

# Tam Çift Yönlü Uzaysal Modülasyonlu İletişim Sistemlerinin Performans Analizi

## Performance Analysis of Full-Duplex Spatial-Modulated Communication Systems

Asil Koç, İbrahim Altunbaş, Ertuğrul Başar  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
İstanbul, Türkiye  
{kocasil, ibraltunbas, basarer}@itu.edu.tr

**Özetçe** —Bu çalışmada tam çift yönlü iletim yapan uzaysal modülasyonlu iletişim sistemlerinin Rayleigh sönmülemeli kanallardaki performansı incelenmiştir. Önerilen sisteme ait ortalama bit hata olasılığı üst sınır ifadesi kapalı formda elde edilmiştir. Analizlerde tam çift yönlü iletimden kaynaklanan artık öz girişimin etkisi dikkate alınmıştır. Elde edilen analitik sonuçlar, Monte Carlo tipi bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmıştır. Benzetim sonuçları göstermektedir ki, önerilen sistem geleneksel yarı çift yönlü iletim yapan uzaysal modülasyonlu sistemlere göre daha iyi hata performansı sağlamaktadır.

**Anahtar Kelimeler**—Tam çift yönlü iletim, uzaysal modülasyon, ortalama bit hata olasılığı, Rayleigh sönmülemeli kanallar.

**Abstract**—In this work, the performance of full-duplex spatial-modulated communication systems is investigated over Rayleigh fading channels. An upper bound for the average bit error probability of the proposed system is derived in a closed-form. During the analyses, the effect of the residual loop interference due to the full-duplex transmission is also considered. The accuracy of the theoretical analysis is verified by Monte Carlo type computer simulations. It is observed that the proposed system provides better performance compared to the conventional spatial-modulated systems with half-duplex transmission.

**Keywords**—Full-duplex transmission, spatial modulation, average bit error probability, Rayleigh fading channels.

### I. GİRİŞ

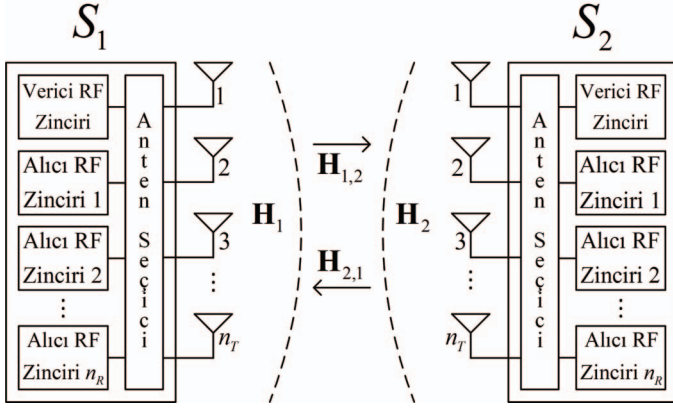
Gelecek nesil iletişim sistemlerinin oluşturulmasında asıl hedef, daha yüksek iletim hızlarına ve kapasiteye erişebilmek için frekans spektrumunu daha verimli kullanmaktır [1]. Tam çift yönlü (full-duplex, FD) iletim tekniğinde, gönderim ve alım işlemleri aynı frekans bandı üzerinden eş zamanlı olarak yapıldığından, geleneksel yarı çift yönlü (half-duplex, HD) iletime göre kapasite teorik olarak iki katına çıkmaktadır. Gelişen işaret işleme teknikleri ve anten teknolojileri ile uygulanabilir hale gelen FD iletim, araştırmacıların ilgisini çekmekte ve gelecek nesil iletişim sistemlerinde kullanılabilir olacakça önemli bir teknik olarak görülmektedir [1], [2]. İletim ve alım işlemlerinin eş zamanlı yapılmasından dolayı alıcıda meydana gelen öz girişimin (loop-interference, LI) giderilmesi, FD iletimin performansı için en önemli kriterlerden biridir [3]. Literatürde LI giderimi için temel olarak üç farklı yöntem vardır: pasif, analog ve sayısal giderim [2]. Fakat LI tamamen yok edilemez, alıcıda oluşan artık LI bileşeni FD iletimin performansını etkiler.

Bant verimliliğini daha da arttırmak amacıyla FD iletim, çok girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) iletişim sistemleriyle birleştirilebilir. MIMO tekniklerine örnek olarak V-BLAST mimarisi verilebilir [4]. Fakat bu durumda birden fazla verici anten aktif olarak çalışacağından, FD iletim sistemlerinin hem LI hem de kanallar arası girişim (inter channel interference, ICI) ile başa çıkması gerekecektir. ICI nedeniyle en büyük olabilirlik (maximum likelihood, ML) tekniği kullanan alıcıların karmaşıklığını üstel olarak arttırmaktadır [5]. Alıcıda oluşan ICI problemini ortadan kaldırmak amacıyla, [5]'te uzaysal modülasyon (spatial-modulation, SM) tekniği önerilmiştir. Klasik SM tekniğinde, her simge süresince verici antenlerden sadece bir tanesi aktif olarak çalışmaktadır. Bu nedenle bilgi bitleri hem modülasyonlu işaretler (örneğin  $M$ -PSK,  $M$ -QAM), hem de verici anten indisleri ile taşınmaktadır. Eğer alıcıda [6]'da önerilen ML tekniği kullanılırsa, düşük karmaşıklığa sahip SM tekniği V-BLAST mimarisine göre daha iyi performans sağlamaktadır. Bu nedenle MIMO sistemler için SM tekniği oldukça elverişlidir [7].

FD iletim yaparken SM tekniğini kullanan (kısaca FD-SM) sistemlere ait literatürde birkaç çalışma bulunmaktadır. [8]'de FD-SM sistemlerin anlık en büyük ortak bilgi miktarı (maximum mutual information, MMI)  $2 \times 2$  MIMO yapısı için kapalı formda bulunmuştur. Yine aynı çalışmada, verici anten, girişe gelen bilgi bitlerine göre seçilirken, diğer anten alıcı olarak kullanılmaktadır. [9]'da FD iletim yapan sistemlerde aşağı yönde/yukarı yönde iletimde (uplink/downlink) kullanılabilir olan koordinat serpiştirmeli dik tasarım (coordinate interleaved orthogonal design, CIOD) ve SM teknikleri incelenmiştir. [10] ve [11]'de çöz ve aktar (decode and forward, DF) tekniği ile FD iletim yapan işbirlikli sistemlerin, röle ve/veya kaynak düğümlerinde SM tekniğinin kullanılması halinde elde edilecek performans incelenmiştir.

Bu çalışmada iki yönlü genel bir FD-SM sistemi önerilmiş ve bu sistemin Rayleigh sönmülemeli kanallardaki performansı incelenmiştir. Önerilen sistemin çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) yardımıyla, ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability, ABEP) üst sınırı kapalı formda bulunmuştur. Ardından, analizlerin doğruluğu Monte Carlo benzetimleri ile kanıtlanmıştır. Ayrıca FD-SM sistemlerinin hata performansı, geleneksel HD-SM sistemler ile karşılaştırılmıştır. Nümerik sonuçlar, LI giderimin kalitesi ve bant verimliliğinin artması ile FD-SM sistemlerin HD-SM sistemlere göre oldukça iyi performans verdiğini göstermektedir.

Bu çalışma 114E607 numaralı TÜBİTAK projesi tarafından desteklenmektedir



Şekil 1. FD-SM sistem modeli.

*Gösterim:* Kalın büyük/küçük harfler matrisleri/vektörleri belirtir.  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$  ve  $\|\cdot\|$  sırasıyla bir vektör yada matrisin evriğini, eşlenik evriğini ve Frobenius normunu göstermektedir. Reel ve sanal bileşeni birbirinden bağımsız ve  $\mathcal{N}(0, \sigma^2/2)$  biçiminde Gauss dağılımına sahip bir rastlantı değişkeni (r.d.),  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$  biçiminde karmaşık Gauss dağılımına sahiptir.  $\Re[\cdot]$ ,  $\text{E}\{\cdot\}$  ve  $\text{Var}\{\cdot\}$  sırasıyla reel kısım alma, beklenen değer ve varyans işlemleridir. Bir  $x$  r.d. için olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ve moment üretme fonksiyonu (moment generating function, MGF) sırasıyla  $p_x(\cdot)$  ve  $M_x(s) = \text{E}\{e^{-sx}\}$  şeklinde gösterilir.  $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ .

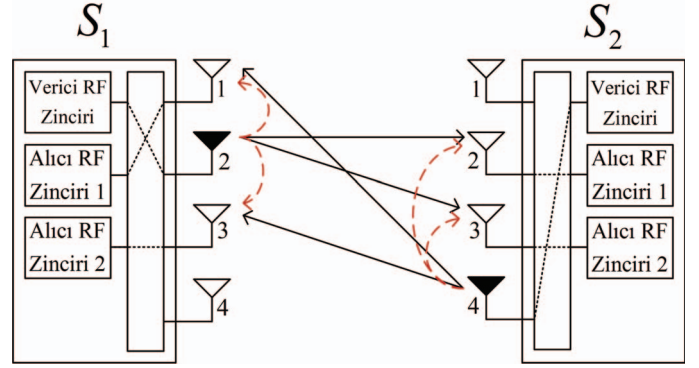
## II. SİSTEM MODELİ

Şekil 1'de sistem modeli verilen, FD-SM sisteminde iki kaynak ( $S_i, i \in \{1, 2\}$ ) birbirleriyle eş zamanlı olarak iletişim kurmaktadır. Her iki kaynağa da  $n_T$  adet anten yerleştirilmiştir. Önerilen sistemde SM tekniği kullanılacağından, kaynaklarda tek bir verici RF zinciri bulunmaktadır. Dolayısıyla bir anten iletim amacıyla kullanılmaktadır. Kalan  $n_T - 1$  adet anten alıcı anten olarak kullanılabilir. Fakat  $n_T$ 'nin yüksek değerlerinde gerekli alıcı RF zinciri sayısı fazlaca artacağından, her kaynaktaki  $1 \leq n_R \leq n_T - 1$  özelliğini sağlayacak şekilde  $n_R$  adet alıcı RF zinciri olduğu varsayılmaktadır. Alıcı RF zincirleri, uygun antenlere herhangi bir seçime bağlı olmaksızın rastgele bağlanacaktır. Böylece FD-SM sistemin her kaynağında toplam  $n_R + 1$  adet RF zinciri olacaktır. Şekil 2'de  $n_T = 4$  ve  $n_R = 2$  durumu için örnek bir gösterim verilmiştir. Giriş bilgi bitlerine göre  $S_1$  ve  $S_2$  düğümlerinde sırasıyla 2 ve 4 numaralı antenler verici olarak seçilirken, alıcı RF zincirleri uygun antenlere bir seçim yapılmaksızın bağlanmaktadır. Buna ek olarak, kaynaklar arasındaki kanallar siyah düz çizgiler ve artık LI kanalları kırmızı kesik çizgiler ile gösterilmiştir.

İncelenen sistemde  $S_i$  kaynağında alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y}_i = \underbrace{\sqrt{P_S} \mathbf{H}_{j,i} \mathbf{x}_j}_{\text{Bilgi İçeren İşaret}} + \underbrace{\sqrt{\beta P_S^\lambda} \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i}_{\text{Artık Öz Girişim}} + \underbrace{\mathbf{n}_i}_{\text{Gürültü}} \quad (1)$$

biçiminde yazılabilir. Burada  $j \in \{1, 2\}$ ,  $j \neq i$ ,  $P_S$  iletim gücü,  $\mathbf{x}_i$  ve  $\mathbf{x}_j$  sırasıyla  $S_i$  ve  $S_j$ 'den gönderilen  $n_T \times 1$  boyutlu SM işaret vektörü,  $\mathbf{H}_{j,i}$   $S_j$ 'nin tüm antenleri ve  $S_i$ 'nin aktif alıcı antenleri arasındaki  $n_R \times n_T$  boyutlu kanal matrisi,  $\mathbf{H}_i$   $n_R \times n_T$  boyutlu artık LI matrisi ve  $\mathbf{n}_i$   $n_R \times 1$  boyutlu



Şekil 2. FD-SM sisteminin,  $n_T = 4$  ve  $n_R = 2$  durumu için örnek bir gösterimi. Siyah düz çizgiler kaynaklar arasındaki kanalları ve kırmızı kesik çizgiler artık LI kanallarını göstermektedir.

toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) vektörüdür.  $\mathbf{H}_{j,i}$ ,  $\mathbf{H}_i$  ve  $\mathbf{n}_i$ 'nin elemanları birbirinden bağımsız ve  $\mathcal{CN}(0, 1)$  dağılımlı olarak modellenmiştir. Ayrıca  $\beta$  ve  $\lambda$ , LI giderim işleminin kalitesini gösteren sabitlerdir [3], [11], [12].  $\beta$  ve  $\lambda$ 'nın değerlerinin azalması LI giderim işlemindeki kalitenin arttığını göstermektedir. FD iletimde  $0 \leq \lambda \leq 1$  aralığında değer alırken,  $\lambda = 0$  ve  $\lambda = 1$  durumları sırasıyla FD iletim için en iyimser ve en kötümser senaryolardır [12]. Yapılan pratik çalışmalar ile  $\lambda$ 'nın değerinin giderim işlemleri yardımıyla oldukça azaltılabileceği gösterilmiştir. [3]'te  $\lambda$  için bir değer 0.21 olarak verilmektedir.

$S_j$  kaynağında gönderilen işaret vektörü

$$\mathbf{x}_j = [0 \ \cdots \ 0 \ \underbrace{x_j(q_j)}_{k_j \text{ eleman}} \ 0 \ \cdots \ 0]^T \quad (2)$$

biçiminde yazılabilir. Burada  $k_j$  verici olarak seçilen anten indisini,  $x_j(q_j)$   $M$ -QAM veya  $M$ -PSK işaret uzayındaki  $q_j$  elemanı belirtir. Yukarıdaki eşitlik yardımıyla,  $\mathbf{x}_i$  de kolaylıkla  $k_i$  ve  $x_i(q_i)$  cinsinden yazılabilir. Ardından (1) ve (2) kullanılarak,  $S_i$ 'de alınan işaret

$$\mathbf{y}_i = \underbrace{\sqrt{P_S} \mathbf{h}_{j,i}(k_j) x_j(q_j)}_{\text{Bilgi İçeren İşaret}} + \underbrace{\sqrt{\beta P_S^\lambda} \mathbf{h}_i(k_i) x_i(q_i)}_{\text{Artık Öz Girişim}} + \underbrace{\mathbf{n}_i}_{\text{Gürültü}} \quad (3)$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir. Burada  $\mathbf{h}_{j,i}(k_j)$  ve  $\mathbf{h}_i(k_i)$  sırasıyla  $\mathbf{H}_{j,i}$  ve  $\mathbf{H}_i$  matrislerinin  $k_j$ . ve  $k_i$ . sütunlarıdır.  $\mathbf{H}_{j,i}$ 'nin bilinmesi koşulu altında, alıcıda alınan karmaşık Gauss dağılımlı işaretin beklenen değer ve varyansı

$$\begin{aligned} \text{E}\{\mathbf{y}_i | \mathbf{H}_{j,i}\} &= \sqrt{P_S} \mathbf{g}(k_j, q_j) \\ \text{Var}\{\mathbf{y}_i | \mathbf{H}_{j,i}\} &= \beta P_S^\lambda |x_i(q_i)|^2 + 1 \end{aligned} \quad (4)$$

şeklinde bulunabilir. Burada  $\mathbf{g}(k_j, q_j) = \mathbf{h}_{j,i}(k_j) x_j(q_j)$ 'dir. Alıcının kanal durum bilgisine (channel state information, CSI) tam olarak sahip olması halinde, ML karar kuralı [6]

$$\begin{aligned} [\hat{k}_j, \hat{q}_j] &= \arg \max_{k_j, q_j} p_{\mathbf{y}_i}(\mathbf{y}_i | \mathbf{H}_{j,i}) \\ &= \arg \min_{k_j, q_j} \left\| \mathbf{y}_i - \sqrt{P_S} \mathbf{g}(k_j, q_j) \right\|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

biçimde verilir. Burada  $\hat{k}_j$  ve  $\hat{q}_j$ , alıcıda karar verilen anten indisi ve ilgili modülasyonlu işarete ait bilgilerdir.

### III. ABEP ANALİZİ

Bu bölümde FD-SM sistemlerine ait ABEP ifadesi PEP yaklaşımı kullanılarak bulunacaktır. İlk olarak (5)'ten yararlanarak, FD-SM sistemleri için koşullu PEP (conditional pairwise error probability, CPEP) ifadesi

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j | \mathbf{H}_{j,i}) &= P \left\{ \left\| \mathbf{y}_i - \sqrt{P_S} \mathbf{g}(k_j, q_j) \right\|^2 \geq \right. \\ &\quad \left. \left\| \mathbf{y}_i - \sqrt{P_S} \mathbf{g}(\hat{k}_j, \hat{q}_j) \right\|^2 \middle| \mathbf{H}_{j,i} \right\} \\ &= P \left\{ \sqrt{P_S} \left\| \mathbf{g}(k_j, q_j) \right\|^2 - \sqrt{P_S} \left\| \mathbf{g}(\hat{k}_j, \hat{q}_j) \right\|^2 \right. \\ &\quad \left. - 2\Re \left[ \mathbf{y}_i^H \left( \mathbf{g}(k_j, q_j) - \mathbf{g}(\hat{k}_j, \hat{q}_j) \right) \right] \middle| \mathbf{H}_{j,i} \right\} \\ &= P(\Psi_i \geq 0) \end{aligned} \quad (6)$$

şeklinde elde edilebilir. Daha sonra (4) kullanılarak,  $\Psi_i$ 'ye ait koşullu beklenen değer ve varyans ifadeleri

$$\begin{aligned} E\{\Psi_i | \mathbf{H}_{j,i}\} &= -\sqrt{P_S} \kappa \\ \text{Var}\{\Psi_i | \mathbf{H}_{j,i}\} &= 2\kappa \left( \beta P_S^\lambda |x_i(q_i)|^2 + 1 \right) \end{aligned} \quad (7)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\kappa = \left\| \mathbf{g}(k_j, q_j) - \mathbf{g}(\hat{k}_j, \hat{q}_j) \right\|^2$  olup,  $2n_R$  serbestlik derecesi ile ki-kare (chi-square) dağılımına sahiptir. Benzer bir gösterim ile  $\kappa = \sum_{p=1}^{2n_R} \alpha_p^2$  biçiminde de tanımlanabilir. Bu durumda,  $\alpha_p \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\alpha^2/2)$  ve

$$\sigma_\alpha^2 = \begin{cases} |x_j(q_j)|^2 + |x_j(\hat{q}_j)|^2, & k_j \neq \hat{k}_j \\ |x_j(q_j) - x_j(\hat{q}_j)|^2, & k_j = \hat{k}_j \end{cases} \quad (8)$$

olacaktır. Örneğin  $M$ -PSK modülasyonu kullanılırsa  $|x_j(q_j)| = 1$  olacağından,  $k_j \neq \hat{k}_j$  durumunda  $\sigma_\alpha^2 = 2$  değerini alır. Ardından (7)'den yararlanarak, (6)'da verilen CPEP eşitliği  $Q$  fonksiyonu kullanılarak yeniden

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j | \mathbf{H}_{j,i}) = Q\left(\sqrt{2\delta_i \kappa}\right) \quad (9)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\delta_i = \sqrt{P_S/4 (\beta P_S^\lambda |x_i(q_i)|^2 + 1)}$ 'dir. Daha sonra,  $Q(x) = (1/\pi) \int_0^{\pi/2} e^{-x^2/2\sin^2\theta} d\theta$  [13, (4.2)] ifadesi kullanılıp,  $\kappa$  üzerinden ortalama alınırsa, PEP ifadesi

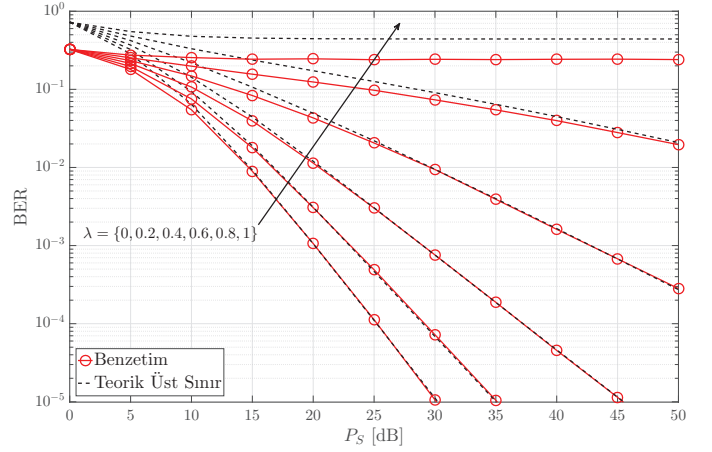
$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j) &= \frac{1}{\pi} \int_{u=0}^{\infty} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\delta_i \kappa}{\sin^2\theta}\right) p_\kappa(u) d\theta du \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi/2} M_\kappa\left(\frac{\delta_i}{\sin^2\theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (10)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $M_\kappa(s) = (1 + s\sigma_\alpha^2)^{-n_R}$  olup,  $\kappa$ 'nın MGF ifadesidir [13]. Yukarıda verilen PEP yeniden

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j) = \frac{1}{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \left( \frac{\sin^2\theta}{\sin^2\theta + \delta_i \sigma_\alpha^2} \right)^{n_R} d\theta \quad (11)$$

biçiminde yazılabilir. İntegralin çözümü için [13, (5A.4b)] kullanılırsa, FD-SM sistemlerine ait PEP ifadesi kapalı formda

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j) = \mu_i^{n_R} \sum_{b=0}^{n_R-1} \binom{n_R+b-1}{b} (1-\mu_i)^b \quad (12)$$



Şekil 3. FD-SM sistemlerinin farklı  $\lambda$  değerlerine göre BER performansı ( $\eta = 6$  [bit/sn/Hz], BPSK,  $n_T = 4$ ,  $n_R = 2$ ).

olarak bulunur. Burada  $\mu_i = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\delta_i \sigma_\alpha^2 / (1 + \delta_i \sigma_\alpha^2)} \right)$ 'dir. Kapalı formda bulunan PEP ifadesinde,  $\mu_i$ 'nin değeri  $x_i(q_i)$  ile değiştiğinden dolayı,  $S_i$  kaynağına ait ABEP hesabında  $x_i(q_i)$  de dikkate alınmalıdır. Son olarak [6], [9]–[11]'de uygulandığı üzere, birleşim üst sınırı yaklaşımı kullanılarak  $S_i$  kaynağı için ABEP ifadesi

$$P_b^{(i)} \leq \sum_{q_i=1}^M \sum_{k_j=1}^{n_T} \sum_{q_j=1}^M \sum_{\hat{k}_j=1}^{n_T} \sum_{\hat{q}_j=1}^M \frac{N(\mathbf{x}_j, \hat{\mathbf{x}}_j) P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j)}{\log_2(n_T M) n_T M^2} \quad (13)$$

şeklinde üstten sınırlanabilir. Burada  $N(\mathbf{x}_j, \hat{\mathbf{x}}_j)$ ,  $\mathbf{x}_j$  işaret vektörü  $\hat{\mathbf{x}}_j$  olarak çözüldüğündeki hatalı bit sayısıdır. Belirtmek gerekir ki, bulunan üst sınır ifadesi (1)'deki  $\beta = 0$  alınırsa HD-SM sistemler için de geçerlidir.

### IV. FD-SM VE HD-SM İÇİN BANT VERİMLİLİĞİ

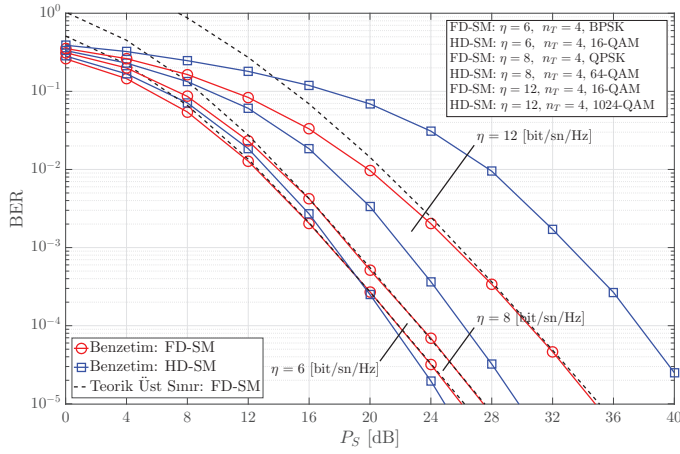
Bölüm II'de anlatıldığı üzere, FD-SM sistemlerinde her simge aralığında kaynaklar  $\log_2(n_T)$  biti verici anten indisi ve  $\log_2(M)$  biti  $M$ -PSK ya da  $M$ -QAM işaretleri yardımıyla iletilmektedir. Toplamda  $2\log_2(n_T M)$  bit her simge aralığında iki yönlü olarak taşınmaktadır. Fakat geleneksel HD-SM sistemlerinde gönderim ve alım işlemleri ayrı zaman dilimlerinde yapıldığı için her simge aralığında sadece  $\log_2(n_T M)$  bit iletilecektir. Bu nedenle FD-SM ve HD-SM sistemlerine ait bant verimliliği ifadeleri [bit/sn/Hz] cinsinden sırasıyla şu şekilde verilir:

$$\begin{aligned} \eta_{FD} &= 2\log_2(n_T M) \\ \eta_{HD} &= \log_2(n_T M). \end{aligned} \quad (14)$$

### V. NÜMERİK SONUÇLAR

Bu bölümde FD-SM sisteminin bit hata olasılığı (bit error rate, BER) performansı çeşitli senaryolarda incelenecek ve yapılan analizlerin doğruluğu Monte Carlo tipi bilgisayar benzetimleri ile doğrulanacaktır. Ayrıca FD-SM sisteminin hata performansı, aynı bant verimliliği ve eşit sayıda RF zincirine sahip HD-SM sistemler ile karşılaştırılacaktır. Benzetimlerde  $S_1$  düğümünün alıcı olduğu durumdaki BER değerleri, yani  $P_b^{(1)}$  elde edilmiştir. Tüm nümerik analizlerde, [12]'de olduğu gibi  $\beta = 1$  olarak alınmıştır.

Şekil 3'te FD-SM sistemlerinin,  $\eta = 6$  [bit/sn/Hz],  $M = 2$  (BPSK),  $n_T = 4$  ve  $n_R = 2$  olduğu durumdaki BER eğrileri artan  $P_S$  değerlerine göre çizdirilmiştir. Burada altı



Şekil 4. FD-SM ve HD-SM sistemlerinin  $\eta = \{6, 8, 12\}$  [bit/sn/Hz] bant verimlilikleri için BER performansları ( $n_T = 4$ ,  $n_R = 3$ ,  $\lambda = 0.25$ ).

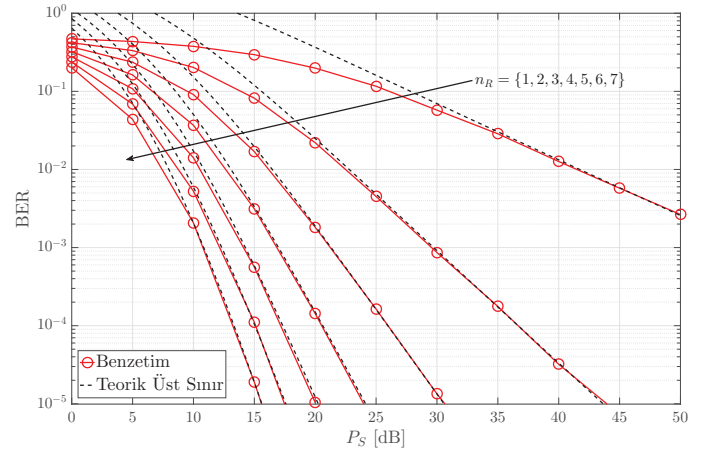
farklı  $\lambda$  değeri için FD-SM sistemin BER performansındaki değişim incelenmiştir. Üst sınıra ait teorik eğriler (13)'ten yararlanılarak üretilmiş olup, elde edilen sonuçların ışığında yapılan analizlerin doğruluğu gösterilmiştir. Artan iletim gücü ve/veya azalan  $\lambda$  değerleriyle, teorik sonuçların oldukça sıkı bir üst sınır oluşturduğu gözlemlenmiştir. Buna ek olarak, Bölüm II'de bahsedildiği şekilde,  $\lambda$ 'nın azalmasının FD-SM sistemlerinin performansını artırdığı gösterilmiştir. Örneğin, BER değerinin  $10^{-5}$ 'e ulaşabilmesi için  $\lambda = 0$  durumunda iletim gücü 30 dB olması gerekirken,  $\lambda = 0.2$  olması halinde iletim gücü 35 dB'ye yükseltilmelidir.

Eşit sayıda RF zinciri ve aynı bant verimliliğine sahip FD-SM ve HD-SM sistemlerinin BER performanslarının karşılaştırması Şekil 4'te verilmiştir. Burada  $n_T = 4$ ,  $n_R = 3$  ve  $\lambda = 0.25$  olarak seçilmiş,  $\eta = \{6, 8, 12\}$  [bit/sn/Hz] bant verimliliklerini sağlayabilmek için FD-SM sistemlerinde sırasıyla BPSK, QPSK ve 16-QAM modülasyonları kullanılmıştır. Aynı bant verimlilikleri için HD-SM sistemlerinde ise sırasıyla 16-QAM, 64-QAM ve 1024-QAM modülasyonları kullanılmıştır. Benzetim sonuçları göstermektedir ki,  $\eta$  arttıkça FD-SM sistemlerinin performansı artmaktadır. Örneğin, BER  $10^{-4}$ 'e eşit olduğunda,  $\eta = 8$  [bit/sn/Hz] için FD-SM sistemleri HD-SM sistemlerine göre yaklaşık 2.9 dB avantaj sağlarken, bant verimliliği  $\eta = 12$  [bit/sn/Hz]'e çıkartıldığında bu avantaj yaklaşık olarak 7.2 dB'ye ulaşmaktadır. Buna karşın, bant verimliliği  $\eta = 6$  [bit/sn/Hz]'e düşürülürse, HD-SM sisteminin performansı 19.1 dB'den sonra FD-SM sisteminin performansını geçmektedir.

Şekil 5'te ise FD-SM sistemlerinde,  $\eta = 10$  [bit/sn/Hz],  $M = 4$  (QPSK),  $n_T = 8$  ve  $\lambda = 0.3$  olduğunda,  $n_R$  yani alıcı RF zinciri sayısının 1 ile 7 arasında değişiminin BER performansına etkisi incelenmiştir. Beklendiği üzere, aynı sayıda antene sahip sistemlerde  $n_R$  artırıldığında, sistemin BER performansı artmaktadır. Fakat alıcı RF zincirleri sisteme fazladan maliyet getireceğinden, alıcı RF zinciri maliyeti ve BER performansı arasında bir ödünleşim bulunmaktadır.

## VI. SONUÇLAR

Bu çalışmada, Rayleigh sönümlmeli kanallardaki FD-SM sistemlerinin BER performansı incelenmiştir. PEP yaklaşımını kullanarak yapılan teorik analizlerde, ABEP için bir üst sınır ifadesi kapalı formda bulunmuş olup, analizlerin



Şekil 5. FD-SM sistemlerinin, farklı  $n_R$  (alıcı RF zinciri sayısı) değerlerine göre BER performansı ( $\eta = 10$  [bit/sn/Hz], QPSK,  $n_T = 8$ ,  $\lambda = 0.3$ ).

doğruluğu Monte Carlo benzetim sonuçları ile kanıtlanmıştır. Elde edilen sonuçlardan, bant verimliliğinin yükselmesi halinde, FD-SM sistemlerinin geleneksel HD-SM sistemlerine göre daha iyi performans vereceği gösterilmiştir. Ayrıca FD-SM sistemlerinin performansının, LI giderim işlemlerinin kalitesine oldukça bağlı olduğu gösterilmiştir.

## KAYNAKLAR

- [1] S. Hong, J. Brand, J. I. Choi, M. Jain, J. Mehlman, S. Katti, and P. Levis, "Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 114–121, Feb. 2014.
- [2] Z. Zhang, K. Long, A. V. Vasilakos, and L. Hanzo, "Full-duplex wireless communications: Challenges, solutions, and future research directions," *Proc. IEEE*, vol. 104, no. 7, pp. 1369–1409, July 2016.
- [3] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 12, pp. 4296–4307, Dec. 2012.
- [4] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *1998 URSI Int. Symp. on Signals, Syst., and Electron. Conf. Proc.*, Sep. 1998, pp. 295–300.
- [5] R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation - A new low complexity spectral efficiency enhancing technique," in *Int. Conf. on Commun. and Netw.*, Beijing, China, Oct. 2006, pp. 1–5.
- [6] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 8, pp. 545–547, Aug. 2008.
- [7] E. Basar, "Index modulation techniques for 5G wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 7, pp. 168–175, July 2016.
- [8] B. Jiao, M. Wen, M. Ma, and H. V. Poor, "Spatial modulated full duplex," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 6, pp. 641–644, Dec. 2014.
- [9] S. Narayanan, H. Ahmadi, and M. F. Flanagan, "Simultaneous uplink/downlink transmission using full-duplex single-RF MIMO," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 88–91, Feb. 2016.
- [10] P. Raviteja, Y. Hong, and E. Viterbo, "Spatial modulation in full-duplex relaying," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 10, pp. 2111–2114, Oct. 2016.
- [11] J. Zhang, Q. Li, K. J. Kim, Y. Wang, X. Ge, and J. Zhang, "On the performance of full-duplex two-way relay channels with spatial modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 12, pp. 4966–4982, Dec. 2016.
- [12] L. J. Rodriguez, N. H. Tran, and T. Le-Ngoc, "Optimal power allocation and capacity of full-duplex AF relaying under residual self-interference," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 2, pp. 233–236, Apr. 2014.
- [13] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*. John Wiley & Sons, 2005.