^{p-m_a-m_b} \quad (18)$$

$$\Xi_1 = (-1)^{m_b} \frac{(m_b/\bar{\gamma}_b)^{m_b} (m_a + m_b - p - 1)!}{(m_a/\bar{\gamma}_a)^{p-m_a} (m_b - 1)! (m_a - p)!} (m_a/\bar{\gamma}_a - m_b/\bar{\gamma}_b)^{p-m_a-m_b}$$

olarak tanımlanır.

Son olarak yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında uzak kullanıcı sembollerinin hatalı sezildiğini ve ikinci zaman diliminde uzak kullanıcıya bu hatalı sembollerin gönderildiği durumu ele alalım. Yakın kullanıcıdan uzak kullanıcıya doğru oluşan hata yayılımı MRC sonunda uzak kullanıcı sembollerinin hatalı sezilmesinde etkin rol oynayacaktır. Bu hata yayılımı sonundaki koşullu bit hata olasılığı ifadesini bulabilmek için öncelikle uzak kullanıcı sembollerinin BPSK olduğu durum ele alınacak ve daha sonra genel formda elde edilecektir. Uzak kullanıcı sembollerinin BPSK olduğu durumda, birinci zaman diliminde $x_2 = +1$ gönderildiğini ve ikinci zaman diliminde $\tilde{x}_2 - 1$ olarak uzak kullanıcıya aktarıldığını düşünelim, bu durumda MRC sonucunda uzak kullanıcıda alınan toplam işaret

$$y_{MRC} = \frac{h_2^* \sqrt{P_s}}{\sqrt{N_0}} (\sqrt{\alpha_1 P_s} x_1 h_2 + \sqrt{\alpha_2 P_s} x_2 h_2 + n_2) + \frac{h_r^* \sqrt{P_r}}{\sqrt{N_0}} (\sqrt{P_r} \tilde{x}_2 h_r + n_r) \quad (19)$$

$$y_{MRC} = \left\{ \frac{|h_2|^2 P_s}{N_0} \times (\sqrt{\alpha_2} + \sqrt{\alpha_2 x_1}) - \frac{|h_r|^2 P_r}{N_0} \right\} + \frac{h_2^* \sqrt{P_s}}{\sqrt{N_0}} n_2 + \frac{h_r^* \sqrt{P_r}}{\sqrt{N_0}} n_r$$

$$y_{MRC} = (\gamma_a - \gamma_b) + \tilde{n}$$

olarak verilir (36). Burada, $E[\tilde{n}] = 0$ ve $E[|\tilde{n}|^2] = (\bar{\gamma}_2 + \bar{\gamma}_r)/2$ olarak verilir. Bu durumda koşullu BEP ifadesi

$$P_{EP}(e | \gamma_a, \gamma_b) = \sum_{k=1}^N \lambda_k Q\left(\frac{\gamma_a - \gamma_b}{\sqrt{(\bar{\gamma}_2 + \bar{\gamma}_r)/2}}\right) \quad (20)$$

olarak elde edilir. Ortalama BEP ifadesi rastgele değişkenler üzerinden ortalama alınmasıyla elde edilir ve

$$P_{EP}(e) = \sum_{k=1}^N \lambda_k \iint_0^\infty Q\left(\frac{\gamma_a - \gamma_b}{\sqrt{(\bar{\gamma}_2 + \bar{\gamma}_r)/2}}\right) p_{\gamma_a}(\gamma_a) p_{\gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b d\gamma_a \quad (21)$$

olarak bulunur. Eşitlik (21)'de verilen ortalama hata olasılığı ifadesinin kapalı formda elde edilmesi oldukça zor olduğundan literatürde yaklaşımlar kullanılmıştır (36). Bu yaklaşımların işbirlikli-NOMA'ya uygulanması sonucu hata yayılımı altında ortalama bit hata olasılığı ifadesi

$$P_{EP}(e) \approx \sum_{k=1}^N \lambda_k \int_0^\infty \int_0^{\gamma_b} p_{\gamma_a}(\gamma_a) p_{\gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b d\gamma_a \quad (22)$$

olarak verilir [27, Eşitlik (12)]. Olasılık yoğunluk işlevleri ifadelerinin Eşitlik (22)'de yerine konmasıyla hata yayılımı altında ortalama BEP ifadesi [22, Eşitlik (7)] yardımıyla

$$P_{EP}(e) \approx \sum_{k=1}^N \lambda_k \left\{ 1 - \left(\frac{m_b}{\bar{\gamma}_b}\right)^{m_b} \frac{1}{\Gamma(m_b) \sum_{n=0}^{m_a-1} \frac{1}{n!}} \left(\frac{m_a}{\bar{\gamma}_a}\right)^n \frac{\Gamma(m_b + n)}{(m_b/\bar{\gamma}_b + m_a/\bar{\gamma}_a)^{m_b+n}} \right\} \quad (23)$$

şeklinde bulunur. Elde edilen yaklaşık bit hata olasılığı ifadesi M-seviyeli modülasyon türleri için [36, Eşitlik (32)] yardımıyla

$$P_{EP}(e) \approx \sum_{k=1}^N \lambda_k \left\{ 1 - \left(\frac{\delta_{j,M} m_b}{\bar{\gamma}_b}\right)^{m_b} \frac{1}{\Gamma(m_b) \sum_{n=0}^{m_a-1} \frac{1}{n!}} \left(\frac{m_a}{\bar{\gamma}_a}\right)^n \frac{\Gamma(m_b + n)}{(\delta_{j,M} m_b/\bar{\gamma}_b + m_a/\bar{\gamma}_a)^{m_b+n}} \right\} \quad (24)$$

olarak bulunur. Burada

$$\delta_{j,M} = \begin{cases} \frac{\sin(\pi(2j-1)/M)}{\sin(\pi/M)}, & j = 1, 2, \dots, M/2 \\ -\frac{\sin(\pi(2j+1)/M)}{\sin(\pi/M)}, & j = M/2 + 1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (25)$$

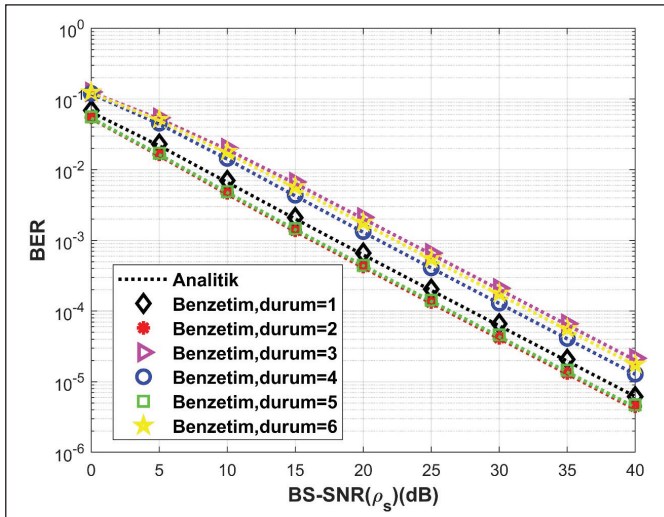
olarak tanımlanır. $\delta_{j,M}$ katsayısı BS den gönderilen ve yakın kullanıcıdaki SIC sırasında hatalı sezilen sembollere göre değiştiğinden $P_{EP}(e)$ ifadesi tüm olası semboller için ortalama hesaplanarak bulunur.

Son olarak Eşitlik (8), -tüm m değerleri için Eşitlik (15)-, -tamsayı m değerleri için Eşitlik (17)- ve Eşitlik (24) ifadeleri Eşitlik (4)'te yerine konulursa C-NOMA için Nakagami- m kanallarda e2e-BEP ifadesi kapalı formda elde edilmiş olur.

4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde bir önceki bölümde elde edilen analitik BEP ifadeleri Monte-Carlo benzetimleri ile doğrulanmıştır. Ayrıca değişen sistem parametrelerine göre C-NOMA için e2e-BEP başarımları incelenmiştir. Tüm şekillerde yakın kullanıcının gücü $P_r = \frac{P_s}{2}$ ve güç paylaşım katsayıları $\alpha_1 = 0.2, \alpha_2 = 0.8$, kabul edilmiştir. Ayrıca tüm şekillerde çizgiler (lines) analitik sonuçları gösterirken benzetim sonuçları sembollerle/işaretçilerle (markers) gösterilmiştir.

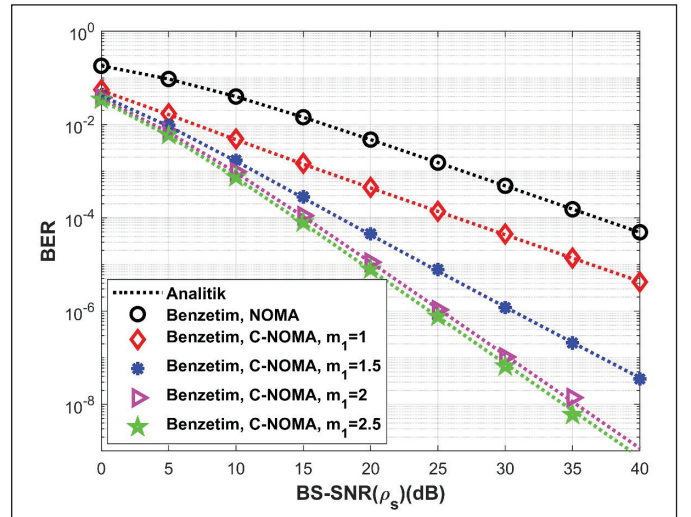
Şekil 2'de C-NOMA için ortalama hata başarımı verici gücünün değişimine göre incelenmiştir. Ortalama kanal güçleri $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$ ve biçim parametreleri $m_1 = m_2 = m_r = 1$ kabul edilmiştir (Rayleigh sönümleme). Benzetim sonuçları Çizelge I'de verilen tüm modülasyon çiftleri için sunulmuştur (durum = 1,2,...,6). Şekil 2'de görüldüğü üzere elde edilen analitik ifadeler Çizelge I'de



Şekil 2. Farklı modülasyon çiftleri için C-NOMA hata başarımları, $m_1 = m_2 = m_r = 1$, $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$.

verilen tüm modülasyon çiftleri için benzetim sonuçları ile mükemmel uyum içerisinde. Artan verici gücü de beklenildiği gibi sistem hata başarımını arttırmaktadır. Çizelge I'de verilen modülasyon çiftleri için benzer hata başarımları elde edildiğinden bundan sonraki sonuçlar $durum = 5$ seçilerek verilmiştir.

Kanal durumlarının C-NOMA'nın hata başarımı üzerindeki etkisini araştırmak için her kanal durumunun ayrı ayrı değiştiği senaryolar için benzetim sonuçları sunulmuştur. Şekil 3'te BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanalın biçim parametresi olan m_1 'nin farklı değerleri için benzetim sonuçları verilmiştir. Diğer tüm parametreler Şekil 2'deki senaryo ile aynı olarak kabul edilmiştir. C-NOMA'nın hata başarımının üstünlüğünü göstermek adına ayrıca geleneksel NOMA (işbirlikli iletişim yok) için uzak kullanıcı hata başarımı da sunulmuştur. Geleneksel NOMA'da uzak kullanıcı hata başarımı BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal durumundan bağımsız olduğundan m_1 parametresinin değişmesi hata başarımını etkilemeyecektir. C-NOMA'da ise uzak kullanıcının hata başarımı BS-uzak kullanıcı (m_2) ve yakın kullanıcı-uzak kullanıcı (m_r) arasındaki kanalların parametrelerine bağlı olduğu kadar m_1 parametresine de bağlıdır. Bu durum şu şekilde açıklanabilir: C-NOMA için teorik olarak tam çeşitleme derecesi uzak kullanıcıya gelen yolların parametrelerin toplamı ($m_2 + m_r$) olarak verilir. Fakat, tam çeşitleme derecesine ulaşılabilmesi için hata yayılımının etkisinin ortadan kalkması gerekir. Bu da ancak yakın kullanıcıda uzak kullanıcı sembollerinin doğru sezilip uzak kullanıcıya aktarılması ile sağlanabilir. m_1 parametresinin artması ile BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal durumunun

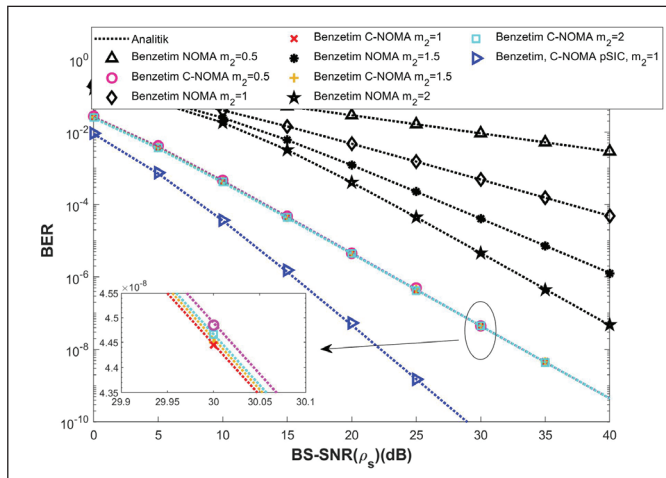


Şekil 3. $m_1 = 1, 1.5, 2, 2.5$ için C-NOMA hata başarımı $m_2 = m_r = 1$, $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$.

iyileşmesi yakın kullanıcıda gerçekleştirilen SIC hatasını dolayısıyla da hata yayılımını azaltmaktadır. Bunun sonucu olarak da C-NOMA tam çeşitleme derecesine ($m_2 + m_r$) ulaşabilmektedir. Bu nedenle m_1 parametresi direkt olarak C-NOMA çeşitleme derecesine etki etmese de dolaylı olarak ulaşılabilen çeşitleme derecesini belirlemektedir.

Şekil 4'te C-NOMA için hata başarımı farklı m_2 biçim parametreleri için sunulmuştur. Diğer biçim parametrelere $m_1 = m_r = 2$ ve ortalama kanal güçlerinin $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$ olduğu varsayılmıştır. Değişen m_2 parametresi geleneksel NOMA'nın hata başarımını da etkileyeceğinden farklı m_2 değerleri için geleneksel NOMA hata başarımını da gösterilmiştir. m_2 parametresinin artması ile C-NOMA'nın ulaşılabilir çeşitleme derecesi artmaktadır. Fakat, BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal durumu değişmediği için SIC işlemi sırasında yapılan hatalar değişmediğinden, hata yayılımı C-NOMA'nın hata başarımında baskın olmaktadır. Bunun sonucu olarak da hata başarımı/çeşitleme derecesi m_2 değişiminden çok az etkilenmektedir. m_2 'nin hata başarımında etkin rol oynayabilmesi için aynı oranda m_1 'in de artması gerektiği Şekil 3'teki sonuçlardan çıkarılabilir. Hata yayılımının olmadığı durumda sistemin tam çeşitleme derecesine ($m_2 + m_r$) ulaştığını göstermek için, yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında hata yapılmadığı varsayımı altında (perfect SIC -pSIC) için sistemin hata başarımı $m_2 = 1$ için Şekil 4'te verilmiştir. Bu durumda sistemin çeşitleme derecesinin 3 olduğu açıkça gözükmektedir.

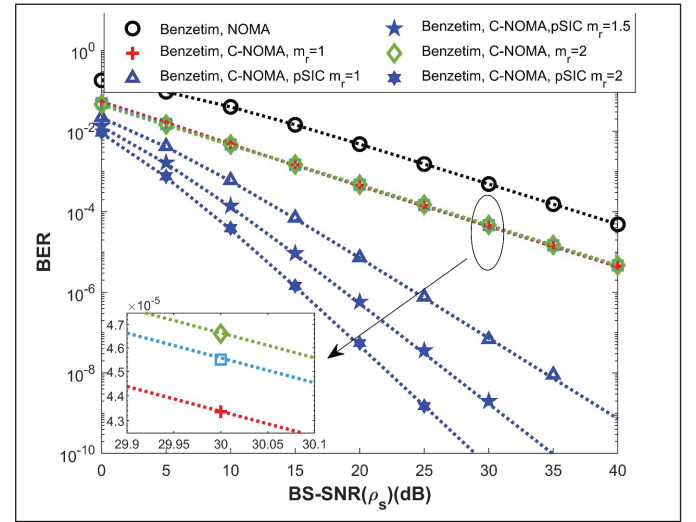
C-NOMA hata başarımının değerine göre değişimi Şekil 5'te gösterilmiştir. Diğer biçim parametrelere $m_1 = m_2 = 1$ ve ortalama kanal güçlerinin $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$ olduğu varsayılmıştır. Tıpkı m_2 parametresinin değişiminde



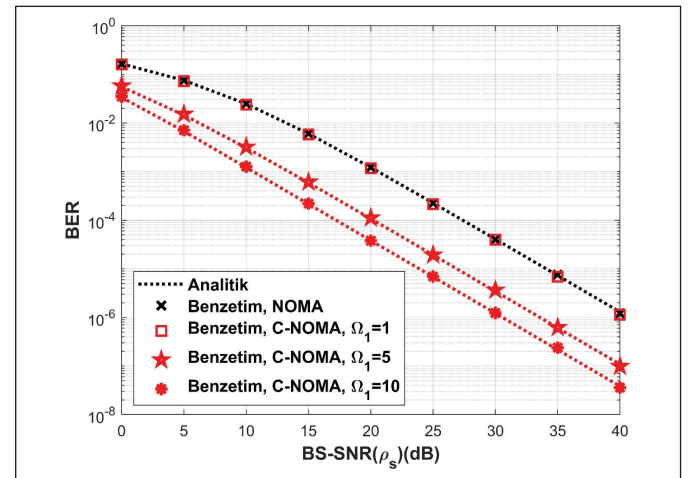
Şekil 4. $m_2 = 0.5, 1, 1.5, 2$ için C-NOMA hata başarımı $m_1 = m_r = 2$, $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$.

olduğu gibi m_r değişimi ulaşılabilir çeşitleme derecesini teorik olarak arttırması beklense de bu artışın oluşabilmesi için hata yayılımının azalması gerekmektedir. Bu da BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal durumunun $-m_1$ veya Ω_1 - iyileşmesi ile olur. BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal durumunun değişmediği durumda değişiminin sistemin hata başarımına etkisinin son derece az olduğu Şekil 5'te açıkça gözükmektedir. Yine sistemin tam çeşitleme derecesine ulaşabilmesi için ön koşul olan hatasız SIC durumunu göstermek için pSIC durumunda hata başarımı grafiği Şekil 5'te sunulmuş ve çeşitleme derecesinin ($m_2 + m_r$) olduğu gözlenmiştir.

Şekil 6'da BS ile yakın kullanıcı arasındaki ortalama kanal gücü Ω_1 'in C-NOMA'nın hata başarımına etkisi



Şekil 5. $m_1 = 1, 1.5, 2$ için C-NOMA hata başarımı $m_1 = m_2 = 1$, $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ ve $\Omega_2 = 1$.



Şekil 6. $\Omega_1 = 1, 5, 10$ için C-NOMA hata başarımı $m_1 = m_2 = m_r = 1.5$, $\Omega_2 = 1$ ve $\Omega_r = 10$.

incelenmiştir. Biçim parametreleri $m_1 = m_2 = m_r = 1.5$ ve diğer düğümler arasındaki kanallar için ortalama kanal güçleri $\Omega_2 = 1, \Omega_r = 10$ olarak kabul edilmiştir. BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal gücünün artması ile yakın kullanıcıdaki SIC hataları azalmaktadır. Bunun sonucunda da yakın kullanıcıdan uzak kullanıcıya doğru oluşan hata yayılımı azalmakta ve sistemin hata başarımı artmaktadır. Fakat, tam çeşitleme derecesinin ($m_2 + m_r$) oluşabilmesi, hata yayılımının etkisinin tamamen ortadan kalkması ile mümkündür.

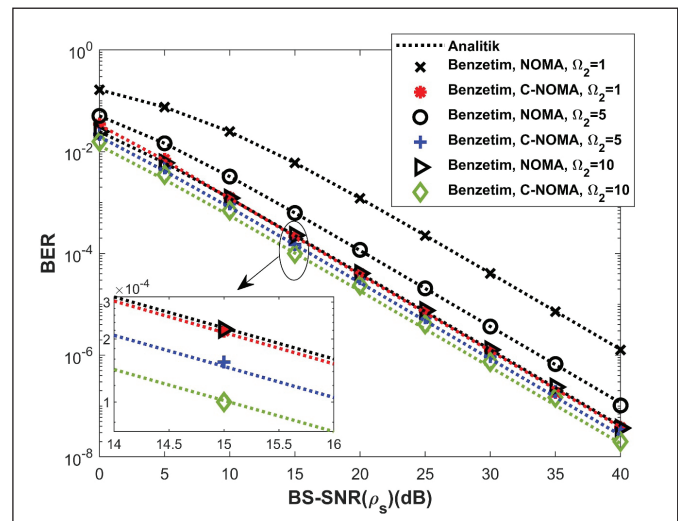
Şekil 7'de ise BS ile uzak kullanıcı arasındaki ortalama kanal gücünün sistem hata başarımına etkisi araştırılmıştır. Biçim parametreleri $m_1 = m_2 = m_r = 1.5$ ve diğer düğümler arasındaki kanallar için ortalama kanal güçleri $\Omega_1 = \Omega_r = 10$ olarak alınmıştır. BS ile uzak kullanıcı arasındaki kanal gücünün artması ile sistem başarımı düşük SNR bölgelerinde artsa da yüksek SNR bölgelerinde hata yayılımı baskın olmaktadır ve hata başarımındaki artış sınırlı kalmaktadır. Hata yayılımından kaynaklı sistem tam çeşitleme derecesine ulaşamamaktadır.

Son olarak Şekil 8'de kullanıcılar arasındaki ortalama kanal gücü Ω_r 'nin sistem başarımına etkisi incelenmiştir. Biçim parametreleri $m_1 = m_2 = m_r = 1.5$ ve diğer düğümler arasındaki kanallar için ortalama kanal güçleri $\Omega_1 = 10, \Omega_2 = 1$ olarak alınmıştır. Kullanıcılar arası ortalama kanal gücünün artması ile ikinci zaman diliminde alınan işaretin sezme işlemi üzerindeki etkisi de artmaktadır. Bunun doğal bir sonucu olarak, düşük SNR bölgelerinde sistemin hata başarımı artarken yüksek SNR bölgelerinde hata yayılımı baskın olmakta ve sistem başarımı kötüleşmektedir. Bu durumun sebebi şu şekilde açıklanabilir: BS ile yakın kullanıcı arasındaki kanal durumu iyileşmedikçe yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında uzak kullanıcı sembollerinin hatalı sezilme olasılığı değişmemektedir. Fakat, SIC sırasında hatalı sezilen sembollerin daha iyi bir kanaldan iletilmesi dolayısıyla MRC işleminde baskın olmaktadır.

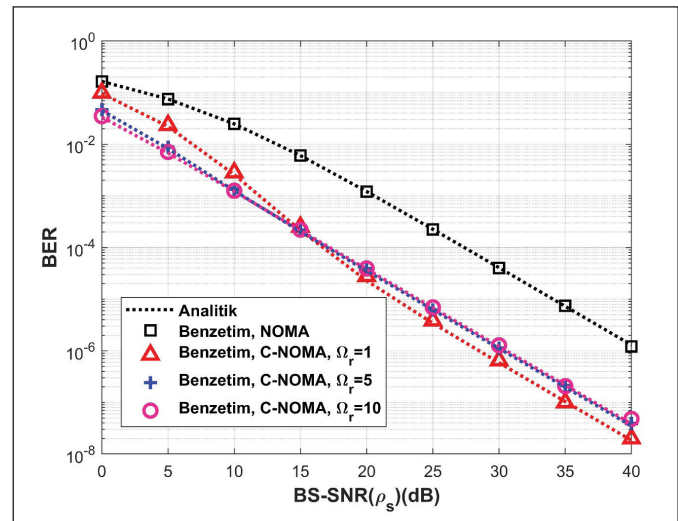
5. Bulgular ve Tartışma

Bu çalışmada C-NOMA sistemlerinin hata başarım analizleri Nakagami-m sönümlmeli kanallar için sunulmuştur. C-NOMA için e2e-BEP ifadesi kapalı formda türetilmiştir. Böylece Rayleigh kanalları da içeren daha kapsamlı bir kanal modeli için C-NOMA bit hata başarımı analizleri ortaya konmuştur. Elde edilen ifadelerin doğrulanması Monte Carlo benzetimleri ile sağlanmıştır. Benzetim sonuçlarına dayanarak, C-NOMA'da da tıpkı geleneksel

işbirlikli sistemlerde olduğu gibi parametresinin çeşitleme derecesine etki ettiği gösterilmiştir. Kanal durumlarına göre e2e-BER başarımlarının değişimi incelendiğinde C-NOMA'nın hata başarımı üzerinde en fazla etkiye kaynak ile yakın kullanıcı -röle- arasındaki kanalın sahip olduğu görülmüştür. Bu durum, kaynak ile yakın kullanıcı arasındaki kanal kalitesinin artmasıyla yakın kullanıcıdaki SIC başarımının artması dolayısıyla da yakın kullanıcıdan uzak kullanıcıya doğru olan hata yayılımı olasılığının azalmasıyla açıklanabilir. Fakat, yine de hata yayılımı etkisi sistemin tam çeşitleme derecesine ulaşamamasına sebep olmaktadır. Bu nedenle geleneksel işbirlikli sistemlerinde olduğu gibi hata yayılımını azaltacak eşik değer tabanlı



Şekil 7. $\Omega_2 = 1, 5, 10$ için C-NOMA hata başarımı $m_1 = m_2 = m_r = 1.5$ ve $\Omega_1 = \Omega_r = 10$.



Şekil 8. $\Omega_r = 1, 5, 10$ için C-NOMA hata başarımı $m_1 = m_2 = m_r = 1.5$, $\Omega_1 = 10$ ve $\Omega_2 = 1$.

seçmeli işbirlikli-NOMA kullanımı önem arz etmektedir (28). Ayrıca C-NOMA'nın en büyük dezavantajlarından biri olan röledeki güç tüketimi için kablosuz enerji transferi (wireless power transfer -WPT) ile C-NOMA'nın beraber kullanılması öngörülmektedir. Bu doğrultuda WPT ve C-NOMA'nın beraber kullanıldığı sistemlerin analizleri ve uygulaması gelecek çalışma hedefleri olarak belirlenmiştir.

Ek A

Uzak kullanıcı sembolleri için bit hata olasılığı ifadesini bulabilmek için gönderilen toplam SC işaret dikkate alınmalıdır. Yakın kullanıcı sembolleri için 16-QAM ve uzak kullanıcı sembolleri için BPSK kullanıldığı durumu ele alalım. Bu durumda toplam SC işaret için temel bant işaret kümesi Şekil 9'da verilmiştir. "...İşaret kümesinde belirtilen noktalardeki ikili (binary) semboller (0000,0) sırasıyla yakın kullanıcı ve uzak..." kullanıcı için gönderilen ikili sembollerini göstermektedir. Şekil 9'da ayrıca uzak kullanıcı sembollerinin sezimi için karar bölgeleri de belirtilmiştir.

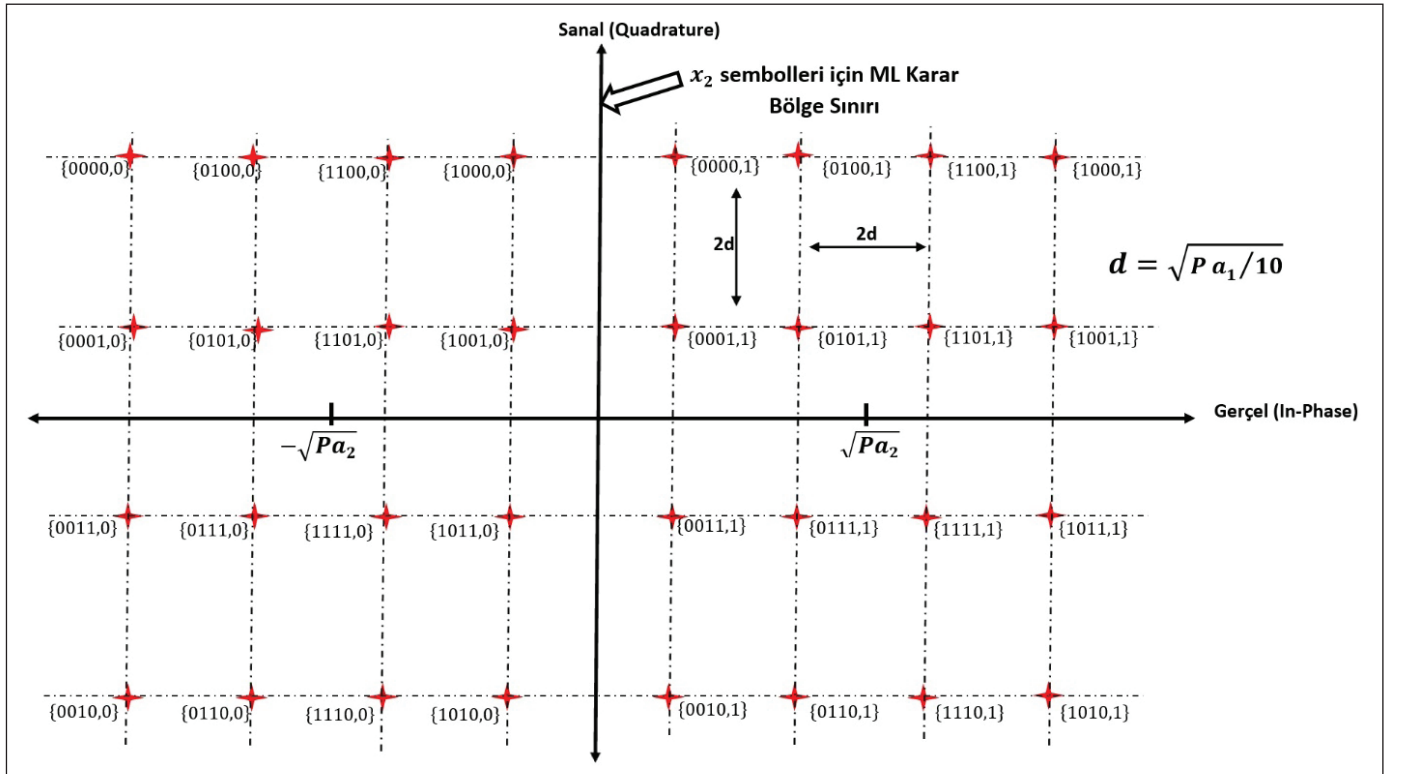
Uzak kullanıcı sembolleri BPSK ile modüle edildiğinden alıcılarda (uzak kullanıcının kendisinde ve yakın kullanıcıdaki SIC işlemi sırasında), uzak kullanıcı sembolleri için ML karar kuralı

$$\tilde{x}_2 = \begin{cases} -1, & y_i < 0 \\ +1, & y_i \geq 0 \end{cases} \quad (26)$$

olarak verilir. Burada y_i alıcılardaki alınan toplam SC işareti göstermektedir ve $y_i = x_{SC} + n_i$ olarak ifade edilir. $x_{SC} \triangleq \sqrt{\alpha_1 P} x_1 h_i + \sqrt{\alpha_2 P} x_2 h_i$ gönderilen toplam SC işaret olduğundan uzak kullanıcı sembolleri için koşullu bit hata olasılığı ifadesi

$$P_{II}(e | h_i) = \frac{1}{4} \times [P_r(n_{i,l} \geq \sqrt{P}(\sqrt{a_2} + \sqrt{a_1/10}) \times |h_i|) + P_r(n_{i,j} \geq \sqrt{P}(\sqrt{a_2} - \sqrt{a_1/10}) \times |h_i|) + P_r(n_{i,l} \geq \sqrt{P}(\sqrt{a_2} + 3\sqrt{a_1/10}) \times |h_i|) + P_r(n_{i,l} \geq \sqrt{P}(\sqrt{a_2} - 3\sqrt{a_1/10}) \times |h_i|)]. \quad (27)$$

olarak elde edilir. Burada $n_{i,l}$ toplamsal Gauss gürültüsünün gerçel (in-phase) bileşenini göstermektedir (uzak kullanıcı sembolleri BPSK ile modüle edildiğinden ML karar kuralına yalnızca gerçel bileşendeki gürültü etki etmektedir). n_i toplamsal Gauss gürültüsü varyanslı olduğundan her bileşendeki (gerçel ve sanal) gürültü sıfır "0" ortalama ve $N_0/2$ varyansa sahiptir. Böylece Eşitlik (27)'de verilen olasılık ifadesi



Şekil 9. Yakın kullanıcı: 16-QAM ve uzak kullanıcı: BPSK olduğu durumda gönderilen toplam SC sembolleri için temel bant işaret yıldız gösterimi.

$$\begin{aligned}
P_H(e | h_i) = & \\
& \frac{1}{4} \times \left[Q\left(\frac{\sqrt{P}(\sqrt{a_2} + \sqrt{a_1/10}) \times |h_i|}{\sqrt{N_0/2}}\right) \right. \\
& + Q\left(\frac{\sqrt{P}(\sqrt{a_2} - \sqrt{a_1/10}) \times |h_i|}{\sqrt{N_0/2}}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{P}(\sqrt{a_2} + 3\sqrt{a_1/10}) \times |h_i|}{\sqrt{N_0/2}}\right) \\
& \left. + Q\left(\frac{\sqrt{P}(\sqrt{a_2} - 3\sqrt{a_1/10}) \times |h_i|}{\sqrt{N_0/2}}\right) \right]. \tag{28}
\end{aligned}$$

şeklinde elde edilir. Böylece yakın ve uzak kullanıcıların sırasıyla 16-QAM ve BPSK ile modüle edildiği durum için ispat tamamlanmış olur. Verilen diğer modülasyon çiftleri için de Şekil 9'da verilen işaret kümesi güncellenerek Eşitlik (26)'dan Eşitlik (28)'e kadar adımlar tekrarlanırsa Çizelge I'de verilen katsayılar elde edilir.

6. Kaynaklar

1. **3GPP 2016.** *RP-160680: Downlink multiuser superposition transmission for LTE.*
2. **Ali, MS., Hossain, E., Kim, DI. 2017.** Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for downlink multiuser MIMO systems: User clustering, beamforming, and power allocation, *IEEE Access*, 5: 565–577.
3. **Ali, MS., Tabassum, H., Hossain, E. 2016.** Dynamic user clustering and power allocation for uplink and downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) systems, *IEEE Access*, 4: 6325–6343.
4. **Benjebbour, A., Saito, Y., Kishiyama, Y., Li, A., Harada, A., Nakamura, T. 2013.** Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access. *Int. Symp. Intell. Signal Process. Commun. Syst.*, 770–774.
5. **Boccardi, F., Heath, R., Lozano, A., Marzetta, T., Popovski, P. 2014.** Five disruptive technology directions for 5G. *IEEE Commun. Mag.*, 52:74–80.
6. **Choi, J. 2016.** On the power allocation for MIMO-NOMA systems with layered transmissions, *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 15: 3226–3237.
7. **Cui, J., Ding, Z., Fan, P. 2016.** A novel power allocation scheme under outage constraints in NOMA systems. *IEEE Signal Process. Lett.*, 23: 1226–1230.
8. **Cui, J., Liu, Y., Ding, Z., Fan, P., Nallanathan, A. 2017.** Optimal user scheduling and power allocation for millimeter wave NOMA systems. *IEEE Trans. on Wirel. Commun.*, 17: 1–30.
9. **Dai, L., Wang, B., Yuan, Y., Han, SICL., Wang, Z. 2015.** Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends. *IEEE Commun. Mag.*, 53: 74–81.
10. **Ding, Z., Adachi, F., Poor, HV. 2016.** The application of MIMO to non-orthogonal multiple access. *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 15: 537–552.
11. **Ding, Z., Fan, P., Poor, HV. 2016.** Impact of user pairing on 5G nonorthogonal multiple-access downlink transmissions. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 65: 6010–6023.
12. **Ding, Z., Fan, P., Poor, HV. 2017.** Random beamforming in millimeter-wave NOMA networks. *IEEE Access*, 5: 7667–7681.
13. **Ding, Z., Liu, Y., Choi, J., Sun, Q., Elkashlan, M., Chih-Lin, I., Poor, HV. 2017.** Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G Networks. *IEEE Commun. Mag.*, 55: 185–191.
14. **Ding, Z., Peng, M., Poor, HV. 2015.** Cooperative Non-orthogonal multiple access in 5G systems. *IEEE Commun. Lett.*, 19: 1462–1465.
15. **Ding, Z., Yang, Z., Fan, P., Poor, HV. 2014.** On the Performance of non-orthogonal multiple access in 5G Systems with randomly deployed users. *IEEE Signal Process. Lett.*, 21: 1501–1505.
16. **Gökçeli, S., Kucur, O., Aldababsa, M., Toka, M., Kurt, GK. 2018,** A Tutorial on nonorthogonal multiple access for 5G and beyond. *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, 2018: 1–24.
17. **Gradshteyn, IS., Ryzhik, IM. 1994.** *Table of integrals, series, and products*, 5th ed., Academic Press, San Diego: CA, USA, 1220 pp.
18. **Guo, J., Wang, X., Yang, J., Zheng, J., Zhao, B. 2016.** User pairing and power allocation for downlink non-orthogonal multiple access. *IEEE Globecom.*, pp: 0–5.
19. **Herhold, P., Zimmermann, E., Fettweis, G. 2004.** A simple cooperative extension to wireless relaying. *Int. Zurich Semin. Digit. Commun.*, 36–39.
20. **Higuchi, K., Kishiyama, Y. 2013.** Non-orthogonal access with random beamforming and intra-beam SIC for cellular MIMO downlink. *IEEE Veh. Technol. Conf.*
21. **Hossain, E., Hasan, M. 2015.** 5G Cellular: Key enabling technologies and research challenges. *IEEE Instrum. Meas. Mag.*, 11–21.
22. **Ikki, S., Ahmed, MH. 2007.** Performance of decode-and-forward cooperative diversity networks over nakagami-m fading channels. *IEEE Globecom.*, 4328–4333.
23. **Jiao, R., Dai, L., Zhang, J., Mackenzie, R., Hao, M. 2017.** On the performance of NOMA-Based cooperative relaying systems over rician fading channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 66:11409–11413.
24. **Kara, F., Kaya, H. 2018.** BER performances of downlink and uplink NOMA in the presence of SIC errors over fading channels. *IET Commun.*, 12:1834–1844.

25. Kara, F., Kaya, H. 2018. Derivation of the closed-form BER expressions for DL-NOMA over Nakagami-m fading channels. *26th Signal Process. Commun. Appl. Conf.*
26. Kara, F., Kaya, H. 2019. The error performance analysis of the decode-forward relay-aided-NOMA systems and a power allocation scheme for user fairness, *J. Fac. Eng. Archit. Gazi Univ.*, (in press).
27. Kara, F., Kaya, H. 2019. On the error performance of Cooperative-NOMA with statistical CSIT. *IEEE Commun. Lett.*, 23:128–131.
28. Kara, F., Kaya, H. 2019. Threshold-based selective Cooperative-NOMA. *IEEE Commun. Lett.*, 99:1, 2019
29. Kim, JB., Lee, IH. 2015. Capacity analysis of cooperative relaying systems using non-orthogonal multiple access. *IEEE Commun. Lett.*, 19:1949–1952.
30. Kizilirmak, RC., Rowell, CR., Uysal, M. 2015. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for indoor visible light communications. *Int. Work. Opt. Wirel. Commun.*, pp: 98–101.
31. Liu, F., Mahonen, P., Petrova, M. 2015. Proportional fairness-based user pairing and power allocation for non-orthogonal multiple access. *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun.*, pp: 1127–1131.
32. Liu, H., Ding, Z., Kim, KJ., Kwak, KS., Poor, HV. 2018. Decode-and-Forward relaying for cooperative NOMA systems with direct links, *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 17:8077–8093.
33. Liu, Y., Ding, Z., ElKashlan, M., Yuan, J. 2016. Nonorthogonal multiple access in large-scale underlay cognitive radio networks. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 65: 10152–10157.
34. Liu, Y., Pan, G., Zhang, H., Song, M. 2016. Hybrid decode-forward amplify-forward relaying with non-orthogonal multiple access. *IEEE Access*, 4: 4912–4921.
35. Marshoud, H., Kapinas, V. M., Karagiannidis, GK., Muhaidat, S. 2015. Non-orthogonal multiple access for visible light communications, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 28: 51–54.
36. Onat, F. A., Adinoyi, A., Fan, Y., Yanikomeroğlu, H., Thompson, JS., Marsland, I. D. 2008. Threshold selection for SNR-based selective digital relaying in cooperative wireless networks. *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 7: 4226–4237.
37. Oviedo, J. A., Sadjadpour, HR. 2017. A fair power allocation approach to NOMA in multiuser SISO systems, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 66:7974–7985.
38. Proakis, JG. 2008. *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, New York, USA, 1170 pp.
39. Ross, S. 1988. *A first course in probability*, Prentice Hall, New Jersey, USA, 545 pp.
40. Saito, Y., Benjebbour, A., Kishiyama, Y., Nakamura, T. 2013. System-level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA). *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun.*, pp: 611–615.
41. Shin, W., Vaezi, M., Lee, B., Love, D. J., Lee, J., Poor, HV. 2017. Non-orthogonal multiple access in multi-cell networks: Theory, performance, and practical challenges. *IEEE Commun. Mag.*, 2017: 176–183.
42. Simon, M. K., Alouini, MS. 2004. *Digital communication over fading channels*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 936 pp.
43. Sun, Q., Han, S., I, CL., Pan, Z. 2015. On the ergodic capacity of MIMO NOMA systems. *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, 4: 405–408.
44. Yang, Z., Ding, Z., Fan, P., Al-Dhahir, N. 2016. A general power allocation scheme to guarantee quality of service in downlink and uplink NOMA systems. *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 15: 7244–7257.
45. Zhang, Y., Yang, Z., Feng, Y., Yan, S. 2018. Performance analysis of cooperative relaying systems with power-domain non-orthogonal multiple access. *IEEE Access*, 6: 39839–39848.
46. Zhong, C., Zhang, Z. 2016. Non-orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying. *IEEE Commun. Lett.*, 20: 2478–2481.