

# **İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemleri**

**Program Kodu: 1001**

**Proje No: 114E607**

Proje Yürütücüsü:  
**Doç. Dr. Ertuğrul BAŞAR**

Araştırmacılar:

Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ

Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ

Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ

NİSAN 2018  
İSTANBUL

## Önsöz

2015-2018 yılları arasında yürütölmüş olan 114E607 numaralı ve “İşbirlikli Uzaysal Modölasyon Sistemleri” isimli TÜBİTAK 1001 projesi kapsamında uzaysal modölasyon tekniklerinin işbirlikli haberleşme sistemleriyle bütünleştirilmesi ile literatürde daha önce var olmayan özgün ve rekabetçi işbirlikli haberleşme sistemlerin tasarımı ile kuramsal analizi gerçekleştirilmiş ve kapsamlı bilgisayar benzetimleriyle bu sistemlerin başarımları belirlenmiştir.

Projemizin çıktıları 11 uluslararası dergi makalesi, 1 uluslararası kitap bölümü, 12 uluslararası konferans bildirisi ve 8 ulusal konferans bildirisi olarak yayımlanmıştır. Ayrıca proje desteği ile 1 doktora tezi ile 4 yüksek lisans tezi tamamlanmıştır. Sağladığı destekten ötürü TÜBİTAK’a teşekkür etmek istiyoruz.

## İçindekiler

Önsöz .....	i
İçindekiler .....	ii
Tablo Listesi .....	iii
Şekil Listesi .....	iv
Özet .....	vii
Abstract .....	viii
1. Giriş .....	1
2. İş Paketi 1 Yüksek Bant Verimlilikli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemlerinin Tasarımı ..	8
2.1 Literatürdeki İşbirlikli SM Sistemleri .....	9
2.2 İşbirlikli SM Sistemleri Kesinti Olasılığı Analizi .....	12
2.3 İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemleri .....	19
2.4 Literatürdeki Enerji Hasatlama Çözümleri .....	30
2.5 Çift Atlamalı Enerji Hasatlama Sistem Modeli .....	32
2.6 Enerji Hasatlama Sistemlerine İlişkin Hata Analizi .....	35
2.7 Enerji Hasatlama Sistemlerine İlişkin Benzetim Sonuçları .....	38
2.8 Ek (Enerji Hasatlama Sistemleri).....	44
2.9 Çok Atlamalı STBC-SM Sistemi .....	47
2.10 Çok Atlamalı STBC-SM için Teorik Başarım Analizi .....	49
2.11 Çok Atlamalı STBC-SM Sistemleri için Başarım Değerlendirmesi .....	50
2.12 Hatalı Kanal Bilgisi Altında Tam Çift Yönlü Uzaysal Modülasyonlu Sistemler .....	53
2.13 Uzay Kaydırmalı Anahtarlama ile Tam Çift Yönlü Kuvvetlendirme ve Aktar Tekniği .....	60
2.14 İş Paketi 1 Kapsamında Yapılan Yayınlar .....	65
2.15 Kaynaklar .....	66
3. İş Paketi 2 Röle ve Anten Seçimli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Tekniklerinin Tasarımı ...	70
3.1 Anten Seçimli Uzaysal Modülasyon için Nakagami- <i>m</i> Kanalda Kesinti Olasılığı .....	72
3.2 İşbirlikli Rölelere Sahip Uzay Kaydırmalı Anahtarlama için Kaynak Verici Anten Seçimi ..	76
3.3 Röle Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama İçin Başarım Analizi .....	84
3.4 İşbirlikli AF Rölelere Sahip Uzay Kaydırmalı Anahtarlama İçin Verici Anten Seçimi .....	93
3.5 Röle Seçimli İki-Yönlü Uzay Kaydırmalı Anahtarlama.....	100
3.6 Çok Atlamalı Verici Anten Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama İçin Hata Performans Analizi.....	107
3.7 Yol Seçimli Çok Atlamalı Uzay Kaydırmalı Anahtarlama .....	113
3.8 Çok Yollu Çok Atlamalı Ağlar İçin Uzay Kaydırmalı Anahtarlama .....	120
3.9 Çok Atlamalı Kısmi Röle Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama .....	125
3.10 İş Paketi 2 Kapsamında Yapılan Yayınlar .....	134
3.11 Kaynaklar .....	135
4. İş Paketi 3 Uzaysal Modülasyon Kullanan İşbirlikli Bilişsel Radyo Sistemlerinin Tasarımı .....	138
4.1 İkincil Kullanıcıda SM Uygulayan İşbirlikli Bilişsel Radyo Y Tipi Ağı .....	144
4.2 İkincil Kullanıcıda STBC-SM Uygulayan İşbirlikli Bilişsel Radyo Y Tipi Ağı .....	152
4.3 İşbirlikli Bilişsel Radyo Tek Yönlü Çapraz Ağ .....	159
4.4 İşbirlikli Bilişsel Radyo Çift Yönlü Çapraz Ağ .....	165
4.5 İş Paketi 3 Kapsamında Yapılan Yayınlar .....	181
4.6 Kaynaklar .....	181
5. Sonuçlar .....	184
5.1 Proje Çıktıları.....	190

## Tablo Listesi

Tablo 2.1 $A, B, C$ ve $D$ sabitleri .....	37
Tablo 2.2 Modülasyonların karışım $R = 0.5$ and $R = 1$ .....	45
Tablo 2.3 Modülasyonların karışım $R = 1.5$ and $R = 2$ .....	46
Tablo 2.4 Modülasyonların karışımı $R = 2.5$ ve $R = 3$ .....	47
Tablo 4.4.1 Düğümlerde istenen bilgilerin hesabı .....	168
Tablo 4.4.2 Tüm uzaklıklar eşit iken $(\beta_0, \alpha_0)$ .....	174
Tablo 4.4.2 $M_P = M_S = N_t^P = N_t^S = 4$ iken röle yerinin $(\beta_0, \alpha_0)$ parametrelerine etkisi .....	174

## Şekil Listesi

Şekil 2.1 $N_t = 4$ , BPSK (sol) ve $N_t = 4$ , QPSK (sağ) SM sistemleri ile SISO 8-PSK ve 16-PSK sistemleri kesinti olasılığı karşılaştırması ( $N_r = 4$ ).....	18
Şekil 2.2 $N_t = 4$ , QPSK SM için DF ve AF protokolleri kesinti olasılıkları ( $N_r = 1$ ). ....	18
Şekil 2.3 $N_t = 4$ , QPSK işbirlikli SM ve SISO 16-PSK kesinti olasılıkları karşılaştırması ( $N_r = 2$ ). ....	19
Şekil 2.4 DF İşbirlikli SM sistemi. ....	19
Şekil 2.5 AF İşbirlikli SM sistemi.....	20
Şekil 2.6 DF protokolü kullanan işbirlikli SM sistemi BER performansı ( $N_t^S = N_t^R = N_t$ , $N_r^D = N_r^R = 2$ ).....	26
Şekil 2.7 R ve D'de farklı alıcı anten sayısı kullanan DF işbirlikli SM sistemi BER performansı ( $N_t^S = N_t^R = 2$ ), BPSK .....	27
Şekil 2.8 Farklı röle lokasyonları için DF işbirlikli SM sistemi BER analizi. ....	28
Şekil 2.9 Klasik işbirlikli modülasyonlu sistem ile işbirlikli SM sisteminin DF röle için karşılaştırılması. ....	28
Şekil 2.10 AF işbirlikli SM sistemi BER analizi. ....	29
Şekil 2.11 Klasik modülasyonlu işbirlikli sistem ile işbirlikli SM sisteminin AF röle için karşılaştırılması. ....	29
Şekil 2.12 R ve D'de değişik alıcı anten sayıları için MIMO-DF ve MIMO-AF karşılaştırması. ....	30
Şekil 2.13 Farklı R lokasyonları için MIMO-AF ve MIMO-DF karşılaştırması. ....	30
Şekil 2.14 Çift atlama sistem protokolü. ....	32
Şekil 2.15 Zaman programı (a) PS, (b) TS ve (c) ideal. ....	34
Şekil 2.16 DH sistemi uçtan uca performansa karşı SNR için $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $R = 1$ , (a) AF ve (b) DF. ....	39
Şekil 2.17 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı minimum BEP $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $R = 1$ , (a) AF ve (b) DF.....	39
Şekil 2.18 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı $\rho$ ve $\alpha$ faktörleri $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $R = 1$ , AF.....	41
Şekil 2.19 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı $\rho$ ve $\alpha$ faktörleri $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $R = 1$ , DF.....	41
Şekil 2.20 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı $d_1$ faktörleri $d_1 + d_2 = 1$ ve $R = 1$ , (a) AF, (b) DF .....	42
Şekil 2.21 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı $m_h$ faktörleri $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $R = 1$ , (a) AF, (b) DF.....	43
Şekil 2.22 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı $R$ faktörleri $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $M$ -QAM, (a) AF, (b) DF. ....	43
Şekil 2.23 Sistem protokolü.....	48
Şekil 2.24 bits/s/Hz iletişim için çok atlamalı STBC-SM sistemin BER başarımı. ....	51
Şekil 2.25 bits/s/Hz iletişim için çok atlamalı STBC-SM sistemin BER başarımı. ....	51
Şekil 2.26 Link başına 2 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER başarımı .....	52
Şekil 2.27 Link başına 3 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER başarımı .....	52
Şekil 2.28 Link başına 5 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER başarımı. ....	53
Şekil 2.29 Link başına 7 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER başarımı. ....	53
Şekil 2.30 FD-SM sistem modeli. ....	55

Şekil 2.31 FD-SM ve HD-SM sistemlerin BER performansı ( $\eta = 8$ [bit/sn/Hz], $N_T = 4$ , $N_R = 3$ ve $T = 10$ ).....	59
Şekil 2.32 FD-SM ve HD-SM sistemlerin BER performansı ( $\eta = 12$ [bit/sn/Hz], $N_T = 4$ , $N_R = 3$ ve $T = 10$ ).....	59
Şekil 2.33 FD-SM sistemlerin P-CSI ve I-CSI koşulu altında BER performansı ( $\eta = 8$ [bit/sn/Hz], $N_T = 8$ , $M = 2$ (BPSK), $N_R = 2$ ve $\lambda = 0.2$ ).....	60
Şekil 2.34 SSK-FD-AF sistem modeli.....	60
Şekil 2.35 SSK-FD-AF sisteminin farklı $P_S / \sigma_D^2$ değerlerine göre BER performansı ( $\eta = 1$ [bit/sn/Hz], $N_T = 2$ , $N_R = 1$ ve $P_R = 4P_S$ ).....	65
Şekil 2.35 SSK-FD-AF ve SSK-HD-AF sistemlerinin farklı $P_S / \sigma_D^2$ değerlerine göre BER performans karşılaştırması ( $\eta = 3$ [bit/sn/Hz], $N_R = 2$ ve $P_R = P_S$ ).....	65
Şekil 3.1 Anten seçimli SM sistem modeli.....	73
Şekil 3.2 Değişen $m$ değerlerine göre Nakagami- $m$ kanalda COAS tekniği ile anten seçimi yapılan sistemin kesinti olasılığı.....	76
Şekil 3.3 Nakagami- $m$ kanalda, özel durumu için COAS ile anten seçimli SM sistemin kesinti olasılığı.....	77
Şekil 3.4 Verici anten seçimli işbirlikli SSK sistem modeli.....	79
Şekil 3.5 SSK sistemi için BER başarımı.....	83
Şekil 3.6 SSK sistemin MIMO sistem ile SER başarımı karşılaştırması.....	84
Şekil 3.7 Röle seçimli işbirlikli SSK sistem Modeli.....	85
Şekil 3.8 Değişen alıcı anten sayısına göre en iyi röle seçim tekniği uygulanan işbirlikli SSK sistemin hata başarımı.....	90
Şekil 3.9 En iyi röle seçimli SSK sisteminin en iyi röle seçimli geleneksel işbirlikli MIMO sistem ile hata başarımının karşılaştırılması.....	91
Şekil 3.10 Değişen röle sayısına göre kısmi röle seçimli SSK sistemin hata başarımı.....	92
Şekil 3.11 En iyi röle seçimli SSK sisteminin kısmi röle seçimli SSK sistem ile hata başarımının karşılaştırılması.....	92
Şekil 3.12 Verici anten seçimli işbirlikli AF-SSK sistem modeli.....	94
Şekil 3.13 $N_t \in \{2, 4, 8\}$ için önerilen AF-SSK sistemin BER başarımı.....	98
Şekil 3.14 $N_t \in \{2, 4, 6, 8\}$ için önerilen AF-SSK sistem ile DF-SSK sistemin BER başarımının karşılaştırılması.....	99
Şekil 3.15 İşbirlikli AF rölelere sahip iki-yönlü MIMO-SSK sistem modeli.....	101
Şekil 3.16 $N_T \in \{2, 4, 8\}$ ve $K \in \{4, 6\}$ için önerilen iki-yönlü SSK sistemin BER başarımı.....	106
Şekil 3.17 Önerilen iki-yönlü SSK sistem ile klasik iki yönlü röle seçimsiz SSK sistemin BER başarımının karşılaştırılması.....	106
Şekil 3.18 Çok atlamalı verici anten seçimli SSK sistem modeli.....	107
Şekil 3.19 Çok atlamalı verici anten seçimli SSK ( $N_t / N_s, N_r$ ), ( $N_t / N_s, (N_r, N_{r_3})$ ) sistemlerin simge hata olasılığı performansı.....	112
Şekil 3.20 Çok atlamalı verici anten seçimli SSK ( $N_t / N_s, N_r$ ) sistem ile $M$ -QAM ( $N_t / N_s, N_r$ ) ( $M$ -QAM) sistemin hata performansının karşılaştırılması.....	113
Şekil 3.21 Çok yönlü çok atlamalı SSK sistem modeli.....	114
Şekil 3.22 $L \in \{1, 2, 3\}$ , $N_t = 3$ ve $N_r = 3$ için 5 atlamalı DF-SSK sistemin başarımı.....	118
Şekil 3.23 $L=1$ , $N_t \in \{2, 4\}$ ve $N_r = 3$ için 5 atlamalı DF-SSK sistemin başarımı.....	119
Şekil 3.24 Önerilen çok atlamalı SSK sistem ile klasik çok atlamalı SIMO sistemin (Bhatnagar vd., 2016) SER başarımının karşılaştırılması.....	119
Şekil 3.25 Çok yönlü çok atlamalı AF-SSK sistem modeli.....	120

Şekil 3.26 $L \in \{1,2,3\}$ , $N_t \in \{2,4,8\}$ ve $N_r=3$ için 3 atlamalı AF-SSK sistemin bit hata olasılığı başarımı .....	124
Şekil 3.27 $L=1$ , $N_t=2$ , $N_r=3$ ve $T+1 \in \{3,5\}$ için AF-SSK sistemin bit hata olasılığı başarımı .....	125
Şekil 3.28 Çok atlamalı kısmi röle seçimli SSK sistem modeli .....	126
Şekil 3.29 Önerilen çok atlamalı kısmi röle seçimli SSK sistemlerin SER başarımı .....	132
Şekil 3.30 Önerilen SSK sistemler ile YS-SSK ve YS- $M$ PSK sistemlerin SER başarımının karşılaştırılması .....	133
Şekil 4.1.1 İkincil kullanıcıda SM uygulayan işbirlikli bilişsel radyo Y tipi ağı .....	144
Şekil 4.1.2 $M=2$ , $n_C=2$ için birincil sistemin BEP başarımı .....	150
Şekil 4.1.3 $M=4$ , $n_C=4$ için birincil sistem BEP başarımı .....	151
Şekil 4.1.4 $M=4$ , $n_C=4$ için ikincil sistem BEP başarımı .....	152
Şekil 4.2.1 İkincil kullanıcıda STBC-SM uygulayan işbirlikli bilişsel radyo Y tipi ağı .....	153
Şekil 4.2.2 $M_p=M_s=4$ için birincil sistem BEP başarımı .....	158
Şekil 4.2.3 $M_p=M_s=4$ , İkincil sistem BEP başarımı .....	159
Şekil 4.3.1 Ele alınan işbirlikli bilişsel radyo tek yönlü çapraz ağı .....	159
Şekil 4.3.2 Farklı $M$ ve $N_t$ değerleri için birincil kullanıcının BEP başarımı .....	164
Şekil 4.3.3 Röle konumunun birincil kullanıcının BEP başarımına etkisi .....	165
Şekil 4.4.1 Ele alınan işbirlikli bilişsel radyo çift yönlü çapraz ağı .....	166
Şekil 4.4.2 $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$ iken Senaryo 1 için 3 boyutlu BEP başarımı .....	173
Şekil 4.4.3 $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$ iken Senaryo 2 için 3 boyutlu BEP başarımı .....	173
Şekil 4.4.4 $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$ için $P_2$ 'nin BEP başarımı .....	175
Şekil 4.4.5 $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$ için $S_2$ 'nin BEP başarımı .....	176
Şekil 4.4.6 $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$ ve Senaryo 2 için röle yerinin $P_2$ 'nin BEP başarımına etkisi .....	177
Şekil 4.4.7 Senaryo 2 için $P_2$ 'nin BER başarımı karşılaştırması .....	178
Şekil 4.4.8 Senaryo 2 için $S_2$ 'nin BER başarımı karşılaştırması .....	179
Şekil 4.4.9 Senaryo 2 için $P_2$ 'nin BEP başarımı .....	180
Şekil 4.4.10 Senaryo 2 için $S_2$ 'nin BEP başarımı .....	180

## Özet

2015-2018 yılları arasında yürütülmüş olan 114E607 numaralı ve “İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemleri” isimli TÜBİTAK 1001 projesi kapsamında yapılan çalışmalar üç ana iş paketi altında toplanmıştır.

İş Paketi 1 kapsamında yüksek bant verimli klasik işbirlikli uzaysal modülasyon (SM) sistemlerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öncelikle SM sistemlerinde kesinti olasılığı analizi konusunun yeterince incelenmemiş olması nedeniyle hem klasik SM sistemlerinde hem de işbirlikli SM sistemlerinde kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Sonraki çalışmada kuvvetlendirme-ve-aktar (AF) ve çöz-ve-aktar (DF) stratejilerine dayalı klasik işbirlikli SM sistemlerinde bütün düğümlerin çok antenli olması durumunda bit hata olasılığı analizi gerçekleştirilmiştir. Bu iş paketi kapsamında ayrıca literatürdeki ilgili açık fark edilerek işbirlikli enerji hasatlama sistemlerinin teorik hata olasılığı çıkarımları yapılmış ve çok-atlamalı işbirlikli iletişim sistemleri için SM çözümlerinin potansiyeli araştırılmıştır. Tam çift-yönlü (full duplex) SM sistemlerinin tasarımı da bu iş paketi kapsamında ele alınmıştır.

SM ve uzay kaydırmalı anahtarlama (SSK) sistemlerinde, kanallar-arası girişim problemi ve verici antenlerin senkronize çalışmasına olan gereksinim tamamen ortadan kaldırılmış ve sistem karmaşıklığı azaltılmıştır. Bunun yanı sıra, SM/SSK sistemleri sayesinde, klasik MIMO sistemlerden daha iyi hata başarımları elde edilebilir. Öte yandan, SM/SSK sistemlerde, iletim sırasında tek bir verici anten etkin olduğu için verici anten çeşitlemesi elde edilememektedir. Bu durum, alıcı anten sayısı az iken hata performansında önemli düşüşlere neden olmaktadır. Bu açıdan, çeşitleme yapılarının SM/SSK sistemler ile birlikte uygulanması oldukça önemlidir. İş Paketi 2 kapsamında, klasik ve işbirlikli SM/SSK sistemlerin çeşitleme yapılarıyla birlikte uygulandığı sistemler önerilmekte ve önerilen sistemler için analitik hata olasılığı hesapları yapılmaktadır.

İş Paketi 3 kapsamında ise lisanslı (birincil) ve lisanssız (ikincil) kullanıcıların başarımlarını iyileştirmek için işbirlikli iletişim, bilişsel radyo (CR) ve fiziksel katman ağ kodlama (PLNC) teknikleri SM tekniği ile birleştirilerek özgün sistem yapıları ve protokoller önerilmektedir. Her iki kullanıcının birbirlerine olan girişimleri SM yardımıyla yok edilmeye çalışılmakta ve spektrumu adil bir şekilde paylaşmaları amaçlanmaktadır. Önerilen protokollerin kullanıcılar için başarımların matematiksel olarak türetilmekte, sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmaktadır. Ayrıca önerilen protokollerin başarımları referans yapılar ile karşılaştırılarak SM'in sağladığı avantajlar tartışılmaktadır.

Projemizin çıktıkları 11 uluslararası dergi makalesi, 1 uluslararası kitap bölümü, 12 uluslararası konferans bildirisi ve 8 ulusal konferans bildirisi olarak yayımlanmıştır. Ayrıca proje desteği ile 1 doktora tezi ile 4 yüksek lisans tezi tamamlanmıştır. Sağladığı destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkür etmek istiyoruz.



## Abstract

TÜBİTAK 1001 research project entitled “Cooperative Spatial Modulation Systems”, which was in operation between 2015 and 2018, contains three main work packages.

Work Package 1 deals with the design of high spectrum efficient classical cooperative spatial modulation (SM) systems. First, the outage probability of classical SM and cooperative SM systems has been investigated for the first time in the literature. Then, for cooperative SM systems in which all nodes are equipped with multiple antennas, bit error probability analysis has been performed for amplify-and-forward (AF) and decode-and-forward (DF) strategies. In this work package, energy harvesting systems have been also investigated from the perspective of theoretical error probability owing to the prematurity of the literature in this frontier. Multi-hop cooperative communication systems have been considered for SM solutions. Finally, full-duplex SM systems have been investigated in this work package.

In SM and SSK systems, inter-channel interference and stringent transmit antenna synchronization is relaxed and the complexity of the system is reduced. Furthermore, SM/SSK systems can obtain better error performance than classical MIMO systems. However, since only one transmit antenna is active for SM/SSK systems, transmit diversity cannot be obtained by these systems, which causes significant degradation in error performance for less number of receive antennas. Consequently, the combination of diversity schemes with SM/SSK systems is a crucial research problem. In Work Package 2, diversity methods have been proposed for cooperative SM/SSK systems and theoretical error probability analyses have been performed for these systems.

In Work Package 3, novel systems and protocols combining cognitive radio (CR), cooperative communications, and physical layer network coding (PLNC) have been proposed to improve the performance of licensed (primary) and unlicensed (secondary) users. The interference between two users has been mitigated by the use of SM and fair spectrum sharing is ensured. For the proposed protocols, the error performance of users has been analytically derived and compared with computer simulation results. The performance of the proposed protocols has been also compared with reference systems and the advantages of SM-based solutions have been discussed.

The outcomes of this Project has been published as 11 international journal articles, 1 international book chapter, 12 international conference papers, and 8 national conference papers. Furthermore, 1 Ph.D. and 4 M.Sc. theses have been completed with the support of this project. We would like to thank TÜBİTAK for its support.

# 1. GİRİŞ

Modern telsiz iletişim sistemleri, tek verici ve tek alıcı antenli sistemlere göre kanal sığısında ve hata başarımında önemli iyileşmeler sağlayan çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) iletim tekniklerine dayanmaktadır. Uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM), MIMO sistemler için literatürde var olan yöntemlere alternatif olarak önerilmiş umut verici yeni bir yaklaşımdır. SM'nin temel ilkesi, bilgi bitlerinin iki boyutlu geleneksel işaret kümelerinin elemanlarıyla birlikte anten indislerine de eşlenerek iletilmesine dayanmaktadır. SM'nin geleneksel MIMO iletim tekniklerine göre verici anten eşzamanlamasına gereksinim duymaması ve vericisinde tek bir radyo frekans katının yeterli olması gibi önemli avantajları ve sunduğu verimli çözümler bu alanda çalışan araştırmacıların oldukça ilgisini çekmiş ve SM teknikleri üzerine son birkaç yıl içerisinde çok sayıda özgün çalışma yapılmıştır.

Temel ilkesi kullanıcıların bilgilerinin sadece ilgili kullanıcının anteni üzerinden değil, ortamdaki uygun diğer etkin ya da edilgen birimler üzerinden de iletimi olan işbirlikli haberleşme sistemleri, telsiz haberleşme alanında son yıllarda oldukça ilgi gösterilen konulardan biri olmuştur. İşbirlikli haberleşme sistemleri, başlangıçta gezgin birimlere birden çok antenin yerleştirilmesinin maliyet ve donanım büyüklüğü gibi sorunlardan dolayı sağlanamadığı durumlarda gezgin birimler için sanal MIMO sistemler oluşturularak verici çeşitlemesi elde etmek için önerilmiştir. Ancak özellikle günümüzdeki teknolojik gelişmeler sayesinde gezgin birimlere yerleştirilebilecek anten sayılarının artık birden fazla da olabilmesi sonucu işbirlikli haberleşme sistemleri, ek çeşitleme kazançları elde edilmesi ve kapsama alanlarının genişletilerek yüksek veri hızlarına ulaşılmasında verimli bir teknik olarak ortaya çıkmış ve son yıllar içerisinde çok sayıda röleli ve işbirlikli iletim sistemi literatürde önerilmiştir. Bunların sonucu olarak işbirlikli haberleşme ve aktarım teknolojileri IEEE 802.16j Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) ve Long Term Evolution Advanced (LTE-A) gibi önemli telsiz iletişim standartlarında yer almıştır.

SM tekniklerinin ve işbirlikli haberleşmenin gelecek nesil telsiz iletişim sistemleri için sundukları verimli çözümler göz önünde bulundurulduğunda bu iki teknolojinin bütünleştirilmesi fikri doğal olarak karşımıza çıkmaktadır. Ancak işbirlikli SM sistemlerine ilişkin mevcut literatürün proje önerisi sırasında oldukça sınırlı olması ve bu alanda çözülmeyi bekleyen birçok ilginç problemin bulunması projemizin ana fikrini oluşturmuştur. Proje önerisi sırasında ilgili literatürdeki birçok çalışmada, SM tekniklerinin işbirlikli haberleşme sistemlerinde yalnızca kaynak düğümlerinde kullanıldığı varsayılmış, sistem tasarımı ve analiz kolaylığı açısından tek antenli röleler ele alınarak oldukça iyimser kabullere dayanan bazı protokoller önerilmiştir. Bu alanda aktarmalı sistemler, iki-atlamalı sistemler, iki-yönlü aktarım (ağ kodlama) ve röle seçimi

gibi konularda oldukça temel bazı çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Ancak, çok antenli genel işbirlikli sistemler, verici/alıcı anten seçimi, birden fazla röle seçimi ve bilişsel radyo gibi birçok önemli konu ise işbirlikli SM literatüründe ele alınmamıştır.

İş Paketi 1 kapsamında hem SM'in hem de işbirlikli haberleşmenin avantajları birleştirilerek yeni bir sistem yapısı ortaya konulmuştur. Çalışmalara ilk olarak, daha önce literatürde çalışılmamış olan SM sistemlerinin kesinti olasılığı analizi ile başlanılmıştır. Bunun için önce kanalın anlık sığıması verilmiş ve bu sığıma bağlı olarak SM'in kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Ayrıca klasik SM'in kesinti olasılığı analizi bir aşama daha ileriye taşınarak işbirlikli SM sisteminin kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Sabit kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF) ve kod çöz ve aktar (decode and forward, DF) yöntemlerine ek olarak literatürdeki diğer yöntemlerinin de kesinti olasılığı analizleri yapılmıştır. Bu çalışmalar neticesinde kesinti olasılığı açısından işbirlikli SM sistemi klasik işbirlikli sistemlerle karşılaştırılmış ve daha düşük kesinti olasılıkları elde edilmiştir.

Sonraki çalışmamızda, SM'in ve işbirlikli haberleşmenin avantajlarının kullanıldığı, daha önce literatürde olmayan tüm noktalarda (kaynak (S), röle (R) ve hedef (D) düğümleri) çoklu antenlerin kullanıldığı yeni bir işbirlikli SM sistemi hem AF hem de DF tekniği açısından incelenmiştir. Literatürde bulunan önceki çalışmalar genel olarak SM'i değil uzay kaydırmalı anahtarlama (space-shift keying, SSK)'yi kullanmış aynı zamanda bu çalışmaların çoğu R ve D'de tek alıcı ve/veya verici anten olduğu varsayımını yapmıştır. Bilindiği gibi, SM/SSK bilgi bitlerini anten indisine eşlemek için en az iki antene ihtiyaç duyar. Ayrıca, R'de tek bir anteni bulunan DF işbirlikli SM sistemi, S'den aldığı bilgiyi R'nin çözüp tekrar SM sembolüne kodlayamayacak olmasından dolayı eksik bir işbirlikli SM sistemi olacaktır. Bunun yanında, SM'in klasik yöntemlere göre hata başarımının daha iyi olması için alıcıda en az iki antenin olması gerekmektedir. Bilindiği kadarıyla, literatürde hem R hem de D'de çok antenin bulunduğu kapsamlı bir işbirlikli SM çalışması yoktur. Bu iş paketinde, MIMO-DF SM sistemi ile gönderilen işaret R tarafından çok sayıdaki alıcı anten ile alınarak çözülür. İkinci evrede R çözülen işareti tekrar SM işaretine eşler ve D'ye gönderir. D ise çok sayıdaki alıcı anteni ile hem S'den gelen hem de R'den gelen işaretleri alarak ML kod çözme uygular. MIMO-AF SM sistemi ile de birinci evrede S'den gönderilen SM işareti R'de tüm antenlerden alınır, kuvvetlendirilir ve yine tüm antenlerden D'ye aktarılır. D'de yine S ve R'den gelen işaretler için ML kod çözme uygulanarak karar verilir. Burada, hem MIMO-AF hem de MIMO-DF sistemleri için ortalama bit hata olasılığı çıkarılmış ve bilgisayar benzetimleri ile doğruluğu sınanmıştır. Ayrıca, bu iki yöntem  $M$ 'li modülasyon kullanan klasik işbirlikli haberleşme sistemleri ile de bit hata olasılığı açısından karşılaştırılmıştır. Bilgisayar benzetimleri göstermiştir ki, çıkarılan analitik bit hata olasılığı ifadeleri ile bilgisayar benzetim sonuçları örtüşmektedir. Aynı zamanda, işbirlikli SM sistemleri klasik işbirlikli sistemlere göre dikkate değer ölçüde hata

performansında iyileştirme sağlamıştır. Son olarak, MIMO-AF ile MIMO-DF SM sistemlerinin karşılaştırmaları verilmiştir.

İş Paketi 1 kapsamında ayrıca tam çift yönlü (full-duplex, FD) iletişim ve çok atlamalı (multi-hop) işbirlikli haberleşme sistemlerine yönelik SM çözümlerinin potansiyeli araştırılmıştır. Ele alınan ilk sistemde, FD iletim yapan SM iletişim sistemlerinin Rayleigh sönümlenmeli kanallardaki hata başarımı incelenmiştir. Analizler süresince FD iletimden kaynaklanan öz girişim dikkate alınmış ve sisteme ait bit hata olasılığı üst sınır ifadesi kapalı biçimde bulunmuştur. Buna ek olarak, önerilen ilk sistemin kanal kestirim hatasına dayanıklılığı ayrıca incelenmiştir. Kanal kestirim hatasının olması durumunda bit hata olasılığı üst sınır ifadesi hem QAM, hem de PSK işaret uzayları için kapalı biçimde elde edilmiştir. İkinci sistemde, kaynak düğümünde SSK tekniğini kullanan ve röle düğümünde FD kuvvetlendir ve aktar tekniği ile aktarım yapan işbirlikli sistemlerin bit hata performansı incelenmiş ve üst sınır ifadesi kapalı biçimde bulunmuştur. Önerilen sistemin, geleneksel yarı çift yönlü (half duplex, HD) iletim yapan sistemlere göre daha yüksek başarımlar sağladığı gösterilmiştir. Son olarak, uzay-zaman blok kodlamalı SM (space-time block coded SM, STBC-SM)'in çok-atlamalı kablosuz ağlarda bir iletim tekniği olarak kullanılması önerilmektedir. STBC-SM, Alamouti STBC'nin simge-simge çözme özelliğinden dolayı alıcı antenlerdeki girişimi önlemenin yanı sıra çeşitlilik sağlamak ve veri hızını arttırmaktadır. Bu sistemde, her bir röle düğümünün STBC-SM işaretini bir sonraki düğüme ilettiği ve her düğümün önceki düğümden işaret aldığı varsayılmaktadır. Tüm röle düğümleri ve D düğümü STBC-SM simgelerini kestirmek için en büyük olabirlikli (maximum likelihood, ML) karar kuralını uygulamaktadır. Önerilen çok-atlamalı STBC-SM sisteminin bit hata olasılığı (bit error probability, BEP) üst sınırı, DF iletim tekniği için analitik olarak türetilmiş ve bilgisayar benzetimleri ile desteklenmiştir. Kuramsal ve bilgisayar benzetim sonuçları, önerilen sistemin literatürde verilen referans protokollere kıyasla BEP başarımını önemli ölçüde iyileştirdiğini göstermektedir.

İş Paketi 2 kapsamında, ilk olarak Nakagami- $m$  kanal varsayımı altında uçtan-uca SM ile verici anten seçimini (transmit antenna selection, TAS) birleştiren bir MIMO yapı üzerinde durulmuştur. Bu yapıda, kapasiteyi optimize eden anten seçimi yöntemi ile seçilen antenler üzerinden SM tekniği uygulanmaktadır. Ele alınan sistem için kesinti olasılığı kapalı formda elde edilmiştir. Ayrıca, sisteme ait kesinti olasılığı için asimptotik çeşitleme analizi yapılarak sistemin sağladığı çeşitleme kazancı matematiksel olarak ifade edilmiştir ve ele alınan sistemde, verici anten sayısının ve  $m$  parametresinin aldığı değerler arttıkça kesinti olasılığı performansının iyileştiği gösterilmiştir.

İlk kısımda kesinti olasılığı açısından incelenen verici anten seçimli SM sistem dışında, bu iş paketinin geri kalan çalışmalarında SM tekniğinin özel bir hali olan SSK tekniği kullanılmıştır. Bunun nedeni, SSK sistemlerin sağladığı iyi performans, düşük karmaşıklık ve

matematiksel analiz kolaylığıdır. Bu kapsamda, üç farklı işbirlikli MIMO yapı ve bu yapıların dışında iki atlamalı iki-yönlü bir yapı üzerinde durulmuştur. İşbirlikli yapıların ilkinde anten seçimli SSK tekniği, diğerinde ise röle seçimli SSK tekniği kullanılmıştır. Anten seçimli SSK uygulanan işbirlikli MIMO yapıda, seçilen antenler üzerinden SSK tekniği uygulanır. Kaynak ile hedef arasındaki doğrudan yola ek olarak, kaynaktan gönderilen işarete doğru karar veren röleler iletişime katılırlar. Öte yandan SSK tekniği uygulanan röle seçimli yapıda, kaynağın verici antenleri üzerinden SSK tekniği uygulanır. Kaynak ile hedef arasındaki doğrudan görüş hattının yanında, kısmi röle seçimine göre seçilmiş bir röle kaynaktan aldığı bilgi işaretini kuvvetlendirerek hedefe iletir. İşbirlikli olarak önerilen son yapıda ise, AF rölelere sahip SSK sistemde kaynaktan verici anten seçimi uygulanmaktadır ve seçilen verici antenler üzerinden SSK tekniği uygulanmaktadır. İşbirlikli yapıların dışında, iki kaynaktan da SSK işaret iletimi yapılan iki atlamalı iki-yönlü bir sistem önerilmektedir. Bu sistemde, kaynaklar aralarındaki AF rölelerden belli bir ölçüde göre seçilen röle ile iletişim gerçekleştirmektedir. Ayrıca, önerilen bütün yapılar için hata başarımı analizi yapılmıştır.

İş Paketi 2'de son olarak, çok atlamalı ağların sağladığı yüksek kapsama alanı ve iletişim güvenilirliği göz önüne alınarak, bu ağların SSK sistemler ile birlikte uygulandığı yapılar üzerinde durulmuştur. Bu kapsamda SSK tekniği dört farklı çok atlamalı yapıda incelenmiştir. İncelenen ilk yapıda, çok atlamalı çok yönlü bir sistem ele alınmıştır. Ele alınan yapıda, SSK tekniği yalnızca kaynaktan uygulanmaktadır. Ayrıca, SSK simgesi AF ilkesine göre çalışan tek antenli işbirlikli röleler üzerinden kaynaktan hedefe iletilmektedir. Çok yönlü bir sistem ele alındığı için, kaynaktan gönderilen işaret farklı yollar üzerinden hedefe ulaşmaktadır. Çok atlamalı olarak önerilen ikinci yapıda ise, verici anten seçimli çok atlamalı SSK sisteminin SER performansı incelenmiştir. Kaynak ile hedef arasında doğrudan görüş hattı bulunmayan bu yapıda, kaynaktan ve rölelerde birden çok sayıda verici anten; hedefte ve rölelerde birden çok sayıda alıcı anten bulunmaktadır. Kaynaktan seçilen antenler üzerinden SSK tekniği uygulanmaktadır. Röleler ise, kendilerine gelen işareti çözmekte ve kaynaktaki gibi seçilen verici antenler üzerinden SSK tekniği ile göndermektedir.

Çok atlamalı olarak önerilen üçüncü yapıda ise, yol seçimli çok atlamalı SSK sistem yapısı önerilmiştir. Kaynak ile hedef arasında doğrudan görüş hattı bulunmayan bu yapıda, kaynaktan ve rölelerde birden çok sayıda verici anten; hedefte ve rölelerde birden çok sayıda alıcı anten bulunmaktadır. Bu yapıda, mevcut çok atlamalı yollar arasından en iyisi seçilmekte ve kaynaktan gönderilen işaret seçilen yolda bulunan röleler üzerinden atlamalı olarak hedefe ulaşmaktadır. Röleler, kendilerine gelen işareti çözmekte ve kaynaktaki gibi SSK eşleme yaparak kendilerinden bir sonraki alıcı birime iletmektedir. Çok atlamalı olarak önerilen son yapıda ise, bir önceki yapıdaki sistem modeline benzer bir sistem modeli düşünülmektedir. Ancak, son yapıda bir önceki yapıdan farklı olarak yol seçimi yerine iki farklı röle seçim tekniği

öne sürülmektedir. Ayrıca, önerilen tüm çok atlamalı yapılar için hata başarımı simge hata oranı (symbol error rate, SER) veya bit hata oranı (bit error rate, BER) cinsinden elde edilmiş ve elde edilen teorik sonuçlar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir. Dahası, önerilen yapılar klasik  $M$ -QAM veya  $M$ -PSK uygulanan sistemler ile karşılaştırılarak, önerilen yapıların klasik yapılara karşı sağladığı üstünlükler ortaya konmuştur.

Yeni nesil iletişim teknolojileri için enerji verimliliği ve spektral verimlilik arasındaki uzlaşma en önemli sorundur. Verici ve/veya alıcılarda çok anten kullanılan MIMO sistemler veri hızı ve enerji verimliliği için gelecek vaat eden bir yaklaşımdır. Ancak, MIMO sistemlerde antenler arası eşzamanlama (inter-antenna synchronization, IAS) ve kanallar arası girişim (inter-channel interference, ICI) gibi problemler vardır.  $M$  'li genlik/faz modülasyonunun yanı sıra anten indisleriyle de bilgi taşıyan SM verici antenlerinden yalnız biriyle iletim yaparak hem bu problemlere çözüm oluşturur hem de karmaşıklığı düşürmektedir. Her işaretleme aralığında sadece bir anten etkin olduğundan vericide tek RF devre kullanmak yeterlidir. Bu yüzden SM enerji verimliliği bir tekniktir. Anten indisleri ile fazladan bilgi taşıdığı için aynı zamanda spektral verimli bir tekniktir. Sadece anten indisleri ile bilgi ileten SSK ise SM'in özel bir biçimidir.

Bilişsel radyo (CR), ikincil *lisanssız* kullanıcıların spektrumun asıl sahibi olan birincil *lisanslı* kullanıcıların başarımlarını kötü etkilemeden lisanslı spektruma erişmelerini sağlayarak spektrum kıtlığına ve spektrumun verimsiz kullanımına çözüm oluşturan başka bir tekniktir. CR'de ikincil kullanıcılar etraflarındaki ulaşılabilir spektrumları algılayabilen, çevrelerini analiz edebilen ve erişim teknolojileri, frekans gibi parametrelerini ayarlayabilen akıllı aygıtlar olmak zorundadırlar. Bilişsel radyoda üç erişim yaklaşımı vardır: Altına serme (underlay), üstüne serme (overlay) ve araya karıştırma (interwave). Altına serme yaklaşımında ikincil kullanıcılar birincil alıcıda oluşacak girişimin önceden belirlenen bir eşik değerinin altında kalması koşuluyla birincil kullanıcıyla aynı anda ve/veya aynı frekansta iletim yapabilirler. Üstüne serme yaklaşımında ise ikincil kullanıcılar işbirliği yapmak gibi birincil kullanıcıların başarımlarını geliştirici etkinliklerde bulunurken aynı anda lisanslı spektrumdan yararlanabilirler. Araya karıştırma yaklaşımında ise ikincil kullanıcılar, birincil kullanıcıların lisanslı spektrumun kullanmadıkları frekans bantlarını veya hangi zamanda kullanmadıklarını kestirip bu spektrum boşluklarından iletimlerini gerçekleştirmeye çalışırlar. Literatürde bu erişim teknolojilerinden herhangi ikisini birleştiren protokoller de önerilmiştir.

İş Paketi 3 kapsamında, ilk olarak işbirlikli iletişim ve SM tekniklerini birleştiren üstüne serme yaklaşımına dayalı dört farklı spektrum paylaşım protokolü önerilmiştir. İlk protokolda, birincil verici (PT) ilk zaman aralığında kendi  $M$  'li genlik/faz modülasyonlu işaretini birincil alıcıya (PR) iletmektedir. Bu işaret lisanslı spektruma erişmek isteyen ikincil verici (ST) tarafından da dinlenmektedir. Birincil kullanıcı için röle görevi gören ST benimsediği röle iletim

stratejisine göre bu işareti işlemektedir. İkinci zaman aralığında, ST birincil ve ikincil bilgileri sırasıyla  $M$  'li genlik/faz modülasyonu ve anten indisleri ile taşıyan bir SM işareti PR ve ikincil alıcı (SR)'ye iletmektedir. PR geleneksel  $M$  'li genlik/faz modülasyonu ile ilgilenirken SR de kendi bilgi bitlerine erişmek için gelen SM işareti SSK bir işaret gibi düşünüp anten indisleriyle ilgilenir. ST seçmeli çöz-ve-aktar (SDF) iletim stratejisini benimsediğinde, ilk zaman aralığında PT'den gelen işareti PT ve ST arasındaki kanal servis dışı değilse çözmekte ve yeniden üretip ikinci zaman aralığında iletmektedir; aksi takdirde, birincil bilgiye doğrudan iletimi kullanarak erişmek isteyen PR'de hata yayılımına neden olmamak için sessiz kalmaktadır. Birincil ve ikincil kullanıcılar için bit hata olasılığı kuramsal olarak hesaplanmış ve sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir. Önerilen protokol tüm düğümlerinde  $M$  'li genlik/faz modülasyonu uygulayan ve ST'de güç paylaşımı yardımıyla süperpozisyon kullanarak kullanıcıların bilgilerini birleştiren referans yapı ile karşılaştırılmıştır. Referans yapılarda kullanıcıların birbirlerine karşılıklı girişimi fazladır ve yüksek veri hızlarında ST kendi iletimi için güç ayıramamaktadır. Ancak önerilen protokoller ile ST'de SM uygulanarak hem güç paylaşım problemi ortadan kaldırılmakta hem de kullanıcıların birbirlerine karşılıklı girişimi azaltılmaktadır. Kullanıcıların birbirlerine olan girişimlerini azaltmak ve veri hızını arttırmak için ikinci bir çalışma olarak bu sistem yapısında ikincil kullanıcının STBC-SM uyguladığı protokol ele alınmakta böylece her iki kullanıcıya da çeşitleme kazancı sağlanmaktadır. Bu protokol için de her iki kullanıcı için bit hata olasılıklarının üst sınırları matematiksel olarak türetilmekte ve sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak uyumlu oldukları gözlenmektedir. Sonuç olarak STBC-SM ile kullanıcıların birbirlerine olan girişimleri Alamouti kodlama sayesinde tamamen yok edilmekte, her iki kullanıcının da bit hata başarımı daha da iyileştirilmektedir.

Üçüncü çalışma olarak, fiziksel-katman ağ kodlama (physical layer network coding, PLNC) SM uygulayan üstüne serme yaklaşımına dayalı tek yönlü bilişsel çapraz ağ önerilmiştir. ST, SR ve röle (R)'den oluşan ikincil kullanıcı rölesini PT ve PR'den oluşan birincil kullanıcı ile paylaşarak spektruma erişmektedir. PT, PR, ST ve SR'nin bir dikdörtgenin köşelerinde, rölenin ise bu dikdörtgenin ortasında olduğu varsayılmaktadır. Vericiler uzaktaki alıcılarına bilgilerini iletmek istemektedirler ve güvenilir iletim için bir röle gerekmektedir. Alıcılar diğer kullanıcıların vericilerine yakın olduğundan, her alıcı diğer kullanıcı bilgisini dinleyebilmektedir. Vericiler ve röle SM kullanmakta ayrıca R birincil ve ikincil kullanıcıların bilgi bitlerini birleştirmek için PLNC kullanmaktadır. İlk zaman aralığında, PT ve ST aynı anda kendi bilgi bitlerini SM yardımıyla R'ye iletmektedir. SR ve PR sırasıyla birincil ve ikincil bilgi bitlerini çözmektedir. R birincil ve ikincil bilgi bitlerini aynı anda çözmekte ve bunlara XOR işlemi uygulayarak PLNC eşlenmiş bir SM işaret oluşturmaktadır. İkinci zaman aralığında, R PLNC eşlenmiş SM işareti SR ve PR'ye iletmektedir. Her alıcı diğer vericinin bilgisini ilk zaman

aralığında çözdüğünden, istediği bilgi bitlerine diğer vericinin bilgisinin ve PLNC eşlenmiş SM işaretin ikili karşılıklarına XOR işlemi uygulayarak erişmektedir. Önerilen protokolün bit hata olasılığı kuramsal olarak hesaplanmış ve kuramsal sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçlarıyla desteklenmiştir. Önerilen protokol tüm düğümlerinde  $M$  'li genlik/faz modülasyonu uygulayan referans sistemle karşılaştırılmaktadır. Yüksek veri hızlarında önerilen protokol referans yapıdan daha iyi başarımla sergilemektedir. Veri hızı arttıkça önerilen protokolün referans yapıya göre başarımla kazancı da artmaktadır. Röle konumunun bit hata başarımla etkisi de incelenmiştir. R vericilerin tam ortasından alıcıların tam ortasına doğru dikey olarak hareket ettirilmiştir. En iyi bit hata başarımla röle dikdörtgenin tam ortasında olduğu durumda elde edilmiştir.

İş Paketi 3 kapsamındaki dördüncü ve en son çalışmada, PLNC ve SM uygulayan üstüne serme yaklaşımına dayalı çift yönlü bilişsel çapraz ağ önerilmektedir. Bir önceki sistem yapısında artık birincil kullanıcıyı PT ve PR yerine  $P_1$  ve  $P_2$ , ikincil kullanıcıyı ise  $S_1$ ,  $S_2$  ve rölenin oluşturduğu varsayılmaktadır. Bu protokolda  $P_1$  ve  $P_2$  birbirleri ile haberleşmek isteyen ancak birbirlerinden uzakta konumlandıklarından güvenilir iletim için bir röleye ihtiyaç duyan birincil kullanıcıya ait düğüm çiftidir. İkincil kullanıcı çifti  $S_1$  ve  $S_2$  ikincil kullanıcıya ait olan röleyi birincil kullanıcı ile paylaşarak lisanslı spektrumdan faydalanmaktadırlar. Bu protokolda düğümler arasında optimum güç paylaşımı da ele alınmakta bunun için iki farklı senaryo önerilmektedir. *Senaryo 1*'de lisanslı spektrumda öncelikli haklara sahip olan birincil kullanıcı düğümlerinin ortalama bit hata olasılığı optimize edilmektedir. Ancak bu tüm sistem başarımla açısından adil ve de optimum çözüm değildir. Bu sebeple *Senaryo 2*'de her iki kullanıcının da ortalama bit hata olasılıkları optimize edilmekte böylelikle güç kullanıcılar arasında optimum olarak paylaşılmaktadır. Önerilen protokol için her iki kullanıcının bit hata olasılıkları matematiksel olarak elde edilmiş, sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir. Önerilen protokol dört zaman aralıklı yapı ile karşılaştırılmakta ve referans yapıdan daha iyi bit hata başarımla sergilemektedir.

İlgili rapor hazırlanırken projemizin üç ana iş paketinde yapılan kapsamlı çalışmalar ele alınmış olup, literatür özeti ve ilgili yöntem ve analizler her bir iş paketi için ayrı bir bölümler şeklinde sırasıyla Bölüm 2, 3 ve 4'te sunulmuştur. Bölüm 5'te ise projenin sonuçları ve gelecek hedefleri verilmiştir.



## 2. İş Paketi 1

### Yüksek Bant Verimlilikli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemlerinin Tasarımı

Bu iş paketi kapsamında yüksek bant verimli klasik işbirlikli uzaysal modülasyon sistemlerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öncelikle SM sistemlerinde kesinti olasılığı analizi konusunun yeterince incelenmemiş olması nedeniyle hem klasik SM sistemlerinde hem de işbirlikli SM sistemlerinde kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Bunun için önce kanalın anlık sığası verilmiş ve bu sığaya bağlı olarak SM'in kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Ayrıca klasik SM'in kesinti olasılığı analizi bir aşama daha ileriye taşınarak işbirlikli SM sisteminin kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Sabit kuvvetlendir-ve-aktar (AF) ve çöz-ve-aktar (DF) yöntemlerine ek olarak literatürdeki diğer yöntemler olan DF-SR, DF-IR ile AF-IR yöntemlerinin de kesinti olasılığı analizleri yapılmıştır.

Sonraki çalışmada AF ve DF stratejilerine dayalı klasik işbirlikli SM sistemlerinde bütün düğümlerin çok antenli olması durumunda BER analizi gerçekleştirilmiştir. Literatürde bulunan önceki çalışmalar genel olarak SM'i değil SSK'yi kullanmış aynı zamanda bu çalışmaların çoğu R ve D'de tek alıcı ve/veya verici anten olduğu varsayımını yapmıştır. Bilindiği gibi, SM/SSK bilgi bitlerini anten indisine eşlemek için en az iki antene ihtiyaç duyar. Ayrıca, R'de tek bir anteni bulunan DF işbirlikli SM sistemi, S'den aldığı bilgiyi R'nin çözüp tekrar SM sembolüne kodlayamayacak olmasından dolayı eksik bir işbirlikli SM sistemi olacaktır. Bunun yanında, SM'in klasik yöntemlere göre hata başarımının daha iyi olması için alıcıda en az iki antenin olması gerekmektedir. Bilindiği kadarıyla, literatürde hem R hem de D'de çok antenin bulunduğu kapsamlı bir işbirlikli SM çalışması yoktur.

Radyo frekansı (RF) sinyallerinden enerji hasadı (EH), güç verimliliği konusuna alternatif bir çözüm olarak kabul edilen ümit verici bir yaklaşımdır (Varshney, 2008), (Grover vd., 2010). EH'de, düğümler hem enerjiyi toplayabilir hem de bilgiyi aynı anda işleyebilir. Sonuç olarak, EH düğümünün, alınan sinyali bir hedefe iletmek için hasat enerjisini kullandığı için harici bir enerji kaynağına sahip olması gerekmemektedir. Literatürde, pratik EH teknikleri güç bölme (PS) ve zaman değiştirme (TS) geçişi olarak sınıflandırılmıştır. PS'de, EH düğümü, gelen sinyal gücünü, tüm iletim aralığı boyunca EH ve bilgi işlem (IP) için iki kısma böler. TS'de, iletim aralığının belirli bir kısmı EH'ye, diğeri ise IP'ye ayrılır. Her iki protokol için de EH düğümü, alınan sinyali varış yerine iletmek için hasat edilen enerjiyi kullanır. Öte yandan, literatürde (Grover vd., 2010), (Nasir vd., 2013), (Zhou vd., 2013) genel olarak kabul edilen ideal (gerçekçi olmayan) EH düğümü, aynı anda enerjiyi toplar ve alınan toplam güçle bilgileri

işler. Bu iş paketi kapsamında işbirlikli EH sistemlerinin teorik hata olasılığı üzerine literatürdeki açık fark edilerek bazı ilk çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

İlgili iş paketinde son olarak ise çok atlamalı SM sistemlerinin tasarımı ve analizi gerçekleştirilerek hata başarımları elde edilmiştir. Ayrıca tam çif-yönlü iletişim ile SM tekniklerini bütünleştiren özgün sistemler tasarlanarak başarımları incelenmiştir.

## 2.1 Literatürdeki İşbirlikli SM Sistemleri

SM sisteminde bilgi anten indisleri ile de gönderildiğinden kapasite analizi de klasik sistemlerden farklı olacaktır. SM'in kapasitesi ile ilgili ilk çalışma (Yang ve Jiao, 2008)'de verilmiştir. Bu çalışmada SM'in anten boyutunun ve klasik modülasyonlu sembol boyutunun karşılıklı bilgileri hesaplanmış ve ikisinin toplamı SM'in toplam karşılıklı bilgisi olarak verilmiştir. (Guan vd., 2013)'de yapılan bu çalışma sonlu alfabe girişli kümeye uzatılmıştır. Geniş anlamda bir çalışma (An vd., 2015)'de verilmiştir. Burada anten boyutunun karşılıklı bilgisinin hesaplanması bir ML çözücü ile gerçekleştirilmiş ve SM'in toplam kapasitesi karmaşık Gauss, gerçek Gauss ve sabit modül dağılımları için hesaplanmıştır.

Verici anten seçimi altında SM'in kesinti olasılığı analizi (Kumbhani ve Kshetrimayum, 2014)'de bulunabilir. Ancak burada, SM'in kapasitesi klasik SIMO sistemler ile aynı olarak düşünülmüştür. (Rajashekar vd., 2013)'de ise SM kesinti olasılığı sadece verici anten seçimi altında verilmiş ve sadece yüksek işaret gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerleri düşünülmüştür.

SM/SSK sistemlerinin işbirlikli haberleşme sistemlerine bütünleştirilmesiyle ilgili literatürde yer alan ilk çalışma Serafimovski vd. tarafından 2011'de gerçekleştirilmiştir (Serafimovski vd., 2011). Bu çalışmada çok antenli S, R ve D'den oluşan ve S ile D'nin arasındaki iletimin R üzerinden sağlandığı iki-atlamalı sistemlerde S ve R'de SM tekniği uygulanmıştır.

(Sugiura vd., 2010)'da önerilen uzay-zaman kaydırmalı anahtarlama (space-time shift keying, STSK) tekniğinin işbirlikli haberleşme sistemleriyle bütünleştirilmesine ilişkin bir çalışma (Sugiura vd., 2011)'de yapılmıştır. Bu çalışmada her biri tek verici antenli S, D ve N adet röleden oluşan bir sistem ele alınmış ve S'de çerçeve tabanlı bir iletişim ile çevrimsel hata denetimi (cyclic redundancy check, CRC) kodlaması kullanılmıştır. Röleler DF stratejisini kullanmakta olup, CRC sayesinde kod çözme hatası yaptıklarında bunu fark edebilmekte ve hata yayılımını önlemek amacıyla iletme katılmamaktadır.

SSK'nin iki-atlamalı sistemlerde uygulanmasına ilişkin ilk çalışma (Mesleh vd., 2011)'de Mesleh vd. tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada ele alınan sistem, çok verici antenli S ile tek antenli R ve D'den oluşmakta ve R'de AF stratejisi kullanılmaktadır. S'de iki verici anten bulunması durumunda önerilen bu sistemin ilişkisiz Rayleigh sönümlmeli kanallar için

kuramsal BER çıkarımları gerçekleştirilmiş, çok verici antenli genel durum içinse sıkı bir kuramsal BER üst sınırı elde edilmiştir. (Mesleh vd., 2012)'de ise aynı yazarlar (Mesleh vd., 2011)'de önerilen sistemin ilişkili Rayleigh sönümlmeli kanallarda analizini gerçekleştirmişlerdir.

(Zhang vd., 2012)'de geri besleme ilkesine dayanan artırımlı aktarım (incremental relaying) SM tekniğine uyarlanmıştır. Ele alınan senaryoda iki kullanıcı U1 ve U2 bulunmakta ve kullanıcılardan biri diğer kullanıcının işbirliği ile D ile haberleşmektedir. Örneğin U1'in etkin olduğu durumda, birinci fazda U1 tarafından U2 ve D'ye çerçeve tabanlı olarak iletim yapılmaktadır. D ise CRC kodlaması aracılığıyla U1'den aldığı bu çerçeveyi doğru çözüp çözemediğini belirlemekte ve bu bilgiyi U1 ve U2'ye geri besleme ile göndermektedir. Eğer D veriyi hatasız çözmüşse ikinci faza gerek kalmamakta, hatalı çözmüşse U2, ikinci fazda U1'in bilgisini D'ye aktarmaktadır. Ancak ele alınan bu sistemde U1 ve U2 arasındaki kanalın kusursuz olduğu ve D'den U1 ve U2'ye gönderilen geri besleme bilgisinin hatasız olarak alınacağı kabul edilmiştir.

(Mesleh vd. (2), 2012)'de  $N$  röleli durumda S'den D'ye doğrudan aktarımın olduğu senaryoyu ele alınmıştır. Bu çalışmada birinci fazda birden fazla verici antenli S, SSK aracılığıyla tek antenli  $N$  röleye ve D'ye iletim yapmaktadır. AF kullanılması durumunda ikinci fazda sistemdeki tüm röleler sırasıyla S'den aldıkları işareti sabit kazançlı bir kuvvetlendirme ile D'ye aktarmaktadırlar. Bu durumda bir SSK simgesinin iletimi için toplamda  $N+1$  zaman aralığı kullanılmaktadır. Rölelerin DF stratejisini kullanması durumunda ise yalnızca S'de seçilen indisi doğru belirleyen röleler aktarıma katılmakta, diğer röleler ise katılmamaktadır. Ancak bu senaryo için hangi rölelerin doğru belirleme yapıp yapmadığının kusursuz olarak bilindiği varsayılmıştır. 2 anten için AF ve DF kullanan sistemlerin kuramsal analizleri gerçekleştirilmiş, genel anten sayısı içinse kuramsal hata üst sınırları elde edilmiştir. (Mesleh ve Ikki, 2013)'de ise aynı yazarlar (Mesleh vd., 2011)'de önerdikleri iki-atlamalı ve AF kullanan yapıyı  $N$  röleli duruma genelleştirmişlerdir. Benzer şekilde birinci fazda S'den SSK ile iletilen işaretler ikinci fazda  $N$  zaman aralığında  $N$  röle tarafından sırasıyla D'ye aktarılmaktadır. Bu çalışmada  $N+1$  zaman aralığının kullanılmasından dolayı bant verimliğinde oluşan düşüşün giderilmesi için fırsatçı röle seçimi de ilk kez kullanılmıştır. Buna göre en düşük anlık hata olasılığını veren röle en iyi röle olarak seçilmekte ve AF ile D'ye aktarım yapmaktadır. Yazarların önceki çalışmalarına benzer şekilde 2 antenli durumda klasik aktarım ve fırsatçı aktarım için kuramsal analizler gerçekleştirilmiştir. Mesleh ve Ikki'nin bu alandaki son çalışması olan (Mesleh ve Ikki (2), 2013)'de ise yazarlar (Mesleh ve Ikki, 2012)'de göz önüne aldıkları çok verici antenli S, tek antenli  $N$  röle ve D'den oluşan ağ için SSK yerine SM'i ilk kez kullanmışlardır. Ele alınan bu senaryoda birinci fazda S, SM aracılığıyla  $N$  röleye ve D'ye

aktarım yapmaktadır. İkinci fazda ise S tarafından gönderilen SM simgesini (anten indisi ve M'li işaret uzayı elemanı) doğru çözen röleler aktarıma katılmaktadır. Benzer şekilde hangi rölelerin doğru kod çözdüğünün D tarafından kusursuz olarak bilindiği varsayılmış ve buna göre kuramsal analizler gerçekleştirilmiştir.

Mesleh vd.'nin çalışmaları dışında işbirlikli SM/SSK alanında literatürde yapılan bazı diğer çalışmalar da bulunmaktadır. (Som ve Chockalingam, 2014)'de iki antenli S ile R ve çok antenli D'den oluşan sistemde işbirlikli SSK gerçekleştirilmiştir. İlk zaman aralığında S, R ve D'ye SSK ile iletim yapmakta, ikinci zaman aralığında ise R, S ile D arasındaki kanalın kalitesine göre (artırımlı aktarım) ve DF kullanarak D'ye aktarım yapmaktadır. D'de ise seçimli birleştirme kullanılarak S'nin SSK ile ilettiği tek bite karar verilmektedir. (Yang vd., 2013)'de çok antenli S, tek antenli R ve D'den oluşan sistem için DF tabanlı işbirlikli SM yapısı önerilmiştir. R'de hatasız çözümün olup olmadığı bilinmekte ve anten indis bitleri ile işaret uzayı bitlerini göz önüne alan hiyerarşik modülasyon yapısı ile aktarım yapılmaktadır. (Som ve Chockalingam (2), 2014)'de ise ilk kez çok antenli S, D ve rölelerden oluşan model için SSK modülasyonu ile DF tabanlı iletim gerçekleştirilmiştir. İlk zaman aralığında S, rölelere ve D'ye SSK ile iletim yapmakta, ikinci zaman aralığında ise belli bir eşığe göre belirlenen iyi röle S'nin verisini D'ye aktarmaktadır. D'de ise seçimli birleştirme (selection combining) ile karar verilmektedir. Bu çalışmada, S'de iki verici anten kullanıldığı durum için hata başarım analizleri gerçekleştirilmiştir.

(Xie vd., 2012)'de yazarlar SSK'yi PLNC ile birleştirmişlerdir. Önerilen bu sistem,  $n_T$  verici antenli U1, U2 ve R'den oluşmakta ve birinci fazda (çoklu erişim fazı) U1 ve U2 SSK ile R'ye eşzamanlı olarak iletim yapmaktadır. İkinci fazda ise (yayın fazı) R, alınan işarete birebir olmayan özel bir eşleme uygulayarak elde ettiği işareti U1 ve U2'ye aktarmaktadır. Kullanılan özel eşleme sayesinde kullanıcılar, diğer kullanıcının bilgisini çözebilmektedir. Yazarlar tarafından başarım analizleri gerçekleştirilmiş ve grafik tabanlı yaklaşımla R'deki eşleme işleminin optimizasyonu yapılmıştır. (Wen vd., 2014)'de ise aralarında tek bir röle bulunan iki kullanıcı SSK ile birlerine iki-yönlü iletimde bulunmaktadır. Bu çalışmada, 1. zaman aralığında iki kullanıcı aynı anda SSK ile R'ye aktarım yapmakta, 2. zaman aralığında ise R, aldığı bu işareti AF tekniğine göre kuvvetlendirerek kullanıcılara geri iletmektedir. Bu çalışmada alıcı karmaşıklığını düşürmek amacıyla yaklaşık-ML bir alıcı önerilmiş ve hata başarımı elde edilmiştir.

(Narayanan vd., 2012)'de dağıtılmış SSK (distributed SSK) adında iki-atlamalı özgün bir sistem önerilmiştir. Önerilen bu sistemde tek verici antenli S ve iki röle (R1 ve R2) ile iki verici antenli D bulunmaktadır. Birinci zaman aralığında S, klasik BPSK modülasyonu ile bir bitlik bilgiyi rölelere iletmektedir. Röleler ise ikinci zamanda S'den aldıkları işareti çözerek dağıtılmış bir SSK sistemini gerçekleştirmektedir. Örneğin S'den iletilen bitin 1 olması

durumunda ikinci zaman aralığında R1 etkin olmakta, 0 olması durumunda ise R2 etkin olmaktadır. Ancak sözü edilen bu senaryo iki rölenin de S'in bilgisini doğru çözmesi durumunda geçerlidir ve R1 ile R2'in hatalı çözümlerine göre iki röle aynı anda iletme geçebilir ya da ikisi de iletme katılmayabilir. Çalışmalarında yazarlar bu senaryoları da göz önünde bulunduran optimum bir kod çözücü tasarlamışlardır. (Ma vd., 2014)'de ise çok röleli ağlar için dağıtılmış SSK uygulanmıştır. Tüm düğümlerin tek antenli olarak tasarlandığı bu çalışmada 1. zaman aralığında S, M-PSK/QAM ile rölelere aktarım yapmakta, 2. zaman aralığında ise röleler S'nin bilgisini SSK ilkesine göre kendi indislerini kullanarak D'ye aktarmaktadırlar. Bu sistemde M'li işaret uzayı simgeleri ile röle indisleri arasında birebir bir eşleme olup M ile röle sayısı eşit olmaktadır. (Narayanan vd., 2013)'de ise çok röleli ağlar için dağıtılmış SM uygulanmıştır. (Narayanan vd., 2013)'de önerilen sistem ile (Ma vd., 2014)'de önerilen sistem oldukça benzer olup (Narayanan vd., 2013)'de SSK yerine SM kullanılmış ve S ile D arasında doğrudan iletim hattı olduğu varsayılmıştır.

Son olarak (Som ve Chockalingam, 2013) ve (Som ve Chockalingam (3), 2014)'de ise yazarlar SSK'yı ilk kez çok atlamalı yapılara uygulamışlardır. (Som ve Chockalingam (3), 2014)'de sistem I ve sistem II adında iki çok atlamalı sistem önerilmiş olup, sistem I'de S ile D arasındaki iletim N adet röle aracılığıyla gerçekleştirilmekte ve çok-atlamalı çeşitleme senaryosu ele alınmaktadır. Rölelerin S'nin verisini hatasız ya da hatalı çözdüğünü bildiği koşulu altında hatasız röleler tarafından DF ile diğer rölelere ve D'ye aktarım gerçekleştirilmiştir. Sistem II'de ise S ile D arasındaki aktarım, her biri farklı sayıda röle içeren çok sayıda çok-atlamalı ağ tarafından gerçekleştirilmektedir. Diğer bir deyişle bu sistem, her dalında çok-atlamalı bir sistem olan çok-dallı bir sistemdir. Sistem I'e benzer şekilde bu sistemde de röleler S'nin verisini hatasız ya da hatalı çözdüğünü bilmektedir. Sistem I'in aksine röleler yalnızca kendilerinden bir sonraki röleye (buna göre en son röleler ise D'ye) aktarım yapmaktadır. Bu çalışmada S'de iki verici anten olması durumu için kesin teorik analizler gerçekleştirilmiştir.

## 2.2 İşbirlikli SM Sistemleri Kesinti Olasılığı Analizi

SM sisteminde bilgi bitleri sadece M'li modülasyonlu semboller ile değil aynı zamanda anten boyutunda da taşındığı için kapasite hesabı klasik MIMO sistemlerden farklı olacaktır. SM kapasitesi bu iki boyutun toplamıdır. Bu nedenle, SM'in kesinti olasılığı bilinen sistemlerden farklıdır. Literatürde SM kapasitesi ile ilgili olarak çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Ancak SM sistemlerine ait kesinti olasılığı hesabı tam olarak verilmemiştir. Sadece iki çalışmada kesinti olasılığından bahsedilmiş ancak bu iki sistemde de asıl çalışma verici anten seçimi üzerine olup, kesinti olasılığı daha çok klasik modülasyonlu sistemler gibi düşünülmüştür. Yapılan

çalışmada, klasik SM sistemi için kesinti olasılığı verilmiş ve bu analiz işbirlikli sistemlere uzatılmıştır.

### 2.2.1 Klasik SM Sistemi Kesinti Olasılığı

Klasik SM sistemleri için karşılıklı bilgi miktarı;

$$I(X_q, X_{ch}; Y) = I(X_{ch}; Y) + I(X_q; Y|X_{ch}) \quad (2.1)$$

olarak verilmektedir. Burada,  $X_q$  ve  $X_{ch}$  sırasıyla modülasyon ve anten boyutu sembol uzayını,  $Y$  ise çıkış sembol uzayını göstermektedir.  $X_{ch}$  verildiğinde modülasyonlu işaret ile çıkış arasındaki karşılıklı bilgi,

$$I(X_q; Y|X_{ch}) = \frac{1}{N_t} \sum_{l=1}^{N_t} \log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_l\|^2) \quad (2.2)$$

olarak verilmektedir. Burada  $\rho$  ortalama sinyal gürültü oranıdır. SM kapasitesindeki diğer ifade ise diferansiyel entropi tanımından bulunabilmektedir:

$$I(X_{ch}; Y) = H(Y) - H(Y|X_{ch}). \quad (2.3)$$

Bu ifadenin kapalı formda açılımı çok zor olmakla birlikte genelde nümerik sonuç kullanılmaktadır. Ancak, alıcıda anten indis hatası yapılmadığında, anten boyutunda taşınan bilgi tamamen aktarılacak ve yukarıdaki bilgi miktarı  $I(X_{ch}; Y) = \log_2(N_t)$  olacaktır. Buradan SM kapasitesi,

$$\frac{1}{N_t} \sum_{l=1}^{N_t} \log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_l\|^2) \leq C_{SM} \leq \frac{1}{N_t} \sum_{l=1}^{N_t} \log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_l\|^2) + \log_2(N_t) \quad (2.4)$$

olarak sınırlanacaktır. Burada sağ taraf anten indis hatası olmadığına tam SM kapasitesidir. (2.1)'deki kapasite tanımında tüm verici antenler üzerinden bir ortalama alınmaktadır. Ancak iletim esnasında sadece bir anten etkin olduğundan kesinti olayı o anten üzerinden oluşacaktır. Böylece, kesinti olasılığı analizi için anlık kapasitenin bulunması gerekmektedir.

$N_t$  adet kanal vektörleri düşünüldüğünde kesinti olayı  $I(X_q, X_{ch=\min}; Y) \leq R$  olduğunda oluşacaktır. Burada  $R$  önceden belirlenmiş bit/sn/Hz cinsinden veri hızı ve  $X_{ch=\min}$  ise en küçük vektör normu,  $\|\mathbf{h}_{\min}\|^2$ , seçildiğinde oluşan anten uzayı sembolleridir. Buradan (2.2) ve (2.3) sırasıyla  $\log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_{\min}\|^2)$  ve  $H(Y) - H(Y|X_{ch=\min})$ 'e indirgenecektir. O halde,  $l = \min$  için anlık SM kapasitesi,

$$I(X_q, X_{ch=\min}; Y) = \log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_{\min}\|^2) + H(Y) - H(Y|X_{ch=\min}) \quad (2.5)$$

(2.5)'deki entropiler şu şekilde hesaplanacaktır:

$$H(Y) = - \int_{\mathbf{y}} f_y(\mathbf{y}) \log_2 f_y(\mathbf{y}) d\mathbf{y} \quad (2.6)$$

$$H(Y|X_{ch=\min}) = - \int_{\mathbf{y}} f_y(\mathbf{y}|x_{ch=\min}) \log_2(f_y(\mathbf{y}|x_{ch=\min})) d\mathbf{y} \quad (2.7)$$

$$= \log_2 \det(\pi e \mathbf{K}_{\min}).$$

Burada  $f_y(\mathbf{y}) = \frac{1}{N_t} \sum_{l=1}^{N_t} \frac{1}{\det(\pi \mathbf{K}_l)} \exp(-\mathbf{y}^H \mathbf{K}_l^{-1} \mathbf{y})$  ve  $\mathbf{K}_l = \mathbf{h}_l \mathbf{h}_l^H \sigma_x^2 + N_0 \mathbf{I}_{N_r}$ . Bunun yanı sıra  $f_y(\mathbf{y} | X_{ch=\min}) = \frac{1}{N_t} \sum_{l=1}^{N_t} \frac{1}{\det(\pi \mathbf{K}_{\min})} \exp(-\mathbf{y}^H \mathbf{K}_{\min}^{-1} \mathbf{y})$  ve  $\mathbf{K}_{\min} = \mathbf{h}_{\min} \mathbf{h}_{\min}^H \sigma_x^2 + N_0 \mathbf{I}_{N_r}$ . Burada  $\sigma_x^2$  sinyal gücü ve  $\mathbf{I}_{N_r}$   $N_r \times N_r$  boyutlu birim matristir.

Burada, (2.6) ifadesi ancak sayısal yöntemler ile bulunabilecektir. Aynı zamanda (2.6) ve (2.7) anten uzayı sembolleri yani aslında rastgele kanal katsayıları olduğu için  $H(Y) - H(Y|X_{ch=\min})$  ifadesinin ortalamasını almak gerekecektir. Buradan, SM sisteminin gerçek kesinti olasılığı,

$$\begin{aligned} P_{out}^{SM} &= \Pr\{I(X_q, X_{ch=\min}; Y) \leq R\} \\ &= \Pr\left\{\|\mathbf{h}_{\min}\|^2 \leq \frac{2^{R-H(Y)+H(Y|X_{ch=\min})} - 1}{\rho}\right\} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$\nu \triangleq \|\mathbf{h}_{\min}\|^2$  'ın pdf'i en küçük kanal katsayısının ( $\ell = \mathbf{h}_l, l = 1, \dots, N_t$ ) norm karesi olduğundan sıra istatistikleri (order statistics) yardımıyla

$$f_\nu(x) = N_t (1 - F_\ell(x))^{N_t-1} f_\ell(x) \quad (2.9)$$

bulunacaktır. Böylece,

$$\begin{aligned} f_\nu(x) &= N_t \left( e^{-x} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{x^k}{k!} \right)^{N_t-1} \frac{x^{N_r-1} e^{-x}}{(N_r-1)!} \\ &= \frac{N_t e^{-N_t x}}{(N_r-1)!} \sum_{k=0}^{(N_r-1)(N_t-1)} C(k) x^{N_r+k-1} \end{aligned} \quad (2.10)$$

olarak bulunabilecektir. Burada  $C(k) \left( \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{x^k}{k!} \right)^{N_t-1}$  açılımında  $x^k$ 'nin katsayılarıdır. Buradan kesinti olasılığı şu şekilde verilebilir

$$\begin{aligned} P_{out}^{SM} &= \int_0^{\rho^{th}} \frac{N_t e^{-N_t x}}{(N_r-1)!} \sum_{k=0}^{(N_r-1)(N_t-1)} C(k) x^{N_r+k-1} dx \\ &= \sum_{k=0}^N \frac{C(k) \gamma(N_r + k, N_t \rho^{th})}{N_t^{N_r+k-1} (N_r-1)!}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Burada  $N = (N_r - 1)(N_t - 1)$ ,  $\rho^{th} = \frac{2^{R-H(Y)+H(Y|X_{ch=\min})-1}}{\rho}$  ve  $\gamma(\cdot, \cdot)$  alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonudur. Ayrıca SM kesinti olasılığının alt ve üst sınırları da,

$$\Pr\{\log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_{\min}\|^2) \leq R\} \geq P_{out}^{SM} \geq \Pr\{\log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}_{\min}\|^2) + \log_2(N_t) \leq R\} \quad (2.12)$$

olarak verilecektir.

## 2.2.2 İşbirlikli SM Sistemi Kesinti Olasılığı

Rölede klasik sabit protokollerin (Fixed-DF/AF) yanı sıra, iletişimin etkinliğini ve izgesel etkinliği artırmak amacıyla farklı protokoller de literatürde sunulmuştur. Bunlardan birisi seçimli röle (selection relaying-SR) olup kaynak ve röle arası kanal (S-R) anlık SNR değerinin belirli bir eşik seviyesinden düşük olması durumunda S'nin D'ye tekrar iletimini, anlık SNR değerinin eşik seviyesinden yüksek olması durumunda ise R'nin aldığı bilgiyi DF ile aktarmasını içermektedir. Diğer protokol ise artırılmış röle (incremental relaying-IR) olup, burada ise kaynak ve hedef arası (S-D) kanal anlık SNR değerinin belirli bir eşik seviyesinden yüksek olması durumunda R sessiz kalmakta, eşik seviyesinden düşük olması durumunda ise R'nin AF veya DF tekniği ile aldığı bilgiyi iletmeye söz konusudur. IR yöntemi ile tek zamanlı iletim söz konusudur. IR yöntemi ile tek zamanlı iletim de söz konusu olduğundan izgesel etkinlik artırılmış olmaktadır. Bu yöntemlere ait detaylı bilgi (Laneman vd., 2004)'de bulunabilecektir.

Bu kapsamda, belirtilen röle teknikleri ve protokolleri çerçevesinde işbirlikli SM sistemine ait kesinti olasılıkları  $N_t^S = N_t^R = N_t$  ve  $N_r^R = N_r^D = N_r$  için aşağıda belirtilmiştir.

### a. Sabit DF Röle:

Sabit DF için karşılıklı bilgi,

$$I_{DFSM} = \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \rho \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 \right) + H(Y^{SR}) \right. \\ \left. - H(Y^{SR} | X_{ch=\min}), \log_2 \left( 1 + \rho \left( \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 + \|\mathbf{h}_{\min}^{RD}\|^2 \right) \right) + H(Y^{SD+RD}) \right. \\ \left. - H(Y^{SD+RD} | X_{ch=\min}) \right\} \quad (2.13)$$

olacak ve buna karşılık kesinti olasılığı,

$$P_{out}^{DFSM} = \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 \leq \mu \right\} + \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 > \mu \right\} \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 + \|\mathbf{h}_{\min}^{RD}\|^2 \leq \mu \right\} \quad (2.14)$$

olacaktır. Burada  $H(Y^{SR})$  ve  $H(Y^{SD+RD})$  sırasıyla  $\sigma_{SR}^2 = \|\mathbf{h}_l^{SR}\|^2 \sigma_x^2 + N_0$  ve  $\sigma_{SD+RD}^2 = \left( \|\mathbf{h}_l^{SD}\|^2 + \|\mathbf{h}_l^{RD}\|^2 \right) \sigma_x^2 + N_0$  varyansları ile (2.6)'daki gibi hesaplanacaktır. Ayrıca  $H(Y^{SR} | X_{ch=\min})$  ve  $H(Y^{SD+RD} | X_{ch=\min})$  ise yukarıdaki varyanslarda  $\mathbf{h}_l = \mathbf{h}_{\min}$  yazılarak

(2.7)'deki gibi hesaplanacaktır. Eşik değeri ise  $\mu = \frac{2^{2R - H(Y^{SR(SD+RD)}) + H(Y^{SR(SD+RD)} | X_{ch=\min})} - 1}{\rho}$

olacaktır. Klasik SM sistemlerinde görüldüğü gibi  $H(Y) - H(Y | X_{ch=\min})$  yüksek SNR değerleri için  $\log_2(N_t)$  'ye yakınsayacaktır (Şekil 2.1'e bakılabilir). İşbirlikli haberleşme için bu değer  $\log_2(N_t)$  'ye daha hızlı yakınsayacağından burada yapılacak tüm analizler için  $H(Y) - H(Y | X_{ch=\min}) = \log_2(N_t)$  alınmıştır. Buradan eşik değeri ise  $\mu = \frac{2^{2R - \log_2(N_t)} - 1}{\rho}$  olarak alınmıştır.

(2.14)'da eşitliğin sağ tarafında bulunan birinci terim yukarıda (2.11) ile ifade edilmiştir. İkinci terim bu ifadenin tümleyenidir. Üçüncü terim ise pdf'leri (2.10)'da verilen rastgele değişkenlerin toplamı olduğundan pdf'i bu iki pdf'in konvolüsyonu olacaktır



$$\begin{aligned}
f_z(z) &= \int_0^z f_{\mathcal{H}}(z-x)f_{\mathcal{H}}(x)dx \\
&= \frac{N_t^2 e^{-N_t z}}{(N_r - 1)!^2} \sum_{k=0}^N \sum_{n=0}^N C(k)C(n)z^{2N_r+k+n-1}B(N_r + k, N_r + n).
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Burada  $B(.,.)$  beta fonksiyonudur. Buradan kesinti olasılığı,

$$\begin{aligned}
\Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 + \|\mathbf{h}_{\min}^{RD}\|^2 \leq \mu \right\} &= \int_0^\mu f_z(z)dz \\
&= \sum_{k=0}^N \sum_{n=0}^N \frac{C(k)C(n)B(N_r + k, N_r + n)}{(N_r - 1)!^2 N_t^{2N_r+k+n-2}} \gamma(2N_r + k + n, N_t \mu)
\end{aligned} \tag{2.16}$$

olacaktır.

#### b. Seçimli DF Röle (DF-SR):

Seçimli rölenin kesinti olasılığı şu şekildedir

$$\begin{aligned}
P_{out}^{DF-SRSM} &= \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 \leq \mu \right\} \Pr \left\{ 2\|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 \leq \mu \right\} \\
&\quad + \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 > \mu \right\} \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 + \|\mathbf{h}_{\min}^{RD}\|^2 \leq \mu \right\}.
\end{aligned} \tag{2.17}$$

#### c. Artırmalı DF Röle (DF-IR):

Bu protokolde röle her zaman iletişimde olmadığından izgesel etkinlik R'nin sessiz olması durumunda R ve R'nin iletişimde olması durumunda R/2 olacaktır. Bu nedenle ortalama bir izgesel etkinliğin göze alınması gerekecektir. O halde, ortalama veri hızı,

$$\bar{R}_l = R \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 > \mu' \right\} + \frac{R}{2} \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 \leq \mu' \right\} \tag{2.18}$$

olacaktır. Burada  $\mu' = \frac{2^{R-\log_2(N_t)-1}}{\rho}$  olacak ve (2.11) ile hesaplanabilecektir. Buradan DF-IR için kesinti olasılığı,

$$\begin{aligned}
P_{out}^{DF-IRSM} &= \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 \leq \bar{\mu} \right\} \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 \leq \bar{\mu} \right\} \\
&\quad + \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SR}\|^2 > \bar{\mu} \right\} \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_{\min}^{SD}\|^2 + \|\mathbf{h}_{\min}^{RD}\|^2 \leq \bar{\mu} \right\}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

olarak verilecektir. Burada  $\bar{\mu} = \frac{2^{\bar{R}-\log_2(N_t)-1}}{\rho}$ .

#### d. Sabit AF Röle:

AF için kesinti olasılığı ise literatürde bulunan ifadesi ile ( $N_r^R = N_r^D = N_r = 1$ ),

$$P_{out}^{AFSM} = \Pr \left\{ |h_{\min}^{SD}|^2 + \frac{1}{\rho} f(\rho |h_{\min}^{SR}|^2, \rho |h_{\min}^{RD}|^2) \leq \mu \right\} \tag{2.20}$$

$f(x, y) = \frac{xy}{x+y+1}$  olmak üzere yazılabilecektir. Eşitsizliğin sol tarafının pdf'ini bulmak için üst sınır yaklaşımı kullanılabilir. O halde bu fonksiyon şu şekilde sınırlanabilecektir;

$$f(x, y) = \frac{xy}{x + y + 1} \leq \min(x, y). \tag{2.21}$$

Buradan kesinti olasılığı tekrar yazılırsa,

$$P_{out}^{AFSM} \approx \Pr \left\{ |h_{\min}^{SD}|^2 + \min \left( |h_{\min}^{SR}|^2, |h_{\min}^{RD}|^2 \right) \leq \mu \right\} \quad (2.22)$$

olacaktır. Her bir kanal katsayısı,  $\{|h_l|^2\}_1^{N_t}$ , üstel dağılım göstermektedir. Buradan  $\xi \triangleq |h_{\min}|^2$  'de üstel dağılım gösterecek ve pdf ve cdf'i sırasıyla  $f_{\xi}(\xi) = N_t e^{-N_t \xi}$  ve  $F_{\xi}(\xi) = 1 - e^{-N_t \xi}$ . Buradan,  $\omega = a + \min(b, c)$ 'in pdf'i  $f_{\Omega}(\omega) = 2N_t(e^{-N_t \omega} - e^{-2N_t \omega})$ . Sonuçta AF röle için kesinti olasılığı,

$$P_{out}^{AFSM} \approx \int_0^{\mu} f_{\Omega}(\omega) d\omega = 1 - 2e^{-N_t \mu} + e^{-2N_t \mu} \quad (2.23)$$

olacaktır.

#### e. Artırımlı AF Röle (AF-IR):

AF artırımlı röle için kesinti olasılığı,

$$\begin{aligned} P_{out}^{AF-IRSM} &= \Pr \left\{ |h_{\min}^{SD}|^2 \leq \bar{\mu} \right\} \Pr \left\{ |h_{\min}^{SD}|^2 + \min \left( |h_{\min}^{SR}|^2, |h_{\min}^{RD}|^2 \right) \leq \bar{\mu} \mid |h_{\min}^{SD}|^2 \leq \bar{\mu} \right\} \\ &= \Pr \left\{ |h_{\min}^{SD}|^2 + \min \left( |h_{\min}^{SR}|^2, |h_{\min}^{RD}|^2 \right) \leq \bar{\mu} \mid |h_{\min}^{SD}|^2 \leq \bar{\mu} \right\} \end{aligned} \quad (2.24)$$

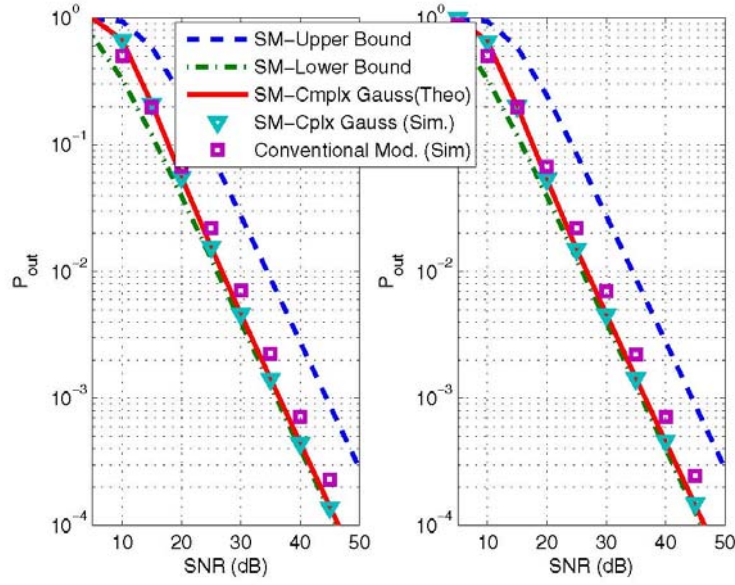
olacaktır.  $\mu$  yerine  $\bar{\mu}$  koyulmak suretiyle (2.24)'teki ifade (2.23) ile hesaplanacaktır.

### 2.2.3 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, klasik SM sistemleri ile işbirlikli SM sistemlerinin kesinti olasılıklarının analitik sonuçları ve bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Monte Carlo benzetimleri alınan SNR'ın fonksiyonu olarak en az  $10^6$  kanal kullanımı için gerçekleştirilmiş ve analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

#### a. Klasik SM Sistemleri Benzetim Sonuçları:

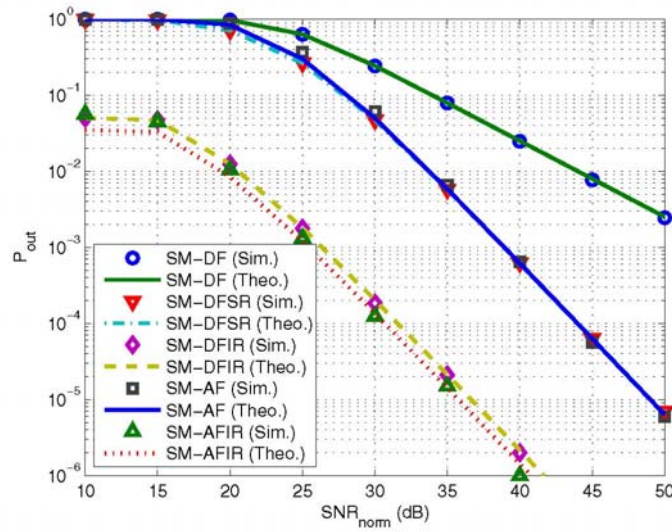
$R = 3$  ve  $4$  bit/sn/Hz izgesel etkinlik için SM ve klasik modülasyonlu sistemlerin kesinti olasılıkları karşılaştırması Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Ayrıca karşılaştırma amaçlı olması için SM kesinti olasılığının alt ve üst sınırları da belirtilmiştir. Aynı izgesel etkinlik için karşılaştırma amacıyla tek girişli tek çıkışlı (SISO) 8-PSK ve 16-PSK seçilmiştir. Şekil 2.1'den görüldüğü gibi SM'in kesinti olasılığı üst ve alt sınır arasında bulunmaktadır. Düşük SNR değerlerinde anten indisi hatası yapma olasılığı yüksek olacağından kesinti olasılığı üst sınıra yakın diğer taraftan yüksek SNR değerlerinde anten indisi hatası daha az olacağından kesinti olasılığı alt sınıra yakındır. Ayrıca (2.11)'den elde edilen teorik sonuçta benzetim sonuçları ile uyum içerisindedir. Beklenildiği gibi yüksek SNR değerlerinde SM kesinti olasılığı açısından daha iyi performans göstermektedir. Şu da unutulmamalıdır ki, SM kesinti olasılığı hesaplanırken en küçük normlu kanal katsayıları göz önüne alınmıştır ki bu durum en kötü senaryodur. Her zaman iletişim bu en küçük normlu kanal üzerinden olmayacağından gerçekte SM kesinti olasılığının daha iyi performans vermesi beklenebilir. Ayrıca SM sistemlerinin performansı alıcı anten sayısı ile de artmaktadır. Şekil 2.1 tek alıcı anten için gerçekleştirildiğinden daha fazla anten sayısı için de performans iyileşecektir.



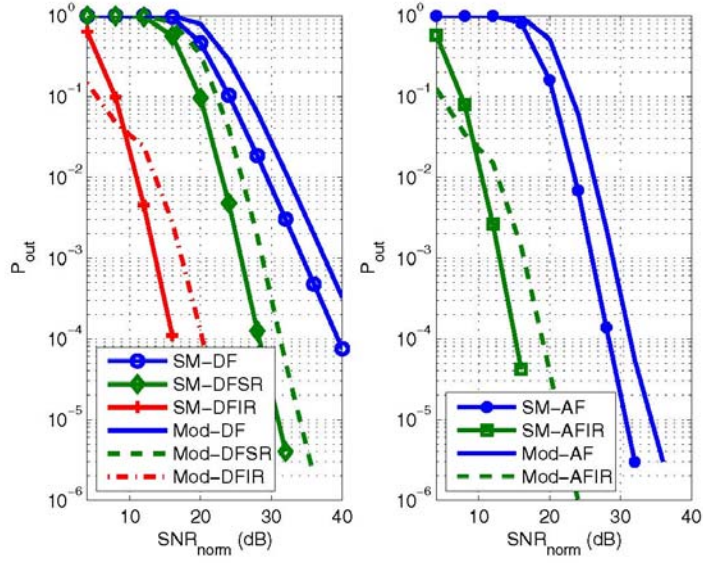
Şekil 2.1  $N_t = 4$ , BPSK (sol) ve  $N_t = 4$ , QPSK (sağ) SM sistemleri ile SISO 8-PSK ve 16-PSK sistemleri kesinti olasılığı karşılaştırması ( $N_r = 1$ ).

### b. İşbirlikli SM için Benzetim Sonuçları:

$N_t = 4$ , QPSK SM için DF, DF-SR ve DF-IR ile AF ve AF-IR sistemlerinin kesinti olasılığı performansı Şekil 2.2’de verilmiştir. Görüldüğü gibi teorik sonuçlar benzetim sonuçları ile uyum içindedir. Ayrıca kesinti olasılığı açısından AF protokolü DF’e göre daha iyi sonuç vermektedir.  $R = 4$  bit/sn/Hz izgesel etkinlik için işbirlikli SM ile klasik modülasyonlu işbirlikli sistemlerin karşılaştırması ise Şekil 2.3’te verilmiştir. Şekil 2.3’ten görüldüğü gibi hem AF hem DF için işbirlikli SM sistemi daha iyi performans vermektedir.



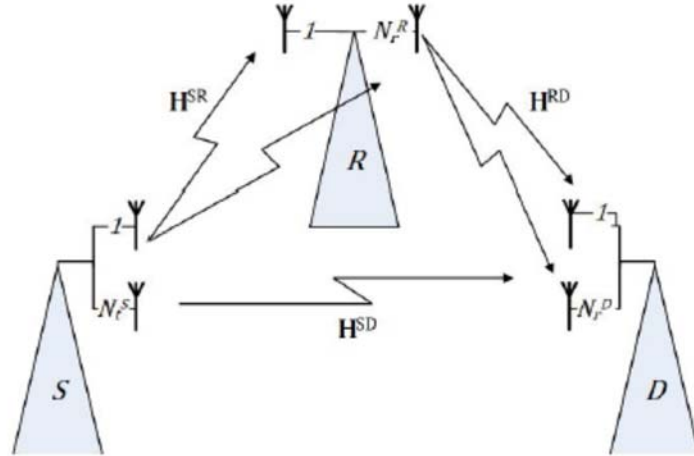
Şekil 2.2  $N_t = 4$ , QPSK SM için DF ve AF protokolleri kesinti olasılıkları ( $N_r = 1$ ).



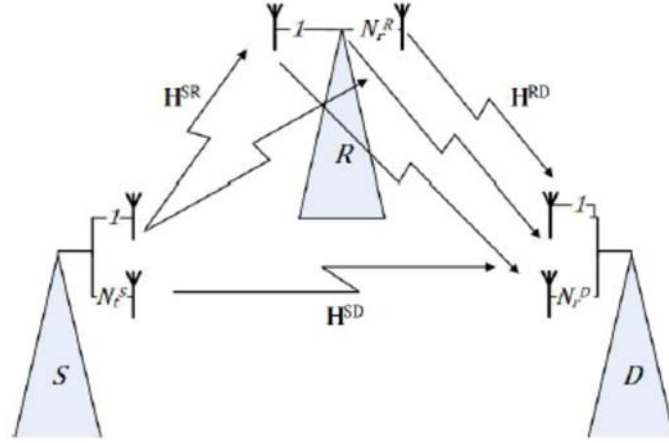
Şekil 2.3  $N_t = 4$ , QPSK işbirlikli SM ve SISO 16-PSK kesinti olasılıkları karşılaştırması ( $N_r = 2$ ).

### 2.3 İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemleri

Bilindiği kadarıyla literatürde bulunan işbirlikli SM sistemlerine ait çalışmalar çoğunlukla SSK modülasyonu kullanmakta, aynı zamanda R'de ve D'de tek antenli yapıları ele almaktadır. Bunun yanı sıra, SM sistemlerinin klasik haberleşme sistemlerine göre bit hata olasılığı (bit error rate, BER) başarımının yüksek olması için alıcı anten sayısının iki ve daha fazla olması gerekmektedir. Yapılan çalışmada kaynağın, rölenin ve hedefin çok antenli olduğu AF ve DF protokollerinin kullanıldığı işbirlikli SM sistemlerinin bit hata olasılığı analizi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.4 DF İşbirlikli SM sistemi.



Şekil 2.5 AF İşbirlikli SM sistemi.

### 2.3.1 Sistem Modeli

Bu çalışmada kullanılan kaynak, röle ve hedeften oluşan işbirlikli SM MIMO-DF ve SM MIMO-AF sistem yapısı Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te görülmektedir. Kaynağın ve rölenin verici anten sayıları sırasıyla  $N_t^S$  ve  $N_t^R$ , rölenin ve hedefin alıcı anten sayıları ise sırasıyla  $N_r^R$  ve  $N_r^D$  alınmıştır. S-R arası  $\mathbf{H}^{SR} \in \mathbb{C}^{N_r^R \times N_t^S}$  S-D arası  $\mathbf{H}^{SD} \in \mathbb{C}^{N_r^D \times N_t^S}$  ve R-D arası  $\mathbf{H}^{RD} \in \mathbb{C}^{N_r^D \times N_t^R}$  MIMO kanal matrislerinin her bir elemanı  $\mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$  ile modellenmiş ve düz sönümlmeli Rayleigh kanal yapısına uymaktadır. Burada  $\sigma_h^2$  kanallara göre sırasıyla  $\sigma_{SR}^2$ ,  $\sigma_{SD}^2$  ve  $\sigma_{RD}^2$  olmaktadır. Yol kaybını da dikkate almak için  $d_{SR}$ ,  $d_{SD}$  ve  $d_{RD}$  sırasıyla S-R, S-D ve R-D arasındaki mesafeyi göstermek üzere, varyanslar  $\sigma_{SR}^2 \triangleq d_{SR}^{-\alpha}$ ,  $\sigma_{SD}^2 \triangleq d_{SD}^{-\alpha}$  ve  $\sigma_{RD}^2 \triangleq d_{RD}^{-\alpha}$  olarak seçilmiştir.  $l$  aktif anten indisini,  $x_q$  M-PSK/QAM simgelerini göstermek üzere, birim enerjili,  $E[\mathbf{x}^H \mathbf{x}] = 1$ , SM simgeleri  $\mathbf{x} = [0 \dots 0 \underbrace{x_q}_{N_t-l} 0 \dots 0]^T = [l, x_q]$  olarak belirtildiğinde, birinci zaman aralığında R ve D'de alınan işaretler,

$$\mathbf{y}^{SD} = \mathbf{H}^{SD} \mathbf{x} + \mathbf{n}^{SD} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{y}^{SR} = \mathbf{H}^{SR} \mathbf{x} + \mathbf{n}^{SR} \quad (2.26)$$

olacaktır. Burada,  $\mathbf{n}^{SD(SR)} \in \mathbb{C}^{N_r^{D(R)}} \times 1$  boyutlu, bileşenleri çift yönlü güç spektral yoğunluğu  $N_0/2$  olan ve  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımı gösteren toplamsal beyaz Gauss gürültü vektörüdür. İkinci zaman aralığında ise rölede kullanılan protokole göre işlem gören işaret hedefe aktarılacaktır.

#### a. DF İşbirlikli SM

Röle gelen işareti birinci zaman aralığında (2.27)'de verilen en büyük olabilirlikli (maximum likelihood, ML) kestirim kullanarak (kanal durum bilgisi rölede ve hedefte bulunmaktadır) çözecektir.

$$[\tilde{l}, \tilde{x}_q] = \arg \min_{l, x_q} \|\mathbf{y}^{SR} - \mathbf{H}^{SR} \mathbf{x}\|^2 \quad (2.27)$$

Çözülen bu işaretler tekrar SM sembollerine eşlenecek ve ikinci zaman aralığında hedefe iletilecektir  $\tilde{\mathbf{x}} = [\underbrace{0 \cdots 0}_{\tilde{l}} \tilde{x}_q \underbrace{0 \cdots 0}_{N_t - \tilde{l}}]^T = [\tilde{l}, \tilde{x}_q]$ . R'de aynı SM sembollerine eşleme yapabilmek için S ve R'nin verici anten sayıları ile modülasyon seviyelerinin aynı olması gerekmektedir ( $N_t^S = N_t^R = N_t$  ve  $M^S = M^R = M$ ). D'de alınan işaret,

$$\mathbf{y}^{RD} = \mathbf{H}^{RD} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}^{RD} \quad (2.28)$$

olacaktır. D'de ML kestirim ise,

$$[\hat{l}, \hat{x}_q] = \arg \min_{l, x_q} (\|\mathbf{y}^{SD} - \mathbf{H}^{SD} \mathbf{x}\|^2 + \|\mathbf{y}^{RD} - \mathbf{H}^{RD} \mathbf{x}\|^2) \quad (2.29)$$

kuralına göre yapılacaktır.

### b. AF İşbirlikli SM

Çalışmalarımız rölede çok antenli yapıların bulunması durumunda yapılan araştırmalardır. AF protokolünde gelen işaret kuvvetlendirilerek D'ye aktarıldığı için R'de iletilecek bu kuvvetlendirilmiş sinyalin tüm antenler üzerinden gönderilebileceği varsayılabilir (Şekil 2.5). O halde D'de alınan işaret ( $N_t^R = N_r^R = N^R$ )

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{RD} &= G \mathbf{H}^{RD} \mathbf{y}^{SR} + \mathbf{n}^{RD} \\ &= G \mathbf{H}^{RD} \mathbf{H}^{SR} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{\text{MIMO}} \end{aligned} \quad (2.30)$$

olacaktır. Burada  $G = \frac{1}{\sqrt{N_t^R(\sigma_{SR}^2 + N_0)}}$  (G'deki  $\frac{1}{\sqrt{N_t^R}}$  ifadesi R'deki gönderilen enerjiyi normalize etmek için kullanılmıştır.) ve  $\mathbf{n}_{\text{MIMO}}$  renkli gürültü olup

$$\mathbf{n}_{\text{MIMO}} = G \mathbf{H}^{RD} \mathbf{n}^{SR} + \mathbf{n}^{RD} \quad (2.31)$$

ile ifade edilecek ve bağımlı kovaryans matrisi

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= E\{\mathbf{n}_{\text{MIMO}} \mathbf{n}_{\text{MIMO}}^H\} \\ &= G^2 \mathbf{H}^{RD} (\mathbf{H}^{RD})^H N_0 + N_0 \mathbf{I}_{N_t^D} \end{aligned} \quad (2.32)$$

olarak yazılacaktır. Bu protokol için D'de ML kestirim ise,

$$[\hat{l}, \hat{x}_q] = \arg \min_{l, x_q} \left( \|\mathbf{y}^{SD} - \mathbf{H}^{SD} \mathbf{x}\|^2 / N_0 + \|\mathbf{C}^{-1/2} (\mathbf{y}^{RD} - G \mathbf{H}^{RD} \mathbf{H}^{SR} \mathbf{x})\|^2 \right) \quad (2.33)$$

olarak verilebilecektir.

### 2.3.2 DF için Ortalama Bit Hata Olasılığı Analizi

Ortalama bit hata olasılığı ortalama çiftsel hata olasılığı (APEP) ile bulunacaktır. Buradan MIMO-DF için D'deki PEP,

$$P_D^{DF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \leq P_R^c(\mathbf{x}) P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R: \mathbf{x}) + \sum_{\substack{\tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}}} P_R(\mathbf{x} \rightarrow \tilde{\mathbf{x}}) P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R: \tilde{\mathbf{x}}) \quad (2.34)$$

olacaktır. Burada  $P_R(\mathbf{x} \rightarrow \tilde{\mathbf{x}})$ ,  $\mathbf{x}$  gönderildiğinde R'de hatalı olarak  $\tilde{\mathbf{x}}$  alınmasıyla oluşan APEP'dir.  $P_R^c(\mathbf{x})$  R'deki doğru karar verme olasılığı,  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R: \mathbf{x})$  R'nin SM sembolünü

doğru sezdiği durumda D'deki APEP ve  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \tilde{\mathbf{x}})$  ise R sezim hatası yaptığıında D'deki APEP'dir.

$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \tilde{\mathbf{x}})$  tüm  $\tilde{\mathbf{x}}$  ihtimalleri üzerinden,

$$\begin{aligned} P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \tilde{\mathbf{x}}) &= E \left\{ \Pr \left\{ \|\mathbf{y}^{SD} - \mathbf{H}^{SD} \mathbf{x}\|^2 + \|\mathbf{y}^{RD} - \mathbf{H}^{RD} \mathbf{x}\|^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \geq \|\mathbf{y}^{SD} - \mathbf{H}^{SD} \hat{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{y}^{RD} - \mathbf{H}^{RD} \hat{\mathbf{x}}\|^2 \mid \mathbf{H}^{SD}, \mathbf{H}^{RD} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \tilde{\mathbf{x}}) &= E \left\{ \Pr \left\{ \|\mathbf{y}^{SD} - \mathbf{H}^{SD} \mathbf{x}\|^2 + \|\mathbf{y}^{RD} - \mathbf{H}^{RD} \mathbf{x}\|^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \geq \|\mathbf{y}^{SD} - \mathbf{H}^{SD} \hat{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{y}^{RD} - \mathbf{H}^{RD} \hat{\mathbf{x}}\|^2 \mid \mathbf{H}^{SD}, \mathbf{H}^{RD} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (2.36)$$

şeklinde hesaplanacaktır. (2.36) aşağıdaki şekilde sadeleşecektir

$$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \hat{\mathbf{x}}) = E \left\{ Q \left[ \frac{\|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 - \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2}{\sqrt{2N_0 \left( \|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 + \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 \right)}} \right] \right\}. \quad (2.37)$$

Eğer SM sembolü R ve D'de aynı hata ile,  $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}$ , alınırsa (2.37)

$$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \hat{\mathbf{x}}) = E \left\{ Q \left[ \frac{\|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 - \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2}{\sqrt{2N_0 \left( \|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 + \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 \right)}} \right] \right\}. \quad (2.38)$$

olarak yazılacaktır.  $Q$ -fonksiyonu sürekli azalan bir fonksiyon olduğundan (2.38) (2.37)'den büyük olacaktır. Ayrıca, yüksek SNR değerlerinde (2.38)

$$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \hat{\mathbf{x}}) \approx \Pr \left( \|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 < \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 \right) \quad (2.39)$$

şeklinde yaklaşık değer verecektir (Başar vd., 2014). Burada eşitsizliğin sol ve sağ tarafı aynı dağılımlı olduğundan bu olasılık 0.5'e eşit olacaktır. Buda bize göstermiştir ki hata olasılığı, SM sembolünün R ve D'de aynı hata ile,  $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}$ , alınması durumu ile baskın olacaktır. O halde (2.34) yaklaşık olarak

$$P_D^{DF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \approx P_R^c(\mathbf{x})P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x}) + P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}})P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \hat{\mathbf{x}}). \quad (2.40)$$

ile ifade edilecektir.

$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}})$  klasik noktadan noktaya SM sistemlerinin APEP'i olup (Jeganathan vd., 2008),

$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = E \left\{ Q \left( \sqrt{\frac{\|\mathbf{H}^{SR}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2}{2N_0}} \right) \right\} \quad (2.41)$$

ifadesi ile hesaplanabilecektir.  $P_R^c(\mathbf{x})$  ifadesi de  $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}$  tarafından domine edileceğinden yaklaşık olarak  $P_R^c(\mathbf{x}) \approx (1 - P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}))$  olacaktır.

$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x})$ , R'de doğru karar verildiği durumda ki APEP olduğu için anten indisi ve sembol doğru kestirilecek ve SM sembolü  $[\tilde{l}, \tilde{x}_q] = [l, x_q]$  olacaktır. Buradan yapılacak matematik işlemlerinden sonra  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x})$  şu şekilde ifade edilebilecektir

$$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x}) = E \left\{ Q \left( \sqrt{\frac{\|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 + \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2}{2N_0}} \right) \right\} \quad (2.42)$$

APEP ifadelerini bulabilmek için  $\rho = \frac{1}{N_0}$  olmak üzere  $\gamma^{SR} \triangleq \frac{\rho}{2} \|\mathbf{H}^{SR}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2$  tanımı yapılırsa R'deki APEP Craig formülü,

$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = \int_0^\infty Q(\sqrt{\gamma^{SR}}) f_{\gamma^{SR}}(\gamma) d\gamma \quad (2.43)$$

ile bulunabilecektir. Buradan moment üretme işlevi (MGF) yardımıyla (2.43) (Simon ve Alouni, 2005),

$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi M_{\gamma^{SR}} \left( -\frac{1}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (2.44)$$

olarak bulunacaktır. Düz Rayleigh sönümlmeli kanallarda  $\gamma^{SR}$  rastgele değişkeni  $Gamma(N_r^R, \frac{\rho \lambda_x \sigma_{SR}^2}{2})$  ile gamma dağılımı gösterecektir (buradaki özel durum için aslında Erlang dağılımıdır). Burada,

$$\lambda_x = \begin{cases} |x_q - \hat{x}_q|^2 & l = \hat{l} \\ |x_q|^2 + |\hat{x}_q|^2 & l \neq \hat{l} \end{cases} \quad (2.45)$$

olacaktır. Gamma dağılımının MGF'si

$$M_{\gamma^{SR}}(s) = \left( 1 - s \frac{\rho \lambda_x \sigma_{SR}^2}{2} \right)^{-N_r^R} \quad (2.46)$$

olacağından (2.44) (Simon ve Alouni, 2005),'de verildiği şekliyle,



$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \mu \sum_{j=0}^{N_r^R-1} \binom{2j}{j} \left( \frac{1-\mu^2}{4} \right)^j \right] \quad (2.47)$$

yazılacaktır. Burada  $\mu = \sqrt{\frac{\rho\lambda_x\sigma_{SR}^2/4}{(\rho\lambda_x\sigma_{SR}^2/4)+1}}$  ve  $\binom{\cdot}{\cdot}$  binom açılımıdır.

Aynı yaklaşım  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x})$  ifadesini bulmak için gerçekleştirilirse

$$\begin{aligned} \gamma^{DF} &= \frac{\rho}{2} (\|\mathbf{H}^{SD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2 + \|\mathbf{H}^{RD}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2) \\ &= \gamma^{SD} + \gamma^{RD} \end{aligned} \quad (2.48)$$

olacak ve iki farklı ölçek parametrelili Gamma rastgele değişkeninin toplamı olacaktır. Buradan MGF,

$$M_{\gamma^{DF}}(s) = \left( 1 - \frac{\rho\lambda_x\sigma_{SD}^2}{2} s \right)^{-N_r^D} \left( 1 - \frac{\rho\lambda_x\sigma_{RD}^2}{2} s \right)^{-N_r^D} \quad (2.49)$$

olacaktır. Böylece  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x})$ , (2.44)'deki gibi hesaplanabilecektir. Eğer, varyans değerleri eşit ise  $\sigma_{SD}^2 = \sigma_{RD}^2 = \sigma^2$ ,  $\gamma^{DF}$  iki Gamma rastgele değişkenin toplamı olacaktır,  $Gamma(2N_r^D, \frac{\rho\lambda_x\sigma^2}{2})$ . Buradan MGF,

$$M_{\gamma^{DF}}(s) = \left( 1 - \frac{\rho\lambda_x\sigma^2}{2} s \right)^{-2N_r^D} \quad (2.50)$$

yazılabilecek ve  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x})$

$$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x}) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \mu \sum_{j=0}^{2N_r^D-1} \binom{2j}{j} \left( \frac{1-\mu^2}{4} \right)^j \right] \quad (2.51)$$

olacaktır. APEP hesaplandıktan sonra ortalama bit hata olasılığı (ABEP)

$$P_b^{DF} \approx \frac{1}{N_t M \log_2(N_t M)} \sum_{\mathbf{x}} \sum_{\substack{\hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}}} n(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) P_D^{DF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \quad (2.52)$$

olarak yazılabilecektir. Burada  $n(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}})$  SM sembolleri arasındaki bit hatası sayısıdır.

Bir üst sınır olarak (2.44)'te  $\theta = \pi/2$  kullanılabilir. O halde  $P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}})$  ve  $P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x})$

$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \leq \left( 1 + \frac{\rho\lambda_x\sigma_{SR}^2}{4} \right)^{-N_r^R} \quad (2.53)$$

$$P_D(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | R : \mathbf{x}) \leq \left( 1 + \frac{\rho\lambda_x\sigma_{SD}^2}{4} \right)^{-N_r^D} \left( 1 + \frac{\rho\lambda_x\sigma_{RD}^2}{4} \right)^{-N_r^D} \quad (2.54)$$

üst sınırlı olacaktır. Buradan SNR sonsuza giderken çeşitlilik derecesinin  $\min\{N_r^R, 2N_r^D\}$  olacağı görülmektedir. Eğer  $\sigma_{SR}^2 = d_{SR}^{-\alpha} \gg \sigma_{RD}^2, \sigma_{SD}^2$ , yani R, S'e çok daha yakın ise R sinyali yüksek ihtimalle doğru çözecek ve çeşitlilik derecesi  $2N_r^D$  olacaktır.

### 2.3.3 AF için Ortalama Bit Hata Olasılığı Analizi

DF için APEP çıkarımı göz önüne alınarak AF için de çiftsel hata olasılığı çıkarıldığında

$$P_D^{AF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = E\left\{Q\left(\sqrt{\gamma^{SD} + \gamma^{SRD}}\right)\right\} \quad (2.55)$$

yazılabilecektir. Burada  $\gamma^{SD}$  (2.48)'deki gibi MGF'si ise (2.46)'daki gibi olacak,  $\gamma^{SRD}$  ise

$$\gamma^{SRD} = \frac{G^2 \left\| \mathbf{C}^{-1/2} \mathbf{H}^{RD} \mathbf{H}^{SR} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \right\|^2}{2} \quad (2.56)$$

olacaktır.  $\gamma^{SRD}$ 'nin MGF'si<sup>1</sup> ise

$$M_{\gamma^{SRD}}(s) = \frac{\det(\Phi)}{\prod_{n=1}^{r_{\min}} \Gamma(r_{\max} - n + 1) \Gamma(r_{\min} - n + 1)} \quad (2.57)$$

olarak verilebilecektir. Burada  $r_{\min} = \min\{N^R, N_r^D\}$ ,  $r_{\max} = \max\{N^R, N_r^D\}$  ve  $\Phi$  ise  $r_{\min} \times r_{\min}$  Hankel matrisidir ve matrisin (n,m)'inci elemanı

$$\Phi_{n,m} = z^{-\eta} \Gamma(\eta) U\left(\eta, \eta, \frac{1}{z}\right) + G^2 z^{-\eta-1} \Gamma(\eta+1) U\left(\eta+1, \eta+1, \frac{1}{z}\right) \quad (2.58)$$

ile hesaplanabilecektir. Burada  $z = G^2 \left(1 - \frac{\rho \lambda_x s \sigma_{SR}^2}{2}\right)$ ,  $\eta = r_{\max} - r_{\min} + n + m - 1$  ve  $U(\cdot, \cdot, \cdot)$

ikinci dereceden konfluent hipergeometrik fonksiyondur. Yine Craig formülü sayesinde (2.55)

$$P_D^{AF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma^{SD}}\left(-\frac{1}{2 \sin^2 \theta}\right) M_{\gamma^{SRD}}\left(-\frac{1}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (2.59)$$

olarak verilecektir. Bu integralin hesaplanabilmesi nümerik yöntemler ile yapılabilecektir. Ancak nümerik yöntemler kullanılmadığında, bir üst sınır olarak

$$P_D^{AF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) < \frac{1}{\pi} M_{\gamma^{SD}}\left(-\frac{1}{2}\right) M_{\gamma^{SRD}}\left(-\frac{1}{2}\right) \quad (2.60)$$

verilebilecektir. ABEP ise yine birleşim üst sınırı ile (Proakis, 2000)

$$P_b^{AF} \leq \frac{1}{N_t M \log_2(N_t M)} \sum_{\mathbf{x}} \sum_{\substack{\hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}}} n(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) P_D^{AF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \quad (2.61)$$

<sup>1</sup> Daha ayrıntılı bilgi için EK'te bulunan ve IET Communications dergisine gönderilmiş olan makalenin Appendix kısmı incelenebilir.

hesaplanacaktır. Diğer taraftan SNR sonsuza giderken, (2.60) yaklaşık olarak

$$P_D^{AF}(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \approx \frac{1}{\pi} \left( 1 + \frac{\rho \lambda_x \sigma_{SD}^2}{4} \right)^{-N_r^D} \left( G^2 \left( 1 + \frac{\rho \lambda_x \sigma_{SR}^2}{4} \right) \right)^{-r_{\min}} \quad (2.62)$$

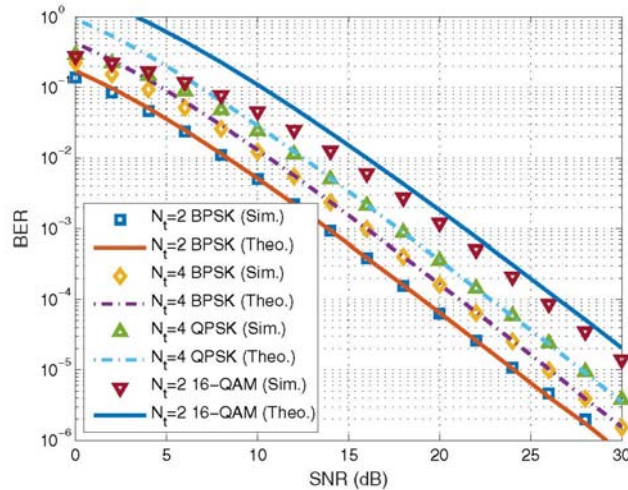
verilebilecektir. Burada küçük  $z$ 'ler için  $U(a, b, z) \approx z^{1-b}$  kullanılmıştır. Buradan, MIMO-AF için çeşitleme derecesinin  $N_r^D + \min\{N^R, N_r^D\}$  olduğu görülebilecektir.

### 2.3.4 Benzetim Sonuçları

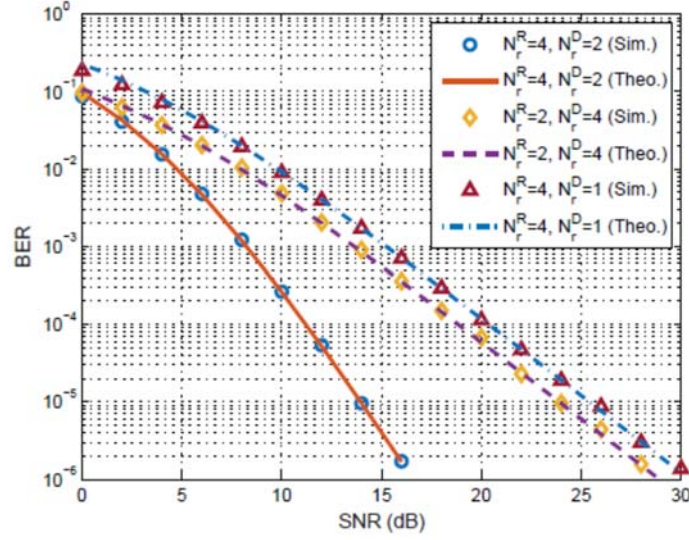
Bu bölümde, DF ve AF işbirlikli SM sistemlerinin analitik sonuçları ve bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Monte Carlo benzetimleri alınan SNR'ın fonksiyonu olarak en az  $10^6$  kanal kullanımı için gerçekleştirilmiş ve analitik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Tüm başarımlar değerlendirilmelerinde S'de ve R'de birim güç harcadığı, yol kaybının ise  $\alpha = 3$  olduğu varsayılmıştır.

#### a. DF için Benzetim Sonuçları

Aynı izgesel etkinlik için S-R ve R-D arası linklerde verici anten sayıları ile modülasyon dereceleri aynı seçilmiştir,  $N_t^S = N_t^R = N_t$ ,  $M^S = M^R = M$ . DF protokolü kullanan işbirlikli SM sisteminin bit hata oranı (BER) performansı Şekil 2.6'da verilmiştir. R ve D için alıcı anten sayısı aynıdır ( $N_r^R = N_r^D = 2$ ). Bilgisayar benzetimleri farklı izgesel etkinlikler için hesaplanmıştır. Şekil 2.6'dan görüldüğü gibi bulunan analitik sonuçlar bilgisayar benzetimleri ile uyum içindedir.



Şekil 2.6 DF protokolü kullanan işbirlikli SM sistemi BER performansı ( $N_t^S = N_t^R = N_t$ ,  $N_r^R = N_r^D = 2$ )

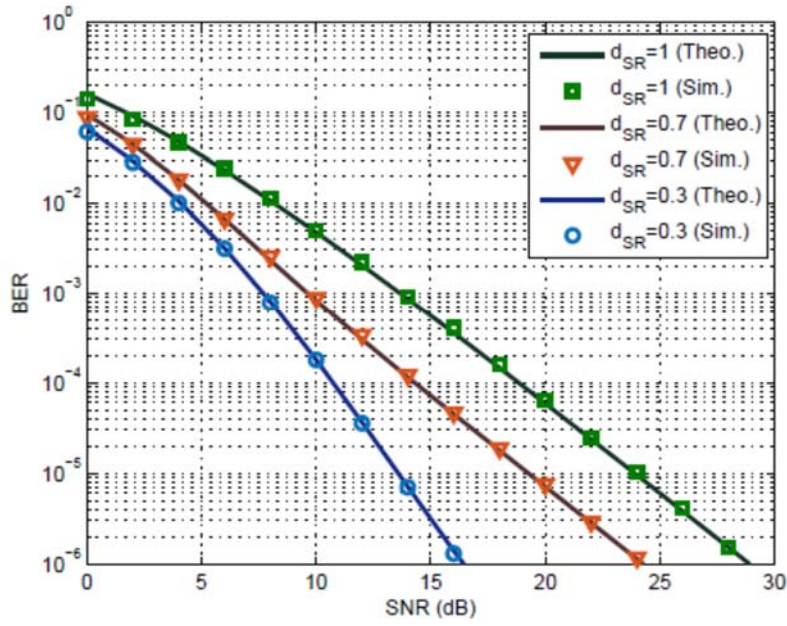


Şekil 2.7 R ve D’de farklı alıcı anten sayısı kullanan DF işbirlikli SM sistemi BER performansı ( $N_t^S = N_t^R = 2$ ), BPSK

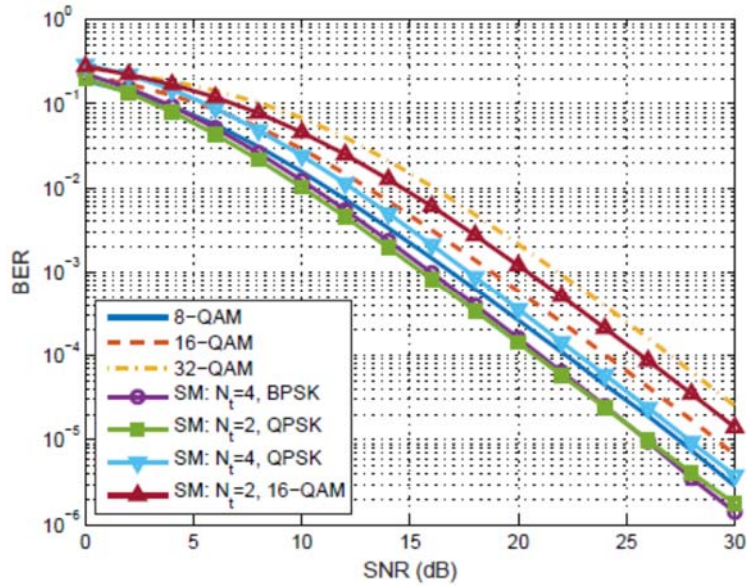
Şekil 2.7’de ise alıcı anten sayısının BER üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bilgisayar benzetimleri aynı sayıda verici anten  $N_t^S = N_t^R = 2$ , farklı modülasyon derecesi, R ve D’de farklı sayıda alıcı anten için gerçekleştirilmiştir. Görüldüğü gibi analitik sonuçlar ile bilgisayar benzetimleri uyum içindedir. Ayrıca eğrilerin eğimleri (çeşitlilik derecesi) R ve D’deki alıcı anten sayısına bağlıdır. Hem Şekil 2.6’da hem de Şekil 2.7’de düğümler arası birim mesafe varsayımı yapılmıştır.

Şekil 2.8’de analitik ve teorik olarak düğümler arası farklı mesafelerin BER üzerine etkisi incelenmiştir. S-D ve R-D arası mesafenin birim uzaklık olduğu varsayılarak şekilde görülen S-R arası mesafeler incelenmiştir. Şekil 2.8’den görüldüğü gibi BER performansı, özeldede çeşitlilik derecesi, R’nin S’e yaklaşmasıyla artmaktadır. Böylece S-R arası hata olasılığı azalacağından hata yayılımı oluşmayacak ve çeşitlik derecesi SNR sonsuza giderken  $2N_r^D$  olacaktır.

Klasik  $M$ ’li modülasyonlu işbirlikli sistemler ile işbirlikli SM sistemlerinin BER karşılaştırmaları Şekil 2.9’da verilmiştir. Sistemlerin izgesel etkinlikleri  $R = 3, 4$  ve  $5$  bit/sn/Hz olarak alınmıştır. Şekil 2.9’dan görüldüğü gibi R ve D’de iki alıcı anten olduğunda işbirlikli SM sistemi klasik sistemlere göre yaklaşık 2 dB’lik SNR kazancı sağlamaktadır.



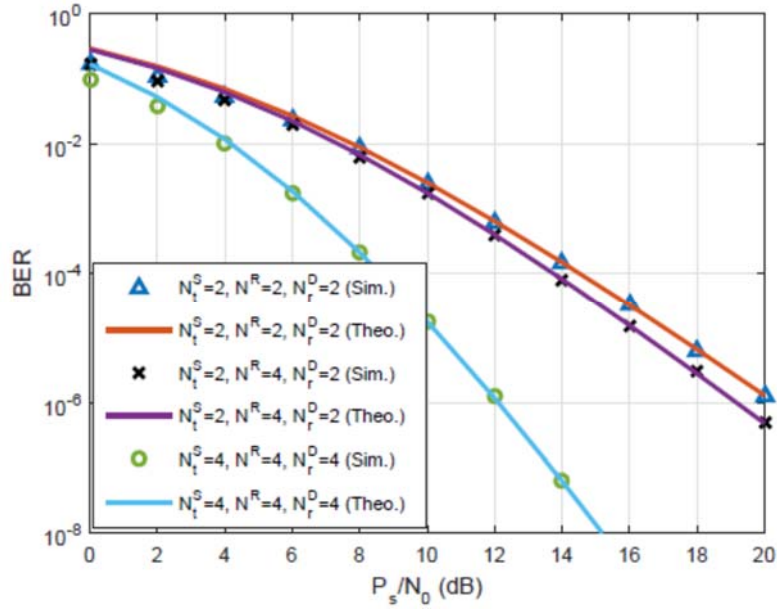
Şekil 2.8 Farklı röle lokasyonları için DF işbirlikli SM sistemi BER analizi.



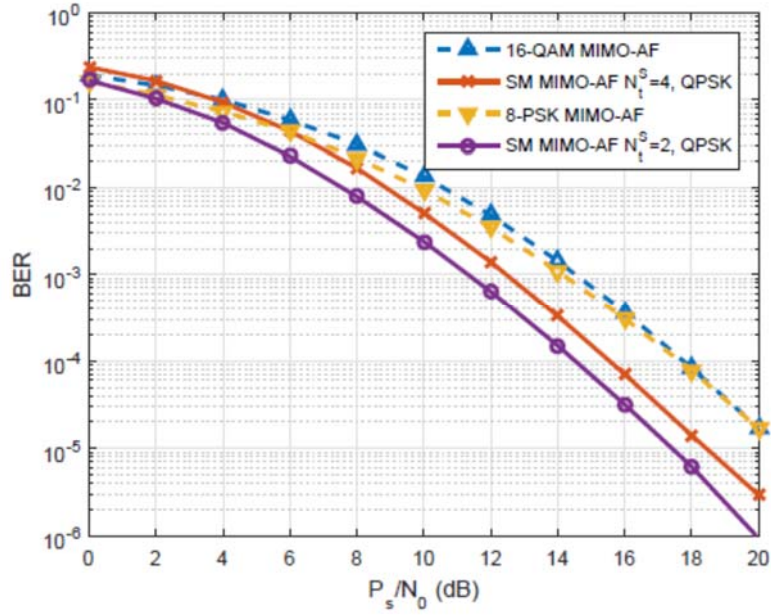
Şekil 2.9 Klasik işbirlikli modülasyonlu sistem ile işbirlikli SM sisteminin DF röle için karşılaştırılması.

#### b. AF için Benzetim Sonuçları

AF işbirlikli SM sistemi için teorik ve analitik benzetim sonuçları Şekil 2.10'da görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi analitik ve teorik sonuçlar birbiri ile uyum içindedir. Şekil 2.11'de ise işbirlikli SM sistemi ile klasik modülasyonlu sistemlerin BER açısından karşılaştırması verilmiştir. İzgesel etkinlik  $R=3$  ve  $4$  bit/sn/Hz olarak seçilmiştir. Şekil 2.11'den görüldüğü gibi işbirlikli SM sistemi  $R=3$  ve  $R=4$  bit/sn/Hz için sırasıyla  $3$  ve  $4$  dB SNR kazancı sağlamaktadır.



Şekil 2.10 AF işbirlikli SM sistemi BER analizi.

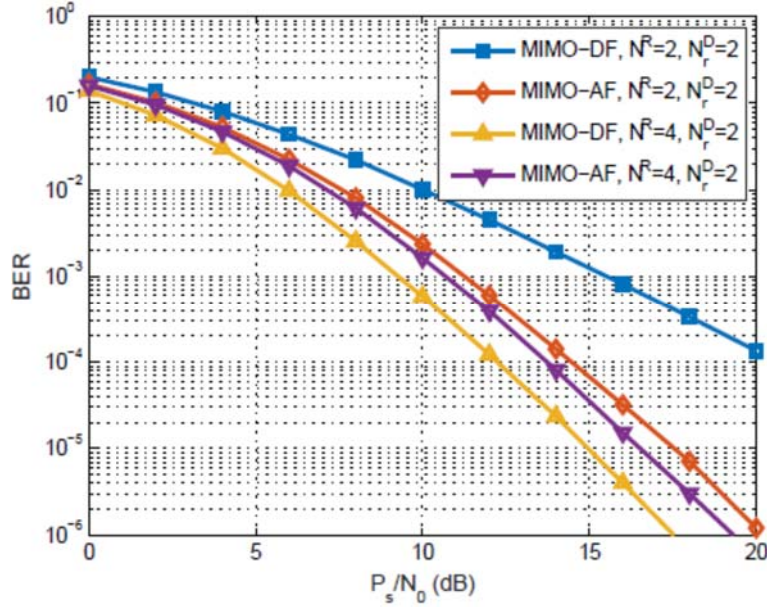


Şekil 2.11 Klasik modülasyonlu işbirlikli sistem ile işbirlikli SM sisteminin AF röle için karşılaştırması.

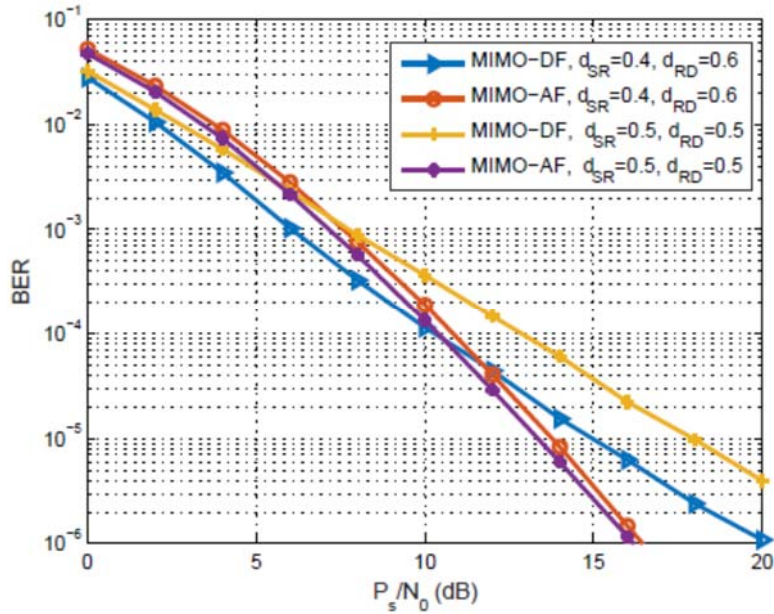
### c. MIMO-DF ve MIMO-AF Sistemlerinin Karşılaştırması

MIMO-DF ve MIMO-AF sistemlerinin karşılaştırması Şekil 2.12 ve Şekil 2.13'te verilmiştir. Şekil 2.12'de R ve D'de farklı alıcı anten sayılarının etkisi incelenmiştir. R'de az sayıda alıcı anten varsa hata yayılımı artacak ve AF, DF'e göre daha iyi BER verecektir. Diğer durumlarda ise DF daha iyi BER verecektir.

R'nin lokasyonu DF için BER'e direkt etki ettiğinden, bu durumun etkisi Şekil 2.13'te incelenmiştir. Röle S ve D'nin ortasında ise 5 dB SNR'ın üstünde MIMO-AF daha iyi sonuç vermektedir. Ancak, R, S'e yaklaştıkça MIMO-DF daha iyi sonuç vermeye başlamaktadır.



Şekil 2.12 R ve D'de değişik alıcı anten sayıları için MIMO-DF ve MIMO-AF karşılaştırması.



Şekil 2.13 Farklı R lokasyonları için MIMO-AF ve MIMO-DF karşılaştırması.

## 2.4 Literatürdeki Enerji Hasatlama Çözümleri

Rölenin güç ayrımı (power splitting, PS) ve zaman atlama (time switching, TS) protokollerini uyguladığı bir çift atlama (DH-DF) (Nasir vd., 2014)'de göz önünde bulundurulmuş ve alıcıdaki ulaşılabilir verim, kesinti ve ergodik kapasite elde edilmiştir.

(Mheich vd., 2017)'de, bir AF işbirlikli EH sisteminin kesinti başarımı, kaynak kanal istatistiği bilgisine sahip olduğunda türetilmiştir. Tüm sistem için toplam güç kısıtlaması göz önüne alındığında, TS parametresi PS'e kıyasla, TS performansı iyileştirmek için optimize edilmiştir. (Nasir vd., 2013)'de, gecikme sınırlı (delay-limited) ve gecikmeye toleranslı (delay-tolerant) iletim şemalarının kesinti olasılığı ve ergodik kapasite, PS, TS ve ideal EH protokolleri dikkate alınarak DH-AF geçiş stratejisi için türetilmiştir. İki yönlü bir fiziksel katman ağı kodlama AF geçiş sistemindeki BER, rölenin TS uygulayan enerjiyi harcadığı (Huang vd., 2016)'da iki ve üç iletim aralığı için türetilmiştir. Üstelik, TS parametresi değiştiğinde ve BER performansı sabit spektral verimlilik değerleri için analitik olarak değerlendirilmiştir. Spektrum verimini sabit bir değerde tutmak için (Huang vd., 2016)'da modülasyon karışımı yaklaşımını önerilmiştir. TS ve PS protokollerini birlikte uygulayan bir tek yönlü AF iletim sisteminde uyarlamalı bir EH protokolü, sistemin kesinti olasılığı ve ergodik kapasite için ifadeler elde ederek (Tao vd., 2016)'da göz önünde bulundurulmuştur. Sonuçlar, klasik PS ve TS protokolleri ile karşılaştırılmış ve adaptif EH protokolünün, PS ve TS'nin çıkış eğrilerinin birbirinin üzerinden geçtiği orta iletim oranlarında daha iyi performans sağladığı sonucuna varılmıştır. (Le vd., 2017)'de bir kaynak, kanalların Nakagami- $m$  sönmülemeye maruz kaldığı ve tüm düğümlerin çoklu antenlerle donatıldığı bir EH rölesi üzerinden bir hedef ile iletişim kurmaktadır. Sistem sonuçları hem PS hem de TS için türetilmiştir, burada her bir sekme için gönderme / alma anten seçimi ve maksimum oran verici / maksimum oran birleştiricisi (MRT / MRC) kullanılmaktadır. Rölenin çoklu antenlerle donatıldığı DH-AF röle sistemi için erişilebilen hız, (Zhou vd., 2015)'te incelenmiştir. Röle, bilgileri çözmek ve enerjiyi toplamak için anten seçimi (antenna selection (AS)) ve PS kullanmaktadır. Ayrıca, sistem performansını iyileştirmek için AS ve PS için ortak bir optimizasyon gerçekleştirilmiştir. DF ile bir DH sisteminin performansını analiz etmek için PS ve TS protokolleri (Gu vd., 2015)'te ele alınmıştır. (Gu vd., 2015)'da, röle, hem alınan sinyalden hem de aynı frekanstaki girişim sinyallerinden gelen enerjiyi hasatlar, ki bu aslında röle iletim gücünü artırır. Ancak, bu rölenin alınan sinyal-gürültü oranında (SNR) azalmaya neden olur. IP ve EH için sinyal gücünü bölen bir dinamik güç bölme (DPS) alıcısı işlemi (Zhou vd., 2013)'te önerilmiştir. TS, statik PS ve açma-kapama (on/off) PS, özel bir DPS durumu olarak incelenmiştir. Ayrıca, entegre ve ayrılmış pratik bilgiler ve EH alıcıları (Zhou vd., 2013)'de sunulmuştur.

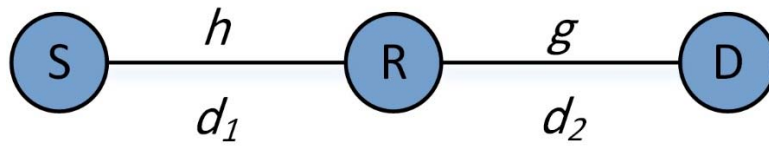
(Chen vd., 2014)'de, kaynağın kendisinin bir güç kısıtlama düğümü olduğu ve vericilerinden enerji topladığı kablosuz bir iletişim ağı önerilmiştir. Burada, röleler veya hedef sabit güçlere sahiptir ve kaynak, hasat edilen enerji ile hedefe veri iletir. (Chen vd., 2014)'de, EH için verimi en üst düzeye çıkarmak üzere iki farklı protokol önerilmekte ve optimize edilmektedir. İlk protokolde, röle yalnızca enerjiyi kaynağa aktarmak için işbirliği yapar. Ancak, İkinci protokolde, röle sadece enerji kısıtlama kaynağına enerji iletmez, aynı zamanda sistem



performansını iyileştirmek için alınan sinyali kaynaktan hedefe iletir. Alıcıda bir PS alıcı varsayıldığı yerde, (Gua vd., 2016)'da SM kullanan bir enerji toplama sistemi ele alınmıştır. Bu sistemin hesaplama karmaşıklığı analiz edilmiş ve sistem performansını üst düzeye çıkarmak için optimal PS faktörü belirlenmiştir. Bir enerji ileticisinden gelen RF enerjisini toplayan SM ile bir başka EH sistemi, (Zhang vd., 2017)'de analiz edilmiştir. Kaynak, bazılarının bilgi aktarımı sırasında aktif olduğu çok sayıda anten ile donatılmıştır ve bu, kaynak düğümde daha fazla enerji sağlayan antenlerde kendi kendine enerji geri dönüşümü sağlar.

## 2.5 Çift Atlamalı Enerji Hasatlama Sistem Modeli

Önerilen çift atlamalı sistem modeli, tüm düğümlerin bir anten ile donatıldığı Şekil 2.14'de verilmiştir.  $h$  ve  $g$ , sırasıyla  $S \rightarrow R$  ve  $R \rightarrow D$  arasındaki bağlantılar kanal sönümlenme katsayılarını temsil eder.  $d_1$  ve  $d_2$  bağlantı uzaklıkları gösterir. Her iki kanalın Nakagami- $m$  sönümlenmeye maruz kaldığı varsayılmaktadır. Sırayla, kaynaktan iletilen sinyal ve rölenin çözüldüğü sinyal  $s$  ve  $\bar{s}$ 'dir. Ayrıca,  $E\{|s|^2\} = E\{|\bar{s}|^2\} = 1$  olduğu varsayılmaktadır.  $n_r$  ve  $n_d$  beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) örneklerini rölede ve alıcıda sırasıyla  $n_r \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)$  ve  $n_d \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_d^2)$  gösterir. Sistem performansı, birlikte daha küçük olan  $d_1$  ve  $d_2$  mesafeleri için analiz edildiğinden,  $S \rightarrow R$  ve  $R \rightarrow D$  arasındaki bağlantıların her ikisi için de yol kaybının eşit olduğu varsayılmaktadır. Bunu sağlamak için  $L_{SR} = 1/(1+d_1^\xi)$  ve  $L_{RD} = 1/(1+d_2^\xi)$ , yol kaybı her zaman birim uzaklıktan daha küçüktür, burada  $\xi$  yol kaybı katsayısıdır (Ding vd., 2014).  $P_s$  kaynak aktarım gücüdür,  $P_r$  röle iletim gücüdür ve  $P_t, T$  saniye boyunca sistem tarafından tüketilen ortalama güçtür. Ayrıca, kaynak ve röle vericilerde gerçekleştirilen tüm modülasyon şemaları için Gray kodlama uygulanır.



Şekil 2.14 Çift atlama sistem protokolü.

### 2.5.1 DF-PS-EH Protokolü

PS protokolü için iletim zaman çizelgesi Şekil. 2.15 (a)'da verilmiştir. Şekil. 2.15 (a) 'da gösterildiği gibi, PS protokolünde, röledeki alınan sinyalin gücü EH ve IP işlemlerine  $\rho/(1-\rho)$  şeklinde bölünür ve burada  $\rho$  güç hasat faktörüdür.  $T/2$  saniye ilk zaman aralığında, IP için alınan sinyal ve rölenin toplanan enerji olarak aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$y_r = \sqrt{(1-\rho)P_s L_{SR}} h s + n_r \quad (2.63)$$

ve

$$E_H = \eta \rho P_s L_{SR} |h|^2 (T/2) \quad (2.64)$$

Burada  $0 < \eta \leq 1$ , enerji dönüşüm katsayısıdır (Zhou vd., 2013). Sistem için toplam güç kısıtlaması  $P_t$  ve enerji kısıtı  $P_t T = P_s T / 2$  düşünüldüğünde,  $P_s = 2P_t$ . İkinci zaman aralığında, röle, hasat edilen enerji  $E_H$  değerini kullanarak  $\bar{s}$  değerinde çözülmüş sinyali iletir. Alıcıda alınan sinyal, aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y_d = \sqrt{P_r L_{RD}} g \bar{s} + n_d \quad (2.65)$$

Burada  $P_r = E_H / (T/2) = \eta \rho P_s L_{SR} |h|^2$ .

### 2.5.2 DF-TS-EH Protokolü

TS protokolü için Şekil. 2.15 (b)'de verilen iletim protokolü ile, sırasıyla, birinci ve ikinci zaman aralıklarında ( $\alpha T$  ve  $(1-\alpha)T/2$  saniyelik), rölenin aldığı sinyal,

$$y_r = \sqrt{P_s L_{SR}} h s + n_r. \quad (2.66)$$

olup  $\alpha T$  saniye için, röledeki hasat edilen enerji miktarı  $E_H = \eta P_s L_{SR} |h|^2 \alpha T$  'dir. Toplam  $P_t$  gücünün  $T$  saniyede tükendiğini varsayarsak, TS için enerji kısıtlaması şu şekilde verilir:

$$P_t T = P_s \alpha T + P_s (1-\alpha)T/2. \quad (2.67)$$

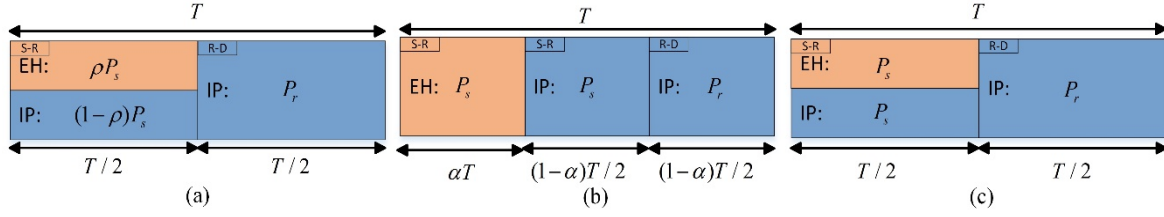
Basitleştirdikten sonra,  $P_s = 2P_t / (1+\alpha)$  elde edilir.  $(1-\alpha)T/2$  saniyelik üçüncü zaman aralığında, röle, çözülmüş sinyali, alınan sinyalin (2.65)'de verildiği yere yönlendirir. Burada

$$P_r = 2E_H / (1-\alpha)T = \eta (2\alpha / (1-\alpha)) P_s L_{SR} |h|^2$$

şeklindedir.

### 2.5.3 DF-İdeal EH Protokolü

İdeal EH protokolü için iletim şeması Şekil. 2.15 (c)'de verilmiştir, burada  $T/2$  saniyenin ilk zaman aralığı boyunca, röle enerjiyi hasatlar ve alınan kaynak sinyalden bilgiyi aynı toplam enerji ile alır. Bir sonraki  $T/2$  saniye aralığında, çözülmüş sinyal, hasat enerjisini kullanarak röle anteninden alıcıya iletilir. Röle ve hedefte alınan sinyal sırasıyla (2.66) ve (2.65)'de verilmiştir. Bu protokol için,  $E_H = \eta P_s L_{SR} |h|^2 (T/2)$ , röle gücü  $P_r = 2E_H / T = \eta P_s L_{SR} |h|^2$  olarak verilir ve PS'deki,  $P_s = 2P_t$  'dir.



Şekil 2.15 Zaman programı (a) PS, (b) TS ve (c) ideal.

AF aktarım stratejisinde ise, rölede alınan sinyal öncelikle normalize edilir, kuvvetlendirilir ve daha sonra alıcıya gönderilir. DF aktarıma benzer şekilde, aşağıda üç farklı EH protokolü analiz edilmiştir.

#### 2.5.4 AF-PS EH Protokolü

(2.63)'te verilen rölenin aldığı sinyalin  $y_r$  değeri kullanarak, hedefte alınan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$y_d = \sqrt{(P_r L_{RD} / N)} g y_r + n_d. \quad (2.68)$$

Burada  $N = P_s |h|^2 (1 - \rho) L_{SR} + \sigma_r^2$ , rölede uygulanan bir güç kısıtlama faktörüdür. (2.68)'de (2.63) yerine konular ve bazı basitleştirmelerden sonra aşağıdaki ifade elde edilir:

$$y_d = \frac{\sqrt{\eta |h|^2 \rho (1 - \rho) P_s} h g s}{\sqrt{(1 + d_1^\xi)(1 + d_2^\xi) \sqrt{P_s |h|^2 (1 - \rho) + (1 + d_1^\xi) \sigma_r^2}}} + \frac{\sqrt{\eta P_s |h|^2 \rho} g n_r}{\sqrt{(1 + d_2^\xi) \sqrt{P_s |h|^2 (1 - \rho) + (1 + d_1^\xi) \sigma_r^2}}} + n_d. \quad (2.69)$$

#### 2.5.5 AF-TS EH Protokolü

Alınan sinyal vericide aşağıdaki gibi verilir:

$$y_d = \sqrt{(P_r L_{RD} / J)} g y_r + n_d. \quad (2.70)$$

Burada  $J = P_s |h|^2 L_{SR} + \sigma_r^2$  şeklindedir. (2.70)'de yer alan (2.66) kullanılır ve bazı basitleştirmelerden sonra alınan işaret şu şekilde elde edilecektir:

$$y_d = \frac{\sqrt{2\eta |h|^2 \alpha} P_s h g s}{\sqrt{(1 - \alpha)(1 + d_1^\xi)(1 + d_2^\xi) \sqrt{P_s |h|^2 + (1 + d_1^\xi) \sigma_r^2}}} + \frac{\sqrt{2\eta P_s |h|^2 \alpha} g n_r}{\sqrt{(1 - \alpha)(1 + d_2^\xi) \sqrt{P_s |h|^2 + (1 + d_1^\xi) \sigma_r^2}}} + n_d. \quad (2.71)$$

#### 2.5.6 AF-İdeal EH Protokolü

Röle ve alıcı noktasında alınan sinyal sırasıyla (2.66) ve (2.70)'de verilmiştir. (2.70)'de yer alan (2.66)'yı değiştirerek  $P_r = 2E_H / T = \eta P_s L_{SR} |h|^2$  göz önüne alırsa ve bazı basitleştirmelerden sonra alınan işaret şu şekilde elde edilir:

$$y_d = \frac{\sqrt{\eta |h|^2} P_s h g_s}{\sqrt{(1+d_1^\xi)(1+d_2^\xi)} \sqrt{P_s |h|^2 + (1+d_1^\xi) \sigma_r^2}} + \frac{\sqrt{\eta P_s |h|^2} g n_r}{\sqrt{(1+d_2^\xi)} \sqrt{P_s |h|^2 + (1+d_1^\xi) \sigma_r^2}} + n_d. \quad (2.72)$$

## 2.6 Enerji Hasatlama Sistemlerine İlişkin Hata Analizi

### 2.6.1 DF-BEP

DF aktarım tekniği için BEP analizi üç-düğümlü DH röleli sistem modeli Şekil 2.14'de verilmiştir. Buna göre, röle, kaynakta aldığı işareti çözmekte ve çözdüğü  $\bar{s}$  sinyalinin hedef düğümüne göndermektedir. Uçtan uca BEP için bir üst sınır ifadesi,  $P_b^{S-R}$  ve  $P_b^{R-D}$  sırasıyla  $S \rightarrow R$  ve  $R \rightarrow D$  bağlantılarına ait farklı EH protokolleri için hesaplanan BEP değeri olmak üzere şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$P_b^{DF} \leq 1 - (1 - P_b^{S-R})(1 - P_b^{R-D}). \quad (2.73)$$

(2.63)'de PS protokolü ve (2.66)'de TS ve ideal protokoller için verilen, röledeki alınan işaretler göz önünde bulundurularak,  $S \rightarrow R$  arasındaki SNR şu şekilde verilebilmektedir:

$$\gamma_{sr} \triangleq \begin{cases} (1-\rho)P_s L_{SR} |h|^2 / \sigma_r^2, PS \\ P_s L_{SR} |h|^2 / \sigma_r^2, TS \end{cases} \quad (2.74)$$

(2.74)'yi ve (Simon vd., 2005)'de verilen  $S \rightarrow R$  arasındaki kesin BEP ifadesi kullanarak,  $P_b^{S-R}$  ifadesi (2.73)'de tekrar yerine konulabilmektedir. (2.65)'te hedef düğümündeki alınan işaret dikkate alındığında, bütün EH protokolleri için  $P_b^{R-D}$  bağlantısına ait SNR ifadesi  $\gamma_{rd} = YZ$  olup burada  $Z = |h|^2 |g|^2$  ve

$$Y \triangleq \begin{cases} \eta \rho P_s L_{SR} L_{RD} / \sigma_d^2, PS \\ \eta 2 \alpha P_s L_{SR} L_{RD} / ((1-\alpha) \sigma_d^2), TS \\ \eta P_s L_{SR} L_{RD} / \sigma_d^2, ideal \end{cases} \quad (2.75)$$

(Papoulis., 1965)'ye göre  $\gamma_{rd}$  ye ait PFD ifadesi,

$$f_{\gamma_{rd}}(\gamma) = \frac{1}{Y} f_Z\left(\frac{\gamma}{Y}\right) = 2G \gamma^{\epsilon-1} K_\Omega \left( 2 \sqrt{\frac{m_h m_g}{\Omega_h \Omega_g Y}} \gamma \right) \quad (2.76)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $G = F(m_g \Omega_h / \Omega_g m_h)^{\Omega/2} (1/Y)^\epsilon$ .  $m_h$ ,  $m_g$ ,  $\Omega_h$ ,  $\Omega_g$ ,  $\epsilon = 0.5(m_h + m_g)$ ,  $\Omega = m_h - m_g$ ,  $F$  ve  $f_Z(z)$  tanımlamaları EK-A'da bulunmaktadır.  $R \rightarrow D$  bağlantısı arasında meydana gelen sembol hatası olasılığı (SEP) (2.77)'deki gibi hesaplanabilir.

$$P_s^{R-D} = \int_0^\infty P_s(e | \gamma_{rd}) f_{\gamma_{rd}}(\gamma) d\gamma \quad (2.77)$$

Burada  $f_{\gamma_{rd}}$  (2.76)'da hesaplanmış olup,  $P_s(e | \gamma_{rd}) \simeq a Q(\sqrt{2b\gamma_{rd}}) = (a/2) \operatorname{erfc}(\sqrt{b\gamma})$ , SEP ifadesi uyumlu modülasyon için koşullu genel yaklaşımı ifade etmektedir (Simon vd., 2005). Buradaki  $a$  ve  $b$  modülasyona özgü sabitlerdir. Bunun dışında koşullu SEP ifadesi yüksek SNR'lar için üst sınırdır. (2.77)'deki ifadeyi çözebilmek için  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  ve  $K_\nu(\cdot)$  Meijer-G fonksiyonuna göre (Adamchik vd., 1990) kullanılarak ifade edilmiştir. Bunları (2.77)'de yerine koyarak, entegral ifadesi (2.78)'e göre yeniden yazılabilmektedir:

$$P_s^{R-D} = \frac{Ga}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \gamma^{\epsilon-1} G_{1,2}^{2,0} \left( b\gamma \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right) G_{0,2}^{2,0} \left( \frac{H^2}{4} \gamma \left| \begin{matrix} - \\ \Omega/2, -\Omega/2 \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (2.78)$$

Burada  $H = 2\sqrt{m_h m_g / \Omega_h \Omega_g} Y$ , (Gradshteyn vd., 2014- 9.311) ve (Adamchik vd., 1990) kullanıldığında (2.78)'daki ifademın kapalı form entegrali,

$$P_s^{R-D} = \frac{Ga}{2\sqrt{\pi}} b^{-\epsilon} G_{4,5}^{3,3} \left( \frac{H^2}{4b} \left| \begin{matrix} 0, 1-\epsilon, 0, 5-\epsilon, 1-\epsilon \\ 0, 5\Omega, -0, 5\Omega, 1-\epsilon, -\epsilon, 0 \end{matrix} \right. \right). \quad (2.79)$$

şeklinde oluşturulabilir. R → D arası bağlantıdaki, (Simon vd., 2005) kullanılarak yüksek SNRlar için BEP ifadesi,

$$P_b^{R-D} \simeq P_s^{R-D} / k, \quad (2.80)$$

şeklinde oluşturulmuştur. Burada,  $k = \log_2 M$  ve  $M$  modülasyon seviyesini göstermektedir. Uçtan uca BEP ifadesi  $P_b^{S-R}$  ve  $P_b^{R-D}$  ile sırasıyla (Simon vd., 2005) ve (2.80), (2.73) kullanılarak türetilmiştir. Burada şunu da not etmek gerekir ki, (2.79)'da uçtan uca DF röleli sistemin BEP'i seçilen EH protokolündeki  $G$  ve  $H$  terimlerine bağlıdır. Bununla birlikte, modülasyona özgü parametreler olan  $a$  ve  $b$  performansa ayrıca etki etmektedir.

## 2.6.2 AF Aktarım için BEP Analizi

(2.69), (2.71) ve (2.72) verilen alınan işaretin uçtan uca SNR ifadesi

$$\gamma = \frac{A |h|^4 |g|^2}{B |h|^2 |g|^2 + C |h|^2 + D} \quad (2.81)$$

şeklinde verilmiş olup, burada  $A$ ,  $B$ ,  $C$  ve  $D$  Tablo 2.1'de farklı EH protokolleri için verilmiştir.  $D = 0$  iken yüksek SNR'da  $\gamma$  değişkeninin CDF'i Ek. B'de hesaplanmıştır. Sistemin BEP ifadesi, Ek. B'deki (2.94)'de verilen SNR'ın CDF'i ile aşağıdaki gibi hesaplanabilir (Louie vd., 2010)

$$P_b^{AF} \simeq \frac{a\sqrt{b}}{2k\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} F_\gamma(\gamma) d\gamma = \frac{a\sqrt{b}}{2k\sqrt{\pi}} (I_1 - I_2) \quad (2.82)$$

Burada  $a$  ve  $b$  modülasyon seviyesi ile belirlenir. (2.82)'de (Ding vd., 2014) ile  $I_1$

$$I_1 = \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} d\gamma = \frac{1}{\sqrt{b}} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) \quad (2.83)$$

ve

$$I_2 = \frac{2}{\Gamma(m_g)} \sum_{k=0}^{m_h-1} \sum_{i=0}^k T(k, i) I_3 \quad (2.84)$$

şeklinde verilmiş olup, burada

$$I_3 = \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} \Lambda(k, i, \gamma) d\gamma. \quad (2.85)$$

Ayrıca,  $T(k, i)$  ve  $\Lambda(k, i, \gamma)$  Ek. B'de hesaplanmıştır. Integral değişkeni  $\gamma = \delta^2$ ,

$\Phi = \frac{m_h B}{\Omega_h A} + b$ ,  $\varpi = \frac{m_g - i + 2k - 1}{2}$ ,  $v = m_g - i$ ,  $\beta = 2\sqrt{\frac{m_h m_g C}{\Omega_h \Omega_g A}}$  şeklinde alıp (Gradshteyn

vd., 2014- 6.631)] kullanarak

$$I_3 = \Phi^{-0.5u} \beta^{-1} \Gamma\left(\frac{1+v+u}{2}\right) \Gamma\left(\frac{1-v+u}{2}\right) \times \exp\left(\frac{\beta^2}{8\Phi}\right) W_{-0.5u, 0.5v}\left(\frac{\beta^2}{4\Phi}\right) \quad (2.86)$$

elde edilir ki burada  $u = 2\varpi + 1$  ve  $A$ ,  $B$ ,  $C$  ve  $D$  Tablo 2.1'de verilmiştir. (2.86)'i (2.84) de,  $I_1$  ve  $I_2$  (2.82)'de yerine koyularak sistem BEP ifadesi hesaplanır. (2.82)'de görüldüğü gibi, AF iletimin BEP başarımı ele alınan EH protokolüne sadece  $I_2$  nedeniyle bağlıdır, ki  $I_2$  EH protokolü için  $T(k, i)$  ve  $I_3$  'ü içermektedir.

**Tablo 2.1 A, B, C ve D sabitleri**

PS	A	$\eta\rho P_s^2 (1 - \rho)$
	B	$\eta\rho P_s (1 + d_1^\xi) \sigma_r^2$
	C	$(1 - \rho) P_s (1 + d_1^\xi) (1 + d_2^\xi) \sigma_d^2$
	D	$(1 + d_1^\xi)^2 (1 + d_2^\xi) \sigma_r^2 \sigma_d^2$
TS	A	$\eta \frac{2\alpha}{1-\alpha} P_s^2$
	B	$\eta \frac{2\alpha}{1-\alpha} P_s (1 + d_1^\xi) \sigma_r^2$

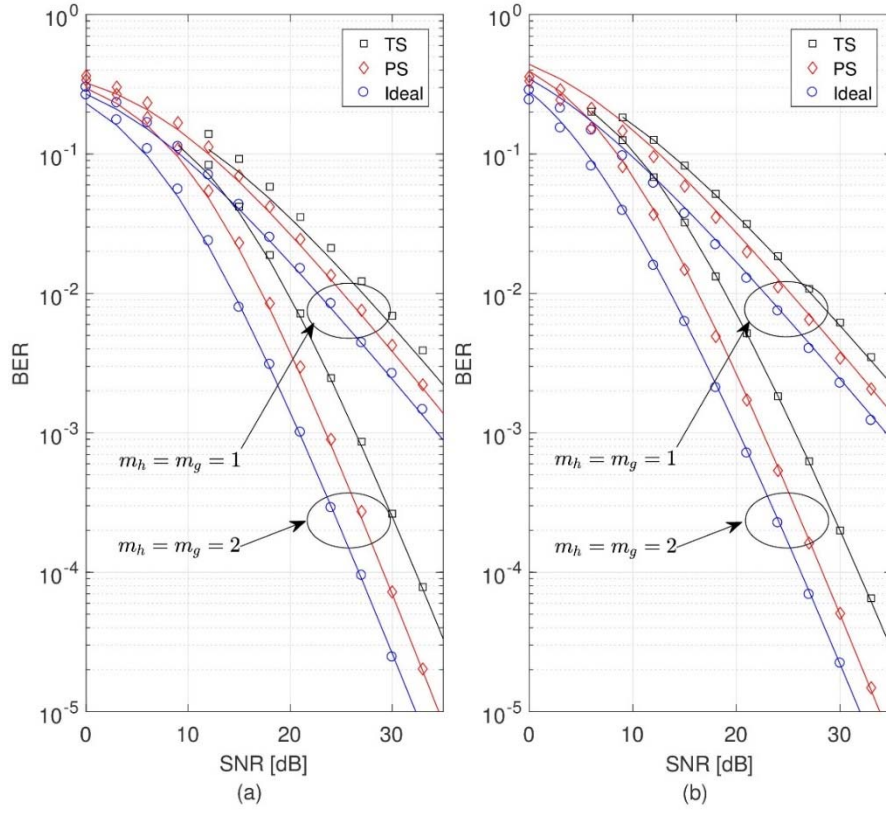
	<i>C</i>	$P_s (1+d_1^\xi)(1+d_2^\xi)\sigma_d^2$
	<i>D</i>	$(1+d_1^\xi)^2(1+d_2^\xi)\sigma_r^2\sigma_d^2$
İdeal	<i>A</i>	$\eta P_s^2$
	<i>B</i>	$\eta P_s (1+d_1^\xi)\sigma_r^2$
	<i>C</i>	$P_s (1+d_1^\xi)(1+d_2^\xi)\sigma_d^2$
	<i>D</i>	$(1+d_1^\xi)^2(1+d_2^\xi)\sigma_r^2\sigma_d^2$

## 2.7 Enerji Hasatlama Sistemlerine İlişkin Benzetim Sonuçları

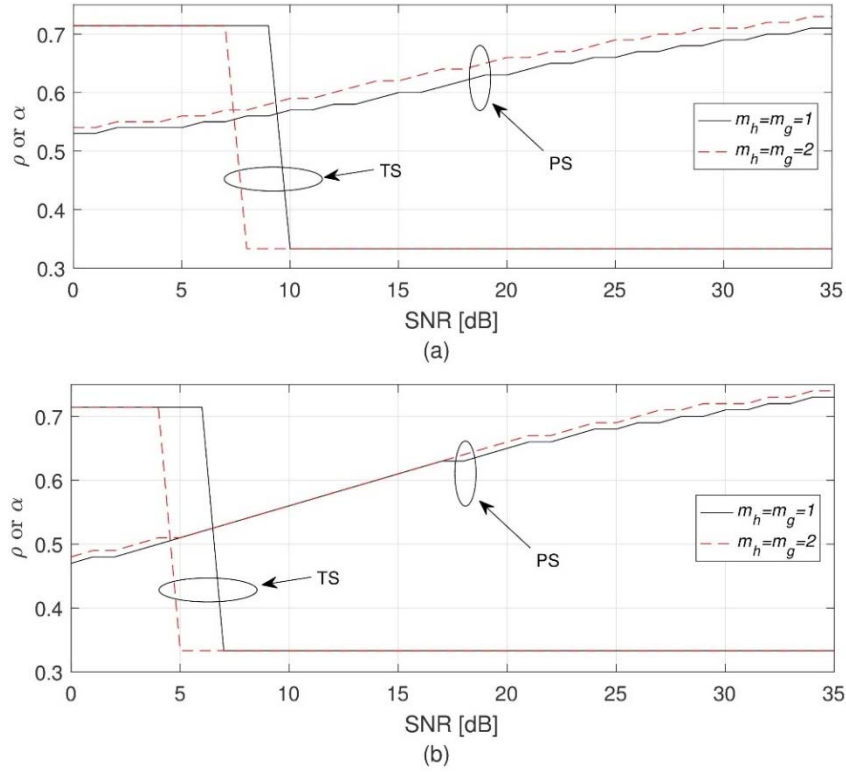
Bu bölümde, farklı sistem parametreleri için dikkate alınan DH-(AF / DF) sistemlerinin teorik ve bilgisayar simülasyonu gerçekleştirilerek BER sonuçları elde edilmiştir. Aksi belirtilmedikçe, yol kaybı üssü  $\xi = 2.7$  olarak ayarlanmış, enerji hasadı verimi  $\eta = 1$  ve  $\Omega_h = \Omega_g = E[|h|^2] = E[|g|^2] = 1$ .  $\sigma^2 = \sigma_r^2 = \sigma_d^2$  olduğu düşünülmüş ve üç düğüm doğrusal olarak konumlandırılmıştır. Ayrıca, tüm şekillerde, teorik eğriler düz çizgilerle gösterilmiş ve işaretleyiciler bilgisayar simülasyon sonuçlarını temsil etmektedir. Ayrıca, TS protokolünü sabit bir spektral verimlilikte tutmak için modülasyonların karışımı kullanılmıştır (bkz.

Tablo 2.2, Tablo 2.3, Tablo 2.4).

Şekil 2.16 (a) ve (b), sırasıyla DH-AF ve DH-DF sistemlerinin BER başarımlarını  $d_1 = d_2 = 0,5$  için göstermektedir. Şekil 2.16, her bir SNR değeri için, karşılık gelen optimum  $\rho$  veya  $\alpha$  değerleri, Şekil 2.17'de gösterildiği gibi sayısal olarak hesaplanır. Bu optimum değerler Şekil 2.16'da verilen eğrileri elde etmek için uygulanır. PS ve TS protokolleri için, PS protokolü  $10^{-2}$  ve  $10^{-3}$  BER değerleri için, TS'e kıyasla SNR'da yaklaşık 3 ve 4 dB kazanç sağlamaktadır ki bu durumda her ikisi protokol için de  $m_h = m_g = 1$  ve  $m_h = m_g = 2$ 'dir. Ayrıca,  $m_h = m_g = 1$  için, DF ve AF sistem performansları, EH olmayan DH sistemi için verilen sonuçlarla tutarlı olup tüm protokoller için neredeyse eşdeğerdir (Hansa vd., 2003). Bununla birlikte, AWGN'nin etkisinin arttığı  $m_h = m_g = 2$  durumunda, DF sistemi, rölenin artan başarımı nedeniyle sinyalin gürültülü versiyonunu iletmekten kaçınılarak AF sisteminden daha iyi performans sağlamaktadır.



Şekil 2.16 DH sistemi BER başarımı  $d_1 = d_2 = 0.5$  ve  $R = 1$ , (a) AF ve (b) DF.



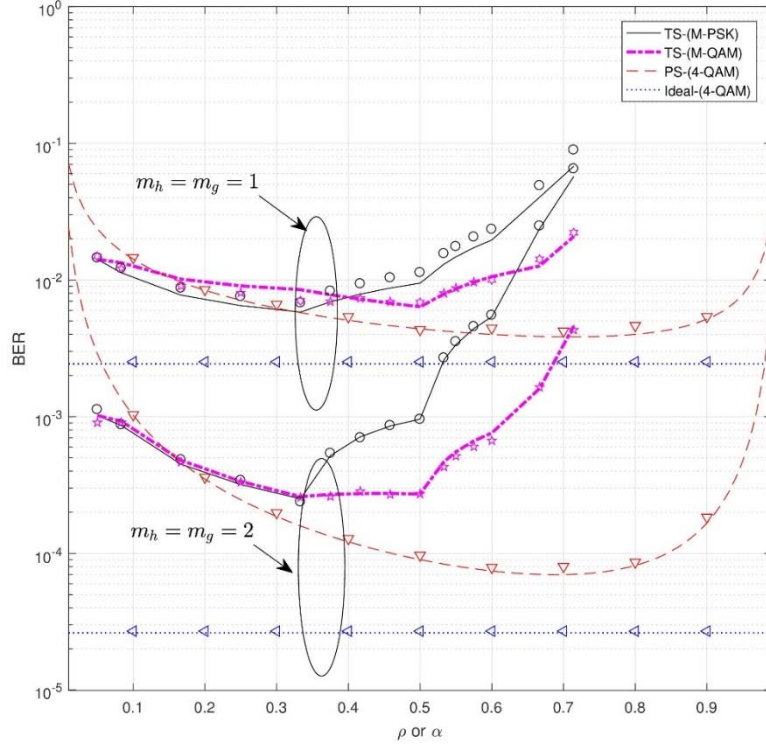
Şekil 2.17 DH sistemi için optimum sistem parametreleri  $d_1 = d_2 = 0.5$  ve  $R = 1$ , (a) AF ve (b) DF.



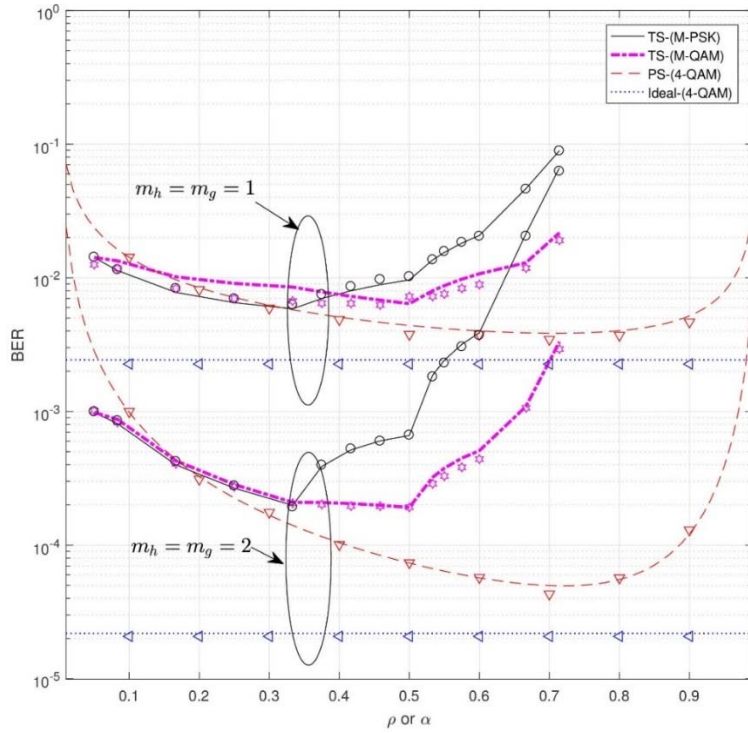
Şekil. 2.17 (a) ve (b)'de, BEP'i minimize etmek için  $\rho$  ve  $\alpha$  değerleri, DH-AF ve DH-DF SNR değerine göre elde edilmiştir. Bu sonuçlardan PS protokolü, optimum  $\rho$  değerinin SNR ile arttığı gözlenmiştir. TS protokolünde, hem AF hem de DF için,  $\alpha$  'nın optimum değerinin, SNR değerinin 9 dB ve 6 dB altında olduğu durumlarda  $5/7$ 'e eşit olduğu gözlenmiştir. Ancak, bu SNR değerlerinin üstünde optimum değer  $\alpha=1/3$ 'e eşittir. TS protokolü için optimizasyon  $\alpha$  'nın belirli değerleri için gerçekleştirildiğinden, elde edilen eğrilerin Şekil.2.17' deki AF ve DF için kesintili olduğunu unutulmamalıdır.

Şekil 2.18 ve 2.19,  $d_1 = d_2 = 0.5$ , SNR= 30 dB ve  $R = 1$  parametreleri için DH-DF ve DH-AF sistemlerinin  $\rho$  ve  $\alpha$  'ya karşı düşen BER başarımlarını göstermektedir. İdeal protokolün BER eğrileri de karşılaştırma amacıyla PS ve TS protokolleri için bu şekillerde gösterilmiştir.  $m_h = m_g = 1$  kanal parametre değerleri için, DH-AF ve DH-DF sistemleri,  $m_h = m_g = 2$  olduğu durum ile yaklaşık olarak aynı başarımları sağlar. Şekil 2.18 ve Şekil 2.19'dan, TS protokolü için  $R = 1$  olduğunda, DH-DF ve DH-AF sistemlerin her ikisi için en uygun  $\alpha$  değeri

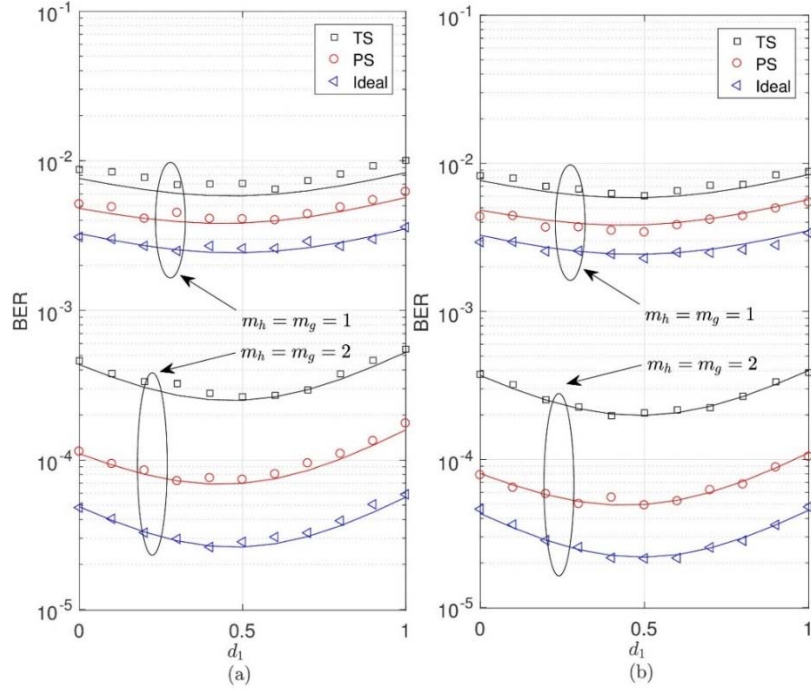
Tablo 2.2'den 8-QAM (PSK) modülasyonuna karşılık gelen  $1/3$ 'e eşittir. Ancak, PS ve ideal protokoller için, kullanılan modülasyon 4-QAM'dır ve  $\rho$  'dan bağımsızdır. TS için, BER eğrilerinin, bant verimliliğini sabit bir değerde tutma amacıyla farklı  $\alpha$  değerleri için farklı modülasyon seviyelerinin kullanılmasından dolayı pürüzsüz olmadığına dikkat ediniz. Ayrıca, PS hem AF hem de DF geçişi için sırasıyla  $m_h = m_g = 1$  ve  $m_h = m_g = 2$  için  $\rho > 1/3$  ve  $\rho > 0.2$  iken TS'e göre daha iyi bir BER performansı vermektedir. Üstelik teorik ve bilgisayar benzetim sonuçları, PS, TS ve ideal protokoller için mükemmel bir uyum sağlamaktadır.



Şekil 2.18 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı  $\rho$  ve  $\alpha$  faktörleri  $d_1 = d_2 = 0.5$  ve  $R = 1$ , AF.



Şekil 2.19 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı  $\rho$  ve  $\alpha$  faktörleri  $d_1 = d_2 = 0.5$  ve  $R = 1$ , DF.

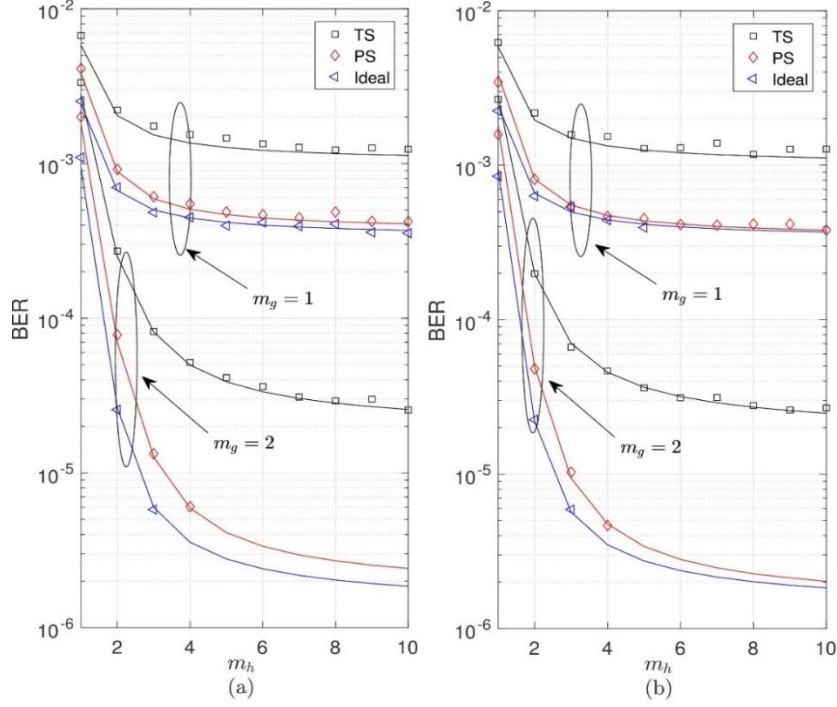


Şekil 2.20 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı  $d_1$  faktörleri  $d_1 + d_2 = 1$  ve  $R = 1$ , (a) AF, (b) DF

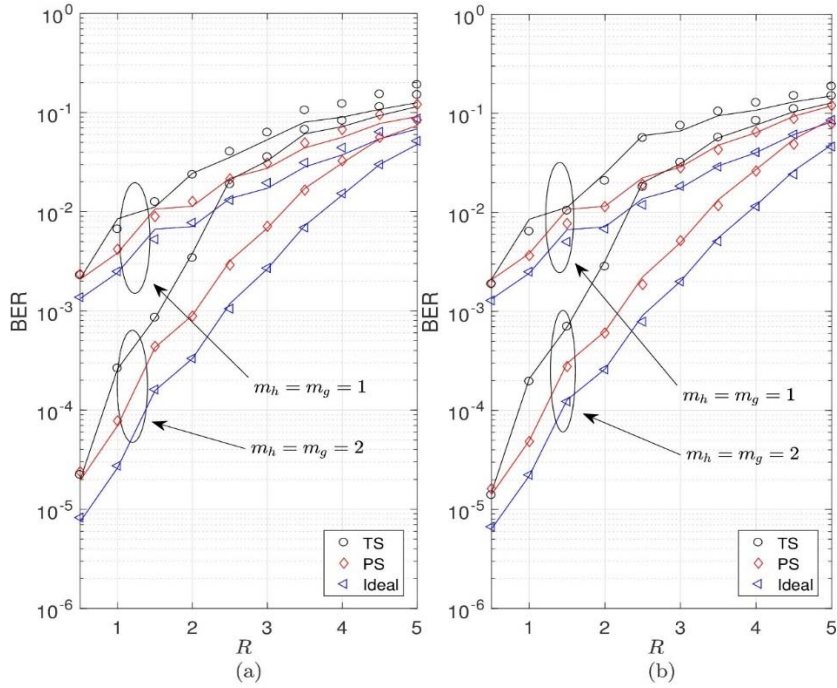
Şekil 2.20'de  $d_1$  parametresine bağlı olarak PS, TS ve ideal protokoller için BER başarımları verilmiştir. Her  $d_1$  değeri için optimum  $\rho$  ve  $\alpha$  değerleri uygulanmıştır. Sonuçlara göre  $d_1 = 0.5$  değeri her iki DH-AF ve DH-DF sistemleri için optimum BER'i sağlar.  $R = 1$  için PS ve ideal protokollerde uygulanan modülasyon  $\rho$  değerinden bağımsız olarak 4-QAM iken TS protokolü için  $\alpha = 1/3$  değeri her iki DH-AF ve DH-DF sisteminde de tüm  $d_1$  değerleri için en iyi sonucu verir ve bu değerde  $R = 1$  durumu 8-QAM ile sağlanır. Şekil 2.20 (a) ve 2.20 (b)'den PS protokolünün TS protokolüne göre her iki AF ve DF durumunda da daha iyi performans sağladığı görülmektedir.

Şekil 2.21 sabit  $m_g$  değerleri ve  $R = 1$  için, kanal parametresi  $m_h$ 'ye bağlı olarak BER başarımını göstermektedir. Kuramsal sonuçlardan ve benzetim sonuçlarından, DH-AF ve DH-DF sistemlerinin  $m_g = 1$  için yaklaşık olarak aynı BER performansına sahip olduğu görülmektedir. Bununla birlikte,  $m_g = 2$  için ise, DH-DF DH-AF'ye göre az da olsa daha iyi BER performansı sağlamaktadır. Kanal parametrelerinin yüksek olması rölenin alınan işareti

daha iyi çözmesini ve çok daha fazla enerji hasatlamasını sağlayacağı için, PS protokolü TS'ye göre daha iyi başarımlar sağlamaktadır.



Şekil 2.21 DH sistemi uçtan uca başarımına karşı  $m_h$  faktörleri  $d_1 = d_2 = 0.5$  ve  $R = 1$ , (a) AF, (b) DF.



Şekil 2.22 DH sistemi uçtan uca performansa karşı  $R$  faktörleri için  $d_1 = d_2 = 0.5$  ve  $M$  - QAM, (a) AF, (b) DF.

Çift röleli kuvvetlendir ve aktar (DH-AF) ve çift röleli çöz aktar (DH-DF) sistemlerinin farklı sistem parametre değerleri ile sistem hızına göre BER başarımları Şekil 2.22 (a) ve (b)'de verilmiştir.  $M > 4$  olduğunda  $M$ -QAM modülasyonu  $M$ -PSK'dan daha iyi başarımlar gösterdiğinden dolayı bu şekilde  $M$ -QAM modülasyonu kullanılmıştır. Ayrıca, karşılaştırma yapabilmek amacıyla ideal protokole ait BER eğrileri şekle eklenmiştir. Her hız değer için ilgili optimum  $\rho$  ve  $\alpha$  ile eğriler elde edilmiştir. Şekil 2.22 (a) ve (b)'den hem DH-AF hem de DH-DF sistemler için güç bölümlenme (PS) in zaman bölme (TS) den en fazla  $R = 2.5$  fark ile daha başarılı olduğunu gözlemlenmiştir. Ayrıca (2.82)'de yapılan yaklaşıklıkta dolayı hem DH-AF hem DH-DF sistemleri için özellikle  $m_h = m_g = 1$  iken artan  $R$  değeri ile modülasyon seviyesi (order) artmakta ve (2.82)'deki yaklaşım gevşek olmaktadır.

## 2.8 Ek (Enerji Hasatlama Sistemleri)

### 2.8.1 Ek. A Ki-Kare Dağılımlı Rastgele Değişkenlere İlişkin Özel Bir PDF:

$Z = |h|^2 |g|^2$  rastgele değişkenin PDF'i (Papoulis., 1965)'te aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$f_Z(z) = \int_0^\infty \frac{1}{x} f_{|h|^2}(x) f_{|g|^2}\left(\frac{z}{x}\right) dx \quad (2.87)$$

Burada  $i \in \{h, g\}$ , (Proakis., 1995) olup

$$f_{|i|^2}(x) = \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} \frac{x^{m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp(-x m_i / \Omega_i). \quad (2.88)$$

Şeklinde dir. (2.88) numaralı denklemi (2.87)'in yerine koyup sadeleştirmeden sonar (Gradshteyn vd., 2014- 3.478) kullanarak

$$f_Z(z) = 2F \left( \frac{m_g \Omega_h}{\Omega_g m_h} \right)^{\Omega/2} z^{\epsilon-1} K_\Omega \left( 2 \sqrt{\frac{m_h m_g}{\Omega_h \Omega_g}} z \right) \quad (2.89)$$

elde edilir. Burada  $m_h$  ve  $m_g$  Nakagami- $m$  sönümlenme parametrelerdir ve  $\Omega_h = E[|h|^2]$ ,

$$\Omega_g = E[|g|^2], \quad \Omega = m_h - m_g, \quad \epsilon = 0.5(m_h + m_g) \quad \text{ve}$$

$$F = (m_h / \Omega_h)^{m_h} (m_g / \Omega_h)^{m_g} \Gamma(m_h)^{-1} \Gamma(m_g)^{-1}.$$

### 2.8.2 Ek. B AF SNR CDF'i:

AF aktarımı için hedefteki alınan SNR aşağıda verilmiştir:

$$\gamma = \frac{A |h|^4 |g|^2}{B |h|^2 |g|^2 + C |h|^2 + D} \quad (2.90)$$

$A$ ,  $B$ ,  $C$  and  $D$  sabitleri, PS, TS, ve ideal protokoller için farklıdır. Yüksek SNR için  $D = 0$  alınarak, (2.90) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir

$$\gamma \simeq \frac{AXY}{BX + C} \quad (2.91)$$

$Y = |h|^2$  ve  $X = |g|^2$ . (Papoulis., 1965) kullanarak  $\gamma$ 'nin CDF' aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$F_\gamma(\gamma) = \int_0^\infty F_Y \left( \frac{\gamma}{A} \left( B + \frac{C}{X} \right) \middle| X \right) f_X(x) dx. \quad (2.92)$$

Kanalların Nakagami- $m$  sönümlemesine maruz kaldığı göz önünde bulundurursa, kanal kazancının CDF': (Proakis vd., 1995)'te aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$F_Y(y) = 1 - \exp(-ym_h / \Omega_h) \sum_{k=0}^{m_h-1} \frac{1}{k!} \left( \frac{ym_h}{\Omega_h} \right)^k. \quad (2.93)$$

(2.88) ve (2.93) numaralı denklemleri (2.92)'da yerine koyup, Binom açılımı kullanarak (Papoulis., 1965) ve (Gradshteyn vd., 2014-3.471), sadeleştirmeden sonra  $\gamma$ 'nin CDF': aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - \frac{2}{\Gamma(m_g)} \sum_{k=0}^{m_h-1} \sum_{i=0}^k T(k, i) \Lambda(k, i, \gamma) \quad (2.94)$$

Burada ilgili ifadeler şu şekildedir:

$$T(k, i) = \frac{1}{(k-i)! i!} \left( \frac{m_h}{\Omega_h A} \right)^\kappa \left( \frac{C m_g}{\Omega_g} \right)^{\frac{m_g+i}{2}} B^{k-i},$$

$$\Lambda(k, i, \gamma) = \exp \left( -\frac{m_h B}{\Omega_h A} \gamma \right) \gamma^\kappa K_{m_g-i} \left( 2 \sqrt{\frac{m_h m_g C}{\Omega_h \Omega_g A}} \gamma \right)$$

ve  $\kappa = (m_g - i + 2k) / 2$ .

Tablo 2.2 Modülasyonların karışım  $R = 0.5$  and  $R = 1$

$\alpha$	IP time/T	$R = 1.5$	$R = 2$
1/20	$\approx 1/2$	$M_1$	$M_2$
1/12	11/24	$(10/11)M_1, (1/11)M_2$	$(9/11)M_2, (2/11)M_3$
1/7	3/7	$(5/6)M_1, (1/6)M_2$	$(2/3)M_2, (1/3)M_3$
1/6	5/12	$(4/5)M_1, (1/5)M_2$	$(3/5)M_2, (2/5)M_3$
1/5	2/5	$(3/4)M_1, (1/4)M_2$	$(1/2)M_2, (1/2)M_3$
1/4	3/8	$(2/3)M_1, (1/3)M_2$	$(1/3)M_2, (2/3)M_3$
4/14	5/14	$(3/5)M_1, (2/5)M_2$	$(1/5)M_2, (4/5)M_3$
1/3	1/3	$(1/2)M_1, (1/2)M_2$	$M_3$

3/8	5/16	$(2/5)M_1, (3/5)M_2$	$(4/5)M_3, (1/58)M_4$
4/10	3/10	$(1/3)M_1, (2/3)M_2$	$(2/3)M_3, (1/3)M_4$
5/12	7/24	$(2/7)M_1, (5/7)M_2$	$(4/7)M_3, (3/7)M_4$
3/7	2/7	$(1/4)M_1, (3/4)M_2$	$(1/2)M_3, (1/2)M_4$
8/18	5/18	$(1/5)M_1, (4/5)M_2$	$(2/5)M_3, (3/5)M_4$
11/24	13/48	$(2/13)M_1, (11/13)M_2$	$(4/13)M_3, (9/13)M_4$
1/2	1/4	$M_2$	$M_4$
8/15	7/30	$(6/7)M_2, (1/7)M_3$	$(5/7)M_4, (2/7)M_5$
11/20	9/40	$(7/9)M_2, (2/9)M_3$	$(5/9)M_4, (4/9)M_5$
5/9	2/9	$(3/4)M_2, (1/4)M_3$	$(1/2)M_4, (1/2)M_5$
8/14	3/14	$(2/3)M_2, (1/3)M_3$	$(1/3)M_4, (2/3)M_5$
23/40	18/80	$(11/17)M_2, (6/17)M_3$	$(5/17)M_4, (12/17)M_5$
3/5	1/5	$(1/2)M_2, (1/2)M_3$	$M_5$
10/16	3/16	$(1/3)M_2, (2/3)M_3$	$(2/3)M_5, (1/3)M_6$
2/3	1/6	$M_3$	$M_6$
14/20	3/20	$(2/3)M_3, (1/3)M_4$	$(1/3)M_6, (2/3)M_7$
5/7	1/7	$(1/2)M_3, (1/2)M_4$	-
6/8	1/8	$M_4$	-
7/9	1/9	$(1/2)M_4, (1/2)M_5$	-
8/10	1/10	$M_5$	-
10/12	1/12	$M_6$	-
12/14	1/14	$M_7$	-

Tablo 2.3 Modülasyonların karışım  $R = 1.5$  and  $R = 2$

$\alpha$	IP time/T	$R = 1.5$	$R = 2$
1/20	$\approx 1/2$	$M_3$	$M_4$
1/12	11/24	$(8/11)M_3, (3/11)M_4$	$(7/11)M_4, (4/11)M_5$
1/7	3/7	$(1/2)M_3, (1/2)M_4$	$(1/3)M_4, (2/3)M_5$

1/6	5/12	$(2/5)M_3, (3/5)M_4$	$(1/5)M_4, (4/5)M_5$
1/5	2/5	$(1/4)M_3, (3/4)M_4$	$M_5$
1/4	3/8	$M_4$	$(2/3)M_5, (1/3)M_6$
4/14	5/14	$(4/5)M_4, (1/5)M_5$	$(2/5)M_5, (3/5)M_6$
1/3	1/3	$(1/2)M_4, (1/2)M_5$	$M_6$
3/8	5/16	$(1/5)M_4, (4/5)M_5$	$(3/5)M_6, (2/5)M_7$
4/10	3/10	$M_5$	$(1/3)M_6, (2/3)M_7$
5/12	7/24	$(6/7)M_5, (1/7)M_6$	$(1/7)M_6, (6/7)M_7$
3/7	2/7	$(3/4)M_5, (1/4)M_6$	$M_7$
8/18	5/18	$(3/5)M_5, (2/5)M_6$	-
11/24	13/48	$(6/13)M_5, (7/13)M_6$	-
1/2	1/4	$M_6$	-
8/15	7/30	$(4/7)M_6, (3/7)M_7$	-
11/20	9/40	$(1/3)M_6, (2/3)M_7$	-
5/9	2/9	$(1/4)M_6, (3/4)M_7$	-
8/14	3/14	$M_7$	-

Tablo 2.4 Modülasyonların karışımı  $R = 2.5$  ve  $R = 3$

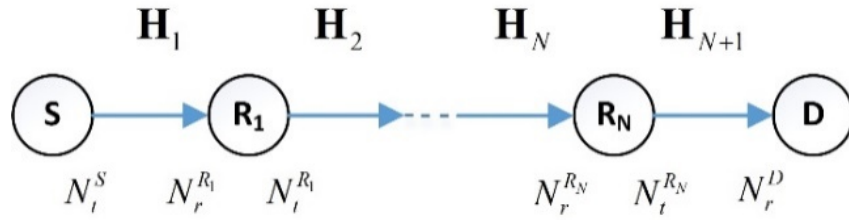
$\alpha$	IP time/T	$R = 2.5$	$R = 3$
1/20	$\approx 1/2$	$M_5$	$M_6$
1/12	11/24	$(6/11)M_5, (5/11)M_6$	$(5/11)M_6, (6/11)M_7$
1/7	3/7	$(1/6)M_5, (5/6)M_6$	$M_7$
1/6	5/12	$M_6$	-
1/5	2/5	$(3/4)M_6, (1/4)M_7$	-
1/4	3/8	$(1/3)M_6, (2/3)M_7$	-
4/14	5/14	$M_7$	-

## 2.9 Çok Atlamalı STBC-SM Sistemi

Bu çalışmada STBC-SM'in çok-atlamalı kablosuz ağlarda bir iletim tekniği olarak kullanılması önerilmektedir. STBC-SM, Alamouti STBC'nin (Alamouti., 1998) tek sembol çözme özelliğinden dolayı alıcı antenlerdeki girişimi önlemenin yanı sıra çeşitlilik sağlar ve veri



hızını artırır. Bu sistemde, her bir röle düğümünün STBC-SM işaretini bir sonraki düğüme ilettiği ve her düğümün önceki düğümünden işaret aldığı varsayılmaktadır. Tüm röle düğümleri ve D düğümü STBC-SM simge kestirmek için en büyük olabirlikli (ML) karar kuralını uygular. Önerilen çok-atlamalı STBC-SM sisteminin bit hata olasılığı (BEP) üst sınırı DF iletim tekniği için analitik olarak türetilmiş ve bilgisayar benzetimleri ile desteklenmiştir. Kuramsal ve benzetim sonuçları, önerilen sistemin literatürde verilen referans protokollere kıyasla BEP'in başarımını önemli ölçüde artırdığını göstermektedir.



Şekil 2.23 Sistem protokolü

Ele alınan çok-atlamalı röle sistemi Şekil. 2.23'te gösterilmiştir. Şekil. 2.23'te, tek bir kaynak (S), tek bir hedef (D) ve ara röle düğümleri  $R_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  bulunur;  $N$  buradaki rölelerin sayısıdır. S ve D, birbirleriyle doğrudan bağlantı kuramadığı için birbirleriyle  $N$  adet röle, dolayısıyla  $N + 1$  atlama ile iletişim kurarlar. S ve tüm rölelerin  $N_t^S$  ve  $N_t^R$  adet verici antenleri bulunur. Tüm röleler ve D'nin  $N_r^R$  ve  $N_r^D$  adet alıcı anteni vardır. Şekil. 2.23'te,  $\mathbf{H}_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, N + 1$  için bileşenleri ve özdeş dağılımlı kanal sönümlenme katsayıları matrislerini göstermektedir. Ayrıca bu katsayılar, sıfır ortalamalı karmaşık Gauss rastlantı değişkenleridir  $\mathcal{CN}(0, d^{-\nu})$ .  $d$  kanal uzunluğu ve  $\nu$  yol kaybı katsayısıdır. Ayrıca, ideal kanal durum bilgisinin (CSI), tüm alıcılarda bilindiği varsayılmaktadır. Buna ek olarak, her bir boyuta göre  $N_0/2$  varyansa sahip karmaşık beyaz beyaz Gauss gürültü (AWGN) bileşenleri  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır. Kalın-büyük ve kalın-küçük harf sırasıyla matrisleri ve vektörleri,  $\|\cdot\|$ ,  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^H$  sırasıyla Frobenius normu, karmaşık eşlenik ve Hermisyen evriği belirtir. Her düğüm için eşit alınan verici gücü  $\rho$  ile gösterilir ve  $M$  modülasyon derecesini belirtir.

STBC-SM, çeşitlilik sağlamak ve spektral verimliliği artırmak için STBC ve SM'nin avantajlarını birlikte kullanır. Her düğümde, STBC (Alamouti., 1998) uygulandığından her işaret aralığı boyunca sadece iki anten aktiftir ve SM işaret çiftleri aşağıdaki gibi iletilir:

$$\mathbf{X} = (\mathbf{c}_1 \quad \mathbf{c}_2) = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}. \quad (2.95)$$

Burada  $x_1$  ve  $x_2$   $M$ -PSK veya  $M$ -QAM karmaşık işaret kümesinden seçilmiş simgeleri göstermektedir. (2.95)'de sütunlar ve satırlar sırasıyla verici antenleri ve zaman aralıklarını göstermektedir. Örnek olarak, eğer (Basar vd., 2011)'de  $N_t^S = N_t^R = 4$  varsayarsak, her düğüm, önceki düğümünden aldığı, aşağıdaki dört anten kombinasyonundan biri ile iletilecektir:

$$\begin{aligned} \{\mathbf{X}_{11}, \mathbf{X}_{12}\} &= \{(\mathbf{X} \ \mathbf{0}_{2 \times 2}), (\mathbf{0}_{2 \times 2} \ \mathbf{X})\} \\ \{\mathbf{X}_{21}, \mathbf{X}_{22}\} &= \{(\mathbf{0}_{2 \times 1} \ \mathbf{X} \ \mathbf{0}_{2 \times 1}), (\mathbf{c}_2 \ \mathbf{0}_{2 \times 2} \ \mathbf{c}_1)\} \varphi. \end{aligned} \quad (2.96)$$

Burada  $\varphi = e^{j\theta}$ ,  $\mathbf{X}_{i,j}$ ,  $i, j = 1, 2$  anten kombinasyonlarına atanan 00, 01, 10, 11 veri bloklarına karşılık gelen kod sözcükleridir ve  $\mathbf{0}_{a \times b}$  tüm elemanları sıfır olan  $a \times b$  matristir. Minimum kodlama kazanç uzaklığı (CGD), çeşitleme ve kodlama kazancını maksimize etmek için  $\theta$ 'nın bir fonksiyonu olarak hesaplanırsa (Basar vd., 2011). BPSK ve 4-QAM için optimum değerler sırasıyla 1.57 ve 0.61 radyan bulunur (Basar vd., 2011). Her kanal üzerinden iletim iki zaman aralığında gerçekleşir ve her linkin alıcısı STBC-SM işaret çiftlerini DF çalışır.  $i$ . düğüm noktasında alınan işaret matrisi aşağıdaki gibi verilir:

$$\mathbf{Y}_i = \sqrt{\frac{\rho}{\mu}} \mathbf{X}_x \mathbf{H}_i + \mathbf{N}_i. \quad (2.97)$$

Burada,  $\mathbf{Y}_i$  alınan  $2 \times N_r^R$  işaret matrisini belirtir ve sırasıyla,  $i$  inci link için  $\mathbf{H}_i$   $N_t^R \times N_r^R$  kanal ve  $\mathbf{N}_i$   $2 \times N_r^R$  AWGN ve matrislerini belirtir.  $i$  inci kanaldan iletilen kod sözcüğü  $\mathbf{X}_x$  (2.96)'den alınır ve  $\mu = 2$  olmak üzere verici antenin gücünün normalizasyon faktörüdür. Alamouti kavramını kullanarak, her düğümdeki kod çözücü (2.97)'deki bilgileri kullanıp alınan işaretleri tahmin edebilir (Basar vd., 2011).

## 2.10 Çok Atlamalı STBC-SM için Teorik Başarım Analizi

Bu bölümde,  $2m = \log_2 4M^2$  bilgi bitinin her bir atlamada  $\omega = 2^{2m}$  farklı STBC-SM matrisleri tarafından iletildiği çok atlamalı STBC-SM sistem için BEP'in teorik üst sınırı türetilmiştir. Önerilen STBC-SM sisteminin  $i$  inci linki (atlama) için BEP üzerindeki bir üst sınır yaygın kullanılan aşağıdaki ifade ile hesaplanır (Simon vd., 2005) :

$$P_{b,i} \leq \frac{1}{\omega} \sum_{k=1}^{\omega} \sum_{\substack{l=1 \\ k \neq l}}^{\omega} \frac{P(\mathbf{X}_k \rightarrow \mathbf{X}_l) n_{k,l}}{2m}. \quad (2.98)$$

Burada,  $i = 1, 2, \dots, N+1$ , olup  $n_{k,l}$  iletilen  $\mathbf{X}_k$  matrisi ile hatalı olarak belirlenen  $\mathbf{X}_l$  matrisi arasındaki bit hatalarının sayısı ve  $P(\mathbf{X}_k \rightarrow \mathbf{X}_l)$  matrisler arasındaki çiftsel hata olasılığıdır (PEP). Koşullu PEP (CPEP) şu şekilde hesaplanır:

$$P(\mathbf{X}_k \rightarrow \mathbf{X}_l | \mathbf{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho}{2}} \|\mathbf{X}_k - \mathbf{X}_l\| \|\mathbf{H}\|\right). \quad (2.99)$$

Burada ise  $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$  dir. (Simon vd., 2005) 'dan Craig formülü kullanılırsa, (2.99) şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$P(\mathbf{X}_k \rightarrow \mathbf{X}_l | \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\rho\gamma}{4\sin^2\phi}\right) d\phi. \quad (2.100)$$

Burada  $\gamma = \|\mathbf{X}_k - \mathbf{X}_l\| \|\mathbf{H}\|^2$  dir. PEP, SNR'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf) üzerinden ortalaması alınarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$P(\mathbf{X}_k \rightarrow \mathbf{X}_l) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(-\frac{\rho}{4\sin^2\phi}\right) d\phi. \quad (2.101)$$

Burada  $M_\gamma(\cdot)$  moment üretme işlevi (MGF) olup  $\gamma$  yi kuadratik formuda  $\gamma = \sum_{k=1}^{N_r} \mathbf{h}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{h}_k$  biçiminde yazarsak burada  $\mathbf{Q} = (\mathbf{X}_k - \mathbf{X}_l)^H (\mathbf{X}_k - \mathbf{X}_l)$ ,  $E\{\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H\} = \mathbf{I}_{N_t^s}$  ve  $\mathbf{h}_k$ ,  $\mathbf{H}$  matrisinin  $i$  'inci sütünüdür. Ayrıca,  $\mathbf{I}_{N_t^s}$ ,  $N_t^s \times N_t^s$  boyutlu bir birim matristir.  $\gamma$  nın MGF olarak ve daha basitleştirilmiş hali aşağıdaki gibi yazılabilir (Turin vd., 1960)

$$M_\gamma(t) = \prod_{i=1}^R (1 - t\lambda_{k,l,i})^{-N_r^s}. \quad (2.102)$$

Burada  $\lambda_{k,l,i}$  'ler,  $\mathbf{Q}$  matrisin öz değerleridir. Ayrıca,  $R = \text{rank}(\mathbf{Q})$  olup STBC-SM sistemler için  $R = 2$  'dir (Basar vd., 2011). (2.102), (2.101)'de yerine koyulsa PEP şu şekilde hesaplanabilir:

$$P(\mathbf{X}_k \rightarrow \mathbf{X}_l) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{1}{1+\kappa} \cdot \frac{1}{1+\beta}\right)^{N_r^s} d\phi. \quad (2.103)$$

Bu ifadede  $\kappa = (\rho\lambda_{k,l,1} / 4\sin^2\phi)$  ve  $\beta = (\rho\lambda_{k,l,2} / 4\sin^2\phi)$  dur. Her atlamanın BEP'ine ilişkin teorik üst sınır, (2.103), (2.98)'te yerine koyularak hesaplanır. Son olarak, alıcı düğümlerden herhangi birindeki bir hatanın D'de bir hataya neden olacağını varsayarak, çok-atlamalı STBC-SM sistemi için uçtan-uca BEP üst sınırı şu şekilde ifade edilebilir:

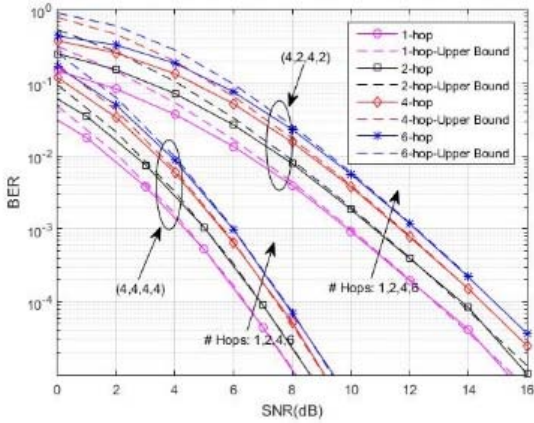
$$P_b \leq 1 - \prod_{i=1}^{N+1} (1 - P_{b,i}). \quad (2.104)$$

$P_{b,i}$  ise (2.98)'te verilmiştir.

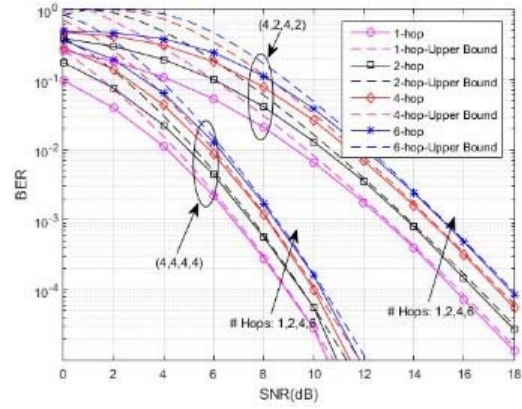
## 2.11 STBC-SM Sistemleri için Başarım Değerlendirmesi

Bu bölümde, önerilen çok atlamalı STBC-SM sisteminin bit hata oranı (BER) başarım için teorik ve benzetim sonuçları sunulmuş ve farklı anten sayıları ile farklı veri hızları için

karşılaştırılmıştır. İki atlamalı (DH) durum karşılaştırmaları, klasik Alamouti'nin STBC (DH-Alamouti) ve klasik  $M$ -QAM (klasik DH-DF) ile DF'yi uygulayan referans sistemleri ile yapılmıştır (Serafimovski vd., 2011). Röle ve geleneksel SM sistemi (Jeganathan vd., 2008)'de verilen optimal karar kuralını kullanmaktadır. Alamouti'nin STBC'sinde, çift işaret iletmek için S ve rölede iki verici anten kullanılır. Geleneksel DH-DF'de, röle, alınan işaretleri çözmek için maksimum oran birleştirmeyi (MRC) kullanır ve onu D'ye iletir. Ayrıca, referans sistemleri ile spektral verimliliğin 2, 3, 5 ve 7 bit/s/Hz değerleri için karşılaştırmalar verilmiştir. BER eğrileri, SNR'nin bir işlevidir. Tüm grafiklerde,  $(N_t^S, N_r^R, N_t^R, N_r^D)$ 'sırasıyla S'deki verici anten sayısını, rölelerdeki alıcı anten sayılarını, rölelerde verici anten sayılarını ve D de alıcı anten sayısını gösterir. Özellikle, tüm linklerde  $N_r^R = N_r^D$  durumu ve  $d = 1$  için sonuçlar sağlanmaktadır. Buna ek olarak, tüm linklerin, önerilen ve referans yapılar için eşit uzunluklu olduğu kabul edilir ve ortalama SNR tüm linkler için eşit alınır. Ayrıca, yol kaybı parametresi  $\nu = 4$  varsayılmıştır. Grafiklerdeki düz çizgiler kuramsal sonuçları, simgeler benzetim sonuçlarını gösterir. Şekil 2.24 ve Şekil. 2.25 benzetim sonuçlarını ve kesikli çizgiler teorik üst sınırlar içindir. Gray kodlama, ele alınan tüm işaret kümeleri için uygulanmaktadır.



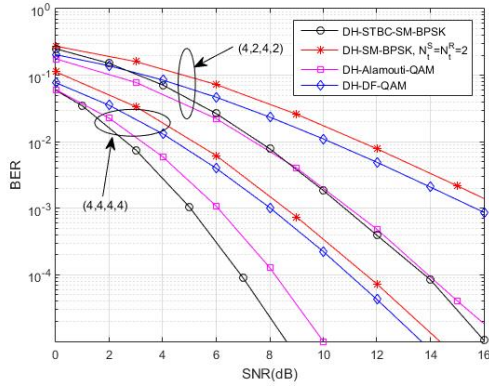
Şekil 2.24 bits/s/Hz iletişim için çok atlamalı STBC-SM sistemin BER başarımı.



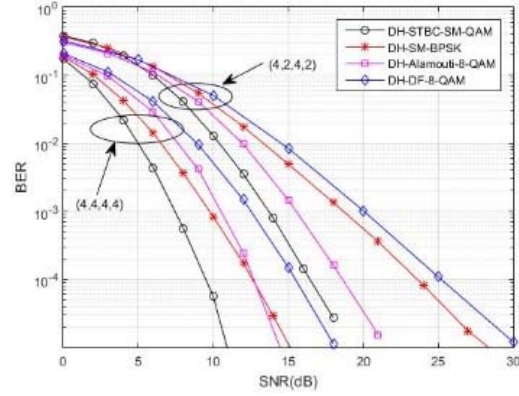
Şekil 2.25 bits/s/Hz iletişim için çok atlamalı STBC-SM sistemin BER başarımı.

Şekil 2.24 ve Şekil 2.25'de sırasıyla link başına 2 ve 3 bit/s/Hz veri hızlarında BPSK ve 4-QAM modülasyonları kullanıldığında benzetim ve teorik sonuçlar verilmiştir. Benzetim sonuçları, röle ve D'de farklı alıcı anten sayıları ve  $N_t^S = N_t^R = 4$  verici anten sayısı için önceki bölümün analitik sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Her bir şekilde (4,2,4,2) ve (4,4,4,4) durumlarında, S ve D arasında atlama sayısındaki her artışın SNR'da yaklaşık 0,5 dB'lik bir kayba neden olduğu görülmektedir. Ayrıca, Şekil.2.24 ve Şekil. 2.25'de, önerilen protokol için benzetim eğrilerinin ve teorik üst sınırların, tüm durumlarda yüksek SNR bölgesinde kusursuz bir şekilde uyduğu

sonucuna varılabilir ve bu da önerilen çok-atlamalı STBC-SM sisteminin BEP üst sınırını doğrulamaktadır.



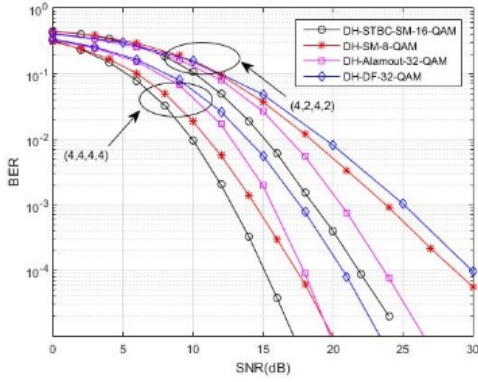
Şekil 2.26 Link başına 2 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER performansı



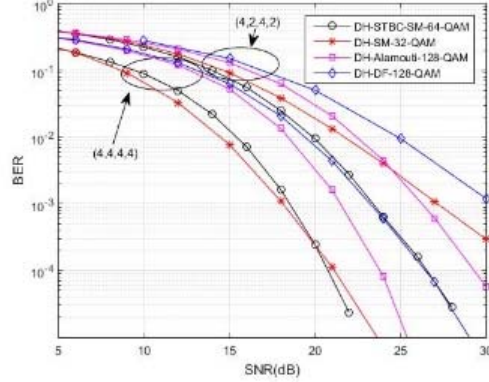
Şekil 2.27 Link başına 3 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER performansı

Şekil 2.26'da, BPSK modülasyonlu önerilen DH-STBC-SM sistem için benzetim sonuçları görülmektedir. Link başına 2 bit / s / Hz iletim için, sistemimizi geleneksel DH-SM ve  $N_t^S = N_t^R = 2$  BPSK modülasyonu, DH-Alamouti ve geleneksel DH-DF ve 4-QAM sistemlerde karşılaştırabiliriz. Şekilden görüldüğü gibi (4,4,4,4) durumu için sırasıyla 5, 1 ve 4 dB, 5, 0 ve 4 dB'lik SNR kazançları (4,2,4,2) durumu, sırasıyla geleneksel DH-SM, DH-Alamouti ve geleneksel DH-DF referans yapılarla kıyaslanmıştır. Şekil 2.27'de, DH-STBC-SM 4-QAM için, DH-Alamouti 8-QAM, geleneksel DH-SM BPSK ve link başına 3 bit/s/Hz için 8-QAM'li geleneksel DH-DF ile karşılaştırılmıştır. S ile D arasındaki ortalama uçtan uca verimlilik tüm sistemlerde 1,5 bit/s/Hz'dir.  $10^{-3}$  lük BER değeri için geleneksel DH-SM, DH-Alamouti, geleneksel DH-DF (4,4,4,4) durumun 4, 3 ve 8 dB'lik, (4,2,4,2) durumda ise 9,3 ve 11 dB'lik SNR kazançları yapılar göre sağlanmıştır. Alıcılarda anten sayısı 4'den 2'ye düştüğünde, protokolümüz için yaklaşık 7 dB SNR kaybı olur. Üstelik, SM başarımının çoğunlukla alıcı antenlere bağlı olması nedeniyle, DH-STBC-SM ile geleneksel DH-SM başarımları arasındaki fark alıcı anten sayısı azaldığında artmıştır.

Şekil 2.28'de, önerilen DH-STBC-SM'nin 16-QAM için BER başarımı, ilgili referans yapılarla ile karşılaştırılmıştır. Şekil 2.29'da görüldüğü gibi, 16-QAM'li DH-STBC-SM için  $10^{-4}$  lük BER için, (4,4,4,4) durumunda 32-QAM, DH-Alamouti ve geleneksel DH-DF ile geleneksel 8-QAM DH-SM'e göre yaklaşık 2, 2, 6 dB SNR kazançları ve (4,2,4,2) durumda 4,1 ve 5 dB'lik SNR kazançlarına elde edilmektedir.



Şekil 2.28 Link başına 5 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER başarımı.



Şekil 2.29 Link başına 7 bits/s/Hz iletişim için iki atlamalı sistemin BER başarımı.

Şekil 2.29'da benzetim sonuçları, 64-QAM'li DH-STBC-SM için link başına 7 bit/s/Hz bant verimliliği için genişletilmiştir.  $10^{-4}$  lük BER değeri için DH-STBC-SM, DH-SM'e göre (4,4,4,4) durumunda denk başarımla sergilemekte olup Alamouti ve DF'ye göre sırasıyla 3 ve 6 dB kazanç sağlamaktadır.  $10^{-3}$  lük BER değeri için (4,2,4,2) durumunda DH-STBC-SM; DH-SM, Alamouti ve DF'e göre sırasıyla 4, 3, 7 dB kazanç sağlamaktadır.

## 2.12 Hatalı Kanal Bilgisi Altında Tam Çift Yönlü Uzaysal Modülasyonlu Sistemler

Gelecek nesil iletişim sistemlerinin oluşturulmasında asıl hedef, daha yüksek iletim hızlarına ve kapasiteye erişebilmek için frekans spektrumunu daha verimli kullanmaktır. FD iletim tekniğinde, gönderim ve alım işlemleri aynı frekans bandı üzerinden eş zamanlı olarak yapıldığından, geleneksel HD iletime göre kapasite ve bant verimliliği teorik olarak iki katına çıkmaktadır. İletim ve alım işlemlerinin eş zamanlı yapılmasından dolayı alıcıda meydana gelen öz girişimin (loop-interference, LI) giderilmesi, FD iletimin performansını etkileyen en önemli ölçütlerden biridir. Fakat gelişen işaret işleme teknikleri ve anten teknolojileri ile uygulanabilir hale gelen FD iletim, araştırmacıların ilgisini çekmekte ve gelecek nesil iletişim sistemlerinde kullanılabilecek oldukça önemli bir teknik olarak görülmektedir [Zhang, 2014]. Literatürde LI giderimi için temel olarak üç farklı yöntem vardır: pasif, analog ve sayısal giderim [Duarte, 2012]. Fakat LI tamamen yok edilemez, alıcıda oluşan artık LI bileşeni FD iletimin performansını etkiler.

Literatürde FD iletim yaparken SM tekniğini kullanan (kısaca FD-SM) sistemlere ait birkaç çalışma bulunmaktadır. Bu alanda yapılan ilk çalışmada FD-SM sistemlerin anlık en büyük ortak bilgi miktarı  $2 \times 2$  çok girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) yapısı için [Jiao, 2014]'te incelenmiştir. Yine aynı çalışmada, verici anten, girişe gelen bilgi bitlerine göre seçilirken, diğer anten alıcı olarak kullanılmaktadır. [Raviteja, 2016] ve [Zhang, 2016]'da 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 iş paketinde iki yönlü genel bir FD-SM sistemi önerilmiş, alıcılarda hatalı kanal bilgilerinin (imperfect channel state information, I-CSI) olması durumu için sistemin Rayleigh sönümlmeli kanallardaki hata performansı incelenmiştir. Önerilen sistemin çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) yardımıyla, bit hata olasılığı (bit error rate, BER) 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.

### 2.12.1 FD-SM İletim Tekniği

Şekil 2.30'da 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 kaynakta  $1 \leq N_R \leq N_T - 1$  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. FD-SM sistemi için  $S_i$  kaynağında alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y}_i = \underbrace{\sqrt{P_T} \mathbf{H}_{j,i} \mathbf{x}_j}_{\text{Bilgi İçeren İşaret}} + \underbrace{\sqrt{\beta P_T^\lambda} \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i}_{\text{Artık Öz Girişim}} + \underbrace{\mathbf{n}_i}_{\text{Gürültü}} \quad (2.105)$$

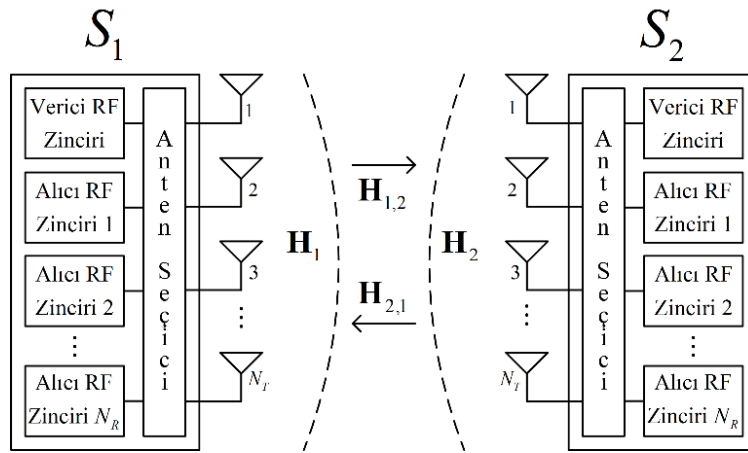
biçiminde yazılabilir. Burada  $j \in \{1,2\}$ ,  $j \neq i$ ,  $P_T$  iletim gücü,  $\mathbf{x}_i$  ve  $\mathbf{x}_j$  sırasıyla  $S_i$  ve  $S_j$ 'den gönderilen  $N_T \times 1$  boyutlu SM işaret vektörü,  $\mathbf{H}_{j,i}$   $S_j$ 'nin tüm antenleri ve  $S_i$ 'nin aktif alıcı antenleri arasındaki  $N_R \times N_T$  boyutlu kanal matrisi,  $\mathbf{H}_i$   $N_R \times N_T$  boyutlu artık LI matrisi ve  $\mathbf{n}_i$   $N_R \times 1$  boyutlu toplamsal Gauss gürültü vektörüdür.  $\mathbf{H}_{j,i}$  ve  $\mathbf{H}_i$ 'nin elemanları birbirinden bağımsız ve  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımlı olarak modellenmiştir. Benzer biçimde,  $\mathbf{n}_i$ 'nin elemanları da birbirinden bağımsız ve  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlı olarak modellenmiştir. Ayrıca  $\beta$  ve  $\lambda$ , LI giderim işleminin kalitesini gösteren sabitlerdir [Duarte, 2012], [Rodriguez, 2014]. 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 [Rodriguez, 2014].  $S_j$  kaynağından gönderilen işaret vektörü

$$\mathbf{x}_j = [0 \cdots 0 \underbrace{x_j(q_j)}_{k_j \text{ eleman}} 0 \cdots 0]^T \quad (2.106)$$

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 (2.105) ve (2.106)'yı kullanılarak,  $S_i$ 'de alınan işaret

$$\mathbf{y}_i = \underbrace{\sqrt{P_T} \mathbf{h}_{j,i}(k_j) x_j(q_j)}_{\text{Bilgi İçeren İşaret}} + \underbrace{\sqrt{\beta P_T^2} \mathbf{h}_i(k_i) x_i(q_i)}_{\text{Artık Öz Girişim}} + \underbrace{\mathbf{n}_i}_{\text{Gürültü}} \quad (2.107)$$

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,  $S_i$ 'de alınan işaret  $\mathbf{y}_i \sim \mathcal{CN}(\sqrt{P_T} \mathbf{h}_{j,i}(k_j) x_j(q_j), \beta P_T^2 |x_i(q_i)|^2 + N_0)$  dağılımına sahip olacaktır. Alıcının tam kanal bilgisine (perfect channel state information, P-CSI) sahip olması durumunda, en büyük olabilirlik (maximum likelihood, ML) karar kuralı



Şekil 2.30 FD-SM sistem modeli.

$$[\hat{k}_j, \hat{q}_j] = \arg \min_{k_j, q_j} \|\mathbf{y}_i - \sqrt{P_T} \mathbf{z}(k_j, q_j)\|^2 \quad (2.108)$$

biçiminde verilir. Burada  $\mathbf{z}(k_j, q_j) = \mathbf{h}_{j,i}(k_j) x_j(q_j)$ ,  $\hat{k}_j$  ve  $\hat{q}_j$ , alıcıda karar verilen anten indisi ve ilgili modülasyonlu işarete ait bilgilerdir.

### 2.12.2 I-CSI Durumunda ML Karar Kuralı

Kanal katsayılarının pilot işaretler ile en küçük kareler (least square, LS) yöntemi ile kestirildiği durumda, alıcıda kestirilen hatalı kanal vektörü  $\hat{\mathbf{h}}_{j,i}(k_j) = \mathbf{h}_{j,i}(k_j) + \epsilon_{r,i}$  biçiminde gösterilir. Burada  $\epsilon_{r,i} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_\epsilon^2)$  dağılımlı olarak modellenmektedir. I-CSI durumunda eğer  $T$  gönderilen pilot işaretlerinin sayısı olarak tanımlanacak olursa, kanal kestirim hatasının



varyansı  $\sigma_\epsilon^2 = (TP_T / N_0)^{-1}$  biçiminde olurken [Başar, 2012], P-CSI durumu için  $\sigma_\epsilon^2 = 0$  olacaktır.

$\hat{\mathbf{h}}_{j,i}(k_j)$  ve  $\mathbf{h}_{j,i}(k_j)$  vektörlerinin elemanları arasındaki ilişki  $\rho = 1 / \sqrt{1 + \sigma_\epsilon^2}$  şeklinde tanımlanmaktadır. I-CSI koşulu altında alıcıda  $\mathbf{h}_{j,i}(k_j)$ 'nin yerine, hatalı kanal vektörü  $\hat{\mathbf{h}}_{j,i}(k_j)$  bulunacaktır. Birkaç işlemden sonra  $S_i$ 'de alınan işaret için ML karar kuralı şu şekilde bulunur:

$$[\hat{k}_j, \hat{q}_j] = \arg \min_{k_j, q_j} \left\{ \frac{\|\mathbf{y}_i - \rho^2 \sqrt{P_T} \hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j)\|^2}{\sigma_{y,i}^2 N_R} + \ln(\sigma_{y,i}^2) \right\}. \quad (2.109)$$

Burada  $\sigma_{y,i}^2 = (1 - \rho^2) P_T |x_j(q_j)|^2 + \beta P_T^\lambda |x_i(q_i)|^2 + N_0$  ve  $\hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j) = \hat{\mathbf{h}}_{j,i}(k_j) x_j(q_j)$ 'dir. Belirtmek gerekir ki  $M$ -PSK işaretler için  $|x_j(q_j)| = 1$  olacağından, ML karar kuralı aşağıdaki biçimde yazılabilir:

$$[\hat{k}_j, \hat{q}_j] = \arg \min_{k_j, q_j} \|\mathbf{y}_i - \rho^2 \sqrt{P_T} \hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j)\|^2. \quad (2.110)$$

### 2.12.3 FD-SM ve HD-SM Sistemler İçin Bant Verimliliği

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:

$$\begin{aligned} \eta_{FD} &= 2 \log_2(N_T M), \\ \eta_{HD} &= \log_2(N_T M). \end{aligned} \quad (2.111)$$

### 2.12.4 BER Analizleri

FD-SM sistemine ait BER ifadeleri  $M$ -PSK ve  $M$ -QAM işaretleri için ayrı ayrı incelenecektir.

#### a. $M$ -PSK için BER Analizi

$M$ -PSK için (2.110)'da verilen ML karar kuralını kullanarak, koşullu çiftsel hata olasılığı (conditional pairwise error probability, CPEP) ifadesi

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j | \hat{\mathbf{H}}_{j,i}) &= P\left\{ \|\mathbf{y}_i - \rho^2 \sqrt{P_T} \hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j)\|^2 \geq \|\mathbf{y}_i - \rho^2 \sqrt{P_T} \hat{\mathbf{z}}(\hat{k}_j, \hat{q}_j)\|^2 \mid \hat{\mathbf{H}}_{j,i} \right\} \\ &= P(\xi_i \geq 0 | \hat{\mathbf{H}}_{j,i}) \end{aligned} \quad (2.112)$$

biçiminde elde edilir. Burada  $\hat{\mathbf{x}}_j$  karar verilen işaret vektörüdür. Ardından  $\xi_i$ 'ye ait beklenen değer ve varyans ifadeleri sırasıyla  $E[\xi_i | \hat{\mathbf{H}}_{j,i}] = -\rho^2 \sqrt{P_T} \kappa$ ,  $\text{Var}[\xi_i | \hat{\mathbf{H}}_{j,i}] = 2\kappa \sigma_{y,i}^2$  biçiminde olup,  $\kappa = \|\hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j) - \hat{\mathbf{z}}(\hat{k}_j, \hat{q}_j)\|^2$  rastlantı değişkeni  $2N_R$  serbestlik derecesi ile ki-kare dağılımına sahiptir. Benzer bir gösterim ile  $\kappa = \sum_{n=1}^{2N_R} \alpha_n^2$  biçiminde tanımlanabilir. Burada  $\alpha_n \sim \mathcal{N}\{0, (1 + \sigma_c^2) \sigma_\alpha^2 / 2\}$  ve

$$\sigma_\alpha^2 = \begin{cases} |x_j(q_j)|^2 + |x_j(\hat{q}_j)|^2, & k_j \neq \hat{k}_j \\ |x_j(q_j) - x_j(\hat{q}_j)|^2, & k_j = \hat{k}_j \end{cases} \quad (2.113)$$

olacaktır. Ardından  $\xi_i$ 'nin Gauss rastlantı değişkeni olmasından yararlanarak CPEP ifadesi

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j | \hat{\mathbf{H}}_{j,i}) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho^4 P_T \kappa}{2\sigma_{y,i}^2}}\right) \quad (2.114)$$

biçiminde düzenlenir.  $\kappa$  üzerinden ortalama alınır, [Simon, 2005]'ten yararlanarak PEP ifadesi

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j) = \mu_i^{N_R} \sum_{b=0}^{N_R-1} \binom{N_R + b - 1}{b} (1 - \mu_i)^b \quad (2.115)$$

şeklinde kapalı biçimde elde edilir. Burada  $\mu_i = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\rho^2 P_T \sigma_\alpha^2 / (4\sigma_{y,i}^2 + \rho^2 P_T \sigma_\alpha^2)}\right)$ 'dir. Birleşim üst sınırı yaklaşımı kullanarak,  $S_i$  düğümüne ait BER ifadesi şu şekilde yazılabilir:

$$P_b^{(i)} \leq \sum_{k_j=1}^{N_T} \sum_{q_j=1}^M \sum_{\hat{k}_j=1}^{N_T} \sum_{\hat{q}_j=1}^M \frac{N(\mathbf{x}_j, \hat{\mathbf{x}}_j) P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j)}{\log_2(N_T M) N_T M}. \quad (2.116)$$

Burada  $N(\mathbf{x}_j, \hat{\mathbf{x}}_j)$ ,  $\mathbf{x}_j$  işaret vektörü  $\hat{\mathbf{x}}_j$  olarak çözüldüğündeki hatalı bit sayısıdır.

## b. M-QAM için BER Analizi

$M$ -PSK işaretlerinin aksine,  $M$ -QAM işaretlerinin zarfı sabit değildir. Bu nedenle ML karar kuralı kullanıldığında,  $M$ -QAM işaretler için yapılacak analizler oldukça karmaşıktır. I-CSI koşulu altında  $M$ -QAM işaretlerin BER analizlerini yapabilmek için [Başar, 2012]'de kullanılan uyumsuz (mismatched) ML karar kuralı

$$[\hat{k}_j, \hat{q}_j] = \arg \min_{k_j, q_j} \|\mathbf{y}_i - \sqrt{P_T} \hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j)\|^2 \quad (2.117)$$

biçiminde uygulanabilir. Yukarıda verilen ML karar kuralı ve  $(2\rho^2 - 1) \approx 1$  yaklaşıklığı kullanılarak,  $M$ -QAM işaretlerine ait CPEP ifadesi

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j | \hat{\mathbf{H}}_{j,i}) = P\left\{ \sqrt{P_T} \left( \|\hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j)\|^2 - \|\hat{\mathbf{z}}(\hat{k}_j, \hat{q}_j)\|^2 \right) - 2\Re \left[ \mathbf{y}_i^H (\hat{\mathbf{z}}(k_j, q_j) - \hat{\mathbf{z}}(\hat{k}_j, \hat{q}_j)) \right] \geq 0 \mid \hat{\mathbf{H}}_{j,i} \right\} \\ \approx Q\left( \sqrt{\frac{P_T \kappa}{2\sigma_{y,i}^2}} \right) \quad (2.118)$$

biçiminde yazılır. Yine  $\kappa$  üzerinden ortalama alınır ve [SIMON, 2005] kullanılırsa, PEP ifadesi

$$P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j) \approx \omega_i^{N_R} \sum_{b=0}^{N_R-1} \binom{N_R + b - 1}{b} (1 - \omega_i)^b \quad (2.119)$$

olarak elde edilir. Burada  $\omega_i = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{P_T \sigma_\alpha^2 / 4\rho^2 \sigma_{y,i}^2 + P_T \sigma_\alpha^2} \right)$ 'dir.  $M$ -PSK işaretlerden farklı olarak,  $M$ -QAM işaretlerde  $\sigma_{y,i}^2$ 'nin değeri  $x_i(q_i)$ 'ye de bağlıdır. Bu nedenle  $S_i$  düğümüne ait yapılan BER analizinde  $x_i(q_i)$  de dikkate alınmalıdır. Sonuç olarak üst sınır BER ifadesi şu biçimde bulunur:

$$P_b^{(i)} \leq \sum_{q_i=1}^M \sum_{k_j=1}^{N_T} \sum_{q_j=1}^M \sum_{k_j=1}^{N_T} \sum_{\hat{q}_j=1}^M \frac{N(\mathbf{x}_j, \hat{\mathbf{x}}_j) P(\mathbf{x}_j \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_j)}{\log_2(N_T M) N_T M^2}. \quad (2.120)$$

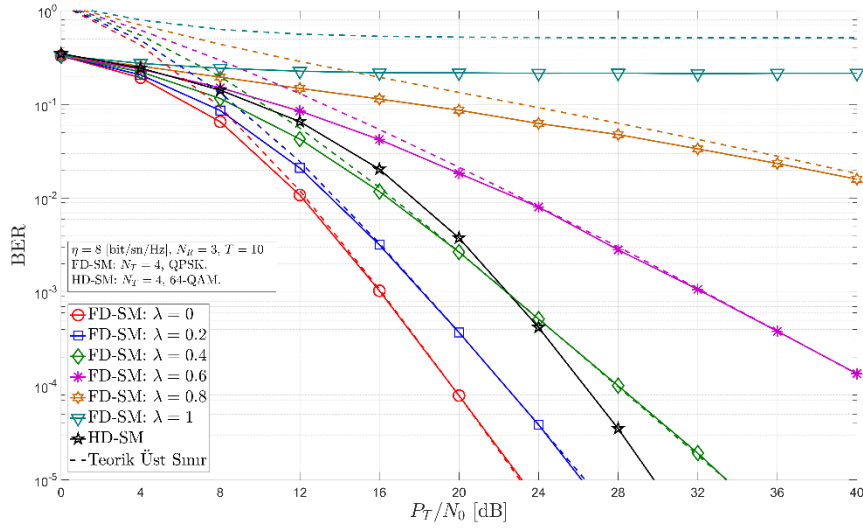
Belirtmek gerekir ki, bulunan üst sınır ifadeleri, (2.105)'teki  $\beta = 0$  alınırca HD-SM sistemler için de geçerlidir.

### 2.12.5. Nümerik Sonuçlar

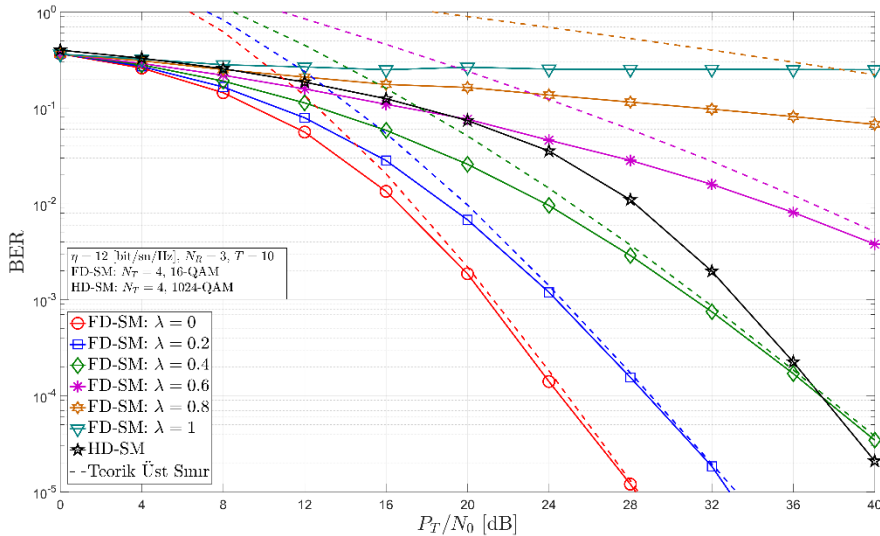
FD-SM sistemler BER performansı için yapılan teorik analizlerin doğruluğu bu bölümde verilecek olan Monte Carlo tipi bilgisayar benzetimleri ile doğrulanacaktır. Tüm nümerik analizlerde  $\beta = 1$  olarak alınmıştır. Şekil 2.31'de FD-SM sistemlerinin,  $\eta = 8$  [bit/sn/Hz],  $M = 4$  (QPSK),  $N_T = 4$ ,  $N_R = 3$  ve I-CSI koşulu altındaki BER eğrileri, artan  $P_T / N_0$  değerlerine göre çizdirilmiştir. Burada altı farklı  $\lambda$  değeri için FD-SM sistemin BER performansındaki değişim incelenmiştir. Üst sınıra ait eğriler (2.120)'den yararlanılarak çizdirilmiş olup, elde edilen sonuçlar ışığında yapılan analizin doğruluğu gösterilmiştir. Aynı bant verimliliği için geleneksel HD-SM sisteminde 64-QAM modülasyonu kullanılmıştır. Eğrilerden görüldüğü üzere, LI giderimin kalitesi arttıkça FD-SM sistemler, geleneksel HD-SM'ye göre daha iyi performans vermektedir.

Şekil 2.32'de ise FD-SM sistemlerinin,  $\eta = 12$  [bit/sn/Hz],  $M = 16$  (16-QAM),  $N_T = 4$ ,  $N_R = 3$  ve I-CSI koşulu altındaki BER eğrileri, yine farklı  $\lambda$  ve artan  $P_T / N_0$  değerlerine göre çizdirilmiştir. Üst sınıra ait eğriler (2.220)'den yararlanılarak çizdirilmiştir ve Monte Carlo benzetim sonuçları ile oldukça tutarlıdır. Bu sefer aynı bant verimliliğini sağlamak amacıyla HD-SM sisteminde 1024-QAM modülasyonu kullanılmış olup, FD-SM sistemlerinin artan bant verimlilikleri için daha fazla performans artışı sağlayacağı gösterilmiştir.

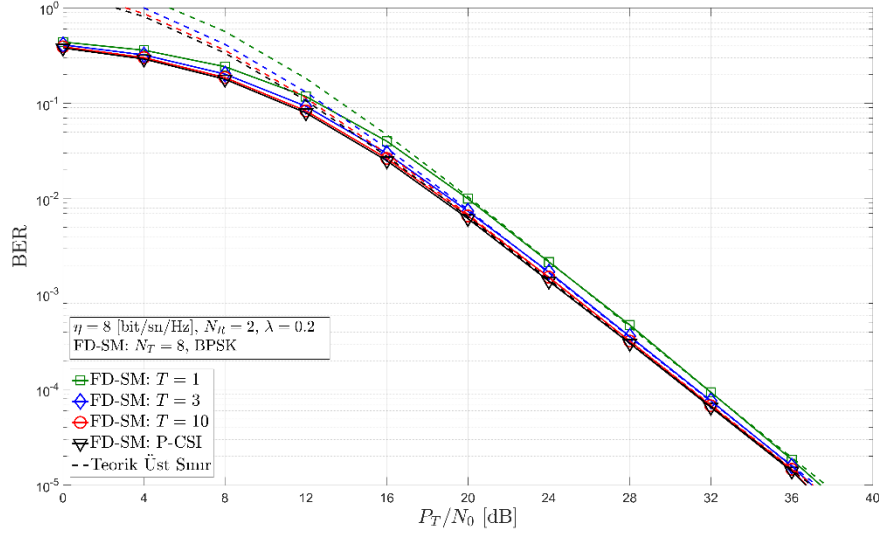
FD-SM sistemlerin P-CSI ve I-CSI koşulu altında BER performansı Şekil 2.33'te çizdirilmiştir. Burada  $\eta = 8$  [bit/sn/Hz],  $N_T = 8$ ,  $M = 2$  (BPSK),  $N_R = 2$  ve  $\lambda = 0.2$  olarak seçilmiş ve I-CSI durumu için pilot işaret sayısı  $T = \{1,3,10\}$  olarak ayarlanmıştır. Benzetim sonuçları göstermektedir ki, FD-SM sistemleri kanal kestirim hatasına oldukça dayanıklıdır. Örneğin, BER değeri  $10^{-5}$ 'e eşit olduğunda  $T = \{1,3,10\}$  durumları için I-CSI koşulunda, P-CSI'ya göre sırasıyla sadece 0.7 dB, 0.3 dB ve 0.1 dB performans kaybı olmaktadır.



Şekil 2.31 FD-SM ve HD-SM sistemlerin BER performansı ( $\eta = 8$  [bit/sn/Hz],  $N_T = 4$ ,  $N_R = 3$  ve  $T = 10$ ).



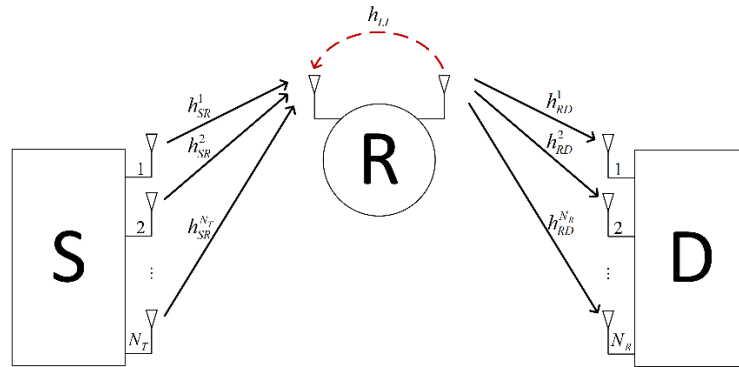
Şekil 2.32 FD-SM ve HD-SM sistemlerin BER performansı ( $\eta = 12$  [bit/sn/Hz],  $N_T = 4$ ,  $N_R = 3$  ve  $T = 10$ ).



Şekil 2.33 FD-SM sistemlerin P-CSI ve I-CSI koşulu altında BER performansı ( $\eta = 8$  [bit/su/Hz],  $N_T = 8$ ,  $M = 2$  (BPSK),  $N_R = 2$  ve  $\lambda = 0.2$ ).

## 2.13 Uzay Kaydırmalı Anahtarlama ile Tam Çift Yönlü Kuvvetlendirme ve Aktar Tekniği

İş Paketi 1 kapsamında FD iletim tekniği ile yapılan ilk çalışmanın ardından, kaynaktan uzay kaydırmalı anahtarlama (space-shift-keying, SSK) tekniğini kullanan ve rölede FD-AF aktarım tekniği [Rodriguez, 2014] ile iletim yapan işbirlikli sistemlerin performansı incelenmiştir. Henüz literatürde SSK ile FD-AF aktarım tekniğinin incelendiği bir çalışma bulunmamaktadır. SSK-FD-AF adı verilen bu sistem için üst sınır BER ifadesi kapalı biçimde bulunmuş ve analizlerin doğruluğu Monte Carlo benzetimleri ile doğrulanmıştır. Buna ek olarak SSK-FD-AF sisteminin, SSK ile geleneksel HD-AF aktarım tekniğini kullanan (SSK-HD-AF) sistemlere karşı sağladığı performans avantajı gösterilmiştir.



Şekil 2.34 SSK-FD-AF sistem modeli.

### 2.13.1. Sistem Modeli

#### a. SSK-FD-AF Tekniği

Tek yönlü iletim yapılan SSK-FD-AF sistemine ait sistem modeli Şekil 2.43'de verilmiştir. Sistem modelinden görüldüğü üzere, kaynak ( $S$ ) ve hedef ( $D$ ) düğümleri sırasıyla  $N_T$  adet verici ve  $N_R$  adet alıcı antene sahiptir. Bu çalışmada kaynak ve hedef arasındaki doğrudan bağlantının kurulmadığını ve iletimin röle ( $R$ ) aracılığı ile yapılacağı varsayılmaktadır. Röle düğümü bir adet alıcı ve bir adet verici antene sahip olup, FD-AF aktarım tekniğini kullanmaktadır. İlk olarak röle düğümünde  $n$  zaman indisinde alınan işaret şu şekilde verilir:

$$r[n] = \sqrt{P_S} \mathbf{h}_{SR} \mathbf{x}[n] + h_{LI} s[n] + w_R[n]. \quad (2.121)$$

Burada  $P_S$  kaynağın iletim gücü,  $\mathbf{x}[n]$  kaynaktan gönderilen birim güçlü ve  $N_T \times 1$  boyutlu deterministik işaret vektörü,  $s[n]$  röleden gönderilen işareti,  $\mathbf{h}_{SR}$  kaynak ve röle arasındaki  $1 \times N_T$  boyutlu kanal vektörü,  $h_{LI}$  rölede oluşan artık LI katsayısı ve  $w_R[n]$  toplamsal Gauss gürültüsüdür.  $\mathbf{h}_{SR}$ 'nin elemanları birbirinden bağımsız ve  $\mathcal{CN}(0, \Omega_{SR})$  dağılımlı olarak modellenmiştir. Benzer şekilde  $h_{LI}$  ve  $w_R[n]$  sırasıyla  $\mathcal{CN}(0, \Omega_{LI})$  ve  $\mathcal{CN}(0, \sigma_R^2)$  dağılımlı olarak modellenmiştir. Kaynaktan gönderilen işaret

$$\mathbf{x}[n] = [0 \ \cdots \ 0 \ \underbrace{1}_{k[n] \text{ eleman}} \ 0 \ \cdots \ 0]^T \quad (2.122)$$

biçiminde gösterilebilir. Burada  $k[n] \in \{1, 2, \dots, N_T\}$  seçilen verici anten indisidir. Düzenlemelerin ardından, rölede alınan işaret tekrar şu biçimde yazılır:

$$r[n] = \sqrt{P_S} h_{SR}^{k[n]} + h_{LI} s[n] + w_R[n]. \quad (2.123)$$

Burada  $h_{SR}^{k[n]}$ ,  $\mathbf{h}_{SR}$  vektörünün  $k[n]$ . elemanıdır. AF aktarım tekniğine göre röleden iletilen işaret

$$s[n] = G_{AF} r[n-1] = G_{AF} \sum_{b=0}^{\infty} (G_{AF} h_{LI})^b g[n-b] \quad (2.124)$$

şeklinde verilir. Burada  $G_{AF}$  sabit kuvvetlendirme katsayısı ve  $g[n] = \sqrt{P_S} h_{SR}^{k[n-1]} + w_R[n-1]$ 'dir.

[Riihonen, 2009]'da belirtildiği şekilde,  $|h_{LI}|^2 < 1/G_{AF}^2$  koşulu sağlanırsa röledeki iletim gücü sonlu olacaktır ve güvenli iletişim sağlanacaktır. Aksi takdirde artık LI bileşenin gücü sonsuza gidecektir. Kuvvetlendirme katsayısına ait koşulun sağlanması ve  $h_{LI}$ 'nin bilinmesi halinde, röleden iletilen işaretin ortalama gücü şu biçimde bulunur:

$$\mathbb{E} \left[ |s[n]|^2 \middle| h_{LI} \right] = G_{AF}^2 \left( P_S \Omega_{SR} + \sigma_R^2 \right) \sum_{b=0}^{\infty} \left( G_{AF}^2 |h_{LI}|^2 \right)^b = \frac{P_S \Omega_{SR} + \sigma_R^2}{\frac{1}{G_{AF}^2} - |h_{LI}|^2}. \quad (2.125)$$

[Altunbaş, 2016]'da incelen sabit kazançlı FD-AF sistemlerde kuvvetlendirme katsayısı röledeki ortalama iletim gücünü  $P_R$ 'ye eşitleyebilmek amacıyla

$$G_{AF} = \sqrt{\frac{P_R}{P_S \Omega_{SR} + P_R \Omega_{LI} + \sigma_R^2}} \quad (2.126)$$

olarak seçilmelidir. Düzenlemelerin ardından  $h_{LI}$  üzerinden ortalama alınır, rölenin ortalama iletim gücü kolaylıkla  $E\left[|s[n]|^2\right] = P_R$  biçiminde bulunur. Ardından hedefte alınan işaret

$$\mathbf{y}[n] = \underbrace{G_{AF} \sqrt{P_S} h_{SR}^{k[n]} \mathbf{h}_{RD}}_{\text{Bilgi İçeren İşaret}} + \underbrace{G_{AF} \mathbf{h}_{RD} h_{LI} s[n-1]}_{\text{Artık Öz Girişim}} + \underbrace{G_{AF} \mathbf{h}_{RD} w_R[n-1] + \mathbf{w}_D[n]}_{\text{Gürültü}} \quad (2.127)$$

şeklinde yazılır. Burada  $\mathbf{h}_{RD}$  röle ve hedef arasındaki  $N_R \times 1$  boyutlu kanal vektörü ve  $\mathbf{w}_D[n]$  toplamsal Gauss gürültü vektörüdür.  $\mathbf{h}_{RD}$  ve  $\mathbf{w}_D[n]$ 'nin elemanları birbirinden bağımsız olarak sırasıyla  $\mathcal{CN}(0, \Omega_{RD})$  ve  $\mathcal{CN}(0, \sigma_D^2)$  dağılımlı modellenmiştir.  $\mathbf{h}_{SR}$  ve  $\mathbf{h}_{RD}$ 'nin bilinmesi koşulu altında  $\mathbf{y}[n]$ 'nin beklenen değeri ve varyansı sırasıyla

$$\begin{aligned} E\left[\mathbf{y}[n] \mid \mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{RD}\right] &= G_{AF} \sqrt{P_S} h_{SR}^{k[n]} \mathbf{h}_{RD}, \\ \text{Var}\left[\mathbf{y}[n] \mid \mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{RD}\right] &= G_{AF}^2 \|\mathbf{h}_{RD}\|^2 \left[\Omega_{LI} P_R + \sigma_R^2\right] + \sigma_D^2. \end{aligned} \quad (2.128)$$

biçimindedir. Zaman indisi  $n$ 'yi ihmal ederek, SSK-FD-AF sistemi için ML karar kuralı

$$\hat{k} = \arg \min_{1 \leq b \leq N_T} \left\| \mathbf{y} - G_{AF} \sqrt{P_S} h_{SR}^b \mathbf{h}_{RD} \right\|^2 \quad (2.129)$$

şeklinde verilir. Burada  $\hat{k}$  karar verilen verici anten indisidir.

## b. Artık LI Kanal Modeli

Bir önceki çalışmada olduğu gibi artık LI kanalının gücü, rölenin iletim gücü olan  $P_R$  ile ilişkili olarak

$$\Omega_{LI} = \beta P_R^{\lambda-1} \quad (2.130)$$

şeklinde modellenmektedir.  $\beta$  ve  $\lambda$  yine LI giderim işleminin kalitesini gösteren sabitlerdir. Böylece (2.123)'de verilen, rölede alınan işarettaki artık LI bileşenin ortalama gücü

$$E\left[|h_{LI} s[n]|^2\right] = \beta P_R^\lambda \text{ olarak bulunur.}$$

## c. SSK-FD-AF ve SSK-HD-AF Sistemler İçin Bant Verimliliği

FD iletim sayesinde SSK-FD-AF sistemlerinde iletim tek zaman diliminde tamamlanmaktadır. Fakat geleneksel SSK-HD-AF sistemlerinde iletim için iki zaman dilimi gerekmektedir: ilk zaman diliminde kaynak bilgi işaretini röleye aktarır, ikinci zaman diliminde ise röle aldığı işareti sabit bir kuvvetlendirme katsayısı ile çarparak hedef düğümüne iletir. Bu nedenle SSK-FD-AF ve SSK-HD-AF sistemlere ait bant verimliliği ifadeleri şu şekilde verilmektedir:

$$\begin{aligned}\eta_{FD} &= \log_2(N_T), \\ \eta_{HD} &= \frac{1}{2} \log_2(N_T).\end{aligned}\quad (2.131)$$

### 2.13.2. BER Analizi

SSK-FD-AF sistemi için yapılacak BER analizinde, bir önceki bölümde tanımlanan kuvvetlendirme katsayısına ait koşul dikkate alınmalıdır. [Altunbaş, 2016]'dan yararlanarak SSK-FD-AF sistemine ait PEP ifadesi şu şekilde verilir:

$$P(k \rightarrow \hat{k}) = F_{\gamma_{LI}}(C)P(k \rightarrow \hat{k} | \gamma_{LI} < C) + \bar{F}_{\gamma_{LI}}(C)P(k \rightarrow \hat{k} | \gamma_{LI} \geq C). \quad (2.132)$$

Burada  $\gamma_{LI} = P_R |h_{LI}|^2 / \sigma_R^2$ ,  $\bar{\gamma}_{LI} = P_R \Omega_{LI} / \sigma_R^2$ ,  $F_{\gamma_{LI}}(x) = 1 - \exp(-x / \bar{\gamma}_{LI})$ ,  $\bar{F}_{\gamma_{LI}}(\cdot) = 1 - F_{\gamma_{LI}}(\cdot)$  ve  $C = P_R / G_{AF}^2 \sigma_R^2$ 'dir. Eğer  $\gamma_{LI} \geq C$  (yani  $|h_{LI}|^2 \geq 1 / G_{AF}^2$ ) olursa, kuvvetlendirme katsayısına ait koşul sağlanmaz ve artık LI bileşenin gücü sonsuza gider. Bu nedenle hedef düğümünde alınan işaret tamamen rastgele olacaktır ve bu durumdaki CPEP ifadesi  $P(k \rightarrow \hat{k} | \gamma_{LI} \geq C) = \frac{1}{N_T}$  değerini alır. Böylece PEP ifadesi yeniden

$$P(k \rightarrow \hat{k}) = \left[ 1 - \exp\left(\frac{-C}{\bar{\gamma}_{LI}}\right) \right] \left[ P(k \rightarrow \hat{k} | \gamma_{LI} < C) + \frac{1}{N_T} \right] + \frac{1}{N_T} \quad (2.133)$$

şeklinde düzenlenebilir. Yukarıda verilen PEP ifadesinin hesaplanabilmesi için öncelikle,  $\gamma_{LI} < C$  iken  $\mathbf{h}_{SR}$  ve  $\mathbf{h}_{RD}$ 'nin bilinmesi koşulu altında, SSK-FD-AF sistemine ilişkin

$$\begin{aligned}P(k \rightarrow \hat{k} | \mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{RD}, \gamma_{LI} < C) &= P\left\{ \|\mathbf{y} - G_{AF} \sqrt{P_S} h_{SR}^k \mathbf{h}_{RD}\|^2 \geq \|\mathbf{y} - G_{AF} \sqrt{P_S} h_{SR}^{\hat{k}} \mathbf{h}_{RD}\|^2 \right\} \\ &= Q\left( \sqrt{\frac{\gamma_{SR}^{k \rightarrow \hat{k}} \gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + D}} \right)\end{aligned}\quad (2.134)$$

biçiminde verilen CPEP ifadesi hesaplanmalıdır. Burada  $\gamma_{SR}^{k \rightarrow \hat{k}} = \frac{P_S |h_{SR}^k - h_{SR}^{\hat{k}}|^2}{2(\Omega_{LI} P_R + \sigma_R^2)}$ ,  $\gamma_{RD} = \frac{P_R \|\mathbf{h}_{RD}\|^2}{\sigma_D^2}$

ve  $D = \frac{P_R}{G_{AF}^2 (\Omega_{LI} P_R + \sigma_R^2)}$ 'dir. Üstel dağılımlı  $\gamma_{SR}^{k \rightarrow \hat{k}}$  ve ki-kare dağılımlı  $\gamma_{RD}$ 'ye ait olasılık

yoğunluk fonksiyonları sırasıyla  $f_{\gamma_{SR}^{k \rightarrow \hat{k}}}(x) = \frac{\exp(-x / \bar{\gamma}_{SR})}{\bar{\gamma}_{SR}}$  ve  $f_{\gamma_{RD}}(x) = \frac{x^{N_R - 1} \exp(-x / \bar{\gamma}_{RD})}{\Gamma(N_R) \bar{\gamma}_{RD}^{N_R}}$

biçiminde olup, burada  $\bar{\gamma}_{SR} = \frac{P_S \Omega_{SR}}{(\Omega_{RR} P_R + \sigma_R^2)}$  ve  $\bar{\gamma}_{RD} = \frac{P_R \Omega_{RD}}{\sigma_D^2}$ 'dir. Gerekli PEP ifadesinin elde



edebilmesi için, yukarıda verilen ifadenin  $\gamma_{SR}^{k \rightarrow \hat{k}}$  ve  $\gamma_{RD}$  değişkenleri üzerinden ortalaması alınmalıdır. Sırasıyla [Chen, 2004] ve [Gradshteyn, 2007] kullanılarak CPEP ifadesi yeniden

$$P(k \rightarrow \hat{k} | \gamma_{LI} < C) = \frac{1}{2} - \frac{(\mu/\omega)^{N_R/2} \Gamma(N_R + \frac{1}{2})}{2\sqrt{2\mu}\Gamma(N_R)} \exp\left(\frac{\mu}{2\omega}\right) W_{-\frac{N_R}{2}, \frac{N_R}{2}}\left(\frac{\mu}{\omega}\right) \quad (2.135)$$

biçiminde yazılır. Burada  $\mu = D / (\bar{\gamma}_{SR}\bar{\gamma}_{RD})$ ,  $\omega = 0.5 + 1/\bar{\gamma}_{SR}$  ve  $W_{\cdot, \cdot}(\cdot)$  Whittaker fonksiyonudur [Gradshteyn, 2007]. Son olarak düzenlemelerin ardından, SSK-FD-AF sistemi için PEP ifadesi kapalı biçimde şu şekilde elde edilir:

$$P(k \rightarrow \hat{k}) = \left[1 - \exp\left(\frac{-C}{\bar{\gamma}_{LI}}\right)\right] \left[ \frac{1}{2} - \frac{(\mu/\omega)^{N_R/2} \Gamma(N_R + 1/2)}{2\sqrt{2\mu}\Gamma(N_R)} \exp\left(\frac{\mu}{2\omega}\right) W_{-\frac{N_R}{2}, \frac{N_R}{2}}\left(\frac{\mu}{\omega}\right) + \frac{1}{N_T} \right] + \frac{1}{N_T}. \quad (2.136)$$

Yukarıda verilen PEP ifadesi ve birleşim üst sınırı tekniği kullanılarak, SSK-FD-AF sistemlere ait üst sınır BER ifadesi

$$P_b \leq \sum_{k=1}^{N_t} \sum_{\hat{k}=1}^{N_t} \frac{N(k, \hat{k}) P(k \rightarrow \hat{k})}{\log_2(N_T) N_T} \quad (2.137)$$

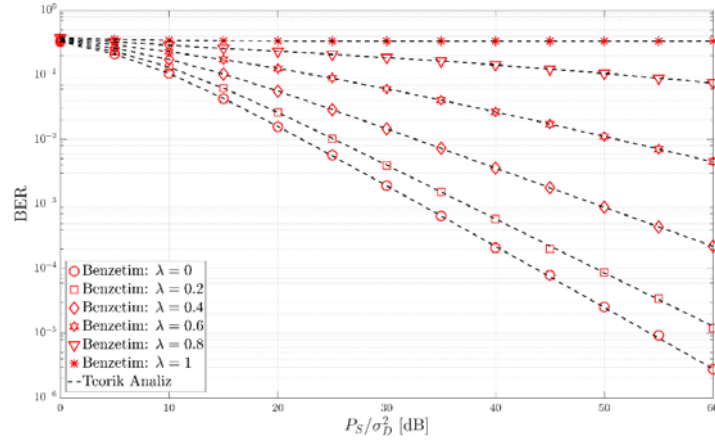
biçiminde elde edilir. Burada  $N(k, \hat{k})$  ilgili çiftsel hata olayında meydana gelen hatalı bit sayısıdır. Ayrıca belirtmek gerekir ki,  $N_T = 2$  durumu için yukarıda verilen ifade SSK-FD-AF sisteme ait tam BER ifadesi iken,  $N_T > 2$  durumunda üst sınır BER ifadesidir.

### 2.13.3. Nümerik Sonuçlar

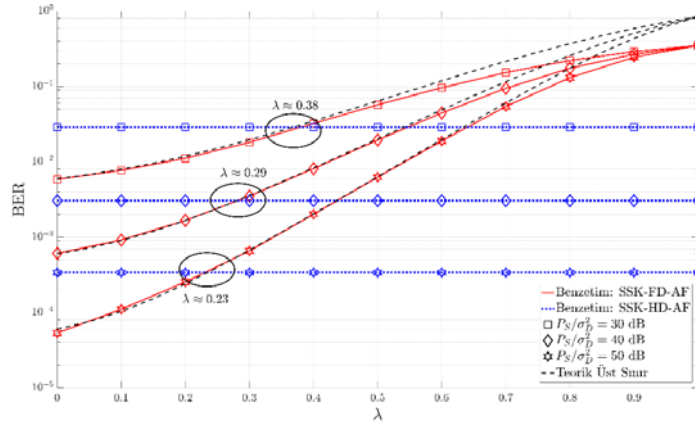
SSK-FD-AF sistemler BER performansı için yapılan teorik analizlerin doğruluğu bu bölümde verilecek olan Monte Carlo tipi bilgisayar benzetimleri ile doğrulanacaktır. Tüm nümerik analizlerde  $\beta = 1$ ,  $\Omega_{SR} = \Omega_{RD} = 1$  ve  $\sigma_D^2 = \sigma_R^2$  olarak alınmıştır. İlk olarak Şekil 2.35'de SSK-FD-AF sistemlerinin,  $\eta = 1$  [bit/sn/Hz],  $N_T = 2$ ,  $N_R = 1$  ve  $P_R = 4P_S$  olduğu durumdaki BER performansı artan  $P_S / \sigma_D^2$  değerlerine göre çizdirilmiştir. Analizler altı farklı  $\lambda$  değeri için yapılmıştır. Verici anten sayısı  $N_T = 2$  olduğundan, (2.137) kullanılarak teorik tam BER eğrileri çizdirilmiş olup, analizlerin doğruluğu kanıtlanmıştır. Analiz sonuçlarından anlaşılacağı üzere artan  $\lambda$  değerleri SSK-FD-AF sisteminin BER performansını oldukça olumsuz etkilemektedir.

SSK-FD-AF ve SSK-HD-AF sistemlerinin,  $P_S / \sigma_D^2 \in \{30, 40, 50\}$  dB,  $\eta = 3$  [bit/sn/Hz],  $N_R = 2$  ve  $P_R = P_S$  olduğu durumdaki BER performans karşılaştırması farklı  $\lambda$  değerlerine göre Şekil 2.36'da çizdirilmiştir. Aynı bant verimliliğini sağlayabilmek için SSK-FD-AF ve SSK-HD-AF sistemlerinde verici anten sayısı sırasıyla  $N_T = 8$  ve  $N_T = 64$  olarak ayarlanmıştır. Beklendiği üzere, artık LI giderim işleminin kalitesini gösteren  $\lambda$ 'nın farklı değerleri için SSK-

HD-AF sisteminin performansı sabit kalmaktadır. Ayrıca SSK-FD-AF sisteminin performansı düşük  $\lambda$  değerleri için SSK-HD-AF sistemine göre daha iyi BER performansı sağlamaktadır.



Şekil 2.35 SSK-FD-AF sisteminin farklı  $P_S / \sigma_D^2$  değerlerine göre BER performansı ( $\eta = 1$  [bit/sn/Hz],  $N_T = 2$ ,  $N_R = 1$  ve  $P_R = 4P_S$ )



Şekil 2.36 SSK-FD-AF ve SSK-HD-AF sistemlerinin farklı  $P_S / \sigma_D^2$  değerlerine göre BER performans karşılaştırması ( $\eta = 3$  [bit/sn/Hz],  $N_R = 2$  ve  $P_R = P_S$ )

## 2.14 İş Paketi 1 Kapsamında Yapılan Yayınlar

Başar, E. 2016. "Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks", IEEE Communications Magazine, 54(7), 168-175.

Altın, G., Aygözü, Ü., Başar, E. ve Çelebi M. E. 2016. "Outage Probability Analysis of Cooperative Spatial Modulation Systems", 23rd International Conference on Telecommunications (ICT), Thessaloniki, Greece.

Altın, G., Başar, E., Aygözü, Ü. ve Çelebi M. E. 2016. "Performance Analysis of Cooperative Spatial Modulation with Multiple-Antennas at Relay", 2016 IEEE Int. Black Sea Conf. on Commun. and Networking (BlackSeaCom), Varna, Bulgaria.

- Altın, G., Başar, E., Aygölü, Ü. ve Çelebi M. E. 2016. "Kuvvetlendir-ve-Aktar Röleli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon İçin Hata Başarım Analizi", IEEE 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.
- Babaei, M., Aygölü, Ü. ve Başar, E. 2016. "A Cooperative Spectrum Sharing Protocol Using STBC-SM at Secondary User", 24th Telecommunications Forum TELFOR 2016, Belgrade, Serbia.
- Başar, E. 2016. "5G Telsiz Ağları için Uzaysal Modülasyon Teknikleri", IEEE 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.
- Altın, G., Aygölü, Ü., Başar, E. ve Çelebi M. E. 2017. "Multiple-Input Multiple-Output Cooperative Spatial Modulation Systems", IET Commun., 11(15), 2289-2296.
- Babaei, M., Başar, E. ve Aygölü, Ü. 2017. "Multi-hop decode-and-forward STBC spatial modulation", 2017 1th BalkanCom. Conf., Tirana, Albania.
- Koç, A., Altunbaş, İ. ve Başar, E. 2017. "Full-Duplex Spatial Modulation Systems under Imperfect Channel State Information", 24th International Conference on Telecommunications (ICT 2017), Limassol, Cyprus.
- Koç, A., Altunbaş, İ. ve Başar, E. 2017. "Space Shift Keying with Full-Duplex Amplify and Forward Relaying" IEEE 5th International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom'17), Istanbul, Türkiye.
- Yigit Z. ve Başar, E. 2017. "Space-Time Quadrature Spatial Modulation" IEEE 5th International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom'17), Istanbul, Türkiye.
- Yigit Z. ve Başar, E. 2017 "Geniş Ölçekli MIMO Sistemler için Dik Uzaysal Modülasyon", IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2017), Antalya, Türkiye.
- Koç, A., Altunbaş, İ. ve Başar, E. 2017. "Tam Çift Yönlü Uzaysal Modülasyonlu İletişim Sistemlerinin Performans Analizi", IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2017), Antalya, Türkiye.
- Koç, A., Altunbaş, İ. ve Başar, E. 2017. "Two-Way Full-Duplex Spatial Modulation Systems with Wireless Powered AF Relaying", IEEE Wireless Communications Letters (kabul edildi).
- Başar, E. 2017. "Index Modulation: A Promising Technique for 5G and Beyond Wireless Networks", Chapter in Networks of The Future: Architectures, Technologies, and Implementations, CRC Press.
- Babaei, M., Aygölü, Ü. ve Başar, E. 2018. "BER analysis of dual-hop relaying with energy harvesting in Nakagami-m fading channel", IEEE Transactions on Wireless Communications (kabul edildi).
- Babaei, M., Aygölü, Ü. ve Başar, E. 2018. "Cooperative AF Relaying with Energy Harvesting in Nakagami-m Fading Channel", IEEE Transactions on Communications (gönderildi).

## 2.15 Kaynaklar

- Adamchik, V. S., & Marichev, O. I. 1990. "The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system." In Proceedings of the international symposium on Symbolic and algebraic computation (pp. 212-224). ACM.
- Alamouti, S. M. 1998. "A simple transmit diversity technique for wireless communications." IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8), 1451-1458.

- Altunbaş, İ., Koç, A., Yongaçoğlu, A. 2016. "Outage probability of full-duplex fixed-gain af relaying in Rayleigh fading channels," in *2016 Wireless Days (WD)*, Toulouse, France.
- An, Z., Wang, J., Wang, J., Huang, S. ve Song, J. 2015. "Mutual information analysis on spatial modulation multiple antenna systems", *IEEE Trans. Commun.*, 63(3), 826–843.
- Başar, E., Aygolu, U., Panayirci, E., Poor, H. V. 2011. "Space-time block coded spatial modulation." *IEEE Transactions on Communications*, 59(3), 823-832.
- Başar, E., Aygolu, U., Panayirci, E., Poor, H. V. 2012. "Performance of spatial modulation in the presence of channel estimation errors," *IEEE Commun. Lett.*, 16(2).
- Başar, E., Aygölü, U., Panayirci, E. Poor, H.V. 2014. "A reliable successive relaying protocol", *IEEE Trans. Commun.*, 62(5), 1431–1443.
- Chen, H., Zhou, X., Li, Y., Wang, P., & Vucetic, B. (2014). "Wireless-powered cooperative communications via a hybrid relay." In *Information Theory Workshop (ITW)*, 2014 IEEE (pp. 666-670). IEEE.
- Chen, Y., Tellambura, C. 2014. "Distribution functions of selection combiner output in equally correlated Rayleigh, Rician, and Nakagami- $m$  fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, 52(11).
- Ding, Z., Krikidis, I., Sharif, B., & Poor, H. V. (2014). "Wireless information and power transfer in cooperative networks with spatially random relays." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(8), 4440-4453.
- Duarte, M., Dick, C., and Sabharwal, A. 2012. "Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 11(2).
- Gradshteyn, I. S., & Ryzhik, I. M. (2014). "Table of integrals, series, and products." Academic press.
- Grover, P., & Sahai, A. 2010. "Shannon meets Tesla: Wireless information and power transfer." In *Information Theory Proceedings (ISIT)*, 2010 IEEE International Symposium on (pp. 2363-2367). IEEE.
- Gu, Y., & Aissa, S. (2015). "RF-based energy harvesting in decode-and-forward relaying systems: Ergodic and outage capacities." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(11), 6425-6434.
- Guan, X., Cai, Y. ve Yang, W. 2013. "On the mutual information and precoding for spatial modulation with finite alphabet", *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2(4), 383–386.
- Guo, S., Zhang, H., Wang, Y., & Yuan, D. 2016. "Spatial modulated simultaneous wireless information and power transfer." In *Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2016 IEEE (pp. 1-6). IEEE.
- Hasna, M. O., & Alouini, M. S. (2003). "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels." *IEEE transactions on Wireless Communications*, 2(6), 1126-1131.
- Huang, C., Sadeghi, P., & Nasir, A. A. (2016, January). "BER performance analysis and optimization for energy harvesting two-way relay networks." In *Communications Theory Workshop (AusCTW)*, 2016 Australian (pp. 65-70). IEEE.
- Ikki, S.S. ve Ahmed, M.H. 2011. "Performance analysis of incremental-relaying cooperative-diversity networks over Rayleigh fading channels", *IET Commun.*, 5(3), 337–349.
- Jeganathan, J., Ghrayeb, A. ve Szczecinski, L. 2008. "Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis", *IEEE Commun. Lett.*, 12(8), 545–547.
- Jeganathan, J., Ghrayeb, A., Szczecinski, L. ve Ceron, A. 2009. "Space shift keying modulation for MIMO channels", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8(7), 3692–3703.

Kumbhani, B. ve Kshetrimayum, R. 2014. "Outage probability of spatial modulation systems with antenna selection", *Elect. Lett.*, 50(2), 125–126.

Laneman, J., Tse, D. ve Wornell, G. 2004. "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior", *IEEE Trans. Inf. Theory*, 50(12), 3062–3080.

Le, N. P., Vo, N. S., & Hoang, M. T. 2017. "Throughput analysis of energy harvesting MIMO relay systems over Nakagami-m fading channels." In *Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)*, International Conference on (pp. 164-169). IEEE.

Louie, R. H., Li, Y., & Vucetic, B. (2010). "Practical physical layer network coding for two-way relay channels: performance analysis and comparison." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 9(2).

Ma, N., Wang, Aç, Ji, Y. ve Shi, H., 2014, "Cooperative Space Shift Keying for Multiple-Relay Network", *IEEE Commun. Lett.*, cilt 18, no. 4, s. 712-715.

Mesleh, R., Ikki, S. ve Alwakeel, M. 2011. "Performance analysis of space shift keying with amplify and forward relaying", *"IEEE Commun". Lett.*, 15(12), 1350–1352.

Mesleh, R., Ikki, S., Aggoune, E. ve Mansour, A. 2012. "Performance analysis of space shift keying (SSK) modulation with multiple cooperative relays", *EURASIP J. Advances in Signal Process.*, 2012(201), 1–10.

Mesleh, R. ve Ikki, S. 2015. "Space shift keying with amplify-and-forward MIMO relaying", *Trans. Emerging Tel. Tech.*, 26(4), 520–531.

Mesleh, R. ve Ikki, S. 2013. "Performance analysis of spatial modulation with multiple decode and forward relays", *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2(4),423–426.

Mesleh, R., Haas, H., Sinanovic, S., Ahn, C.W. ve Yun, S. 2008. "Spatial modulation", *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 57(4), 2228–2241.

Mheich, Z., & Savin, V. 2017. "Cooperative communication protocols with energy harvesting relays." *Wireless Days, 2017* (pp. 60-65). IEEE.

Narayanan, S., Di Renzo, M., Graziosi, F. ve Haas, H., 2012, "Distributed Space Shift Keying for the Uplink of Relay-Aided Cellular Networks", *IEEE Int. Workshop. Comp. Aided Modeling and Design of Commun. Links and Netw.*, Barcelona, Spain.

Narayanan, S., Di Renzo, M., Graziosi, F. ve Haas, H., 2013, "Distributed Spatial Modulation for Relay Networks", *IEEE Veh. Tech. Conf.*, Las Vegas, NV, USA.

Nasir, A. A., Zhou, X., Durrani, S., & Kennedy, R. A. 2013. "Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(7), 3622-3636.

Nasir, A. A., Zhou, X., Durrani, S., & Kennedy, R. A. 2014. "Throughput and ergodic capacity of wireless energy harvesting based DF relaying network." In *Communications (ICC), 2014 IEEE International Conference on* (pp. 4066-4071). IEEE.

Papoulis, A. (1965). "Probability, random variables, and stochastic processes."

Proakis, J. 2000. "Digital Communications", McGraw-Hill, 4 edition.

Rajashekar, R., Hari, K.V.S. ve Hanzo, L. 2013. "Antenna selection in spatial modulation systems", *IEEE Commun. Lett.*, 17(3), 521–524.

- Raviteja, P., Hong, Y., Viterbo, E., 2016. "Spatial modulation in full-duplex relaying," *IEEE Commun. Lett.*, 20(10).
- Rodriguez, L. J., Tran, N. H., Le-Ngoc, T., 2014. "Optimal power allocation and capacity of full-duplex AF relaying under residual self-interference," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 3(2).
- Serafimovski, N., Sinanovic, S., Di Renzo, M. ve Haas, H. 2011. "Dual-hop spatial modulation (Dh-SM)", Proc. IEEE 73rd Veh. Tech. Conf. (VTC Spring), Yokohoma, Japan.
- Simon, M. ve Alouini, M. 2005. "Digital Communication over Fading Channels", Wiley-IEEE Press, 2 edition.
- Som, P. ve Chockalingam, A. 2014. "End-to-end BER analysis of space shift keying in decode-and-forward cooperative relaying", Proc. IEEE Wireless Commun. Netw. Conf., Shanghai, China.
- Som, P. ve Chockalingam, A. 2015. "Performance analysis of space shift keying in decode-and-forward multi-hop MIMO networks", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 64(1), 132–146.
- Song, S., Yang, Y., Xiong, Q., Xie, K., Jeong, B. ve B., J. 2004. "A channel hopping technique I: theoretical studies on bandwidth efficiency and capacity", IEEE Int. Conf. Commun., Circuits and Systems, Chengdu, China.
- Tao, R., Salem, A., & Hamdi, K. A. 2016. "Adaptive relaying protocol for wireless power transfer and information processing." *IEEE Communications Letters*, 20(10), 2027-2030.
- Turin, G. L. "The characteristic function of Hermitian quadratic forms in complex normal variables." *Biometrika*, 47(1/2), 199-201, 1960.
- Varshney, N., Goel, A. ve Jagannatham, A. 2016. "Cooperative communication in spatially modulated MIMO systems", Proc. IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf. (WCNC), Doha, Qatar, pp.1–6.
- Yang, Y. ve Jiao, B. 2008. "Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication", *IEEE Commun. Lett.*, 12(4), 225–227.
- Xie, X., Zhao, Z., Peng, M. ve Wang, W. 2012. "Spatial modulation in two-way network coded channels: Performance and mapping optimization", Proc. IEEE 23rd Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., Sydney, NSW, Australia, pp.72–76.
- Wen, M., Cheng, X., Poor, H. ve Jiao, B. 2011. "Use of SSK modulation in two-way amplify-and-forward relaying", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 63(3), 1498–1504.
- Varshney, L. R. (2008, July). "Transporting information and energy simultaneously." In *Information Theory, 2008. ISIT 2008. IEEE International Symposium on* (pp. 1612-1616).
- Zhang, Z., Long, K., Vasilakos, A. V., Hanzo, L., 2016. "Full-duplex wireless communications: Challenges, solutions, and future research directions," *Proc. IEEE*, 104(7).
- Zhang, M., & Cheng, X. 2017. "Spatial-modulation-based wireless-powered communication for achievable rate enhancement." *IEEE Communications Letters*, 21(6), 1365-1368.
- Zhou, X., Zhang, R., & Ho, C. K. 2013. "Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff." *IEEE Transactions on communications*, 61(11), 4754-4767.
- Zhou, Z., Peng, M., Zhao, Z., & Li, Y. 2015. "Joint power splitting and antenna selection in energy harvesting relay channels." *IEEE Signal Processing Letters*, 22(7), 823-827.

### 3. İş Paketi 2

## Röle ve Anten Seçimli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Tekniklerinin Tasarımı

İletişim sistemlerinde her zaman için gelişmiş servis kalitesine ve yüksek veri hızına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ihtiyaçları karşılamak için ise iletişim sisteminin spektral verimliliğini arttırmak ve hata performansını iyileştirmek gereklidir. MIMO sistemler yüksek veri hızı ve gelişmiş servis kalitesi için önemli bir çözüm sunmaktadır. Ancak MIMO iletişim sistemlerinin sağladığı faydalar verici antenler arasındaki eş zamanlamaya, antenler arası mesafeye ve sistemin kanallar arası girişimi (interchannel interference, ICI) engelleme başarısına doğrudan bağlıdır. MIMO sistemlerde spektral verimliliği arttırmak için uygulanan iletişim tekniklerinden biri V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time Architecture) tekniğidir. Ancak, bu teknik spektral verimliliği arttırmasına rağmen, sistemdeki ICI problemine çözüm getirememektedir. Ayrıca, V-BLAST alıcıda karmaşıklığı ve dolayısıyla maliyeti önemli ölçüde arttırmaktadır. ICI problemini çözmek ve V-BLAST tekniğinin getirdiği sistem karmaşıklığını azaltmak için uygulanabilecek önemli bir teknik literatürde yeni olarak sayılabilecek olan SM tekniğidir.

Klasik SM ve SSK tekniklerinde, bilgi bitleri verici anten indislerine eşlenmekte ve bir iletim aralığında yalnızca bir verici anten iletimdedir. Bilindiği gibi, M-PSK, M-QAM gibi modülasyon tekniklerinde bilgi bitleri bir simgeye eşlenir. SM bu eşlemeye ek olarak, anten indisine de eşleme yapmaktadır. Bu sayede bilgi bitleri iki boyutlu işaret kümesinin (signal constellation) yanında uzaysal boyuta da eşlenmiş olur. Dolayısıyla, bilgi yalnızca gönderilen işarette değil verici antenin fiziksel konumunda da taşınmış olur (Mesleh vd., 2006). Alıcı ise bilgi işaretini çözebilmek için hem gönderilen simgeyi hem de verici anten numarasını tahmin eder. Vericiden işaretler gönderilirken verici anten numarası bilgi bitlerine göre değişmesine rağmen tek bir anda yalnızca bir verici anten iletim yapacaktır. Bu, sistemde ICI probleminin çözülmesi anlamına gelmektedir. Ayrıca, bu sayede verici antenler arasında eş zamanlama ihtiyacı ortadan kalkar (Basar, 2016; Di Renzo vd., 2014; Jeganathan vd., 2009). Getirdiği bu avantajlara ek olarak SM tekniğinde alıcı karmaşıklığı da oldukça azdır. SM tekniğinin özel bir hali olan SSK tekniğinde, bilgi bitleri yalnızca verici anten indisine eşlendiği için bu tekniğin verici-alıcı karmaşıklığı SM tekniğinin verici-alıcı karmaşıklığından daha az olmaktadır (Jeganathan vd., 2009).

SM ve SSK tekniklerinde belli bir anda yalnızca bir verici anten iletimde olduğu için vericiden çeşitleme kazancı elde edilmez. Ancak, SM/SSK tekniği uygulanmış sistemlere "verici anten seçimi" uygulandığı zaman çeşitleme kazancı elde edilir (Rajashekar vd., 2013). Dolayısıyla, bu şekilde SM tekniğinin getirdiği avantajların yanında vericide çeşitleme kazancı

da elde edilmiş olur. Literatürde, Rayleigh kanal için verici anten seçiminin SM ile birlikte uygulandığı pek çok çalışma mevcuttur (Rajashekar vd., 2013; Pillay ve Xu, 2013; Kumbhani ve Kshéritmayum, 2014; Zhou ve Hao, 2013; Ntontin vd., 2013). (Pillay ve Xu, 2013)'te kapasiteyi optimize eden anten seçiminin (capacity optimized antenna selection, COAS) ve Öklid mesafesini optimize eden anten seçiminin (Euclidean distance based antenna selection, EDAS) SM tekniği ile birlikte uygulandığı sistem için simge hata oranı (symbol error rate, SER) Monte Carlo benzetimleri ile ortaya konulmuştur. (Kumbhani ve Kshéritmayum, 2014)'te kapasiteyi optimize eden anten seçiminin SM tekniği ile birlikte uygulandığı sistem için kesinti olasılığının matematiksel ifadesi Rayleigh kanallar için elde edilmiştir.(Zhou ve Hao, 2013) ve (Ntontin vd., 2013)'de SSK için kanal katsayılarının birbirleri arasındaki istatistiksel ilişki problemi anten seçim kriteri değiştirilerek aşılmış ve bu sistemler için bit hata oranı (bit error rate, BER) ifadeleri elde edilmiştir.

Öte yandan, işbirlikli iletişim iletim güvenilirliğini artırır ve telsiz ağların kapsama alanını genişletir (Wang vd., 2010; Altunbaş vd., 2012; Laneman vd., 2004). Ayrıca, işbirlikli iletişim sayesinde telsiz kanalların sönmüleme etkisi etkin bir şekilde azaltılmaktadır ve sonuç olarak, hata performansı iyileştirilmektedir. Bununla birlikte, işbirlikli iletişimin etkili olabilmesi için her röle linki için dik alt kanal tahsisine ve röleler arasındaki senkronizasyona ihtiyaç duyulur (Laneman vd., 2004). Dik alt kanallar kullanarak mevcut rölelerin hepsinin iletme katılması ağdaki veri hızını sınırlar. Bu nedenle, işbirlikli ağlarda veri hızı ve hata performansı arasında bir ödünleşim vardır. Bu açıdan, tek röleden iletme kıyasla daha iyi hata performansı sağlayan ve aynı zamanda spektral verimliliğin azalmasını önleyen röle seçimi etkin bir çözüm olabilir (Michalopoulos ve Karagiannidis, 2008; Bissias vd., 2012).

Son yıllarda yapılan birçok çalışma, SM ve SSK yapılarını işbirlikli ağlarla birleştirmiştir. (Sugaira vd., 2011)'de yeni bir SSK yapısı, işbirlikli uzay-zaman kaydırmalı anahtarlama ismiyle önerilmiştir. (Mesleh vd., 2011)'de, iki atlamada iletişim gerçekleştiren AF rölelere sahip bir SSK şeması önerilmiştir.(Mesleh ve Ikki, 2013)'te birden çok sayıda çözümlenmiş ve aktar (decode-and-forward, DF) röleye sahip SM sistemin, (Mesleh vd., 2012)'de ise hem AF hem de DF rölelere sahip SSK sistemin hata performansı incelenmiştir. Rölelerdeki kod çözme hatalarını dikkate alan DF rölelere işbirlikli SSK yapısı (Ma vd., 2014)'de önerilmiştir. Öte yandan, röle seçimi ile SM ve SSK şemaları ile ilgili çalışmalar oldukça sınırlıdır.(Som ve Chockalingam, 2014)'te SSK için eşik değere bağlı en iyi röle seçimi tekniği önerilmiştir. AF rölelere sahip SSK sistem için fırsatçı röle seçimi (Mesleh ve Ikki, 2015)'te önerilmiştir.

Birçok iletişim sisteminde, kaynak ve hedef arasındaki uzaklığa veya engellere bağlı olarak doğrudan görüş hattı yoktur. Bu durumda çok atlamalı sistemler kullanılarak, kapsama alanı ve iletişimin güvenilirliği artırılabilir. Ayrıca, kaynak ile hedef arasında çok sayıda atlama olması, vericinin yüksek güç kullanma ihtiyacını da ortadan kaldırır (Hasna ve Alouini, 2004).



Bilgimiz dahilinde, birkaç çalışma dışında SSK tekniği ile çok atlamalı sistemleri birleştiren çalışma bulunmamaktadır. Bu alanda yapılan en kapsamlı çalışma olan (Som ve Chockalingam, 2014)'te, her atlamada SSK tekniği uygulanan ve doğrudan görüş hattı bulunan paralel çok atlamalı sistemlerin hata analizi yapılmaktadır.

Kısacası, yukarıda bilgiler ışığında, çeşitleme yapılarının, işbirlikli ağların, iki atlamalı veya çok atlamalı ağların SM/SSK sistemler ile birlikte uygulanması önemlidir. Bu iş paketi kapsamında, SM/SSK sistemlerin bu yapılarla birlikte uygulandığı sistemler önerilmekte ve önerilen sistemler için analitik hata olasılığı hesabı yapılmaktadır.

Bu iş paketi altında yapılan çalışmalar sonucunda, iki adet makale (Yarkin vd., 2017) *IEEE Communications Letters* ve (Öztoprak vd., 2017) *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications* dergilerinde yayınlanmıştır. Ayrıca, bir adet makale de (Yarkin vd., 2018) *Physical Communication* dergisinde yayınlanmak üzere kabul almıştır. Dergi yayınlarına ek olarak, dört adet uluslararası konferans bildirisi (Yarkin ve Altunbas, 2016) ICUMT 2016, (Yarkin vd., 2017a) TELFOR 2017 ve (Yarkin vd., 2017b), (Yarkin vd., 2017c) RTUWO 2017 konferanslarında sunulmuş ve yayınlanmıştır. İki adet ulusal konferans bildirisi ise (Yarkin ve Altunbas, 2016) SİU 2016 ve (Yarkin vd., 2017) SİU 2017 konferanslarında sunulmuş ve yayınlanmıştır. Dahası, bir adet ulusal konferans bildirisi de (Yarkin vd., 2018) SİU 2018 konferansında sunulmak üzere kabul almıştır.

### **3.1 Anten Seçimli Uzaysal Modülasyon için Nakagami- $m$ Kanalda Kesinti Olasılığı**

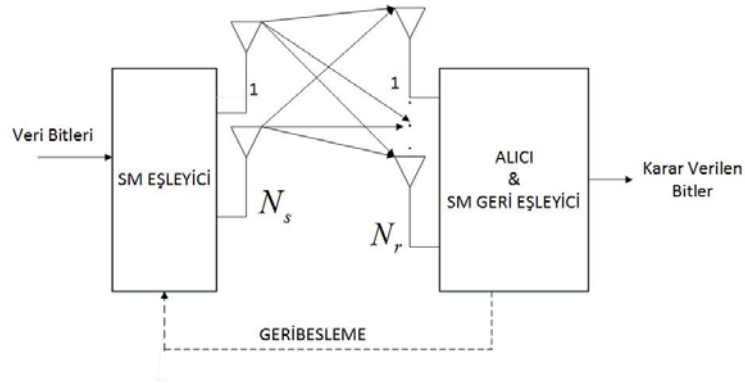
Bu iş paketinde ilk olarak anten seçimli SM sistemin başarımı Nakagami- $m$  sönümlenmeli kanallarda herhangi bir değeri için incelenmiş ve kapasiteyi optimize eden anten seçimi (capacity optimized antenna selection, COAS) tekniği için sistem başarımı kesinti olasılığı cinsinden kapalı formda ifade edilmiştir. Bu yönüyle bu kısımda verilen sonuçlar (Kumbhani ve Kshetrimayum, 2014)'teki çalışmanın herhangi bir  $m$  değeri için Nakagami- $m$  kanallara genelleştirilmiş halidir.

Nakagami- $m$  kanal varsayımı altında COAS tekniği ile anten seçimi yapılan SM sistemin kesinti olasılığını elde etmek için öncelikle sistemde bulunan alıcıdaki işaret gürültü oranına ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) elde edilmiştir. Elde edilen PDF üzerinden sistemin tam kesinti olasılığı kapalı formda ifade edilmiştir. Ayrıca, elde edilen teorik sonuçlar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir.

#### **3.1.1 Sistem Modeli**

Ele alınan verici anten seçimli SM sistem yapısı Şekil 3.1'de görülmektedir. Vericide  $N_s$  adet anten,  $N_r$  adet mevcut anten arasından alıcıdaki SNR değerini en büyük yapacak şekilde yani COAS (capacity optimized antenna selection) yöntemi ile seçilir. Daha sonra vericiye gelen bilgi bitleri SM eşleme ile seçilen  $N_s$  adet antenden birine eşlenir. SM'de bilgi

bitlerine göre eşleme yapıldığı için seçilen anten sayısı ikinin pozitif bir tam sayı kuvveti olmalıdır. Burada, alıcının kusursuz kanal durum (katsayı) bilgisine (perfect channel state information, CSI) sahip olduğu ve alıcı ile verici arasında hatasız bir geri besleme kanalı olduğu varsayılmaktadır. COAS ile belirlenen en iyi verici anten alt kümesi bilgisi bu geri besleme kanalı üzerinden alıcıdan vericiye gönderilir. Alıcıda  $N_r$  tane alıcı anten mevcuttur. Ayrıca, gönderilen işarete en büyük olabilirlik (maximum likelihood, ML) tekniğine göre karar verilmektedir.



Şekil 3.1 Anten seçimli SM sistem modeli.

Ele alınan sistem için alıcıda alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_l x + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $x$  vericiden gönderilen genlik ve/veya faz modülasyonlu işareti ifade etmektedir.  $\mathbf{n}$  ise toplamsal gürültüdür ve bu gürültünün sıfır ortalamalı ve boyut başına gücü  $N_0/2$  olan Gauss gürültüsü olduğu varsayılmaktadır. Ayrıca  $\mathbf{h}_l$ ,  $N_r \times N_s$  boyutlu  $\mathbf{H}$  kanal matrisinin  $l$ . sütunu ( $l = 1, 2, \dots, N_s$ ), yani  $l$ . verici anten ile alıcı antenler arasındaki kanal katsayıları olup

$$\mathbf{h}_l = [h_{1,l}, h_{2,l}, \dots, h_{N_r,l}]^T \quad (3.2)$$

şeklinde gösterilmektedir.  $|h_{i,l}|$  genlik ve  $\theta_{i,l}$  faz olmak üzere, karmaşık (kompleks) kanal katsayısı şeklinde gösterilmektedir.  $|h_{i,l}|$  genlik ve  $\theta_{i,l}$  faz olmak üzere, karmaşık (kompleks) kanal katsayısı  $h_{i,l}$  ( $i = 1, 2, \dots, N_r$ ),  $h_{i,l} = h_{i,l,I} + jh_{i,l,Q} = |h_{i,l}|e^{j\theta_{i,l}}$  olarak tanımlanır. Ele alınan sistem için alıcı ve verici arasındaki kanal katsayılarının zarfının Nakagami-m dağılımlı olduğu ve verici ile arasındaki kanalların düz yavaş kanal olduğu varsayılmaktadır. Ayrıca, kanal katsayılarının ortalama gücü  $\Omega = E[|h_{i,l}|^2]$  olarak tanımlanır. Vericide anten seçimi için COAS tekniği kullanılır. Bu teknikte anten seçimi kanal katsayılarının normlarını en büyük yapacak

şekilde yapılır.  $l$ . anten için kanal katsayılarının norm karesi  $\|\mathbf{h}_l\|^2 = \sum_{i=1}^{N_s} |h_{i,l}|^2$  şeklinde ifade edilir.

SM için kapasite ( $C$ ),

$$\frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \log_2(1 + \|\mathbf{h}_i\|^2) \leq C \leq \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \log_2(1 + \|\mathbf{h}_i\|^2) + \log_2(N_s) \quad (3.3)$$

ile sınırlandırılabilir. Dolayısıyla, SM için kapasite sınır değerleri en büyük kanal normuna sahip verici antenler seçilerek artırılabilir. COAS tekniğinde SNR değeri en büyük yapılarak çeşitleme kazancı elde edilir. Bu sistem için band verimliliği

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{(\log_2 N_s + \log_2 M_b) / T}{1/T} = \log_2 N_s + \log_2 M_b \text{ [bit/sn/Hz]} \text{ şeklinde elde edilir. Burada } r_b \text{ veri}$$

hızı,  $B$  bant genişliği,  $T$  ise işaret süresini ifade eder. Ayrıca,  $M_b$  işaret kümesindeki eleman sayısını ifade etmektedir. Dolayısıyla, bant verimliliği seçilen anten sayısı  $N_s$  ve/veya işaret kümesindeki eleman sayısı  $M_b$  arttıkça artar.

### 3.1.2 Tam Kesinti Olasılığı Analizi

Kesinti olasılığı alıcıda alınan anlık SNR değerinin önceden belirlenen bir eşik SNR ( $\gamma_{th}$ ) değerinden düşük kalma olasılığı olarak tanımlanır ve

$$P_{out} = Pr\{\gamma_{end} < \gamma_{th}\} = \int_0^{\gamma_{th}} f_{\gamma_{end}}(r) dr \quad (3.4)$$

ile verilir. Burada  $\gamma_{end}$  alıcıdaki anlık SNR değerini,  $f_{\gamma_{end}}(r)$  ise alıcıdaki anlık SNR'nin olasılık yoğunluk fonksiyonunu (PDF) ifade etmektedir. Bu çalışmada, anten indislerine ilişkin alıcıda yapılacak hatanın ihmal edilebilecek düzeylerde olduğu varsayılmıştır. Sistemde modülasyonun düzey sayısı kullanılan anten sayısına göre arttıkça, bu varsayımın SM sistemlerin alıcı başarımının belirlenmesinde iyi bir yaklaşım olduğu bilinmektedir (Rajashekar

vd., 2013).  $\gamma_{th} = \frac{2^{C - \log_2 N_s} - 1}{SNR}$  olarak tanımlanır. (3.4)'ten görüldüğü üzere kesinti olasılığını

bulmak için alıcıdaki anlık SNR'nin PDF'sine ihtiyaç vardır. Kanal katsayılarının zarfları Nakagami-m dağılımlı olduğu için  $\|\mathbf{h}_l\|^2$  serbestlik derecesi  $2mN_r$  olan ki-kare dağılımlı rastlantı değişkenidir. Bu rastlantı değişkeninin PDF'si (Proakis ve Salehi, 2008)

$$f_{\|\mathbf{h}_l\|^2}(r) = \frac{1}{2^{mN_r} \Gamma(mN_r) \left(\frac{\Omega}{2m}\right)^{mN_r}} r^{mN_r-1} e^{-\frac{mr}{\Omega}}, r \geq 0. \quad (3.5)$$

biçimindedir. Burada  $\Gamma(\cdot)$ , gamma fonksiyonudur. Ayrıca, bu rastlantı değişkenine ait olasılık yoğunluk fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) herhangi bir  $m \geq 0.5$  değeri için

$$F_{\|\mathbf{h}_l\|^2}(r) = \frac{\gamma(mN_r, \frac{m}{\Omega} r)}{\Gamma(mN_r)}, r \geq 0 \quad (3.6)$$

şeklindedir. Burada  $\gamma(\cdot)$ , tamamlanmamış alt gamma fonksiyonudur (lower incomplete gamma function) (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007).  $\|\mathbf{h}_{(1)}\|^2 < \|\mathbf{h}_{(2)}\|^2 < \dots < \|\mathbf{h}_{(s)}\|^2 < \dots < \|\mathbf{h}_{(N_t)}\|^2$  şeklinde sıralanmış  $\|\mathbf{h}_{(s)}\|^2$  rastlantı değişkeninin PDF'si (David ve Nagaraja, 2003)

$$f_{\|\mathbf{h}_{(s)}\|^2}(r) = \frac{1}{B(s, N_t - s + 1)} \left[ F_{\|\mathbf{h}_1\|^2}(r) \right]^{s-1} \times \left[ 1 - F_{\|\mathbf{h}_1\|^2}(r) \right]^{N_t - s} f_{\|\mathbf{h}_1\|^2}(r) \quad (3.7)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $s = N_t - N_s + 1$  olarak tanımlanmıştır.  $B(\cdot, \cdot)$  ise Beta fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007). Seçilen verici antenlerin işaretlerinden elde edilen SNR değerlerinin PDF'leri üzerinden ortalama alınarak alıcıdaki anlık SNR değeri için PDF şu şekilde elde edilir (Kumbhani ve Kshetrimayum, 2014):

$$f_{\gamma_{end}}(r) = \frac{1}{(N_t - s + 1)} \sum_{n=s}^{N_t} \frac{1}{B(n, N_t - n + 1)} \left[ F_{\|\mathbf{h}_1\|^2}(r) \right]^{n-1} \times \left[ 1 - F_{\|\mathbf{h}_1\|^2}(r) \right]^{N_t - n} f_{\|\mathbf{h}_1\|^2}(r). \quad (3.8)$$

(3.5) ve (3.6)'daki ifadeler (3.8)'de yerine yazılırsa, alıcıdaki anlık SNR değeri için PDF,

$$f_{\gamma_{end}}(r) = \frac{(m/\Omega)^{mN_r}}{(N_t - s + 1)} \sum_{n=s}^{N_t} \frac{1}{B(n, N_t - n + 1)} \sum_{i=0}^{N_t - n} \binom{N_t - n}{i} (-1)^i \left[ \frac{1}{\Gamma(mN_r)} \right]^{n+i} \times r^{mN_r - 1} e^{-\frac{mr}{\Omega}} \left[ \gamma(mN_r, \frac{m}{\Omega}r) \right]^{n+i-1}. \quad (3.9)$$

biçiminde elde edilir. Herhangi bir  $m \geq 0.5$  değeri için tamamlanmamış alt gamma fonksiyonunun kuvvetini ifade eden özdeşlik (Chen vd., 2009; Gradshteyn ve Ryzhik, 2007)

$$\left[ \gamma\left(mN_r, \frac{mr}{\Omega}\right) \right]^{n+i-1} = \left[ \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(-1)^z \left(\frac{mr}{\Omega}\right)^{mN_r + z}}{z!(mN_r + z)} \right]^{n+i-1} = \sum_{z_1=0}^{\infty} \sum_{z_2=0}^{\infty} \dots \sum_{z_{n+i-1}=0}^{\infty} \left(\frac{mr}{\Omega}\right)^{mN_r(n+i-1) + \sum_{k=1}^{n+i-1} z_k} \times \prod_{v=1}^{n+i-1} \frac{(-1)^{z_v}}{z_v!(mN_r + z_v)}. \quad (3.10)$$

biçimindedir. (3.9)'da elde edilen PDF ve (3.10)'daki özdeşlik (3.4)'te yerine konulup, integral ifadesi (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) yardımıyla kapalı formda yazılırsa, sistemin herhangi bir  $m \geq 0.5$  değeri için tam kesinti olasılığı aşağıdaki biçimdedir:

$$P_{out} = \frac{1}{N_t - s + 1} \sum_{n=s}^{N_t} \frac{1}{B(n, N_t - n + 1)} \sum_{i=0}^{N_t - n} \binom{N_t - n}{i} \sum_{z_1=0}^{\infty} \dots \sum_{z_{n+i-1}=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{\Gamma(mN_r)} \right]^{n+i} \times \left( \prod_{v=1}^{n+i-1} \frac{(-1)^{z_v}}{z_v!(mN_r + z_v)} \right) \sum_{c=0}^{\infty} \frac{(-1)^{i+c} \left(\frac{m\gamma_{th}}{\Omega}\right)^{mN_r(n+i) + \sum_{k=1}^{n+i-1} z_k + c}}{c!(mN_r(n+i) + \sum_{k=1}^{n+i-1} z_k + c)}. \quad (3.11)$$

### 3.1.3 Asimptotik Kesinti Olasılığı Analizi

Bir telsiz haberleşme sisteminin asimptotik çeşitleme derecesi

$$d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_{out}}{\log SNR} \quad (3.12)$$

biçiminde ifade edilebilir. Yüksek SNR değerlerinde  $P_{out}$  değerlerini bulmak için,  $n = s, i = 0$

$1 \leq j \leq n + i - 1$  için  $z_j = 0$  ve  $c = 0$  eşitliklerini (3.11)'de yerine yazarsak

$$P_{out} \approx \frac{\left( \frac{m(2^{C-\log_2 N_s} - 1)}{\Omega} \right)^{mN_r s}}{(N_t - s + 1)B(s, N_t - s + 1)s \left[ \frac{1}{\Gamma(mN_r + 1)} \right]^s} SNR^{-mN_r s} \quad (3.13)$$

$+ o(SNR^{-mN_r s}), SNR \gg 1$

ifadesi elde edilir. Burada  $o(\cdot)$  fonksiyonu, ihmal edilen terimleri göstermek üzere  $\lim_{x \rightarrow x_0} \frac{f(x)}{g(x)} = 0$

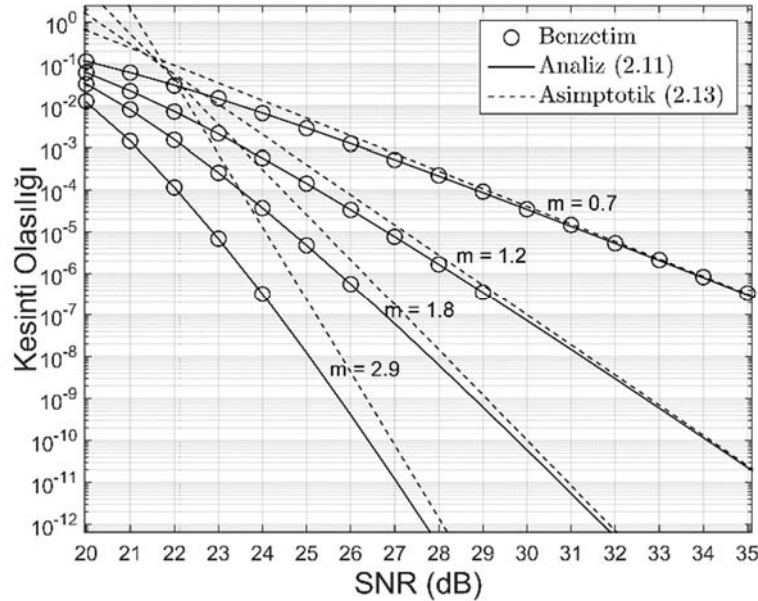
için  $f(x) = o(g(x)), x \rightarrow x_0$  şeklinde tanımlıdır (Chen vd., 2009). (3.12) ve (3.13) denklemleri göz önüne alınırsa, sistemin çeşitleme derecesi

$$d = mN_r s = mN_r (N_t - N_s + 1) \quad (3.14)$$

olarak bulunur.

#### 2.1.4 Başarım Değerlendirmesi

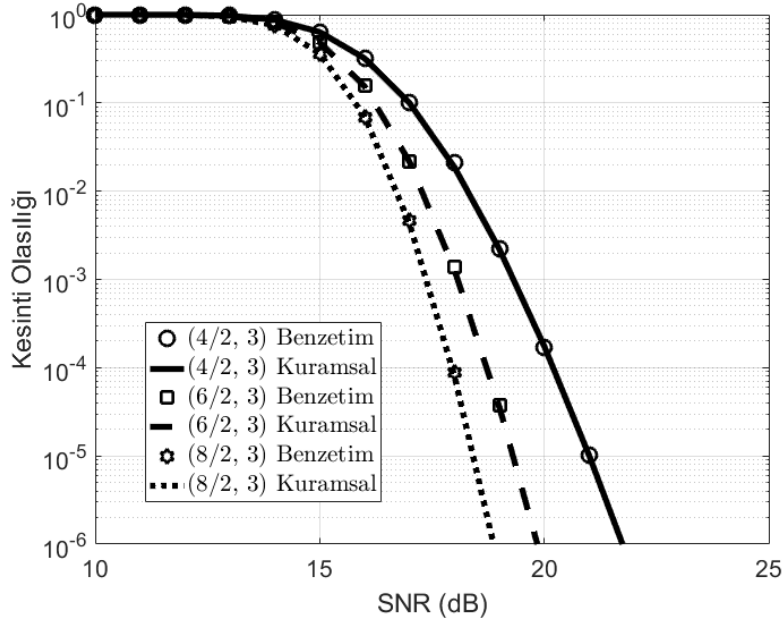
Bu kısımda, Nakagami-  $m$  kanal modeli varsayımı altında COAS tekniği ile anten seçimi yapılan SM sisteme ilişkin bir önceki bölümde verilen teorik kesinti olasılığı ifadeleri ((3.11) ve (3.13)) bilgisayar benzetimleri ile doğrulanacaktır. Burada,  $m \geq 0.5$  parametresinin, verici anten sayısının ( $N_t$ ) ve seçilen anten sayısının ( $N_s$ ) farklı değerleri için ortalama SNR değerine göre kesinti olasılığına ilişkin teorik sonuçlar ve benzetim sonuçları elde edilmiştir.



Şekil 3.2 Değişen  $m$  değerlerine göre Nakagami-  $m$  kanalda COAS tekniği ile anten seçimi yapılan sistemin kesinti olasılığı.

Şekil 3.2'de Nakagami- $m$  kanal varsayımı altında COAS ile anten seçimi yapılan SM sisteminin kesinti olasılığı başarımının sönümlenme parametresi  $m$  ile değişimi gözlenmektedir. Burada,  $(N_t/N_s, N_r)$  gösterilimi vericide  $N_t$  anten arasından  $N_s$  tanesinin seçildiği ve alıcıda  $N_r$  tane anten olduğu durumu ifade etmektedir. Şekil 3.2'deki sonuçlar  $N_t = 4$ ,  $N_s = 2$  ve  $N_r = 2$  için verilmiştir. Ayrıca, vericiden gönderilen işaretin 128-QAM işaret olduğu varsayılmıştır. Sistemin bant verimliliği  $\eta = 8 \text{ bit/sn/Hz}$ 'dir. Şekilden görüldüğü üzere benzetim sonuçları ve (3.11) ile verilen teorik sonuçlar tam bir uyum içindedir. Dahası, sönümlenme parametresi  $m$  arttıkça çeşitleme kazancının arttığı yani başarımın iyileştiği görülür. Bu sonuçlara ek olarak, (3.13)'te verilen asimptotik ifade yüksek SNR değerlerinde tam kesinti olasılığı ifadesine yakınsamaktadır. (3.14) denkleminde göre  $m = 0.7, 1.2, 1.8, 2.9$  değerlerine karşılık gelen eğrilerin asimptotik çeşitleme dereceleri sırasıyla 4.2, 7.2, 10.8 ve 17.4 olacaktır. Şekil 3.2'deki eğrilerin eğimlerine bakılacak olursa, elde edilen benzetim sonuçlarının teorik olarak bulunan asimptotik çeşitleme dereceleri ile uyumlu olduğu görülmektedir.

Şekil 3.3'te  $m=2$  özel durumu için benzetim sonuçları ve kuramsal sonuçlar görülmektedir. Şekil 3.3'teki eğriler verici anten sayısı  $N_t = 4, 6, 8$ ; SM'de kullanılan anten sayısı yani seçilen anten sayısı  $N_s = 2$  ve alıcıdaki anten sayısı  $N_r = 3$  için elde edilmiştir. Bu sistem için de bant verimliliği  $8 \text{ bit/sn/Hz}$ 'dir. Şekilden görüldüğü üzere benzetim sonuçları ile kuramsal sonuçlar tam bir uyum içindedir. Ayrıca, anten sayısı arttıkça sistem performansının önemli oranda iyileştiği görülmektedir.



Şekil 3.3 Nakagami- $m$  kanalda,  $m=2$  özel durumu için COAS ile anten seçimli SM sistemin kesinti olasılığı.

### 3.2 İşbirlikli Rölelere Sahip Uzay Kaydırmalı Anahtarlama için Verici Anten Seçimi

Bu iş paketinde ikinci olarak, işbirlikli uzaysal modülasyon sistemlerinde kaynakta verici anten seçiminin sistemin hata olasılığına etkileri incelenmektedir. Literatürde çeşitli çalışmalarda işbirlikli sistemlere SM veya SSK tekniği uygulanarak elde edilen yeni sistemler için kesinti olasılığı veya hata olasılığı başarımları analizleri ortaya konulmuştur. Belli bir anda yalnızca bir anten iletimde olduğu için SM veya SSK'da vericide anten çeşitlemesi elde edilemez. Dolayısıyla, SM ve SSK'da verici anten seçiminden faydalanmak hata başarımları açısından oldukça önemlidir. Bilgimiz dâhilinde literatürde klasik SM/SSK için verici anten seçimi yapılan çalışmalar olmasına rağmen henüz işbirlikli SM veya SSK sistemlere verici anten seçim tekniklerinin uygulandığı çalışma bulunmamaktadır. Bu açıdan işbirlikli SM/SSK sistemlere verici anten seçiminin uygulanması ve ele alınan sistem için hata analizinin yapılması iş paketinin bu kısmında ortaya konulan yeni bir çalışma olacaktır.

#### 3.2.1 Sistem Modeli

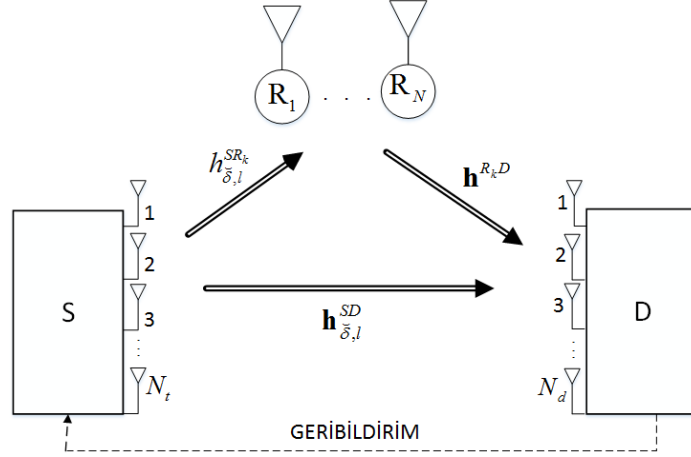
Ele alınan verici anten seçimli işbirlikli SSK sistem yapısı Şekil 3.4'te görülmektedir. Bu sistem modeli  $N_t$  antenli bir adet kaynak (S), tek antenli  $N$  adet röle ( $R_1, \dots, R_N$ ) ve  $N_d$  antenli bir adet hedef (D) düğümünden oluşan klasik işbirlikli sisteme verici anten seçimli SSK tekniği uygulanarak elde edilmiştir. S'de  $N_s$  adet anten,  $N_t$  adet anten arasından ayrık kümelerin seçimine (Ntontin vd., 2013) dayalı olarak S-D arasındaki kanal katsayılarına göre seçilmektedir. Bu seçim yönteminde ilk olarak,  $N_t$  adet verici anten,  $(N_t/N_s)$  adet ayrık altkümeye ayrılır.  $\delta = 1, 2, \dots, N_t/N_s$  altküme indislerini göstermek üzere, her altküme için en düşük karesel Öklid mesafesi  $a_\delta = \min_{g, \hat{g}=1, \dots, N_s, g \neq \hat{g}} \|\mathbf{h}_{\delta, g}^{SD} - \mathbf{h}_{\delta, \hat{g}}^{SD}\|^2$  şeklindedir. Burada  $\mathbf{h}_{\delta, g}^{SD}$  ve  $\mathbf{h}_{\delta, \hat{g}}^{SD}$ ,  $N_d \times N_s$  boyutlu  $\mathbf{H}_\delta^{SD}$  matrisinin  $g$ . ve  $\hat{g}$ . sütunlarını ifade etmektedir.  $\mathbf{H}_\delta^{SD}$  matrisi ise elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımlı olan  $N_d \times N_t$  boyutlu  $\mathbf{H}^{SD}$  kanal matrisinin  $\delta$ . altkümesidir. Seçilen altküme indisi tüm altkümeler arasında en düşük karesel Öklid mesafesinin en büyük olduğu altkümeyle ait olan indistir ve

$$\tilde{\delta} = \arg \max_{\delta} \{a_\delta\} \quad (3.15)$$

şeklinde ifade edilir.

Bu sistemde iletişim iki fazda gerçekleşmektedir. Birinci fazda, S'de bilgi bitleri, seçilmiş olan antenlerden bir tanesinin indisine eşlenir ve S bu anten üzerinden hem rölelere hem de D'ye enerjisi  $E_s$  olan işaret iletimi yapar. İkinci fazda ise, S işaret iletimini durdurur ve röleler S'den aldığı işareti çöz ve aktar (decode and forward, DF) prensibine göre D'ye iletir. Ancak, burada röleler, S'den aldığı işareti doğru çözerlerse iletme geçmektedirler. Aktarımın bu şekilde yapılması hata yayılımına engel olmaktadır. SSK'de bilgi bitlerine göre eşleme

yapıldığı için seçilen anten sayısı ( $N_s$ ) ikinin pozitif tamsayı kuvveti olmalıdır. Bu sistem yapısında D'nin kusursuz CSI'ya sahip olduğu varsayılmaktadır. Buna ek olarak, D ile S arasında hatasız bir geri besleme kanalı olduğu varsayılmaktadır.



Şekil 3.4 Verici anten seçimli işbirlikli SSK sistem modeli.

Ele alınan sistem için  $l \in \{1, 2, \dots, N_s\}$  seçilen altkümedeki aktif antenin indisini göstermek üzere,  $k$ . rölede alınan işaret ve D'de alınan işaret vektörü sırasıyla,

$$\mathbf{y}^{SR_k} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_{\delta,l}^{SR_k} \mathbf{x} + \mathbf{n}^{SR_k} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{y}^{SD} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_{\delta,l}^{SD} \mathbf{x} + \mathbf{n}^{SD} \quad (3.17)$$

biçimindedir. Burada  $\mathbf{x}$ , S'den gönderilen birim enerjili SSK işaretidir.  $h_{\delta,l}^{SR_k}$  seçilen altkümedeki  $l$ . verici antene ait S- $R_k$  kanal sönmüleme katsayısıdır ve  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımlıdır.  $\mathbf{h}_{\delta,l}^{SD}$  vektörü ise  $\mathbf{H}_{\delta}^{SD}$  matrisinin  $l$ . sütunudur.  $\mathbf{n}^{SR_k}$  ve  $\mathbf{n}^{SD}$  ise sırasıyla  $k$ . rölenin girişindeki toplamsal gürültü terimi ve S'nin girişindeki toplamsal gürültü vektörüdür ve elemanları  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır.

Ele alınan sistem için rölelerden D'ye işaret aktarılırken DF prensibi kullanılır ve eğer röle S'den aldığı işareti doğru çözerse iletişime katılır; aksi takdirde röle işaret iletimi yapmaz. Buradaki yapıda klasik yapılardan farklı olarak  $k$ . röle doğru çözdüğü durumda S ile  $R_k$  arasındaki kanal katsayılarını D'ye gönderir (Mesleh vd., 2012). Burada S'den aldığı işarete doğru karar veren rölelerin sayısı  $T \in \{0, 1, 2, \dots, K\}$  olarak tanımlanır. Dolayısıyla, iletim için  $T+1$  dik (ortogonal) kanala ihtiyaç vardır. D'de  $k$ . röleden alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y}^{R_k D} = \sqrt{E_r} \mathbf{h}^{R_k D} h_{\delta,l}^{SR_k} \mathbf{x} + \mathbf{n}^{R_k D} \quad (3.18)$$



şeklinde ifade edilir. Burada  $\mathbf{h}^{R_k D}$ ,  $R_k$  ile D arasındaki  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımlı kanal katsayı vektörüdür.  $\mathbf{n}^{R_k D}$  ise  $\mathbf{n}^{SD}$  ile aynı karakteristiğe sahip toplamsal gürültü vektörüdür. Son olarak, ele alınan sistemde D'de aktif verici anten indisine ML prensibine göre karar verilir (Mesleh vd., Eylül 2012).

### 3.2.2 Hata Olasılığı Analizi

Daha önce de bahsedildiği üzere röle sadece doğru çözdüğü durumda iletişime katılır. Röle S'den aldığı işareti yanlış çözerse susar ve yalnızca S'den D'ye işaret iletimi olur. Bu açıdan ortalama hata olasılığı rölenin doğru çözüp çözmemesine göre ifade edilebilir. Dolayısıyla, hata olasılığı iki farklı durum açısından yani rölelerin aktif ya da rölelerin sustuğu durum açısından iki farklı ifade olarak elde edilebilir. Tüm röleler aldıkları işarete yanlış karar verirse bu durumda yalnız S-D arasında işaret iletimi yapılır. Bu durumun olasılığı  $\bar{P}_1(\varepsilon)$  olarak tanımlanır. Eğer röleler aldıkları işarete doğru karar verirse D, S'den gelen işaretlerle rölelerden gelen işaretleri birleştirerek aktif verici anten indisine karar verir. Bu durumun olasılığı ise  $\bar{P}_2(\varepsilon)$  olarak tanımlanır. Bu durumda, sistemin BER ifadesi

$$\bar{P}(\varepsilon) = \underbrace{P_{SR}(T=0)P_{SD}(\varepsilon)}_{\bar{P}_1(\varepsilon)} + \underbrace{\sum_{v=1}^K P_{SR}(T=v)P_{SD-RD}(\varepsilon|T=v)}_{\bar{P}_2(\varepsilon)} \quad (3.19)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $P_{SR}(T=0)$  ve  $P_{SR}(T=v)$  sırasıyla S'den aldığı işarete doğru karar veren rölelerin sayısının  $T=0$  ve  $T=v$  olduğu durumların olasılıklarını ifade etmektedir.  $P_{SD}(\varepsilon)$  ise tüm röleler S'den aldıkları işarete yanlış karar verdiği durumda D'deki ortalama hata olasılığını ifade etmektedir. Ayrıca  $P_{SD-RD}(\varepsilon|T=v)$ , S'den ve  $T=v$  röleden işaret alındığı durumda D'deki ortalama hata olasılığını ifade etmektedir.  $v$ 'nin alabileceği tüm değerleri göz önünde bulundurmak için (3.19) eşitliğinin sağ tarafında toplam ifadesi bulunmaktadır.

Önerilen sistem için simge hata olasılığını (symbol error probability, SEP) bulabilmek için en yakın komşu (the nearest neighbor) yaklaşımı kullanılmaktadır (Goldsmith, 2005). Bu yaklaşıma göre S-D ve S- $R_k$  linklerine ilişkin hata olasılıkları

$$P_\lambda(\varepsilon) \approx dQ\left(\sqrt{E_s \left\| \mathbf{h}_{\delta,l}^\lambda - \mathbf{h}_{\delta,j}^\lambda \right\|^2 / 2N_0}\right) \quad (3.20)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\lambda$  sırasıyla  $SD$  ve  $SR_k$  indislerini temsil etmektedir. Ayrıca  $d$ ,  $Q(\cdot)$  fonksiyonunda bulunan Öklid mesafesi için ortalama komşu sayısını ifade etmektedir. (3.15)'te verilen seçim kriterini göz önüne alırsak,  $d = 2 / N_s$  eşitliği her altküme için geçerlidir. Seçilen altküme için yaklaşık bir istatistik bulabilmek için her altkümedeki tane Öklid mesafesi birbirinden bağımsız kabul edilmiştir. Ayrıca, her bir Öklid mesafesi ki-kare dağılımlıdır. Bu nedenle, S-D linkine ilişkin yaklaşık SEP ifadesi

$$P_{SD}(\varepsilon) \approx \frac{2N_t \binom{N_s}{2}}{(N_s)^2 \Gamma(N_d)} \sum_{z=0}^{\frac{N_t-1}{N_s}} \sum_{i=0}^M \binom{N_t-1}{N_s} \binom{N_t-1}{z} (-1)^z C_t(N_d, N_s, z) \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^t \quad (3.21)$$

$$\times (q_t!) \left(\frac{1-b_z^{-\frac{1}{2}}}{2\omega_z}\right)^{(q_t+1)} \sum_{p=0}^{q_t} \binom{q_t+p}{p} \left(\frac{1+b_z^{-\frac{1}{2}}}{2}\right)^p$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $b_z = \left(\frac{4\omega_z}{(E_s/N_0)^2} + 1\right)$ ,  $\omega_z = \binom{N_s}{2}(z+1)$ ,  $M = (N_d-1)(\omega_z-1)$ ,

$q_t = N_d + t - 1$  ve  $C_t(N_s, N_s, z)$  terimi ise  $\left[ \sum_{i=0}^{N_d-1} \frac{\left(\frac{r}{E_s/N_0}\right)^i}{i!} \right]^{\omega_z-1}$  ifadesindeki  $r^t$  teriminin

katsayılarını ifade etmektedir. Ayrıca, (3.21) denkleminde  $E_s$  yerine  $E_r$  ve  $N_d = 1$  yazılarak tek bir rölenin hata olasılığı olan  $P_{SR_k}(\varepsilon)$  olasılığı bulunmaktadır. Buradan  $P_{SR}(T=0) = [P_{SR_k}(\varepsilon)]^N$  eşitliği ile  $P_{SR}(T=0)$  olasılığı elde edilmektedir.  $T = \nu$  tane rölenin gelen işarete doğru karar verdiği durumda D'deki hata olasılığı

$$\bar{P}_2(\varepsilon) = \sum_{\nu=1}^K \binom{K}{\nu} (P_{SR_k}(\varepsilon))^{K-\nu} (1-P_{SR_k}(\varepsilon))^\nu E \left[ Q \left( \sqrt{\sum_{k=1}^{\nu} \gamma^{SR_k D} + \gamma_{sel}^{SD}} \right) \right] \quad (3.22)$$

biçimindedir. Burada  $\gamma_{sel}^{SD} = \frac{E_s a_\delta}{2N_0}$ ,  $\gamma^{SR_k D} = \zeta \kappa$ ,  $\zeta = \|\mathbf{h}^{R_k D}\|^2$  ve  $\kappa = \frac{E_r |h_{\delta, l}^{SR_k} - h_{\delta, l}^{SD}|^2}{2N_0}$  olarak tanımlıdır.

Görüldüğü üzere,  $\zeta$  rastlantı değişkeni Ki-kare,  $\kappa$  rastlantı değişkeni üstel dağılımlıdır.  $\gamma^{SR_k D}$  ise  $\zeta$  ve  $\kappa$  rastlantı değişkenlerinin çarpımlarının dağılımına sahiptir. Bu çarpımın PDF'si kullanılarak  $\gamma^{SR_k D}$ 'nin moment üreten fonksiyonu (moment generating function, MGF)

$$M_{\gamma^{SR_k D}}(s) = \left(\frac{E_r}{N_0} s\right)^{-\frac{N_r}{2}} e^{\frac{N_0}{2E_r s}} W_{-\frac{N_r}{2}, \frac{N_r-1}{2}} \left(\frac{N_0}{E_r s}\right) \quad (3.23)$$

şeklinde bulunur. Burada  $W_{\nu, \mu}(u)$  Whittaker fonksiyonunu ifade etmektedir (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007).

Öte yandan sıra istatistiği yardımıyla  $\gamma_{sel}^{SD}$  rastlantı değişkenine ait PDF

$f_{\gamma_{sel}^{SD}}(r) = \left(\frac{N_t}{2}\right) \left(F_{\gamma^{SD}}(r)\right)^{\left(\frac{N_t}{2}\right)-1} f_{\gamma^{SD}}(r)$  şeklinde ifade edilir. Burada  $\gamma^{SD} = \frac{E_s a_\delta}{2N_0}$  olarak tanımlı  $2N_d$

serbestlik derecesine sahip Ki-kare rastlantı değişkenidir. Dolayısıyla,  $\gamma_{sel}^{SD}$  için MGF

$$M_{\gamma_{sel}^{SD}}(s) = \frac{\frac{N_t}{N_s} \binom{N_s}{2}}{(E_s / N_0)^{N_r} (N_r - 1)!} \sum_{z=0}^{N_t-1} \sum_{t=0}^M (-1)^z \times \binom{\frac{N_t}{N_s} - 1}{z} C_t(N_r, N_s, z) \Gamma(N_r + t) \left( s + \frac{\omega_z}{E_s / N_0} \right)^{-(N_r + t)}. \quad (3.24)$$

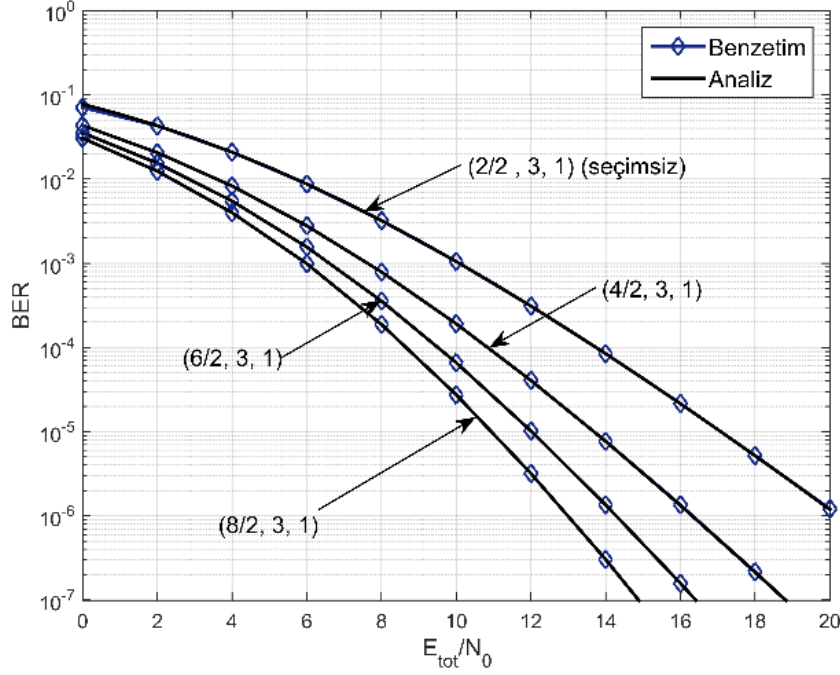
biçimindedir. Böylece, bu kısımda bulunan ifadeler bir araya getirilirse sistemin SEP ifadesi aşağıdaki gibi bulunur:

$$\bar{P}(\varepsilon) = (P_{SR_k}(\varepsilon))^K P_{SD}(\varepsilon) + \sum_{v=1}^K \binom{K}{v} (P_{SR_k}(\varepsilon))^{K-v} (1 - P_{SR_k}(\varepsilon))^v \times \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_{\gamma_{sel}^{SD}} \left( \frac{1}{2 \sin^2(\vartheta)} \right) \prod_{k=1}^v M_{\gamma_{SR_k}^{SD}} \left( \frac{1}{2 \sin^2(\vartheta)} \right) d\vartheta \quad (3.25)$$

### 3.2.3 Başarım Değerlendirmesi

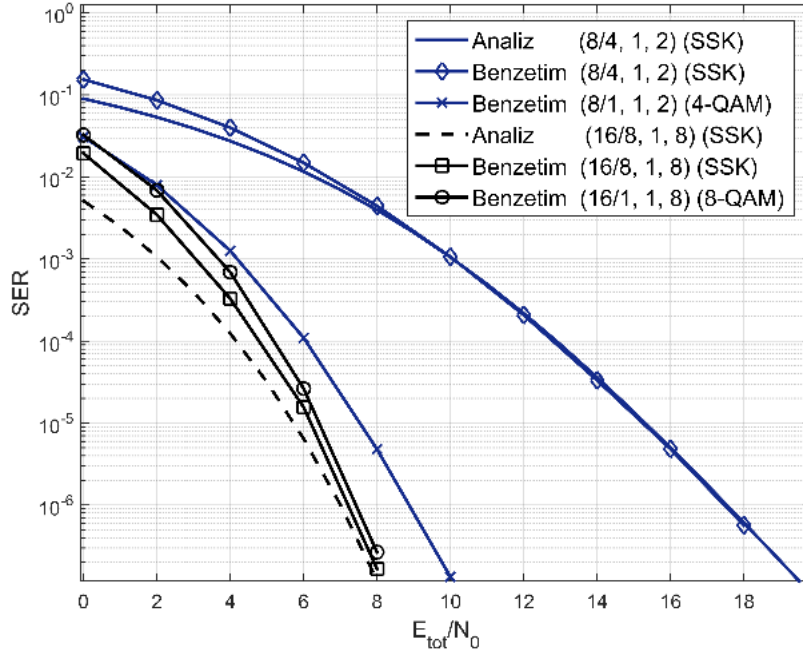
Bu alt bölümde, verici anten seçimli işbirlikli SSK sisteme ait teorik sonuçlar ve benzetim sonuçları, S'deki verici anten sayısının, seçilen anten sayısının, röle sayısının ve D'deki alıcı anten sayısının farklı değerleri için Rayleigh kanal varsayımı altında verilmektedir. Bu sonuçlara ek olarak, verici anten seçimli SSK sistem ile karşılaştırmak için SNR değerini en büyük yapacak şekilde anten seçimi yapılan klasik işbirlikli MIMO sistem için de SER sonuçları verilmiştir. Adil bir karşılaştırma yapabilmek için klasik işbirlikli MIMO sistem için rölelerin önerilen sistemdeki gibi çalıştığı durum göz önüne alınmıştır. Ancak, klasik MIMO sistemde kanal katsayıları iletilmemektedir. Elde edilen sonuçlar,  $E_{tot} = E_s + E_r$  olmak üzere  $E_{tot}/N_0$  değerinin bir fonksiyonu olarak çizdirilmiştir. Şekillerdeki  $(N_t / N_s, N, N_d)$  gösterimi S'de  $N_t$  antenden  $N_s$  tanesinin seçildiği,  $N$  tane röle olduğu ve D'de  $N_d$  tane alıcı anten olduğu durumu temsil etmektedir.

Şekil 3.5'te  $N_t \in \{2, 4, 6, 8\}$  için anten seçimli olarak önerilen  $(N_t / 2, 3, 1)$  SSK sistemin BER başarımı anten seçimsiz klasik işbirlikli  $(2 / 2, 3, 1)$  (seçimsiz) SSK sistem ile karşılaştırılmaktadır. Şekil 3.4'ten görüldüğü üzere  $N_s = 2$  için benzetim sonuçları ile teorik sonuçlar tam uyum içindedir ve verici anten sayısı  $N_t$  arttıkça sistem başarımı iyileşmektedir. Dahası,  $10^{-4}$  BER değeri için anten seçimsiz  $(2 / 2, 3, 1)$  SSK sisteme göre anten seçimli  $(4 / 2, 3, 1)$ ,  $(6 / 2, 3, 1)$  ve  $(8 / 2, 3, 1)$  SSK sistemler sırasıyla 2.9, 4.25 ve 5.1 dB SNR kazancı sağlamaktadır.



Şekil 3.5  $(N_t / 2, 3, 1)$  SSK sistemin  $N_t \in \{2, 4, 6, 8\}$  için BER başarımı.

Şekil 3.6'da ise  $N_t \in \{8, 16\}$ ,  $N_s \in \{4, 8\}$  ve  $N_d \in \{2, 8\}$  için önerilen  $(N_t / N_s, 1, N_r)$  SSK sistem ile verici anten seçimli  $(N_t / 1, 1, N_r)$  klasik MIMO sistemin SER başarımları gösterilmektedir. Adil karşılaştırma yapmak adına, SSK sistem için seçilen anten sayısı  $N_s = 4$  ve  $N_s = 8$  olarak alındığı durumlar için klasik MIMO sistemde sırasıyla 4-QAM ve 8-QAM kullanılmıştır. Şekil 3.6'dan görüldüğü üzere bulunan yaklaşık ifade özellikle yüksek SNR değerleri için benzetim sonuçları ile oldukça yakın değerler vermektedir. Ayrıca, şekilden görüldüğü üzere alıcı anten sayısı az olduğu ( $N_d = 2$ ) durumda ve veri hızları düşük olduğu durumda 4-QAM kullanan  $(8/1, 1, 2)$  klasik işbirlikli MIMO sistem, önerilen  $(8/4, 1, 2)$  SSK sistemden daha iyi SER başarımı vermektedir. Ancak D'deki anten sayısı ve veri hızları arttırılırsa, önerilen  $(16/8, 1, 8)$  SSK sistem 8-QAM kullanan  $(16/1, 1, 8)$  klasik işbirlikli MIMO sistemden daha iyi hata başarımı vermektedir. Bu özellik SSK'nin önemli bir üstünlüğüdür ve bu nedenle SSK'nin ileri nesil massive MIMO sistemler için önemli bir aday olduğu düşünülmektedir.



Şekil 3.6  $(N_t / N_s, 1, N_r)$  SSK sistemin  $(N_t / 1, 1, N_r)$  MIMO sistem ile SER başarımı karşılaştırması.

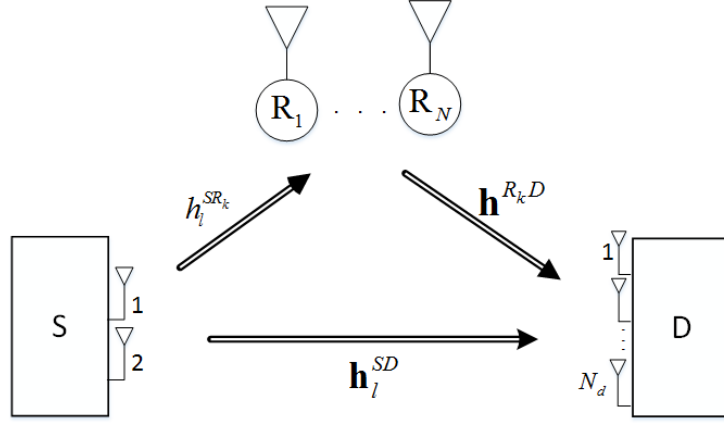
### 3.3 Rôle Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama İçin Başarım Analizi

Bu alt bölümde, en iyi rôle seçimi ve kısmi rôle seçimi tekniklerinin işbirlikli SSK sistemlere ait hata başarımı üzerindeki etkileri incelenmektedir. En iyi rôle seçimli SSK (Mesleh vd., 2015)'teki sistemin alıcı anten sayısının genelleştirilmiş ve rôle dışında ayrıca doğrudan yol eklenmiş halidir. Kısmi rôle seçimli SSK sistemi ise daha kötü hata başarımı göstermesine rağmen karmaşıklığı daha az olduğu için en iyi rôle seçim tekniğine alternatif olarak önerilmiştir ve bilimiz dâhilinde işbirlikli SSK literatüründe henüz bu yönde bir çalışma bulunmamaktadır. İş paketinin bu kısmında iki farklı sistem için hata başarımları elde edilmiş ve elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmıştır.

#### 3.3.1 Sistem Modeli

Ele alınan rôle seçimli işbirlikli SSK sistem modeli Şekil 3.7'de gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, iki antenli bir adet kaynak (S), tek antenli  $N$  adet rôle ( $R_1, R_2, \dots, R_N$ ) ve  $N_d$  antenli bir adet hedeften (D) oluşan rôle seçimli SSK tekniği uygulanmıştır. Bu sistemde iletişim iki fazda gerçekleşmektedir. İlk fazda kaynak işaretini SSK modülasyonunu kullanarak rölelere ve kaynağa iletmektedir. İkinci fazda,  $N$  adet röleden iki kriterden birine göre seçilmiş en iyi rôle işareti AF tekniğine göre kaynağa iletmektedir. Hedef aldığı işareti en büyük olabilirlik (maximum likelihood, ML) prensibine göre çözer. Hedefin kusursuz CSI'ya sahip olduğu varsayılmaktadır. S- $R_i$  arası kanal katsayıları  $2 \times 1$  boyutlu  $\mathbf{h}^{SR_i}$  vektörü ile,  $R_i$ -D arası kanal

katsayıları  $N_d \times 1$  boyutlu  $\mathbf{h}^{R_i D}$  vektörü ile, S-D arası kanal katsayıları  $N_d \times 2$  boyutlu  $\mathbf{H}^{SD}$  matrisi ile gösterilmiş ve her bir kanal bağımsız ve aynı dağılımlı, sıfır ortalamalı birim varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkeni olarak modellenmiştir. Ayrıca her alıcıda işarete sıfır ortalamalı  $N_0$  varyanslı Gauss gürültüsü etki ettiği varsayılmaktadır.



Şekil 3.7 Röle seçimli işbirlikli SSK sistem Modeli.

$l$  etkin anten indisini göstermek üzere, ilk zaman aralığında  $R_i$  'de alınan işaret ve D'de alınan işaret vektörü sırasıyla,

$$\mathbf{y}^{SR_i} = \sqrt{E_S} \mathbf{h}_l^{SR_i} + \mathbf{n}^{SR_i} \quad (3.26)$$

$$\mathbf{y}^{SD} = \sqrt{E_S} \mathbf{h}_l^{SD} + \mathbf{n}^{SD} \quad (3.27)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $E_S$  S'den gönderilen işaretin enerjisini,  $\mathbf{h}_l^{SD}$  vektörü  $\mathbf{H}^{SD}$  kanal matrisinin  $l$ . sütununu,  $\mathbf{h}_l^{SR_i}$  ise  $\mathbf{h}^{SR_j}$  kanal vektörünün  $l$ . elemanını ifade etmektedir. Ayrıca  $\mathbf{n}^{SR_i}$ ,  $R_i$  'deki Gauss gürültüsünü,  $\mathbf{n}^{SD}$  ise D'deki Gauss gürültüsü vektörünü ifade etmektedir. Kullanılan röle seçim kriterlerinden ilki, (Mesleh vd., 2015)'te olduğu gibi en iyi başarıyı sağlayacak röleye karar verme işlemine dayanır. Bu kriter gere göre seçilen rölenin indisi aşağıdaki gibidir:

$$\hat{k} = \arg \max_{1 \leq k \leq N} \left\{ \frac{\gamma_{r_k-d} \gamma_{s-r_k}}{\gamma_{r_k-d} + C} \right\}. \quad (3.28)$$

Burada  $\gamma_{s-r_k} = \frac{E_S |h_1^{SR_k} - h_2^{SR_k}|^2}{2N_0}$  S -  $R_k$  arası kanal katsayılarına bağlı ani SNR,  $\gamma_{r_k-d} = \frac{E_R \mathbf{h}^{R_k D^2}}{N_d N_0}$ ,

$R_k - D$  arası ani SNR ve  $C = \frac{1}{G^2 N_d N_0}$ .  $G = 1 / \sqrt{E_S + N_0}$  röledeki kuvvetlendirme katsayısı ve  $k$

iletim için seçilen rölenin indisidir.

Kullanılan röle seçim kriterlerinden diğeri ise ilk kez (Krikidis vd., 2008)'de önerilen kısmi röle seçim tekniğidir. Bu seçim tekniğinde en iyi röle seçim tekniğinden farklı olarak yalnızca S-R<sub>i</sub> veya R<sub>i</sub>-D arasındaki kanal katsayılarına bakılarak röle seçilir. Kullanılan sistem modelinde, S-R<sub>i</sub> arasındaki kanal katsayılarına göre kısmi röle seçimi yapılmaktadır. Bu seçim tekniğinde karar verilen rölenin indisi

$$\hat{k} = \arg \max_{1 \leq k \leq N} \{ \gamma_{s-r_k} \} \quad (3.29)$$

şeklinde ifade edilir. İki röle seçim tekniğinden biri kullanılarak seçilen röle kendisine gelen işareti AF prensibine göre D'ye iletir.  $k$  seçilen rölenin indisi olmak üzere, ikinci zaman aralığında D'de alınan işaret

$$\mathbf{y}^{SR_k D} = \sqrt{E_s E_R} G \mathbf{h}_l^{SR_k} \mathbf{h}^{R_k D} + \sqrt{E_R} G \mathbf{h}^{R_k D} \mathbf{n}^{SR_i} + \mathbf{n}^{R_k D} \quad (3.30)$$

biçimindedir. Burada  $E_R$ , R'den gönderilen işaretin enerjisi,  $\mathbf{n}^{R_k D}$  ise D'deki Gauss gürültü vektörüdür. (2.30)'daki gürültü normalize edildikten sonra ikinci zaman aralığında D'de alınan işaret

$$\mathbf{y}^{SR_k D} = A \mathbf{h}_l^{SR_k} + \hat{\mathbf{n}}^{SR_k D} \quad (3.31)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Burada  $A = \frac{\sqrt{E_s E_R} G^2 \|\mathbf{h}^{R_k D}\|_f^2}{\sqrt{E_R} G^2 \|\mathbf{h}^{R_k D}\|_f^2 + 1}$ ,  $\hat{\mathbf{n}}^{SR_k D}$  ise (2.30)'daki gürültü teriminin

Gauss gürültüsüne sadeleştirilmiş halidir. Bu sistem için ML karar metriği

$$\hat{q} = \arg \min_{1 < q < N_s} \left\{ \mathbf{y}^{SD} - \sqrt{E_s} \mathbf{h}_q^{SD} + \left| \mathbf{y}^{SR_k D} - A \mathbf{h}_q^{SR_k} \right|^2 \right\} \quad (3.32)$$

olarak ifade edilir.

### 3.3.2 Ortalama Hata Olasılığı Analizi

#### a. En İyi Röle Seçim Tekniği için Ortalama Hata Olasılığı

(3.32)'den yola çıkarak sistemin kanal parametrelerine göre koşullu bit hata olasılığı BER (Mesleh vd., Aralık 2011),

$$P_e(\mathbf{h}^{SR_j}, \mathbf{h}^{R_k D}, \mathbf{H}^{SD}) = Q\left(\sqrt{\gamma_{s-r_k-d} + \gamma_{s-d}}\right) \quad (3.33)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\gamma_{s-r_k-d} = \max_{1 \leq k \leq N} \left\{ \frac{\gamma_{r_k-d} \gamma_{s-r_k}}{\gamma_{r_k-d} + C} \right\}$  S-R<sub>k</sub>-D arası ani SNR ve

$\gamma_{s-d} = \frac{E_s \|\mathbf{h}_1^{SD} - \mathbf{h}_2^{SD}\|^2}{2N_0}$  S-D arası ani SNR'dir. MGF yardımı ile (Simon ve Alouini, 2005) ortalama

BER

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{s-r_k-d}} \left( \frac{1}{2 \sin^2(\theta)} \right) M_{\gamma_{s-d}} \left( \frac{1}{2 \sin^2(\theta)} \right) d\theta \quad (3.34)$$

olarak yazılabilir.  $Q(\cdot)$  fonksiyonu içerisindeki ifadelerin MGF'lerini elde etmek için, rastlantı değişkenlerinin PDF'lerinin ya da CDF'lerinin bulunması gerekir.  $\gamma_{s-d}$ 'in PDF'si (Jeganathan vd., 2009)'dan yararlanarak,

$$f_{\gamma_{s-d}}(x) = \frac{x^{N_d-1} e^{-\frac{x}{P_s}}}{(P_s)^{N_d} \Gamma(N_d)} \quad (3.35)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada  $P_s = E_s / N_0$  biçimindedir. (3.35)'ten yola çıkarak  $\gamma_{s-d}$ 'in MGF'si

$$M_{\gamma_{s-d}}(s) = (1 + sP_s)^{-N_d} \quad (3.36)$$

olarak bulunur. (3.33)'teki  $\gamma_{s-r_k-d}$  ifadesi içindeki  $\gamma_{s-r_k}$  üstel dağılımlı olduğundan  $\gamma_{s-r_k}$  rastlantı değişkenine ait CDF,

$$F_{\gamma_{s-r_k}}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{P_s}} \quad (3.37)$$

biçimindedir. (Mesleh vd., 2011) 'den yola çıkarak  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin CDF'si

$$F_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = \left( \int_0^\infty F_{\gamma_{s-r_k}} \left( \left( \frac{\gamma_{r_k-d} + C_{S_1}}{\gamma_{r_k-d}} \right) x \right) f_{\gamma_{r_k-d}}(\gamma_{r_k-d}) d\gamma_{r_k-d} \right)^N \quad (3.38)$$

olarak bulunur. Burada  $f_{\gamma_{r_k-d}}(x) = \frac{x^{N_d-1}}{\Gamma(N_d)} \left( \frac{N_d}{P_R} \right)^{N_d} e^{-\frac{N_d x}{P_R}}$  (Proakis ve Salehi, 2008),  $R_k$ -D arası ani SNR'nin PDF'si ve  $P_R = E_R / N_0$  'dir. (3.38)'deki ifade bazı matematiksel işlemlerden sonra

$$F_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = \left( 1 - \frac{e^{-\frac{x}{P_s}}}{\Gamma(N_d)} \left( \frac{N_d}{P_R} \right)^{N_d} \int_0^\infty \gamma_{r_k-d}^{N_d-1} e^{-\frac{Cx}{P_s} - \frac{1}{P_R} - \frac{N_d}{P_R} \gamma_{r_k-d}} d\gamma_{r_k-d} \right)^N \quad (3.39)$$

şeklinde yazılabilir. (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) yardımıyla  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin CDF'si

$$F_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = \left( 1 - \frac{2(D_s x)^{N_d/2}}{\Gamma(N_d)} e^{-\frac{x}{P_s}} K_{N_d}(2\sqrt{D_s x}) \right)^N \quad (3.40)$$

olarak elde edilir. Burada  $D_s = N_d C / P_s P_R$  olarak tanımlanmaktadır. Buradan da  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin MGF'si

$$M_{\gamma_{s-r_k-d}}(s) = s \int_0^\infty e^{-sx} \left( 1 - \frac{2(D_s x)^{N_d/2}}{\Gamma(N_d)} e^{-\frac{x}{P_s}} K_{N_d}(2\sqrt{D_s x}) \right)^N dx \quad (3.41)$$



şeklinde elde edilir. Bulunan bu ifadeler (3.34)'te yerine konulup numerik integraller bilgisayar yardımıyla hesaplanırsa ortalama BER bulunmuş olur.

### b. Kısmi Röle Seçim Tekniği için Ortalama Hata Olasılığı

Kısmi röle seçimli SSK sistemin koşullu BER ifadesi (2.33)'teki gibidir. Ancak, en iyi röle

seçim tekniğinden farklı olarak S-R<sub>k</sub>-D arası ani SNR  $\gamma_{s-r_k-d} = \frac{\gamma_{r_k-d} \max_{1 \leq k \leq N} \{\gamma_{s-r_k}\}}{\gamma_{r_k-d} + C}$  biçiminde

tanımlıdır. Dolayısıyla, bir önceki kısımda  $\gamma_{s-d}$  rastlantı değişkeni için verilen istatistikler (PDF, MGF) bu kısım için de geçerlidir. Burada bulunması gereken  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkenine ait dağılımdır.

(2.29)'da verilen röle seçim kriterinden ötürü  $\gamma_{s-r_k}$  rastlantı değişkenine ait CDF

$$F_{\gamma_{s-r_k}}(x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{P_s}}\right)^N \quad (3.42)$$

olur. Ayrıca,  $\gamma_{r_k-d}$  rastlantı değişkeni Ki-kare dağılımlıdır.  $\gamma_{s-r_k}$  ve  $\gamma_{r_k-d}$  rastlantı değişkenlerinin CDF'leri yardımıyla  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkenine ait CDF aşağıdaki gibi bulunur:

$$F_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = 1 + \sum_{l=1}^K \binom{K}{l} (-1)^l \frac{2 \left(\frac{ICP_r}{P_s}\right)^{\frac{N_d}{2}}}{\Gamma(N_r)(P_r)^{N_d}} \exp\left(-\frac{lx}{P_s}\right) x^{\frac{N_d}{2}} K_{N_d} \left(2\sqrt{\frac{lx}{P_s P_r}}\right). \quad (3.43)$$

Buradan  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkenine ait MGF,

$$\begin{aligned} M_{\gamma_{srd}}(s) &= \sum_{l=1}^K \binom{K}{l} (-1)^l \frac{2 \left(\frac{ICP_r}{P_s}\right)^{\frac{N_d}{2}}}{\Gamma(N_r)(P_r)^{N_d}} \exp\left(\frac{IC}{2 \left(s + \frac{1}{P_s}\right) P_s P_r}\right) \left(s + \frac{1}{P_s}\right)^{-\frac{N_d+1}{2}} \\ &\times \left[ -\frac{l}{P_s} \frac{\Gamma(N_d+1)}{2\sqrt{IC}} W_{-\frac{N_d+1}{2}, \frac{N_d}{2}} \left(\frac{IC}{\left(s + \frac{1}{P_s}\right) P_s P_r}\right) \right. \\ &\left. - \frac{\Gamma(N_d)}{2} \sqrt{s + \frac{1}{P_s}} W_{-\frac{N_d}{2}, \frac{N_d-1}{2}} \left(\frac{IC}{\left(s + \frac{1}{P_s}\right) P_s P_r}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.44)$$

şeklinde elde edilir. (2.36) ve (2.44)'te bulunan MGF'ler (2.34)'te yerine konulup, numerik integral bilgisayar programı yardımıyla hesaplanırsa ortalama BER bulunmuş olur.

### 3.3.3 Asimptotik Hata Olasılığı Analizi

#### a. En İyi Rôle Seçim Tekniği için Asimptotik Hata Olasılığı

(2.35)'teki PDF'ye yüksek SNR yaklaşımı uygulanırsa  $\gamma_{s-d}$ 'nin MGF'si

$$M_{\gamma_{s-d}}(s) = \frac{s^{-N_d}}{(P_s)^{N_d}} \quad (3.45)$$

şeklinde bulunur. (3.40)'taki CDF'ye,  $N_d > 1$  için (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) yardımıyla yüksek SNR yaklaşımı uygulanırsa  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin MGF'si

$$M_{\gamma_{s-r_k-d}}(s) = \frac{N!}{s^N} \left( \frac{1}{P_s} + \frac{D_s}{(N_d - 1)!} \right)^N \quad (3.46)$$

biçiminde,  $N_d = 1$  için ise

$$M_{\gamma_{s-r_k-d}}(s) = s \int_0^{\infty} e^{-sx} \left( \frac{x}{P_s} + xD_s (1 + 2\psi(1) - \ln(xD_s)) \right)^N dx \quad (3.47)$$

biçiminde olur. Bulunan MGF'ler (3.34)'te yerine konulursa yüksek SNR için ortalama BEP bulunmuş olur. Ayrıca çıkan sonuçlardan sistemin asimptotik çeşitleme derecesinin  $N_d + N$  olduğu açıkça görünmektedir.

#### b. Kısmi Rôle Seçim Tekniği için Çeşitleme Derecesi Analizi

(Wang ve Giannakis, 2003)'teki yüksek SNR yaklaşımına göre  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin PDF'si  $f_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = cx^t + o(x^t)$ ,  $x \rightarrow 0^+$  şeklinde tanımlanabilirse o sistemin çeşitleme derecesi  $t+1$  olur. (3.43)'te  $e^{-\frac{ix}{P_s}}$  ifadesi Taylor serisine açılıp ve ayrıca Bessel fonksiyonunun tanımından yararlanılırsa (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007),  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin CDF'si

$$F_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = \sum_{k=N}^{N_d-1} A_k x^k \sum_{i=1}^N (-1)^i \binom{N}{i} i^k + \sum_{k=0}^{\infty} B_k x^{N_d+k} \sum_{i=1}^N (-1)^i \binom{N}{i} i^{N_d+k} \ln i \quad (3.48)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Burada  $A_k$  ve  $B_k$ , içerisinde  $x$  ve  $i$  değişkenlerini barındırmayan toplam sembolüne bağlı katsayılardır. (3.48)'in türevi alınırsa  $\gamma_{s-r_k-d}$  rastlantı değişkeninin PDF'si

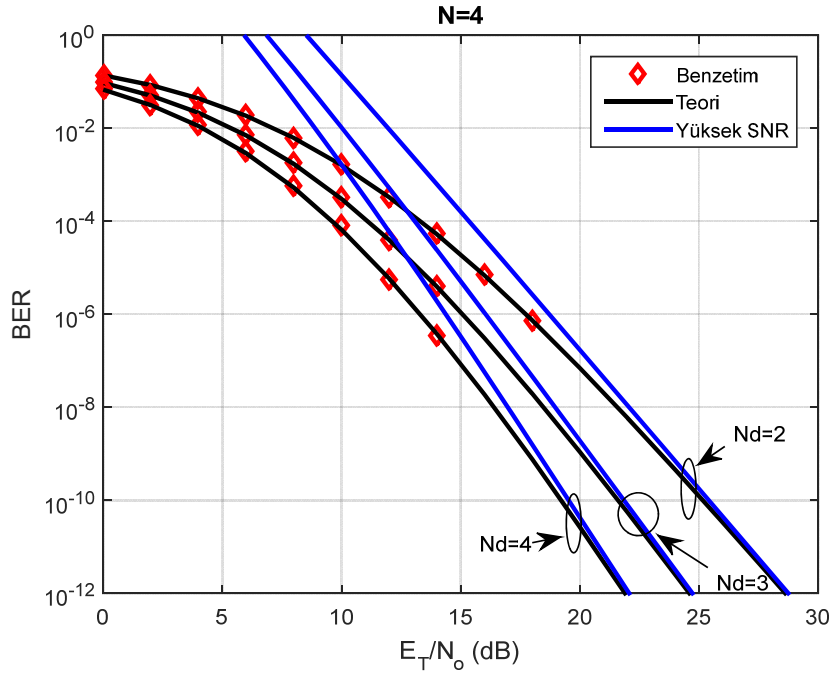
$$f_{\gamma_{s-r_k-d}}(x) = \sum_{k=N}^{N_d-1} k A_k x^{k-1} \sum_{i=1}^N (-1)^i \binom{N}{i} i^k + \sum_{k=0}^{\infty} B_k (N_d + k - 1) x^{N_d+k-1} \sum_{i=1}^N (-1)^i \binom{N}{i} i^{N_d+k} \ln i \quad (3.49)$$

olarak bulunur. (3.49)'dan da açıkça görülmektedir ki S- $R_k$ -D yoluna ilişkin çeşitleme derecesi  $N < N_d$  için  $N$ ,  $N_d \leq N$  için ise  $N_d$ 'dir. Ayrıca, S-D yoluna ilişkin çeşitleme derecesi en iyi röle seçiminde olduğu gibi  $N_d$ 'dir.

### 3.3.4 Başarım Değerlendirmesi

Bu kısımda, iki farklı röle seçim tekniği için elde edilen teorik sonuçlar ve bilgisayar benzetim sonuçları gösterilmiştir. Kaynakta ve rölede bilgiyi göndermek için harcanan enerjiler birbirine eşit ( $E_S = E_R$ ) alınmıştır. Elde edilen nümerik sonuçlar,  $E_T = E_S + E_R$  olmak üzere  $E_t/N_0$  değerinin bir fonksiyonu olarak verilmiştir.

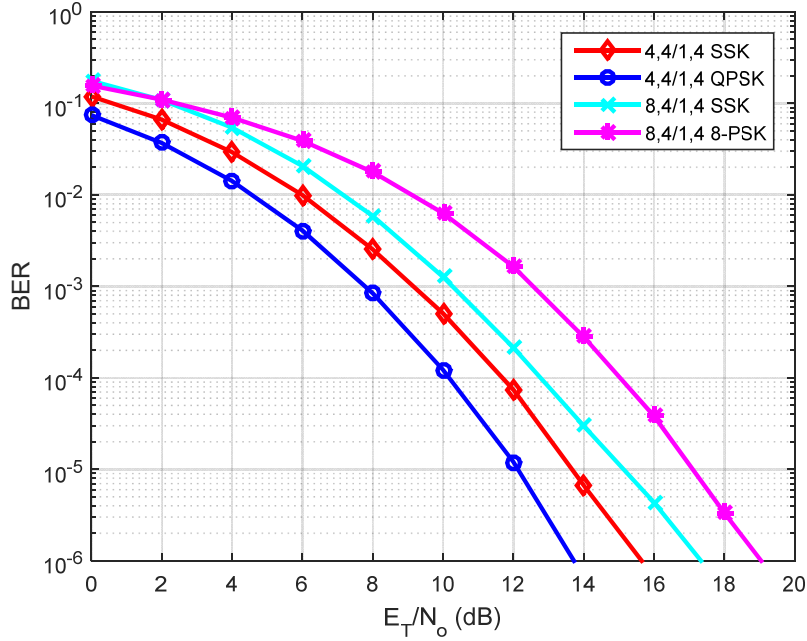
Şekil 3.8'de  $N_s = 2$ ,  $N = 4$  ve değişen alıcı anten sayısına göre en iyi röle seçimli sistemin BER cinsinden benzetim, teorik ve yüksek SNR yaklaşım sonuçları verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi teori ve benzetim tam bir uyum içerisindedir. Buna ek olarak yüksek SNR yaklaşımı ile teori de yüksek SNR'de birbiri ile oldukça uyumludur. Ayrıca elde edilen eğrilerin eğimlerinin  $N_d + N$  olduğu da açıkça görülmektedir.



Şekil 3.8 Değişen alıcı anten sayısına göre en iyi röle seçim tekniği uygulanan işbirlikli SSK sistemin hata başarımı.

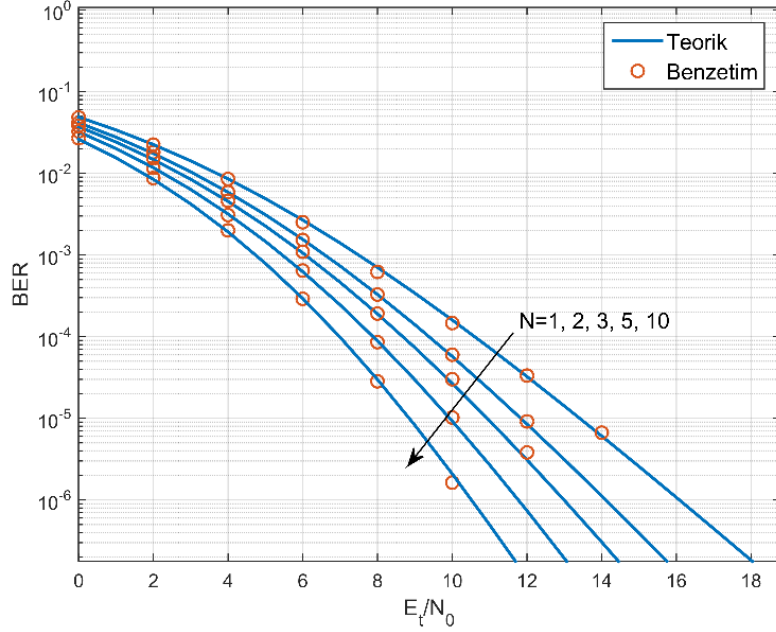
Şekil 3.9'da ise en iyi röle seçimli SSK sisteminin en iyi röle seçimli geleneksel işbirlikli MIMO sistem ile karşılaştırılması verilmiştir. Burada  $(N_t, N/1, N_d)$  gösterilimi S'de  $N_t$  tane verici anten olduğu,  $N$  tane röle arasından en iyi röle seçimi tekniği ile bir tane rölenin seçildiği ve D'de  $N_d$  tane alıcı anten olduğu durumu ifade etmektedir. Bant verimliliği  $1 \text{ bit/sn/Hz}$  olduğu durumda (SSK sistem için  $N_t = 4$  olduğu durum, MIMO sistem için QPSK kullanıldığı durum) geleneksel MIMO sistem önerilen sisteme göre daha iyi başarım göstermektedir. Bant

verimliliği arttıkça önerilen sistemin başarımının geleneksel MIMO sistemden daha iyi olduğu görülmektedir.

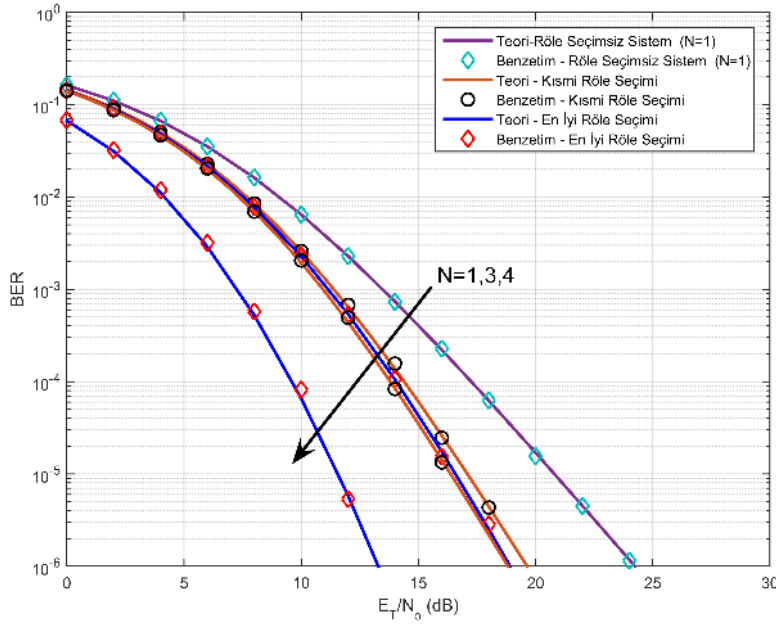


Şekil 3.9 En iyi röle seçimli SSK sisteminin en iyi röle seçimli geleneksel işbirlikli MIMO sistem ile hata başarımının karşılaştırılması.

Şekil 3.10'da  $N_s = 2$ ,  $N_d = 3$  ve  $N \in \{1, 2, 3, 5, 10\}$  değerleri için kısmi röle seçimli sisteme ait BER cinsinden teorik sonuçlar ve benzetim sonuçları görülmektedir. Şekilden görüldüğü üzere teorik sonuçlar ile benzetim sonuçları tam bir uyum içindedir. Ayrıca, seçilecek olan röle sayısı  $N$  arttıkça sistem başarımı iyileşmekte ve alıcı anten sayısı ile röle sayısına bağlı olarak çeşitleme kazancı elde edilmektedir.



Şekil 3.10 Değişen röle sayısına göre kısmi röle seçimli SSK sistemin hata başarımı.



Şekil 3.11 En iyi röle seçimli SSK sisteminin kısmi röle seçimli SSK sistem ile hata başarımının karşılaştırılması.

Şekil 3.11'de  $N_s = 2$ ,  $N_d = 2$  ve  $N \in \{1, 2, 3\}$  için kullanılan iki röle seçiminin hata olasılıkları karşılaştırılmaktadır. Şekilden görüldüğü üzere, en iyi röle seçimli yapı, sistem parametrelerinden bağımsız olarak sabit bir çeşitleme kazancı getirerek daha iyi bir hata başarımı getirmektedir. Bunun yanında, kısmi röle seçimi en iyi röle seçiminden daha az da

olsa D'deki alıcı anten sayısına bağlı olarak sisteme bir çeşitleme kazancı sağlamakta ve en iyi röle seçimine göre daha kötü hata başarımı vermektedir.

Öte yandan, en iyi röle seçimi S- $R_k$  ve  $R_k$ -D arasındaki kanal katsayılarına bakarak röle seçimi yaptığı için sistem karmaşıklığı fazla olan bir tekniktir. Kısmi röle seçiminde ise, yalnızca S- $R_k$  arasındaki kanal katsayılarına bakılarak röle seçimi yapıldığı için D'den herhangi bir geri beslemeye ihtiyaç duyulmayacaktır ve dolayısıyla sistem karmaşıklığı en iyi röle seçimine göre oldukça az olacaktır. Sonuç olarak, en iyi röle seçimi ve kısmi röle seçimi arasında hata başarımı ve sistem karmaşıklığı açısından bir ödünleşim bulunmaktadır.

### **3.4 İşbirlikli AF Rölelere Sahip Uzay Kaydırmalı Anahtarlama İçin Verici Anten Seçimi**

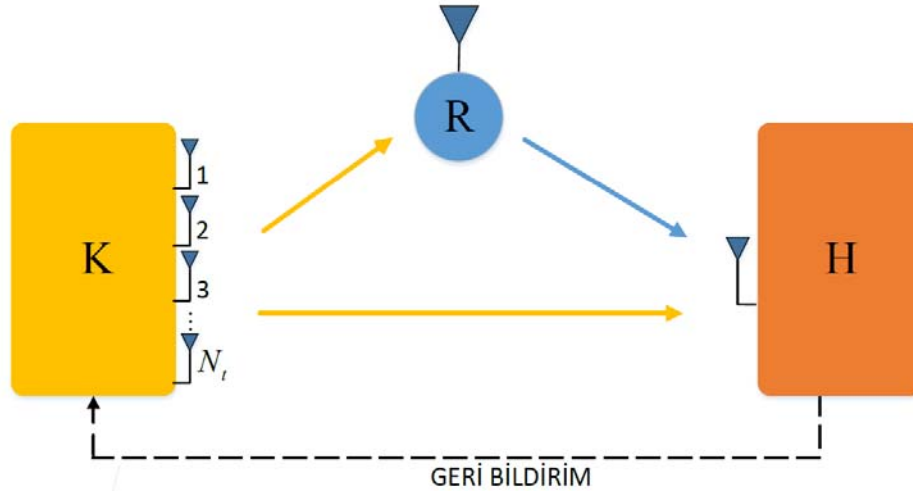
Bu çalışmada, SSK ile verici anten seçimi tekniklerini birleştiren bir işbirlikli yapı önerilmektedir ve bu yapıya ilişkin hata analizi yapılmaktadır. Bu yapıda, K-H, K-röle ve röle-H linkleri arasındaki kanal katsayıları göz önüne alınarak K'de verici anten seçimi yapılmaktadır. SSK tekniği seçilen antenler üzerinden uygulanmaktadır. Dahası, bir adet tek antenli AF röle K'den aldığı işareti kuvvetlendirerek H'ye iletmektedir. Önerilen SSK sistem için oldukça tutarlı üst-sınır ve alt-sınır BEP ifadeleri elde edilmiştir. Önerilen sistemin klasik anten seçimsiz işbirlikli SSK'den ve (Yarkin vd., Mayıs 2017)'de önerilen yapıdan daha iyi BER başarımı sağladığı gösterilmiştir.

#### **3.4.1 Sistem Modeli ve Anten Seçim Kriteri**

##### **Sistem Modeli**

Bu çalışmada ele alınan, K'de verici anten sayısı  $N_t = 2m$  ( $m \geq 1$  pozitif tamsayı) olan, tek-antenli AF röleye (R) ve tek alıcı antenli H'ye sahip AF-SSK sistem Şekil 3.12'de görülmektedir. K'de,  $N_t$  antenden  $N_s = 2$  tanesi seçilmektedir ve seçilen antenler üzerinden SSK tekniği uygulanmaktadır. S ile D arasında doğrudan görüş hattının bulunmadığı varsayılmaktadır. Ayrıca, H'de mükemmel CSI bulunduğu ve seçilen anten indis bilgisini geri bildirmek için H ile K arasında hatasız bir geri bildirim kanalının olduğu varsayılmaktadır.

Verici anten seçimi sistem başarımını en iyi şekilde arttırmak için tüm linklerdeki (K-H, K-R ve R-H) kanal sönmüleme katsayılarına bakarak yapılmaktadır. Dahası burada, karmaşıklığı azaltmak ve matematiksel analizi kolaylaştırmak adına (Ntontin vd., 2013)'te önerilen anten seçim kriteri kullanılmaktadır. Bu seçim kriterinde,  $N_t$  verici anten  $N_t/N_s$  ayrık alt kümeye ayrılır ve H bütün linklere ilişkin kanal katsayılarına bakarak en iyi anten alt kümesine karar verir.



Şekil 3.12 Vericiler Anten Seçimli İşbirlikli AF-SSK Sistem Modeli.

Bu yapıda iletişim iki fazda gerçekleşir. İlk fazda, seçilen  $N_s = 2$  anten üzerinden SSK tekniği uygulanır ve SSK işaret K'den H'ye ve R'ye  $E_S$  enerjisi ile gönderilir.  $V = 1, 2, \dots, N_t/2$ ,  $\hat{V}$  ve  $l \in \{1, 2\}$  sırasıyla alt küme indislerini, seçilen alt kümeyi ve seçilen alt kümede iletimde olan antenin indisini göstermek üzere R'de ve H'de alınan işaret sırasıyla,

$$y^{SR} = \sqrt{E_S} h_{\hat{V}, l}^{SR} + n^{SR}, \quad (3.50)$$

$$y^{SD} = \sqrt{E_S} h_{\hat{V}, l}^{SD} + n^{SD} \quad (3.51)$$

şeklinde. Burada,  $h_{\hat{V}, l}^{SR}$  ve  $h_{\hat{V}, l}^{SD}$  sırasıyla K-R ve K-H arasındaki kanal katsayılarını göstermektedir ve kanal katsayıları  $\mathcal{CN}(0, 1)$  dağılımına sahiptir.  $n^{SR}$  ve  $n^{SD}$  sırasıyla R'deki ve H'deki AGN'dir ve bu rastlantı değişkenleri  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımına sahiptir.

İkinci fazda, K iletim yapmaz ve R K'den aldığı işareti AF prensibine göre kuvvetlendirerek H'ye iletir. H'de alınan işaret

$$y^{RD} = \sqrt{E_S E_R} A h^{RD} h_{\hat{V}, l}^{SR} + \sqrt{E_R} A h^{RD} n^{SR} + n^{RD} \quad (3.3)$$

şeklinde.  $E_R$  R'nin iletim enerjisidir.  $h^{RD}$  ise R-H linkine ait kanal katsayısıdır ve  $\mathcal{CN}(0, 1)$  dağılımına sahiptir. Dahası,  $A = 1/\sqrt{E_S + N_0}$  sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısıdır.  $n^{RD}$  H'deki AGN'dir ve  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımına sahiptir. Gürültü normalizasyonunda sonra, (3.3) denklemini şu şekilde yazılabilir:

$$\tilde{y}^{RD} = \frac{y^{RD}}{\sqrt{\Omega}} = G h^{RD} h_{\hat{V}, l}^{SR} + \tilde{n}^{RD}. \quad (3.53)$$

Burada,  $\Omega = \frac{1}{E_R A^2 |h^{RD}|^2 + 1}$ ,  $G = \sqrt{\frac{E_R E_S A^2}{E_R A^2 |h^{RD}|^2 + 1}}$  ve  $\tilde{n}^{RD}$  AGN'dir ve  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımına

sahtir. Son olarak, H'de K'deki aktif anten indisine ML sezim tekniğine göre şu şekilde karar verilir:

$$\hat{l} = \arg \min_{1 \leq \alpha \leq N_s} \left\{ |y^{SD} - \sqrt{E_S} h_{v,\alpha}^{SD}|^2 + |\tilde{y}^{RD} - G h^{RD} h_{v,\alpha}^{SR}|^2 \right\}. \quad (3.5)$$

### Anten Seçim Kriteri

AF-SSK sistemin PEP'i (Yarkin vd., Mayıs 2017; Öztoprak vd., 2017)

$$P(l \rightarrow \hat{l}) = E \left[ Q \left( \sqrt{\gamma_v^{Eq}} \right) \right] \quad (3.6)$$

biçimindedir. Burada,  $\gamma_v^{Eq} = \gamma_v^{SD} + \gamma_v^{SRD}$ ,  $\gamma_v^{SD} = \frac{E_S |h_{v,l}^{SD} - h_{v,\hat{l}}^{SD}|^2}{2N_0}$ ,  $\gamma_v^{SRD} = \frac{\gamma^{RD} \gamma_v^{SR}}{\gamma^{RD} + C}$ ,

$\gamma^{RD} = \frac{E_R |h^{RD}|^2}{N_0}$ ,  $\gamma_v^{SR} = \frac{E_S |h_{v,l}^{SR} - h_{v,\hat{l}}^{SR}|^2}{2N_0}$  ve  $C = \frac{1}{A^2 N_0}$ . Dahası,  $Q(t) = \int_t^\infty (1/\sqrt{2\pi}) e^{-z^2/2} dz$ .

Burada  $v$ ,  $N_t$  iki elemanlı herhangi bir alt kümesini ifade etmektedir.  $N_s = 2$  için sisteme ait PEP sisteme ait BEP ile aynı olduğu için buradan sonraki ifadelerde PEP ( $P(l \rightarrow \hat{l})$ ) yerine ortalama BEP ( $\bar{P}_b$ ) kullanılmaktadır.

Burada önerilen anten seçim kriterinde (Nontin vd., 2013)'te önerilen anten seçim kriterinde olduğu gibi  $N_t$  verici anten  $N_t/N_s$  ayrık alt kümeye ayrılır. Seçilen alt küme AF-SSK sistemin PEP ifadesini minimum yapan alt kümedir:

$$\begin{aligned} \hat{v} &= \arg \min_{v=1, \dots, N_t/2} P(l \rightarrow \hat{l}) \\ &= \arg \max_{v=1, \dots, N_t/2} \left\{ \gamma_v^{Eq} \right\}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

### 3.4.2 Bit Hata Olasılığı İçin Üst-Sınır İfadesi

Bu alt bölümde

$$\gamma_v^{Eq} > \gamma^{lb} \quad (3.8)$$

eşitsizliği kullanılarak sistemin BEP başarımı üzerinde oldukça tutarlı bir üst-sınır elde edilmektedir. Burada,  $\gamma^{lb} = \max_{v=1, \dots, N_t/2} \left\{ \gamma_v^{SD, SRD} \right\}$  ve  $\gamma_v^{SD, SRD} = \max \left\{ \gamma_v^{SD}, \gamma_v^{SRD} \right\}$  şeklinde tanımlıdır.

$\gamma_v^{SD}$  ve  $\gamma_v^{SR}$  rastlantı değişkenleri üstel dağılımlıdır ve bu rastlantı değişkenlerine ilişkin CDF ifadeleri

$$F_{\gamma_v^{SD}}(x) = F_{\gamma_v^{SR}}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{P_s}} \quad (3.9)$$



biçimindedir. Burada  $P_S = \frac{E_S}{N_0}$  şeklinde tanımlıdır. Dahası,  $\gamma_v^{SRD}$  rastlantı değişkenine ilişkin

CDF

$$F_{\gamma_v^{SRD}}(x) = \int_0^\infty F_{\gamma_v^{SR}}\left(\left(\frac{z+C}{z}\right)x\right) f_{\gamma^{RD}}(z) dz \quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilir (Yarkin vd., Mayıs 2017; Öztoprak vd., 2017). Burada,  $f_{\gamma^{RD}}(z) = \frac{e^{-\frac{z}{P_R}}}{P_R}$  olmak

üzere  $\gamma^{RD}$  rastlantı değişkeninin PDF'sidir. Ayrıca,  $P_R = \frac{E_R}{N_0}$  biçiminde tanımlıdır.  $f_{\gamma^{RD}}(z)$

ifadesini (3.10) denkleminde yerine yazarsak,  $\gamma_v^{SRD}$  rastlantı değişkenine ilişkin CDF ( $F_{\gamma_v^{SRD}}(x)$ )

$$\begin{aligned} F_{\gamma_v^{SRD}}(x) &= \int_0^\infty \left(1 - e^{-\frac{(z+C)x}{P_S z}}\right) \frac{e^{-\frac{z}{P_R}}}{P_R} dz \\ &= 1 - 2e^{-\frac{x}{P_S}} \sqrt{Dx} K_1(\sqrt{Dx}) \end{aligned} \quad (3.11)$$

biçiminde elde edilir. Burada,  $D = \frac{C}{P_S P_R}$  ve  $K_\phi(u)$   $\phi$ . dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur.

$\gamma_v^{SD,SRD}$  rastlantı değişkeni  $\gamma_v^{SD,SRD} = \max\{\gamma_v^{SD}, \gamma_v^{SRD}\}$  biçiminde tanımlı olduğu için bu rastlantı değişkenine ait CDF sıra istatistiği yardımıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_v^{SD,SRD}}(x) &= F_{\gamma_v^{SD}}(x) F_{\gamma_v^{SRD}}(x) \\ &= \left(1 - e^{-\frac{x}{P_S}}\right) \left(1 - 2e^{-\frac{x}{P_S}} \sqrt{Dx} K_1(\sqrt{Dx})\right). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Öte yandan,  $\gamma^{jb}$  rastlantı değişkeni  $N_l/2$  adet  $\gamma_v^{SD,SRD}$  rastlantı değişkeninden en büyüğü olduğu için bu rastlantı değişkenine ait CDF

$$\begin{aligned} F_{\gamma^{jb}}(x) &= \left[F_{\gamma_v^{SD,SRD}}(x)\right]^{N_l/2} \\ &= \left[\left(1 - e^{-\frac{x}{P_S}}\right) \left(1 - 2e^{-\frac{x}{P_S}} \sqrt{Dx} K_1(\sqrt{Dx})\right)\right]^{N_l/2}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

biçimindedir.

Sisteme ait ortalama BEP üzerindeki üst-sınır (Chen ve Tellambura, 2014)'teki (32) denklemini yardımıyla aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\bar{P}_b^{ub} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{x}} e^{-\frac{x}{2}} F_{\gamma^{ub}}(x) dx. \quad (3.14)$$

(3.13) denklemini (3.14) denkleminde yerine koyarsak ve integrali sayısal olarak hesaplırsak sisteme ait ortalama BEP üzerindeki üst-sınır hesaplanmış olur.

### 3.4.3 Bit Hata Olasılığı İçin Alt-Sınır İfadesi

Bu alt bölümde

$$\gamma_v^{Eq} \leq \gamma^{ub} \quad (3.15)$$

eşitsizliği kullanılarak sistemin BEP başarımı üzerinde oldukça tutarlı bir alt-sınır elde edilmektedir. Burada,  $\gamma^{ub} = \gamma_v^{SD} + \gamma_v^{SRD}$ ,  $\gamma_v^{SD} = \max_{v=1, \dots, N_t/2} \{\gamma_v^{SD}\}$  ve  $\gamma_v^{SRD} = \max_{v=1, \dots, N_t/2} \{\gamma_v^{SRD}\}$  şeklinde tanımlıdır. MGF yaklaşımını kullanarak, sistemin BEP başarımı üzerinde bir alt sınır şu şekilde elde edilebilir (Simon ve Alouini, 2005):

$$\bar{P}_b^{lb} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_v^{SD}} \left( \frac{1}{2 \sin^2 \theta} \right) M_{\gamma_v^{SRD}} \left( \frac{1}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta. \quad (3.16)$$

Burada,  $M_u(\cdot)$   $u$ 'nun MGF'sidir.

$\gamma_v^{SD}$  rastlantı değişkeni  $N_t/2$  adet  $\gamma_v^{SD}$  rastlantı değişkeninden en büyüğü olduğu için bu rastlantı değişkenine ait CDF sıra istatistiği yardımıyla

$$F_{\gamma_v^{SD}}(x) = \left[ F_{\gamma_v^{SD}} \right]^{N_t/2} = \left[ 1 - e^{-\frac{x}{P_s}} \right]^{N_t/2} \quad (3.17)$$

şeklinde elde edilir. Daha sonra, binom açılımı yardımıyla,  $\gamma_v^{SD}$  rastlantı değişkeninin MGF'si

$$M_{\gamma_v^{SD}}(s) = s \int_0^\infty e^{-sx} F_{\gamma_v^{SD}}(x) dx \quad (3.18)$$

biçiminde elde edilir. (3.17) denkemini (3.18) denkleminde yerine yazarsak  $M_{\gamma_v^{SD}}(s)$  şu şekilde kapalı formda yazılabilir:

$$M_{\gamma_v^{SD}}(s) = s \sum_{k=0}^{N_t/2} \binom{N_t/2}{k} (-1)^k \frac{1}{s + \frac{k}{P_s}}. \quad (3.19)$$

Dahası,  $\gamma_v^{SRD}$  rastlantı değişkeninin CDF'si sıra istatistiği yardımıyla

$$F_{\gamma_v^{SRD}}(x) = \left[ F_{\gamma_v^{SRD}} \right]^{N_t/2} = \left[ 1 - 2e^{-\frac{x}{P_s}} \sqrt{Dx} K_1(\sqrt{Dx}) \right]^{N_t/2} \quad (3.20)$$

biçiminde elde edilir ve bu CDF yardımıyla  $\gamma_v^{SRD}$  rastlantı değişkenine ilişkin MGF

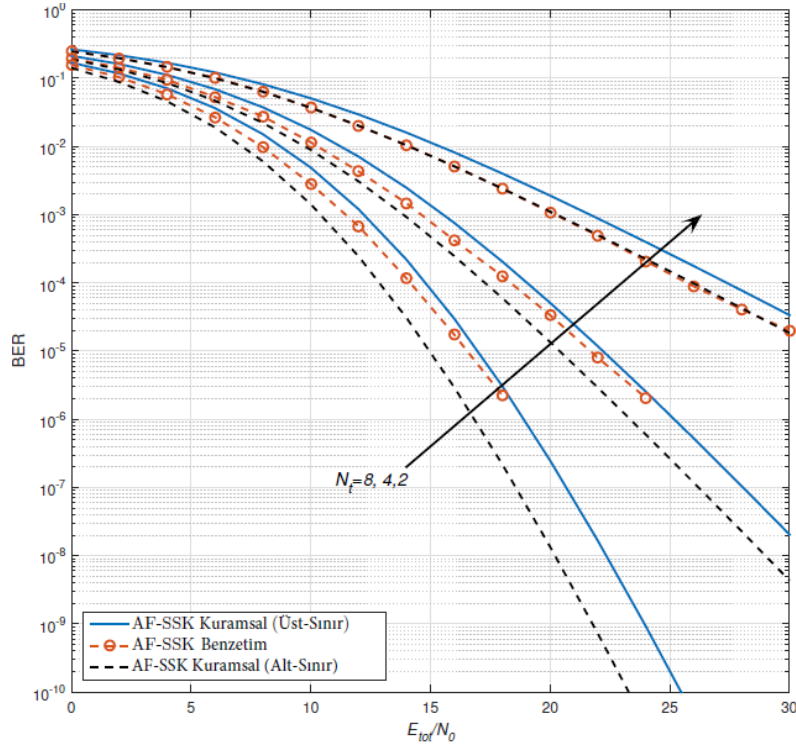
$$\begin{aligned}
M_{\gamma_v^{SRD}}(s) &= s \int_0^{\infty} e^{-sx} F_{\gamma_v^{SRD}}(x) dx \\
&= s \int_0^{\infty} e^{-sx} \left[ 1 - 2e^{-\frac{x}{P_S}} \sqrt{Dx} K_1(\sqrt{Dx}) \right]^{\frac{N_t}{2}} dx
\end{aligned} \tag{3.21}$$

şeklinde elde edilir.

(3.19) ve (3.21) denklemlerini (3.16) denkleminde yerine yazarsak ve bu denklemdeki integrali sayısal olarak hesaplırsak sistemin ortalama BEP ifadesi üzerinde bir alt-sınır elde edilmiş olur.

### 3.4.4 Nümerik Sonuçlar

Bu alt bölümde, bir önceki alt bölümlerde elde edilen kuramsal üst-sınır ve alt-sınır ifadeleri bilgisayar benzetimleri ile doğrulanacaktır. Dolayısıyla, bu alt bölümde önerilen AF-SSK sistem için BER sonuçları verilecektir. Dahası bu alt-bölümde, önerilen SSK sistem ile yalnızca K-H arasındaki kanal katsayılarına bakarak anten seçimi yapan DF-SSK sisteme (Yarkin vd., Mayıs 2017) ilişkin karşılaştırmalar verilecektir. Kolaylık için,  $E_S = E_R$  olarak varsayılmıştır ve buradaki sonuçlar  $E_{tot}/N_0$  ( $E_{tot} = E_S + E_R$ ) değerinin bir fonksiyonu olarak verilmektedir.

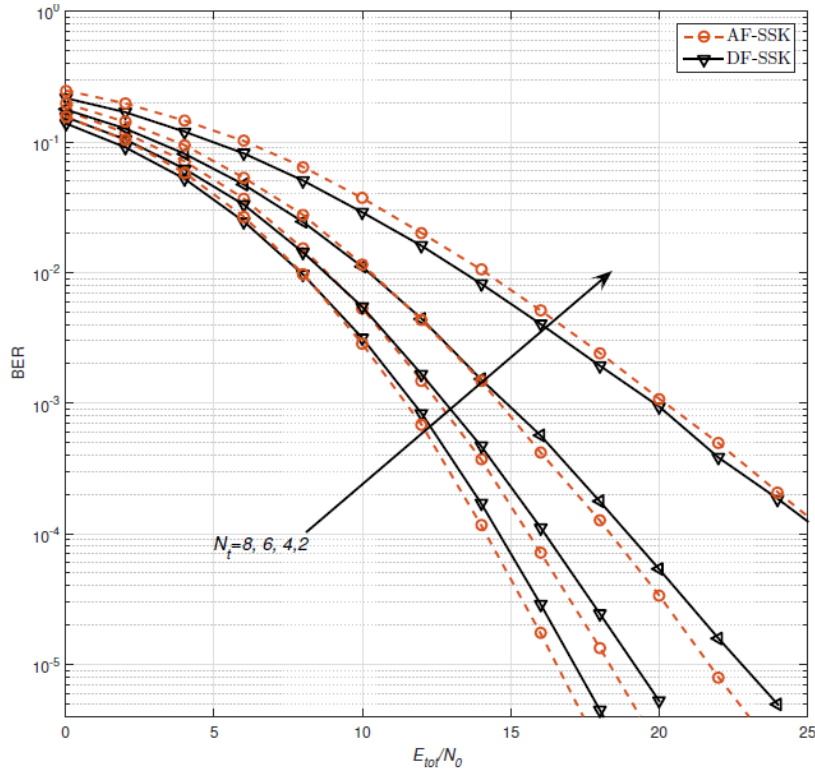


Şekil 3.13  $N_t \in \{2, 4, 8\}$  için önerilen AF-SSK sistemin BER başarımı.

Şekil 3.13'te önerilen sisteme ilişkin BER başarımı  $N_t \in \{2, 4, 8\}$  için verilmektedir. Burada  $N_t = 2$ 'ye ilişkin sistem (Mesleh vd., 2012)'de önerilen klasik anten seçimsiz işbirlikli

AF-SSK sisteme karşı gelmektedir. Şekilden görüldüğü üzere, verici anten seçimi uygulanınca sistem performansı iyileşmekte ve anten sayısını arttırmak sistem performansını önemli oranda iyileştirmektedir. Dahası, Şekil 3.13'ten açıkça görüldüğü üzere elde edilen üst ve alt sınır sonuçları benzetim sonuçları ile uyumludur ve elde edilen kuramsal sınırlar yüksek SNR değerleri için yeterince sıkıdır.

Şekil 3.14'te önerilen AF-SSK sistem ile (Yarkin vd., Mayıs 2017)'de önerilen DF-SSK sistem BER başarımı açısından karşılaştırılmaktadır. Bu şekildeki eğriler  $N_t \in \{2, 4, 6, 8\}$  için verilmektedir. Adil karşılaştırma yapabilmek için, her iki sistemde de K'deki verici anten sayıları, seçilen anten sayıları ve H'deki alıcı anten sayıları eşit ve sırasıyla  $N_s = 2$ ,  $N_r = 1$  olarak seçilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere anten seçimsiz durumda DF-SSK sistem önerilen AF-SSK sistemden daha iyi BER başarımı sağlamaktadır. Ancak, verici anten seçimi uygulandığında önerilen sistemin üstünlüğü ortaya çıkar ve bu durumda önerilen sistem daha iyi BER başarımı sağlar. Bu sonuç önerilen sistemde kullanılan anten seçim kriterinden kaynaklanır. Önerilen sistemde anten seçimi yapılırken bütün linklere bakılırken referans sistem olan DF-SSK'de ise yalnızca K-H arasındaki kanal katsayılarına bakılır. Dolayısıyla, DF-SSK sistemdeki anten seçimi kriterinin karmaşıklığı daha azdır. Sonuç olarak, iki sistem arasında hata başarımı ve sistem karmaşıklığı açısından ödünleşim bulunmaktadır.



Şekil 3.14  $N_t \in \{2, 4, 6, 8\}$  için önerilen AF-SSK sistem ile DF-SSK sistemin BER başarımının karşılaştırılması.

### 3.5 Rôle Seçimli İki-Yönlü Uzay Kaydırmalı Anahtarlama

Bu çalışmada, rôle seçimli iki-yönlü SSK yapısı önerilmektedir. Bu yapıda, kaynaklar SSK simgelerini seçilen bir rôle düğümü aracılığıyla değiştirirler. Bu çalışma için kuramsal üst-sınır ifadesi elde edilmektedir ve ayrıca önerilen sistemin ortalama hata olasılığı için asimptotik performans analizi gerçekleştirilmektedir. Önerilen sistemin, rölesiz geleneksel iki yönlü SSK yapısında daha iyi hata performansı sağladığı gösterilmektedir. Bu alt bölüm altında yapılan çalışmalar bildiri (Yarkin vd., Kasım 2017a) haline getirilerek TELFOR 2017 konferansında sunulmuştur.

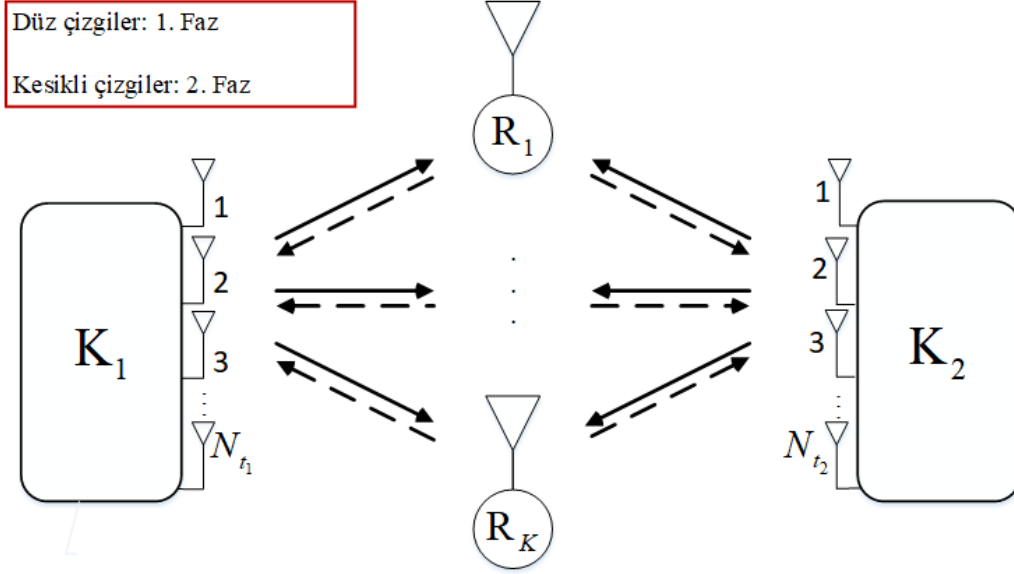
#### 3.5.1 Sistem Modeli ve Rôle Seçme Kriteri

##### Sistem Modeli

Çalışmada ele alınan  $K$  adet tek antenli AF röleye ( $R_1, R_2, \dots, R_K$ ) ve  $K_1$  ve  $K_2$  olarak adlandırılan iki adet kaynağa sahip iki-yönlü SSK sistem Şekil 3.15'te görülmektedir. Şekil 3.15'te gösterildiği gibi,  $K_1$  ve  $K_2$  sırasıyla  $N_{T_1}$  ve  $N_{T_2}$  verici anten ile donatılmıştır. Kaynaklar arasında doğrudan bir görüş hattı olmadığı varsayılmaktadır. Burada iletim iki fazda gerçekleşir. İlk fazda,  $K_1$  ve  $K_2$ 'de SSK tekniği uygulanmaktadır ve SSK simgeleri,  $K_1$  ve  $K_2$ 'den rölelere iletilmektedir.  $l_1 \in \{1, \dots, N_{T_1}\}$  ve  $l_2 \in \{1, \dots, N_{T_2}\}$  sırasıyla  $K_1$  ve  $K_2$ 'deki aktif anten indisini göstermek üzere,  $i$ . rölede ( $R_i$ ) alınan işaret şöyle yazılabilir:

$$y^{S R_i} = \sqrt{E_{S_1}} h_{l_1}^{S_1 R_i} + \sqrt{E_{S_2}} h_{l_2}^{S_2 R_i} + n^{R_i}, i = 1, 2, \dots, K. \quad (3.71)$$

Burada,  $E_{S_1}$  ve  $E_{S_2}$ , sırasıyla  $K_1$  ve  $K_2$ 'den rölelere iletilen işaretlerin enerjileridir.  $h_{l_1}^{S_1 R_i}$  ve  $h_{l_2}^{S_2 R_i}$  boyutları sırasıyla  $1 \times N_{T_1}$  ve  $1 \times N_{T_2}$  olarak verilen  $\mathbf{h}^{S_1 R_i}$  ve  $\mathbf{h}^{S_2 R_i}$  vektörlerinin sırasıyla  $l_1$  ve  $l_2$  elemanlarıdır.  $\mathbf{h}^{S_1 R_i}$  ve  $\mathbf{h}^{S_2 R_i}$  vektörlerinin elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  ile dağılımlıdır. Burada,  $\mathbf{h}^{S_1 R_i}$  ve  $\mathbf{h}^{S_2 R_i}$  vektörleri sırasıyla  $S_1$ - $R_i$  ve  $S_2$ - $R_i$  ilişkin kanal katsayıları olarak tanımlıdır.  $n^{R_i}$ , AGN'dir ve  $n^{R_i} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımına sahiptir.



Şekil 3.15: İşbirlikli AF rölelere sahip iki-yönlü MIMO-SSK sistem modeli.

İkinci fazda,  $K_1$  ve  $K_2$  işaret iletimine katılmaz ve her bir iletim yolu için hesaplanan çiftsel hata olasılıklarına göre seçilen  $R_\lambda$  rölesi, aldığı işareti AF protokolünü izleyerek kuvvetlendirerek kaynaklara geri gönderir. Burada  $\lambda$  indisi seçilen röleye ilişkin indistir ve röle seçim kriteri bir sonraki alt bölümde açıklanacaktır.  $K_2$ 'de alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y}^{R_\lambda S_2} = \sqrt{E_R E_{S_1}} \mathbf{A} \mathbf{h}^{R_\lambda S_2} h_1^{S_1 R_\lambda} + \sqrt{E_R E_{S_2}} \mathbf{A} \mathbf{h}^{R_\lambda S_2} h_2^{S_2 R_\lambda} + \sqrt{E_R} \mathbf{A} \mathbf{h}^{R_\lambda S_2} \mathbf{n}^{R_\lambda} + \mathbf{n}^{S_2} \quad (3.2)$$

şeklindedir. Burada,  $E_R$   $R_\lambda$ 'nın iletim enerjisini ve  $A = \frac{1}{\sqrt{E_{S_1} + E_{S_2} + 1}}$  sabit kazançlı

kuvvetlendirme katsayısını ifade etmektedir.  $\mathbf{h}^{R_\lambda S_2}$ ,  $R_\lambda$  ve  $K_2$  arasındaki kanal katsayıları vektörüdür ve boyutları  $N_{T_2} \times 1$  olarak verilmektedir.  $\mathbf{h}^{R_\lambda S_2} \sim \mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahiptir.  $h_1^{S_1 R_\lambda}$  ve  $h_2^{S_2 R_\lambda}$ ,  $\mathbf{h}^{S_1 R_\lambda}$  ve  $\mathbf{h}^{S_2 R_\lambda}$  ile aynı istatistiksel özelliklere sahip,  $\mathbf{h}^{S_1 R_\lambda}$  ve  $\mathbf{h}^{S_2 R_\lambda}$  vektörlerinin sırasıyla  $l_1$  ve  $l_2$  elemanlarını ifade eder. Ayrıca,  $\mathbf{n}^{R_\lambda}$  ve  $\mathbf{n}^{S_2}$  sırasıyla  $R_\lambda$  ve  $K_2$ 'deki sıfır ortalamalı ve  $N_0$  varyanslı AGN örneği ve  $N_{T_2} \times 1$  AGN vektörüdür.

Kaynağın, hedef olarak davrandığı iletim için mükemmel kanal durumu bilgisine (CSI) sahip olduğunu varsayılmaktadır. Buna ek olarak, kaynak önceki iletim fazı için iletimde olan antenin indis bilgisine ve pilot iletim fazı sırasında iletim linkine ilişkin CSI bilgisine sahip olduğu için, öz-girişim işaretini etkin bir şekilde ortadan kaldırılabildiği varsayılmaktadır (Wen vd.,

2014). Öz-girişim tamamen ortadan kaldırıldığı durumda ve gürültü normalizasyonundan sonra  $K_2$ 'de alınan işaret vektörü şu şekilde yazılabilir:

$$\tilde{\mathbf{y}}^{R_\lambda S_2} = \mathbf{G}\mathbf{h}^{R_\lambda S_2} h_{l_1}^{S_1 R_\lambda} + \tilde{\mathbf{n}}^{S_2}. \quad (3.3)$$

Burada  $G = \sqrt{\frac{E_R E_{S_1} A^2}{E_R A^2 \|\mathbf{h}^{R_\lambda S_2}\|^2 + 1}}$  ve  $\tilde{\mathbf{n}}^{S_2} \sim N_{T_2} \times 1$  boyutlu ve elemanları  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlı

AGN vektörüdür. Burada, her kaynağın iletimin ikinci aşamasında bir hedef olarak çalıştığı ve iki-yönlü iletimden yalnızca bir tanesine ( $K_1$ - $R_\lambda$ - $K_2$ ) ait işaretlerin gösterildiği unutulmamalıdır. Her iki yöndeki iletimde de aynı teknik kullanıldığı için tek bir yön için sistem modelini göstermek yeterlidir. Kaynak ( $K_2$ ) iletimde olan antenin indisini tahmin etmek için ML sezim kuralını uygular (Mesleh vd., 2012; Yarkin vd., Mayıs 2017).

### Röle Seçim Kriteri

Röle seçimsiz çift-yönlü AF-SSK sistemin her bir yönü için PEP ifadesi (Öztoprak vd., 2017)

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) = \mathbb{E} \left[ Q \left( \sqrt{\gamma_{S_1 R_i S_2}} \right) \right], \quad (3.4)$$

$$P(l_2 \rightarrow \hat{l}_2) = \mathbb{E} \left[ Q \left( \sqrt{\gamma_{S_2 R_i S_1}} \right) \right] \quad (3.5)$$

biçimindedir. Burada,  $\gamma_{S_1 R_i S_2} = \frac{\gamma_{R_i S_2} \gamma_{S_1 R_i}}{\gamma_{R_i S_2} + C}$ ,  $\gamma_{R_i S_2} = \frac{E_R \|\mathbf{h}^{R_i S_2}\|^2}{N_0}$ ,  $\gamma_{S_1 R_i} = \frac{E_{S_1} |h_{l_1}^{S_1 R_i} - h_{\hat{l}_1}^{S_1 R_i}|^2}{2N_0}$  ve

$C = \frac{1}{A^2 N_0}$ . Dahası,  $\gamma_{S_2 R_i S_1} = \frac{\gamma_{R_i S_1} \gamma_{S_2 R_i}}{\gamma_{R_i S_1} + C}$ ,  $\gamma_{R_i S_1} = \frac{E_R \|\mathbf{h}^{R_i S_1}\|^2}{N_0}$ ,  $\gamma_{S_2 R_i} = \frac{E_{S_2} |h_{l_2}^{S_2 R_i} - h_{\hat{l}_2}^{S_2 R_i}|^2}{2N_0}$ . Ayrıca,

$Q(t) = \int_t^\infty (1/\sqrt{2\pi}) e^{-z^2/2} dz$  Gauss  $Q$  fonksiyonunu ifade etmektedir. Burada,  $N_{T_1} = N_{T_2} = N_T$  olarak varsayılmaktadır.

Bu çalışmada, (3.4) ve (3.5) denklemleri göz önüne alınarak, iki-yönlü iletişim için en kötü durumdaki PEP'i en her iki yöndeki iletişim bu röle üzerinden gerçekleşir. En kötü PEP iletişimin bir yönü için elde edilen en büyük PEP olarak tanımlanmaktadır. Daha açık bir ifadeyle, ikili verici anten elemanları için  $\gamma_{S_1 R_i S_2}$  ve  $\gamma_{S_2 R_i S_1}$  rastlantı değişkenlerinin en düşük değerleri sırasıyla

$$\gamma_{S_1 R_i S_2}^{min} = \min_{l_1, \hat{l}_1=1, \dots, N_T, l_1 \neq \hat{l}_1} \gamma_{S_1 R_i S_2}, \quad (3.6)$$

$$\gamma_{S_2 R_i S_1}^{min} = \min_{l_2, \hat{l}_2=1, \dots, N_T, l_2 \neq \hat{l}_2} \gamma_{S_2 R_i S_1} \quad (3.7)$$

şeklinde tanımlanır. Gauss Q fonksiyonu monoton azalan bir fonksiyon olduğu için (3.6) ve (3.7) denklemlerinde tanımlanan en küçük değerler  $K_1$ - $R_i$ - $K_2$  ve  $K_2$ - $R_i$ - $K_1$  linkleri için en büyük PEP değerini verir. En kötü PEP'i en az yapmaya çalıştığımız için,  $\gamma_{S_1R_iS_2}^{min}$  ve  $\gamma_{S_2R_iS_1}^{min}$  arasından en az olanı maksimum yapan röle seçilir. Dolayısıyla, seçilen röleye ilişkin indis

$$\lambda = \arg \max_{i=1, \dots, K} \min \left\{ \gamma_{S_1R_iS_2}^{min}, \gamma_{S_2R_iS_1}^{min} \right\} \quad (3.8)$$

biçimindedir.

### 3.5.2 Başarım Analizi

Bu alt bölümde önerilen sisteme ilişkin üst-sınır ve asimptotik BEP ifadeleri elde edilmektedir.

#### Bit Hata Olasılığı İçin Üst-Sınır

Röle seçimi, iki yönlü iletim için en kötü durumdaki PEP'i en aza indirmek için gerçekleştirildiği için, kanal katsayılarına göre koşullandırılmış PEP şu şekilde sınırlandırılabilir:

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1 | \mathbf{h}^{S_1R_\lambda}, \mathbf{h}^{R_\lambda S_2}) < Q\left(\sqrt{\gamma_{S_1R_\lambda S_2}}\right). \quad (3.9)$$

Burada,  $\gamma_{S_1R_\lambda S_2} = \max_{i=1, \dots, K} \min \left\{ \gamma_{S_1R_iS_2}^{min}, \gamma_{S_2R_iS_1}^{min} \right\}$  biçimindedir. (3.9) denkleminin  $\mathbf{h}^{S_1R_\lambda}$  ve  $\mathbf{h}^{R_\lambda S_2}$

üzerinden ortalaması alınır ve (Chen ve Tellambura, 2004)'teki (14) denklemi kullanılırsa, PEP üzerindeki üst-sınır şu şekilde elde edilir:

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{x}} e^{-\frac{x}{2}} F_{\gamma_{S_1R_\lambda S_2}}(x) dx. \quad (3.10)$$

Burada,  $F_{\gamma_{S_1R_\lambda S_2}}(x)$   $\gamma_{S_1R_\lambda S_2}$  rastlantı değişkeninin CDF'sidir. (3.10) denklemi kullanılarak, ortalama BEP üzerindeki üst-sınır birleşim üst-sınırı (union bound) yardımıyla şu şekilde elde edilir:

$$P_b < \frac{1}{N_T \log_2 N_T} \sum_{l_1=1}^{N_T} \sum_{\hat{l}_1=1}^{N_T} P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) N(l_1, \hat{l}_1). \quad (3.11)$$

Burada,  $N(l_1, \hat{l}_1)$  çiftsel hata olayına ilişkin hatalı bit sayısını göstermektedir. Her iki tarafta da SSK tekniği kullanıldığı için (3.11) denklemi iletişimin her iki yönü için de geçerlidir.

$\gamma_{S_1R_i}$  rastlantı değişkeni üstel dağılımlıdır ve bu değişkene ait CDF  $F_{\gamma_{S_1R_i}}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{P_{S_1}}}$

biçimindedir. Burada,  $P_{S_1} = \frac{E_{S_1}}{N_0}$ . Dahası,  $\gamma_{R_i S_2}$  rastlantı değişkeni  $2N_T$  özgürlük derecesine



(degrees of freedom) sahip ki-kare rastlantı değişkenidir. Dolayısıyla,  $\gamma_{R_i S_2}$  rastlantı

değişkeninin PDF'si  $f_{\gamma_{R_i S_2}}(x) = \frac{x^{N_T-1} e^{-\frac{x}{P_R}}}{(P_R)^{N_T} \Gamma(N_T)}$  şeklinde yazılabilir. Burada,  $P_R = \frac{E_R}{N_0}$  ve  $\Gamma(\cdot)$  ise

Gamma fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007).  $\gamma_{S_1 R_i}$  rastlantı değişkeninin CDF'sini ve  $\gamma_{R_i S_2}$  rastlantı değişkeninin PDF'sini kullanarak  $\gamma_{S_1 R_i S_2}$  rastlantı değişkeninin CDF'si şu şekilde ifade edilebilir (Öztoprak vd., 2017; Yarkin vd., Mayıs 2017):

$$F_{\gamma_{S_1 R_i S_2}}(x) = \int_0^\infty F_{\gamma_{S_1 R_i}}\left(\left(\frac{u+C}{u}\right)x\right) f_{\gamma_{R_i S_2}}(u) du. \quad (3.12)$$

$F_{\gamma_{S_1 R_i}}(x)$  ve  $f_{\gamma_{R_i S_2}}(x)$  ifadelerini (3.12) denkleminde yerine koyarsak ve denklemindeki integrali (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) yardımıyla kapalı formda yazacak olursak,  $F_{\gamma_{S_1 R_i S_2}}(x)$  ifadesi şu şekilde elde edilir:

$$F_{\gamma_{S_1 R_i S_2}}(x) = 1 - \frac{2e^{-\frac{x}{P_{S_1}}}}{\Gamma(N_T)} (\sqrt{\beta x})^{N_T} K_{N_T}(2\sqrt{\beta x}). \quad (3.13)$$

Burada,  $\beta = C / P_{S_1} P_R$  ve  $K_\nu(u)$   $\nu$ . dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007).  $\gamma_{S_1 R_i S_2}^{\min}$  ikili verici anten elemanlarına ilişkin  $\binom{N_T}{2}$  adet rastlantı değişkeni arasından en küçüğü olduğu için,  $\gamma_{S_1 R_i S_2}^{\min}$  rastlantı değişkenine ait CDF sıra istatistiği yardımıyla

$$F_{\gamma_{S_1 R_i S_2}^{\min}}(x) = 1 - \left[ \frac{2e^{-\frac{x}{P_{S_1}}}}{\Gamma(N_T)} (\sqrt{\beta x})^{N_T} K_{N_T}(2\sqrt{\beta x}) \right]^{\binom{N_T}{2}} \quad (3.14)$$

biçiminde elde edilir.

$\gamma_{S_1 R_i S_2}$  rastlantı değişkenini  $\gamma_{S_1 R_i S_2} = \max_{i=1, \dots, K} \min\{\gamma_{S_1 R_i S_2}^{\min}, \gamma_{S_2 R_i S_1}^{\min}\}$  biçiminde tanımladığımız için ve  $\gamma_{S_1 R_i S_2}^{\min}$  ve  $\gamma_{S_2 R_i S_1}^{\min}$  rastlantı değişkenleri aynı dağılıma sahip oldukları için,  $\gamma_{S_1 R_i S_2}$  rastlantı değişkeninin CDF'si

$$F_{\gamma_{S_1 R_i S_2}}(x) = \left[ 1 - \left( \frac{2e^{-\frac{x}{P_{S_1}}}}{\Gamma(N_T)} (\beta x)^{\frac{N_T}{2}} K_{N_T}(2\sqrt{\beta x}) \right)^{2\binom{N_T}{2}} \right]^K \quad (3.15)$$

biçiminde elde edilir.

(3.10) ve (3.15) denklemlerini (3.11) denkleminde yerine koyar ve buradaki integrali sayısal olarak hesaplırsak, ortalama BEP üzerinde bir üst-sınır elde etmiş oluruz. Gösterim kolaylığı için,  $E_{S_1} = E_{S_2}$  ve tüm rölelerin aynı iletim gücüne sahip olduğu varsayılmıştır.

### Asimptotik Bit Hata Olasılığı

Taylor serisi açılımını ve değiştirilmiş Bessel fonksiyonunun tanımını kullanarak (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007),  $\gamma_{S_1 R_i S_2}$  rastlantı değişkenine ilişkin (3.15) denkleminde verilen CDF yüksek SNR değerlerinde

$$F_{\gamma_{S_1 R_i S_2}}(x) = x^K \left[ 2 \binom{N_T}{2} \right]^K \left[ \frac{\beta}{N_T - 1} + \frac{1}{P_{S_1}} \right]^K + \text{HOT} \quad (3.16)$$

şeklinde yazılabilir. Burada HOT yüksek dereceden terimleri ifade etmektedir. (3.16) denklemini (3.10) denkleminde yerine koyarak, PEP üzerindeki üst-sınır kapalı formda şu şekilde elde edilir:

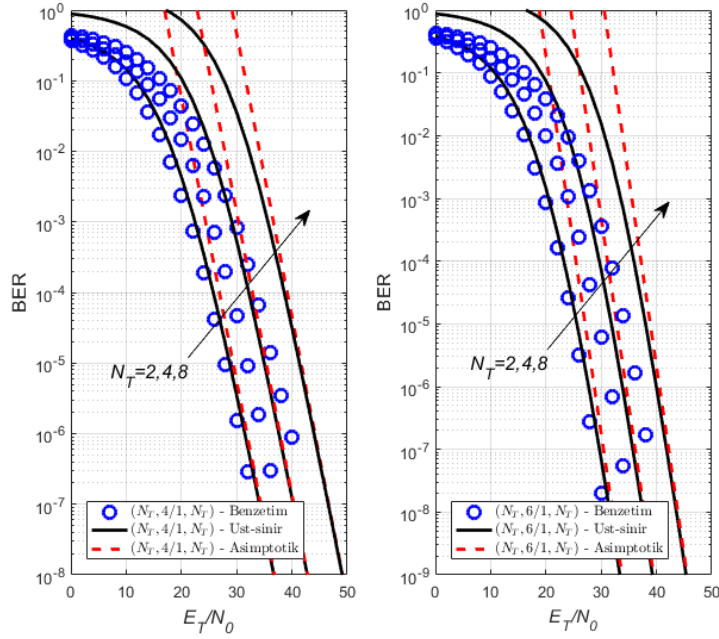
$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) < \frac{2^{2K-1}}{\sqrt{\pi}} \left[ \binom{N_T}{2} \left( \frac{\beta}{N_T - 1} + \frac{1}{P_{S_1}} \right) \right]^K + \Gamma \left[ K + \frac{1}{2} \right]. \quad (3.17)$$

(3.10) ve (3.17) denklemlerini (3.11) denkleminde yerine koyarsak, asimptotik BEP ifadesi kapalı formda elde edilebilir. (3.17) denkleminde kolayca görüldüğü üzere, sistemin çeşitleme kazancı  $K$ 'dir.

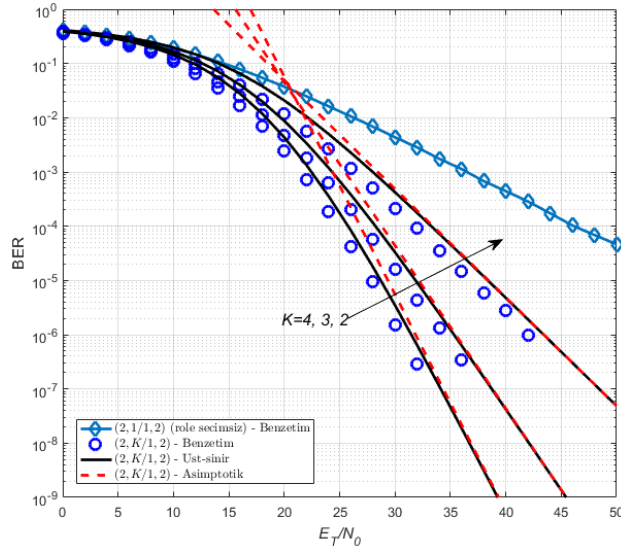
### 3.5.3 Başarım Değerlendirmesi

Bu alt bölümde, bir önceki alt bölümde verilen kuramsal üst-sınır ifadesi ve asimptotik ifade bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmaktadır. Önerilen iki yönlü MIMO-SSK sistemi için BER sonuçları verilmektedir. BER sonuçları,  $E_T = E_{S_1} + E_{S_2} + E_R$  olmak üzere,  $E_T/N_0$  değerinin bir fonksiyonu olarak çizilir. Basitlik için,  $E_{S_1} = E_{S_2} = E_R$  olduğu varsayılmaktadır. Şekillerde,  $(N_T, K/1, N_T)$  önerilen iki yönlü MIMO-SSK sistemini ifade etmektedir. Bu gösterime göre, SSK sistemi için kaynaklarda  $N_T$  verici ve alıcı anten mevcuttur ve  $K$  röle arasından bir röle seçilmektedir.

Şekil 3.16  $N_T \in \{2, 4, 8\}$  ve  $K \in \{4, 6\}$  için önerilen SSK sistemin  $(N_T, K/1, N_T)$  BER başarımını göstermektedir. Şekil 3.16'dan görülebileceği gibi, kuramsal üst-sınıra ilişkin sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçları ile oldukça uyumludur ve bir önceki alt bölümde elde edilen asimptotik BER eğrileri yüksek SNR değerlerinde üst-sınır eğrilerine yaklaşmaktadır. Asimptotik analize göre, eğrilerin asimptotik çeşitleme derecesi önerilen SSK sistemdeki röle sayısına ( $K$ ) eşittir. Şekil 3.16'da verilen BER eğrilerinin eğimlerinden, asimptotik BER sonuçlarının bilgisayar benzetim sonuçları ile tutarlı olduğu gözlenebilir.



Şekil 3.16  $N_T \in \{2, 4, 8\}$  ve  $K \in \{4, 6\}$  için önerilen iki-yönlü SSK sistemin BER başarımı.



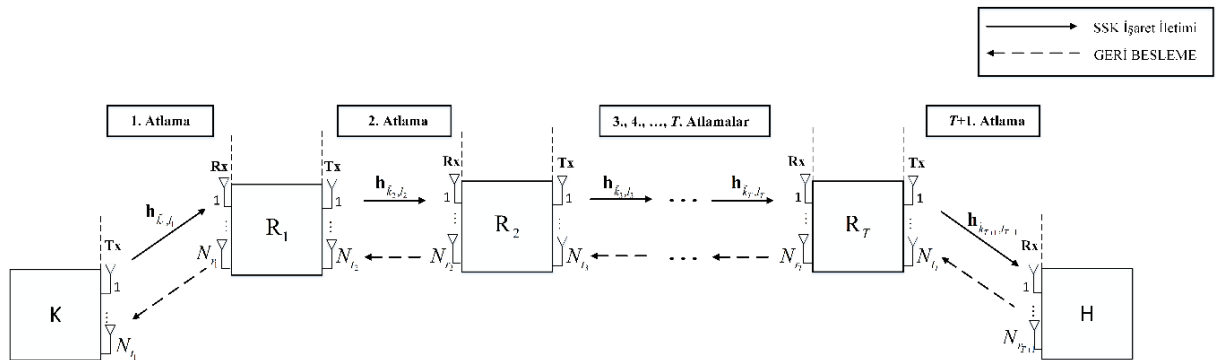
Şekil 3.17 Önerilen iki-yönlü SSK sistem ile klasik iki yönlü röle seçimsiz SSK sistemin BER başarımının karşılaştırılması.

Şekil 3.17 önerilen iki-yönlü SSK sisteminin BER başarımını, röle seçimi olmayan klasik iki yönlü SSK sistemi ile karşılaştırmaktadır. Şekil 3.17'de, önerilen SSK sisteme  $(2, K / 1, 2)$  ait BER eğrileri  $K \in \{2, 3, 4\}$  için verilmiştir. Burada,  $(2, 1 / 1, 2)$  (röle seçimsiz) ile gösterilen sistem röle seçimi olmayan klasik iki-yönlü SSK sisteme karşılık gelir. Şekil 3.17'den görüldüğü gibi, önerilen iki-yönlü röle seçimli SSK sistemi klasik iki-yönlü röle seçimsiz SSK sistemden çok daha iyi BER başarımı sağlamaktadır. Dahası, kuramsal üst-sınıra ve asimptotik analize ilişkin sonuçlar benzetim sonuçları ile uyumludur. Elde edilen üst-sınır, önerilen sistemin BER başarımı için yeterince sıkıdır.

### 3.6 Çok Atlamalı Verici Anten Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama İçin Hata Performans Analizi

Bu alt bölümde, çok atlamalı anten seçimli SSK sistemi için simge hata olasılığı analizi yapılmıştır. Ele alınan yapıda, her atlamada seçilen antenler üzerinden SSK tekniği uygulanmaktadır. Kaynak ile hedef arasında doğrudan görüş hattının bulunmadığı varsayılan bu sistemde, her bir aktarıcı kendinden bir önceki aktarıcıdan aldığı işareti çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) ilkesine göre çözmektedir ve karar verilen bilgi bitlerini SSK tekniğine göre seçilen antenlere eslemektedir. Önerilen sistem için, yaklaşık ve asimptotik simge hata olasılığı hesaplanarak elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleriyle desteklenmiştir. Önerilen sistemin, çok atlamalı verici anten seçimsiz SSK sisteminden ve yüksek alıcı anten sayısı ve veri hızları için çok atlamalı verici anten seçimli klasik  $M$ -QAM sisteminden daha iyi hata performansı sağladığı gösterilmiştir.

#### 3.6.1 Sistem Modeli



Şekil 3.18 Çok atlamalı verici anten seçimli SSK sistem modeli.

Ele alınan çok atlamalı işbirlikli ve verici anten seçimli SSK sistem yapısı Şekil 3.18'de görülmektedir. Burada, K ile H, aralarındaki  $T$  adet röle,  $(R_m, m=1, 2, \dots, T)$ , yardımıyla iletişim yapmaktadır. Sisteme ait  $i$  ( $i=1, \dots, T+1$ ) atlamada  $N_i$  adet verici ve  $N_i$  adet alıcı adet anten

bulunmaktadır.  $c \geq 1$  bir tamsayı ve  $N_s = 2^c$  olmak üzere,  $i$ . atlamada  $N_s$  anten  $N_{t_i}$  anten arasından seçilmekte ve seçilen antenler üzerinden SSK tekniği uygulanmaktadır. Her rölenin ve H'nin yalnızca kendinden önceki atlamaya ilişkin kanal bilgisine sahip olduğu ve her atlamada hatasız bir geri besleme kanalının olduğu varsayılmaktadır. Seçilen antenlere ait indis bilgisi, bu geri besleme kanalları yardımıyla alıcıdan (Rx) vericiye (Tx) iletilmektedir. Buna ek olarak, her atlamada, röleler çözdükleri işaretleri doğru olup olmamasına bakmaksızın bir sonraki aktarıcıya iletmektedir; dolayısıyla hata yayılımı göz önünde bulundurulmaktadır.

Ele alınan sistemde anten seçim tekniği olarak (Ntontin vd., Eylül 2013)'te önerilen teknik kullanılmaktadır. Bu seçim tekniğinde,  $N_{t_i}$  anten  $N_{t_i} / N_s$  ayrık alt kümeye ayrılmaktadır.

$k_i$ ,  $i$ . atlamadaki alt küme indisini göstermek üzere,  $i$ . atlamadaki her alt küme için en küçük karesel Öklid uzaklığı  $d_{k_i} = \min_{q, \hat{q}=1, \dots, N_s, q \neq \hat{q}} \|\mathbf{h}_{k_i, q} - \mathbf{h}_{k_i, \hat{q}}\|^2$  ile gösterilir. Burada,  $\mathbf{h}_{k_i, q}$  ve  $\mathbf{h}_{k_i, \hat{q}}$ ,  $\mathbf{H}_{k_i} \in \mathbb{C}^{N_{t_i} \times N_s}$  matrisinin sırasıyla  $q$ . ve  $\hat{q}$ . sütunlarını ifade etmektedir.  $\mathbf{H}_{k_i}$  ise elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahip  $i$ . atlamadaki verici ile alıcı arasındaki  $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N_{t_i} \times N_{t_i}}$  kanal matrisinin  $k_i$ . alt kümesini ifade etmektedir.  $i$ . atlamada seçilen alt küme ise, bütün ayrık alt kümeler arasından en büyük  $d_{k_i}$  değerine sahip olandır (Ntontin vd., Eylül 2013) ve

$$\tilde{k}_i = \arg \max_{k_i} \{d_{k_i}\} \quad (3.18)$$

ile gösterilir. Burada, anten seçiminin her atlamada yalnızca o atlamaya ait kanal katsayıları göz önünde bulundurulurken yapıldığına dikkat edilmelidir.

Toplam iletişim  $T+1$  atlamada gerçekleşir. İlk atlamada, bir grup bilgi biti seçilen antenlerin indislerine eşlenir. Burada SSK tekniği kullanıldığı için, seçilen antenlerden yalnızca bir tanesi iletimdedir. İletimde olan anten ortalama olarak  $E_s$  enerjisi göndermektedir. İlk atlamadan sonraki  $T-1$  atlamada, her bir röle kendisine gelen işareti çözerek bilgi bitlerine karar verir ve karar verilen bilgi bitleri K'daki gibi seçilen antenlerin indislerine eşlenir. Rölelerde de SSK tekniği kullanıldığı için röleler tarafından gerçekleştirilen her atlamada da yalnızca bir anten iletimdedir ve iletimde olan anten ortalama olarak  $E_s$  enerjisi gönderir.  $T+1$ . atlamada ise,  $T$ . röle H'ye işaret gönderir. H'de alınan işarete karar verilerek K ile H arasındaki iletişim tamamlanmış olur. Burada  $l_i$ ,  $i$ . atlamada iletimde olan anten indisini göstermek üzere,  $i$ . atlamada alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_{\tilde{k}_i, l_i} s_i + \mathbf{n}_i \quad (3.19)$$

ile gösterilir. Burada,  $\mathbf{H}_{\bar{k}_i} \in \mathbb{C}^{N_{\bar{r}} \times N_s}$  matrisi  $\mathbf{H}_i$  kanal matrisi içindeki alt kümeler arasından seçilen matrisi göstermek üzere,  $\mathbf{h}_{\bar{k}_i, l_i}$ ,  $\mathbf{H}_{\bar{k}_i}$  matrisinin  $l_i$ . sütunudur.  $\mathbf{n}_i$ ,  $i$ . atlamadaki toplamsal Gauss gürültü (additive Gaussian noise, AGN) vektörüdür.  $\mathbf{n}_i$  vektörünün elemanları  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır.  $\xi_i$  ise,  $i$ . atlamada o atlamaya ait vericiden alıcıya gönderilen  $E_s$  enerjili SSK işarettir. Röleler DF prensibine göre çalıştığı için, her bir röle tarafından gönderilen işaret bir önceki atlamada röle tarafından alınıp karar verilen işarete göre oluşturulur. Dolayısıyla, hata yayılımı göz önüne alındığı için her atlamada gönderilen işaret farklı olabilir. Her bir rölede ve H'de iletimde olan anten indisine en büyük olabirlik ML tekniğine göre karar verilmektedir.

### 3.6.2 Yaklaşık Simge Hata Olasılığı Analizi

Burada, anlık simge hata olasılığı için en yakın komşu yaklaşımını (nearest neighbor approach) (Goldsmith, 2005) kullanarak sistemin yaklaşık simge hata olasılığı ifadesi çıkarılacaktır. Her atlamada SSK kullanıldığı ve her atlamadaki kanal katsayıları dağılımı aynı olduğu için, bu yaklaşımı kullanarak  $i$ . atlama için verici anten indisinin hatalı olarak  $\bar{k}_i$ 'ye çözülmesinin ortalama olasılığı şu şekilde yazılabilir (Goldsmith, 2005):

$$P_i \approx zE \left[ Q \left( \sqrt{\frac{E_s d_{\bar{k}_i}}{2N_0}} \right) \right] = z \int_0^{\infty} Q \left( \sqrt{\frac{E_s d_{\bar{k}_i}}{2N_0}} \right) f_{d_{\bar{k}_i}}(x) dx. \quad (3.20)$$

Burada,  $d_{\bar{k}_i} = \left\| \mathbf{h}_{\bar{k}_i, l_i} - \mathbf{h}_{\bar{k}_i, l_i^e} \right\|^2$  ve her alt küme için  $z = 2 / N_s$  şeklinde tanımlıdır. Her atlamadaki hata olasılığını yaklaşık olarak bulmak için, her atlamaya ait alt kümelerdeki  $\binom{N_s}{2}$  adet Öklid uzaklığı bağımsız kabul edilebilir (Ntontin vd., 2013). Bu tarz bir yaklaşımın hata olasılığını belirlemede etkili bir yöntem olduğu bilinmektedir (Yarkin vd., 2017). Öte yandan bu karesel Öklid uzaklıkları ki-kare dağılımına sahiptir. Buradan hareketle,  $i$ . atlamadaki her alt küme için en küçük karesel Öklid uzaklığına ait olasılık yoğunluk işlevi (probability density function, PDF), (Ntontin vd., 2013) ile

$$f_{d_{\bar{k}_i}}(x) = \binom{N_s}{2} \left[ e^{-\frac{x}{2}} \sum_{\omega=0}^{N_{\bar{r}}-1} \frac{x^{\omega}}{2^{\omega}} \frac{1}{\omega!} \right]^{\binom{N_s}{2}-1} \frac{e^{-\frac{x}{2}} x^{N_{\bar{r}}-1}}{2^{N_{\bar{r}}} (N_{\bar{r}}-1)!} \quad (3.21)$$

şeklinde bulunur. Seçilen alt küme olan  $d_{\bar{k}_i}$  için PDF ise sıra istatistiği yardımıyla

$f_{d_{\bar{k}_i}}(x) = \left(\frac{N_{t_i}}{N_s}\right) \left(F_{d_{k_i}}(x)\right)^{\left(\frac{N_{t_i}}{N_s}\right)-1} f_{d_{k_i}}(x)$  şeklinde elde edilir. Dolayısıyla,  $d_{\bar{k}_i}$  için PDF aşağıdaki

gibi olacaktır:

$$f_{d_{\bar{k}_i}}(x) = \frac{\binom{N_{t_i} / N_s}{2} \binom{N_s}{2}}{2^{N_{r_i}} (N_{r_i} - 1)!} \sum_{j=0}^{N_{t_i}-1} (-1)^j \binom{N_{t_i}-1}{j} e^{-\frac{x}{2} \binom{N_s}{2}^{(j+1)}} \times \left[ \sum_{\omega=0}^{N_{r_i}-1} \frac{x^\omega}{2^\omega \omega!} \right]^{\binom{N_s}{2}^{(j+1)}-1} x^{N_{r_i}-1}. \quad (3.22)$$

(3.22)'teki PDF ifadesi (3.20)'de yerine konulursa,  $i$  atlamadaki yaklaşık simge hata olasılığı ifadesi ( $P_i$ ) elde edilir (Ntontin vd., 2013), (Yarkin vd., 2017).

Her atlama birbirinden bağımsız olduğu için ele alınan çok atlamalı sistemin yaklaşık simge hata olasılığı

$$P \approx 1 - \prod_{i=1}^{T+1} (1 - P_i) \quad (3.23)$$

ile bulunur.

### 3.6.3 Yaklaşık Simge Hata Olasılığı Analizi

Hata olasılığının yanı sıra, sistemin yüksek SNR değerlerindeki davranışını belirlemek için asimptotik hata olasılığını incelemek de önemlidir. Asimptotik hata olasılığı analizini yaparken her atlamadaki  $d_{\bar{k}_i}$  rastlantı değişkeninin sıfır etrafındaki davranışından yararlanabiliriz (Wang ve Giannakis, 2003). Burada, her atlamada  $N_{t_i} / N_s$  adet Öklid uzaklığından en büyüğüyle ilgilendiğimiz için, (Wang ve Giannakis, 2003) yardımıyla,  $i$ .

atlamadaki çeşitleme ve kodlama kazançları sırasıyla,  $G_{d_i} = \sum_{l=1}^{N_{t_i}} N_{r_i} = \frac{N_{t_i} N_{r_i}}{N_s}$  ve

$$G_{c_i} = \left[ \frac{2^{\left(\frac{N_{t_i}}{N_s}\right)-1} \pi^{\left(\left(\frac{N_{t_i}}{N_s}\right)-1\right)/2} \Gamma\left(G_{d_i} + \frac{1}{2}\right)}{\left(G_{c_i}^{\min}\right)^{G_{d_i}} \left(\Gamma\left(N_{r_i} + \frac{1}{2}\right)\right)^{\frac{N_{t_i}}{N_s}}} \right]^{\frac{1}{G_{d_i}}} \quad (3.24)$$

olur. Buradan  $i$ . atlamaya ait yaklaşık simge hata olasılığı (Wang ve Giannakis, 2003)

$$\bar{P}_i \approx (G_{c_i} E_s / N_0)^{-G_{d_i}} \quad (3.25)$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifade, (3.23)'da yerine konulursa, sistemin asimptotik simge hata olasılığı

$$\bar{P} \approx 1 - \prod_{i=1}^{T+1} (1 - \bar{P}_i) \approx \sum_{i=1}^{T+1} \bar{P}_i \quad (3.26)$$

şeklinde yazılabilir. Dolayısıyla, yüksek SNR değerlerinde sistemin simge hata olasılığı performansı en zayıf atlama yani en kötü çeşitleme derecesine sahip atlama tarafından belirlenir. Buradan, sistemin çeşitleme derecesinin

$$d = \min_{i=1, \dots, T+1} \left( \frac{N_t N_{r_i}}{N_s} \right) \quad (3.27)$$

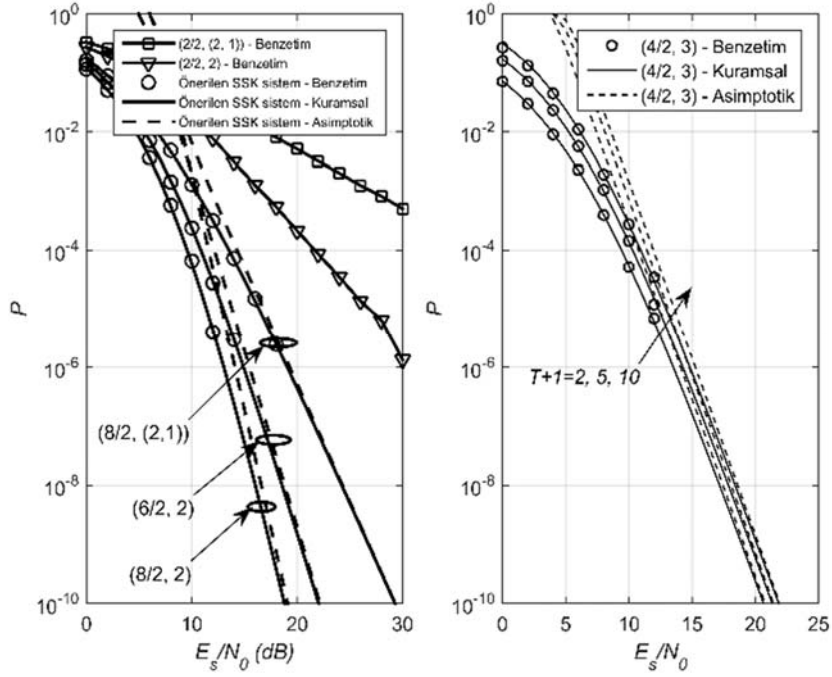
biçiminde olduğu gösterilebilir.

### 3.6.4 Başarım Değerlendirmesi

Burada, atlama sayısının, K'daki ve rölelerdeki verici anten sayısının, seçilen anten sayısının ve alıcı anten sayısının farklı değerleri için hata performansı sonuçları verilmektedir. Ayrıca, karşılaştırma amacıyla, her atlamada SNR değerini en büyük yapacak şekilde anten seçimi yapılan klasik çok atlamalı  $M$ - QAM sistemin de hata performansı sonuçları verilmektedir. Benzetimlerde her atlamada verici anten sayısı eşit olarak seçilmiştir. Şekillerde  $(N_t / N_s, N_r)$  ve  $(N_t / N_s, N_r)(M\text{-QAM})$  sırasıyla SSK ve  $M$ -QAM sistem kullanılan, her atlamada  $N_s$  antenin  $N_t$  verici anten arasından seçildiği ve her atlamada  $N_r$  alıcı anten olan durumu göstermektedir.

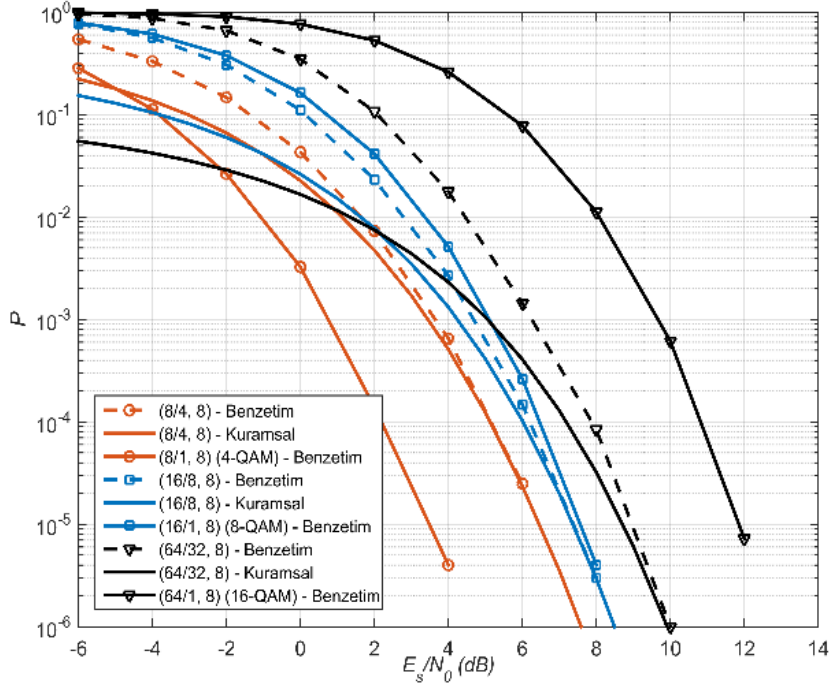
Şekil 3.19'da, üç atlamalı ( $T + 1 = 3$ )  $(N_t / N_s, N_r)$  sistemin ve çok atlamalı ( $T + 1 \in \{2, 5, 10\}$ )  $(4 / 2, 3)$  sistemin simge hata olasılığı performansı görülmektedir. Burada, H'deki alıcı anten sayısının ( $N_{r_3}$ ) rölelerdeki alıcı anten sayısından ( $N_r$ ) farklı olduğu durum,  $(N_t / N_s, (N_r, N_{r,3}))$  ile gösterilmektedir. Şekil 3.19'daki eğriler,  $N_t \in \{2, 4, 6, 8\}$ ,  $N_s = 2$ ,  $N_r \in \{2, 3\}$ ,  $N_{r_3} = 1$  ve  $T + 1 \in \{2, 3, 5, 10\}$  için elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere benzetim sonuçları ile kuramsal sonuçlar tam bir uyum içindedir ve asimptotik sonuçlar da benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumludur. Sistem performansı verici anten sayısı  $N_t$  arttıkça iyileşmektedir. Ayrıca, (3.27)'dan,  $(8 / 2, (2, 1))$ ,  $(6 / 2, 2)$  ve  $(8 / 2, 2)$  sistemlerine karşılık gelen eğrilerin çeşitleme dereceleri sırasıyla 4, 6 ve 8 olarak hesaplanır. Simge hata olasılığı eğrilerinin eğimlerinden görüldüğü üzere, hesaplanan değerler bilgisayar benzetimleriyle tutarlıdır. Ayrıca, Şekil 3.19'un sağ tarafından görüldüğü üzere, atlama sayısı arttıkça hata performansı çok fazla etkilenmemektedir.





Şekil 3.19 Çok atlamalı verici anten seçimli SSK  $(N_t / N_s, N_r), (N_t / N_s, (N_r, N_{r_3}))$  sistemlerin simge hata olasılığı performansı.

Şekil 3.20'de, her atlamada klasik  $M$ -QAM kullanılan çok atlamalı  $(N_t / 1, N_r)$  ( $M$ -QAM) sistem ile SSK kullanılan  $(N_t / N_s, N_r)$  sistemin simge hata oranı performansı karşılaştırılmaktadır. Şekil 3.20'deki eğriler  $N_t \in \{8, 16, 32\}$ ,  $N_s, M \in \{4, 8, 16\}$ ,  $N_r = 8$  ve  $T+1=4$  için elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, (3.23)'de verilen yaklaşık simge hata olasılığı ifadesi benzetim sonuçları ile uyumludur ve SSK sistemin üstünlüğü veri hızı arttıkça ortaya çıkmaktadır. Simge hata olasılığının  $10^{-4}$  değeri için,  $(8/1, 8)$  (4-QAM) sistem  $(8/4, 8)$  sistemden yaklaşık 2.9 dB hata iyi performansı sağlamasına rağmen,  $(64/32, 8)$  sistem  $(64/1, 8)$  (32-QAM) sistemden yaklaşık 3.6 dB daha iyi hata performansı sağlamaktadır. Bu üstünlükler, SSK tekniğini çok sayıda alıcı/verici anten ve atlama içerebilecek olan gelecek nesil iletişim sistemleri için güçlü bir aday haline getirmektedir.



Şekil 3.20 Çok atlamalı verici anten seçimli SSK ( $N_t/N_s, N_r$ ) sistem ile  $M$ -QAM ( $N_t/N_s, N_r$ ) ( $M$ -QAM) sistemin hata performansının karşılaştırılması.

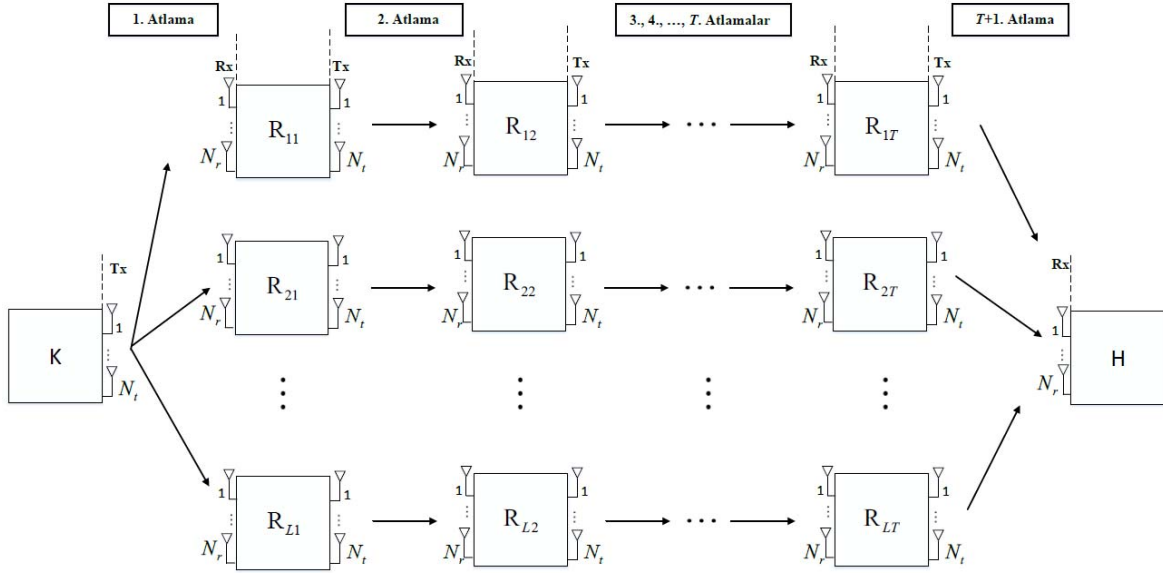
### 3.7 Yol Seçimli Çok Atlamalı Uzay Kaydırmalı Anahtarlama

Bu alt bölümde, çok atlamalı SSK sistemde çok yollu bir yapı ele alınmıştır. Bu yapıda çok atlamalı birden fazla yol arasında en iyi yol seçilerek bu yol üzerinden iletimin gerçekleştiği düşünülmüştür. Ele alınan yapıda, her atlamada SSK tekniği uygulanmaktadır. K ile H arasında doğrudan görüş hattının bulunmadığı varsayılan bu sistemde, her bir aktarıcı kendinden bir önceki aktarıcıdan aldığı işareti çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) ilkesine göre çözmektedir ve karar verilen bilgi bitlerini SSK tekniğine göre seçilen antenlere eşlemektedir. Önerilen sistem için, yaklaşık ve asimptotik simge hata olasılığı hesaplanarak elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleriyle desteklenmiştir. Bu sistem modeli için elde edilen sonuçlar bildiri (Yarkin vd., Kasım 2017b) haline getirilerek RTUWO 2017 konferansında sunulmuştur. Öte yandan, burada elde edilen sonuçlar bir sonraki alt bölümde bahsedilecek olan sistem modeline ait sonuçlar ile birleştirilerek makale (Yarkin vd., Nisan 2018) haline getirilmiş ve *Physical Communication* dergisinde yayınlanmak üzere kabul almıştır.

#### 3.7.1 Sistem Modeli

Ele alınan çok yollu çok atlamalı SSK sistem yapısı Şekil 3.21'de görülmektedir. Bu sistem modelinde,  $N_t$  antenli bir adet K ve  $N_d$  antenli bir adet H aralarındaki  $L$  adet yolun en iyisi ( $p, p \in \{1, \dots, L\}$ ) üzerinde bulunan  $T$  adet röle,  $R_{p,m}$  ( $m=1, 2, \dots, T$ ), yardımıyla iletişim yapmaktadır. Her bir rölede de  $N_t$  verici  $N_d$  alıcı anten bulunmaktadır. Her atlamada, röleler

çözdükleri işaretleri doğru olup olmamasına bakmaksızın bir sonraki aktarıcıya iletmektedir; dolayısıyla hata yayılımı göz önünde bulundurulmaktadır.



Şekil 3.21 Çok yollu çok atlamalı SSK sistem modeli.

Toplam iletişim seçilen yol üzerinden  $T + 1$  atlamada gerçekleşir. İlk atlamada, bir grup bilgi biti K'deki verici antenlerin indislerine eşlenir. Burada SSK tekniği kullanıldığı için, seçilen antenlerden yalnızca bir tanesi iletimdedir. İletimde olan anten ortalama olarak  $E_s$  enerjisi göndermektedir. İlk atlamadan sonraki  $T-1$  atlamada, her bir röle kendisine gelen işareti çözerek bilgi bitlerine karar verir ve karar verilen bilgi bitleri K'deki gibi seçilen antenlerin indislerine eşlenir. Rölelerde de SSK tekniği kullanıldığı için röleler tarafından gerçekleştirilen her atlamada da yalnızca bir anten iletimdedir ve iletimde olan anten ortalama olarak  $E_s$  enerjisi gönderir.  $T + 1$ . atlamada ise,  $T$ . röle H'ye işaret gönderir. H'de alınan işarete karar verilerek, K ile H arasındaki iletişim tamamlanmış olur. Burada  $l_i$ ,  $i$ . atlamada iletimde olan anten indisini göstermek üzere,  $p$ . yolun  $i$ . atlamasında alınan işaret vektörü

$$\mathbf{y}_{p,i} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_{p,l_i} s_{p,i} + \mathbf{n}_{p,i} \quad (3.28)$$

biçimindedir. Burada  $\mathbf{h}_{p,l_i}$   $p$ . yolun  $i$ . atlamasına ait  $\mathbf{H}_{p,i}$  kanal matrisinin  $l_i$ . sütunudur.  $\mathbf{H}_{p,i}$  matrisinin elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahiptir.  $\mathbf{n}_{p,i}$ ,  $p$ . yolun  $i$ . atlamasındaki AGN vektörüdür.  $\mathbf{n}_{p,i}$  vektörünün elemanları  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır.  $s_{p,i}$  ise vericiden alıcıya

gönderilen  $E_s$  enerjili SSK işarettir. Röleler DF prensibine göre çalıştığı için, her bir röle tarafından gönderilen işaret bir önceki atlamada röle tarafından alınıp karar verilen işarete göre oluşturulur. Dolayısıyla, hata yayılımı göz önüne alındığı için her atlamada gönderilen işaret farklı olabilir. Her bir rölede ve H'de iletimde olan anten indisine ML tekniğine göre karar verilmektedir.

Burada en iyi yol seçimi yapılırken her bir atlamadaki çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) göz önünde bulundurulmaktadır. Sistemin her bir atlamasında SSK tekniği

kullanıldığı için  $p$ . yolun her bir atlamasındaki PEP  $P(l_i \rightarrow \hat{l}_i) = \int_0^{\infty} \mathcal{Q}(\sqrt{x}) f_{\gamma_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i}}(x) dx$  şeklinde

ifade edilir ve burada  $\gamma_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i} = \frac{E_s \|\mathbf{h}_{p,l_i} - \mathbf{h}_{p,\hat{l}_i}\|^2}{2N_0}$  şeklinde tanımlıdır (Jeganathan vd., 2009).  $\mathbf{h}_{p,\hat{l}_i}$

ise anten indisine yanlış karar verildiği durumda alıcısındaki kanal katsayılarını göstermektedir. Sistemdeki en iyi yol ise her bir atlamaya ait PEP göz önüne alınarak aşağıdaki gibi seçilir:

$$\gamma_{sel} = \max_{p=1, \dots, L} \left\{ \min_{i=1, \dots, T+1} \left\{ \min_{l_i, \hat{l}_i=1, \dots, N_i, l_i \neq \hat{l}_i} \gamma_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i} \right\} \right\}. \quad (3.29)$$

### 3.7.2 Yaklaşık Simge Hata Olasılığı Analizi

En iyi yol seçimli çok atlamalı SSK sistem için tam hata olasılığını elde etmek oldukça zordur. Bu nedenle, sistemin yaklaşık simge hata olasılığını elde etmek için en iyi yola ait en kötü PEP değeri kullanılacaktır. Bu PEP değeri de kanal katsayılarının farkına bağlı bir ifadedir.

Dolayısıyla,  $p$ . yolun  $i$ . atlamasındaki karesel Öklid uzaklığı  $\lambda_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i} = \|\mathbf{h}_{p,l_i} - \mathbf{h}_{p,\hat{l}_i}\|^2$  şeklinde tanımlanır. Bu şekilde tanımlanan karesel Öklid uzaklıkları ki-kare dağılımlıdır ve CDF'leri

$F_{\lambda_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i}}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{2}} \sum_{z=0}^{N_i-1} \frac{1}{z!} \left(\frac{x}{2}\right)^z$  biçimindedir.  $i$ . atlamadaki en küçük karesel Öklid uzaklık ise

$\lambda_{p,i} = \min_{l_i, \hat{l}_i=1, \dots, N_i} \lambda_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i}$  şeklinde tanımlanır. Bu şekilde tanımlanan rastlantı değişkeni için CDF sıra

istatistiği yardımıyla  $F_{\lambda_{p,i}}(x) = 1 - \left[1 - F_{\lambda_{p,i}^{l_i, \hat{l}_i}}(x)\right]^{\binom{N_i}{2}}$  şeklinde bulunur (David ve Nagaraja, 2003).

Bir yoldaki minimum karesel Öklid uzaklığı ise  $\lambda_p = \min_{i=1, \dots, T+1} \lambda_{p,i}$  şeklindedir ve bu rastlantı

değişkenine ait CDF ise  $F_{\lambda_p}(x) = 1 - \left[1 - F_{\lambda_{p,i}}(x)\right]^{T+1}$  biçimindedir. Mevcut  $L$  yol arasından en

iyisini seçtiğimiz için seçilen yola ait minimum karesel Öklid uzaklığı  $\lambda_{sel} = \max_{p=1, \dots, L} \lambda_p$

biçimindedir ve bu rastlantı değişkenine ait CDF

$$F_{\lambda_{sel}}(x) = \left[ F_{\lambda_p}(x) \right]^L = \left[ 1 - \left[ 1 - F_{\lambda_{p,i}}(x) \right]^{\binom{N_r}{2}(T+1)} \right]^L \quad \text{biçimindedir. Elde edilen CDF'nin türevi}$$

alınırsa seçilen yolun minimum karesel Öklid uzaklığına ait PDF bulunur. Bulunan PDF'yi ve en yakın komşu yaklaşımını (Goldsmith, 2005) kullanarak sisteme ait yaklaşık simge hata olasılığı

$$P \approx \frac{2}{N_t} \int_0^\infty Q \left( \sqrt{\frac{E_s x}{2N_0}} \right) f_{\lambda_{sel}}(x) dx \quad (3.30)$$

şeklinde ifade edilir. (3.30)'teki integral kapalı formda yazılırsa, sisteme ait yaklaşık simge hata olasılığı

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{N_t} \sum_{v=1}^L \sum_{t=0}^{(N_r-1)K_v} \binom{L}{v} (-1)^v C_t(v, N_r) \frac{t!}{K_v^t} \left( 1 - \left( \frac{2K_v}{E_s/N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right)^t \\ &\times \left( -\frac{1}{2} \left( 1 - \left( \frac{2K_v}{E_s/N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right) \right) \sum_{u=0}^t 2^{-u} \binom{t+u}{u} \left( 1 + \left( \frac{2K_v}{E_s/N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right)^u \\ &\times \sum_{u=0}^{t-1} 2^{-u} \binom{t-1+u}{u} \left( 1 + \left( \frac{2K_v}{E_s/N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right)^u \end{aligned} \quad (3.31)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $K_v = \binom{N_t}{2} (T+1)v$  şeklinde tanımlıdır. Ayrıca,  $C_t(v, N_r)$

$\left( \sum_{z=0}^{N_r-1} \frac{1}{z!} \left( \frac{x}{2} \right)^z \right)^{K_v}$  açılımındaki  $x^t$  teriminin katsayısını ifade etmektedir.

### 3.7.3 Asimptotik Simge Hata Olasılığı Analizi

Asimptotik hata analizini yaparken,  $\lambda_{sel}$  rastlantı değişkeninin sıfır etrafındaki davranışından yararlanabiliriz (Wang ve Giannakis, 2003). İşlemler yapılırsa,  $\lambda_{sel}$  rastlantı değişkeninin sıfır etrafındaki PDF'si ve (Wang ve Giannakis, 2003)'teki denklem (15) kullanılarak sisteme ait çeşitleme ve kodlama kazançları sırasıyla

$$G_d = L \times N_r, \quad (3.32)$$

$$G_c = \left( \frac{2^{L-1} \times \pi^{\frac{L-1}{2}} \times \Gamma \left[ L \times N_r + \frac{1}{2} \right]}{\left( (G)^{N_r} \times \Gamma \left[ N_r + \frac{1}{2} \right] \right)^L} \right)^{\frac{-1}{L \times N_r}} \quad (3.33)$$

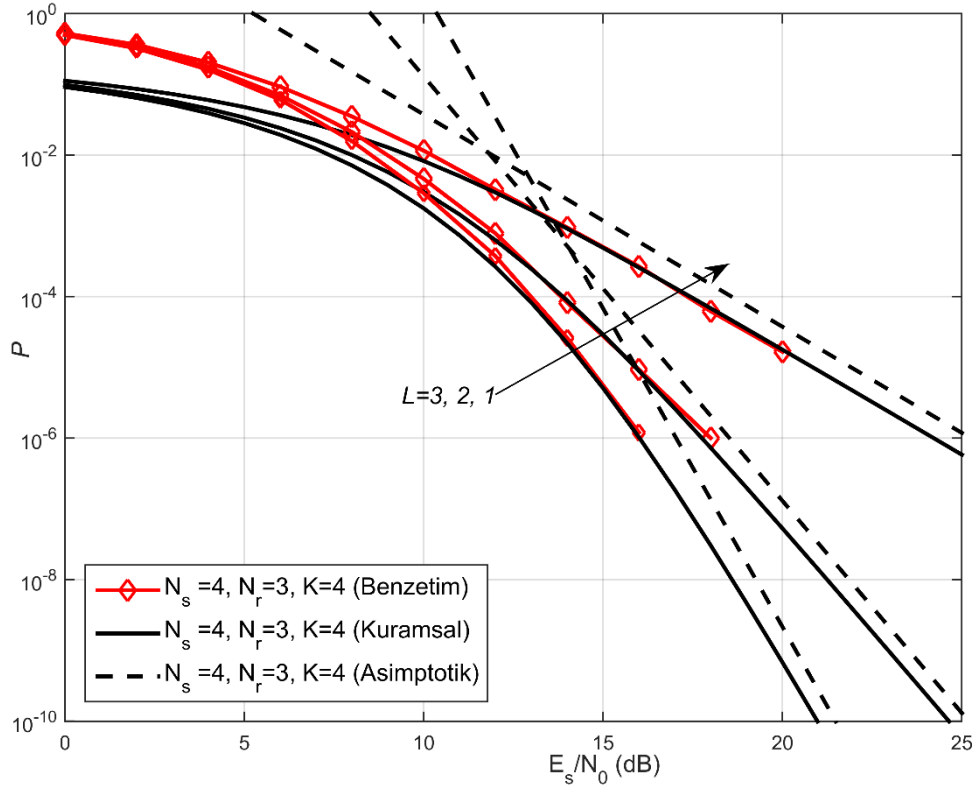
şeklinde elde edilir. Burada  $G = \frac{1}{2} \left( \frac{2^{N_r-1} \times a \times \Gamma \left[ N_r + \frac{1}{2} \right]}{\sqrt{\pi} \times N_r} \right)^{\frac{-1}{N_r}}$  ve  $a = \frac{\binom{N_t}{2} (T+1)}{\Gamma[N_r] \times 2^{N_r}}$  olarak

tanımlıdır. Buradan da, sisteme ait çeşitleme ve kodlama kazançları kullanılarak yaklaşık simge hata olasılığı  $P \approx (G_c \times SNR)^{-G_d}$  şeklinde ifade edilebilir (Wang ve Giannakis, 2003).

### 3.7.4 Başarım Değerlendirmesi

Burada, toplam yol sayısının ( $L$ ) ve K'deki ve rölelerdeki verici anten sayısının ( $N_t$ ) farklı değerleri için hata performansı sonuçları verilmektedir.

Şekil 3.22'de her bir yolda  $T+1=5$  atlamalı SSK sisteme ait kuramsal sonuçlar ve benzetim sonuçları verilmektedir. Buradaki eğriler K'de ve her bir rölede  $N_t=4$  verici anten, H'de ve her bir rölede  $N_r=3$  alıcı anten ve  $L \in \{1,2,3\}$  için elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere özellikle yüksek SNR değerlerinde benzetim sonuçları ile kuramsal sonuçlar oldukça uyumludur ve asimptotik sonuçlar da benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumludur. Simge hata olasılığı eğrilerinin eğimlerinden görüldüğü üzere, hesaplanan değerler bilgisayar benzetimleriyle tutarlıdır. Ayrıca, Şekil 3.22'den görüldüğü üzere, aralarından seçim yapılacak olan yol sayısı arttıkça hata performansı iyileşmektedir.

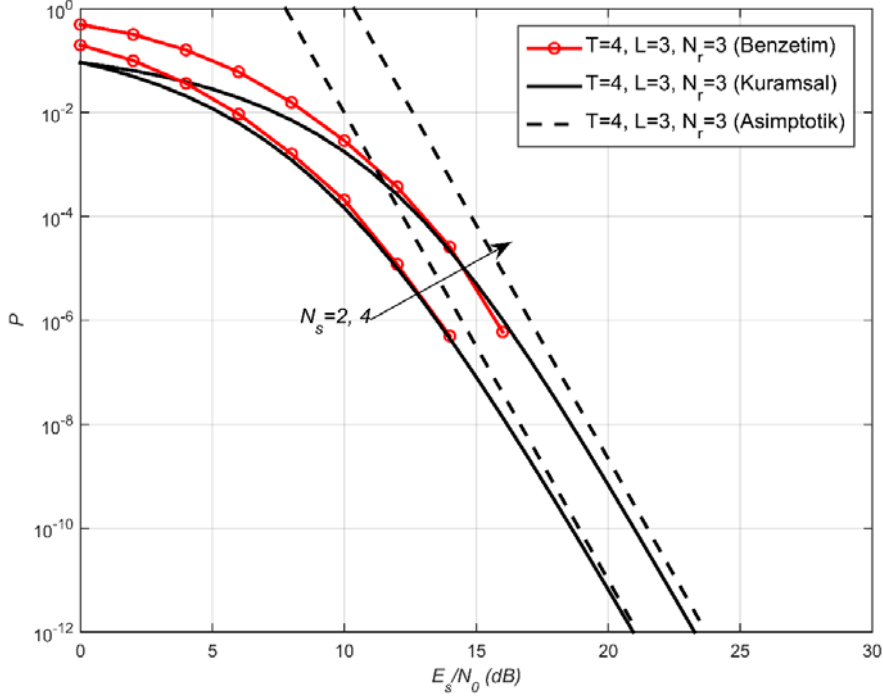


Şekil 3.22  $L \in \{1, 2, 3\}$ ,  $N_t = 3$  ve  $N_r = 3$  için 5 atlamalı DF-SSK sistemin başarıımı.

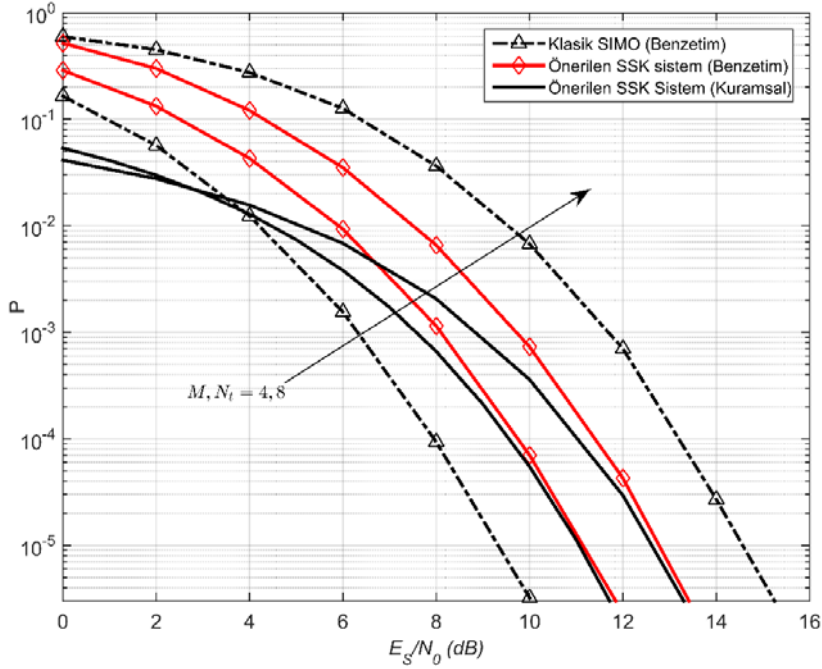
Şekil 3.23'te her bir yolda  $T+1=5$  atlamalı çok yollu SSK sisteme ait kuramsal sonuçlar ve benzetim sonuçları verilmektedir. Buradaki eğriler,  $N_t \in \{2, 4, 8\}$ ,  $N_r = 3$  ve  $L = 3$  için elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere elde edilen kuramsal sonuçlar ile benzetim sonuçları oldukça uyumludur. Elde edilen asimptotik eğriler de özellikle yüksek SNR değerlerinde sistemin tam simge hata olasılığı ile uyumlu sonuçlar vermektedir.

Şekil 3.24'te önerilen çok atlamalı SSK sistem ile klasik tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO) yapı (Bhatnagar vd., 2016) veri hızlarının farklı değerleri için ( $\eta \in \{2, 3\}$  bits/sec/Hz bir başka deyişle  $N_t, M \in \{4, 8\}$ ) karşılaştırılmaktadır. Ayrıca, elde edilen kuramsal sonuçlar da siyah düz çizgiler ile gösterilmektedir. Şekil 3.24'teki eğriler,  $N_t, M \in \{4, 8\}$ ,  $N_r = 4$ ,  $T+1=4$  ve  $L=4$  için elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, elde edilen kuramsal SER ifadesi benzetim sonuçları ile oldukça uyumludur ve önerilen sistemin klasik SIMO sisteme (Bhatnagar vd., 2016) karşı üstünlüğü veri hızı arttıkça ortaya çıkmaktadır. Şekil 3.24'ten görüldüğü üzere, SER değeri  $10^{-4}$  olduğu durumda,  $\eta = 2$  için yani  $N_t = M = 4$  için klasik çok atlamalı SIMO sistem önerilen çok atlamalı SSK sistemden yaklaşık

olarak 1.8 dB daha iyi SER başarımı sunmaktadır. Yine aynı SER değeri için ve  $\eta = 3$  yani  $N_t = M = 8$  için önerilen çok atlamalı SSK sistem klasik çok atlamalı SIMO sistemden yaklaşık olarak 1.8 dB daha iyi SER başarımı sunmaktadır.



Şekil 3.23  $L=1$ ,  $N_t \in \{2,4\}$  ve  $N_r = 3$  için 5 atlamalı DF-SSK sistemin başarımı.



Şekil 3.24 Önerilen çok atlamalı SSK sistem ile klasik çok atlamalı SIMO sistemin (Bhatnagar vd., 2016) SER başarımının karşılaştırılması.

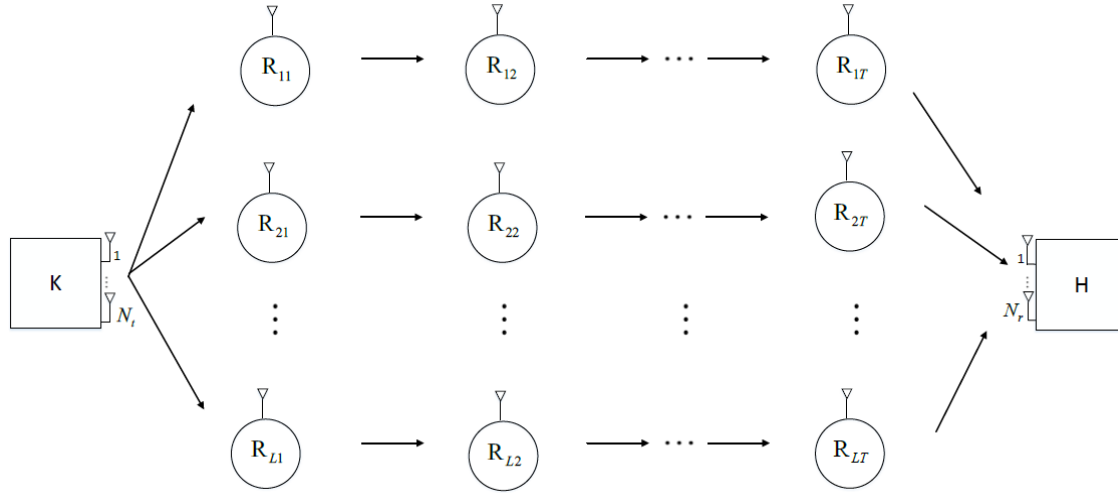


### 3.8 Çok Yollu Çok Atlamalı Ağlar İçin Uzay Kaydırmalı Anahtarlama

Bu çalışmada, K'de SSK tekniği uygulanmıştır. K'den gönderilen SSK işaret birden fazla yoldan H'ye ulaşır. Burada, her bir yolda çok atlamalı bir yapı söz konusudur. Her atlamadaki röleler kendilerine gelen işareti kuvvetlendirir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) prensibine göre kendilerinden bir sonraki birime iletmektedir. Önerilen sistem için, yaklaşık bit hata olasılığı hesaplanarak elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleriyle desteklenmiştir. Bu alt bölümde elde edilen sonuçlar bir önceki alt bölümde bahsedilen sistem modeline ait sonuçlar ile birleştirilerek makale (Yarkin vd., 2018) haline getirilmiş ve *Physical Communication* dergisinde yayınlanmak üzere kabul almıştır.

#### 3.8.1 Sistem Modeli

Ele alınan çok yollu çok atlamalı SSK sistem yapısı Şekil 3.25'te görülmektedir. Bu sistem modelinde,  $N_t$  antenli bir adet K ve  $N_d$  antenli bir adet H aralarındaki  $L$  adet yol üzerinde bulunan  $T$  adet röle ( $R_{p,m}$ ,  $p=1,\dots,L; m=1,2,\dots,T$ ), yardımıyla iletişim yapmaktadır. Buradaki röleler tek antenlidir ve AF prensibine göre çalışmaktadır. Dolayısıyla, röleler kendilerine gelen işareti kuvvetlendirerek kendilerinden bir sonraki birime iletmektedir.



Şekil 3.25 Çok yollu çok atlamalı AF-SSK sistem modeli.

Toplam iletişim birden çok yol üzerinden  $T + 1$  atlamada gerçekleşir. İlk atlamada, bir grup bilgi biti K'deki verici antenlerin indislerine eşlenir. Burada SSK tekniği kullanıldığı için, seçilen antenlerden yalnızca bir tanesi iletimdedir. İletimde olan anten ortalama olarak  $E_s$  enerjisi göndermektedir. Ayrıca, AF prensibine göre çalışan rölelerden gönderilen işaretin enerjisi  $E_{R_p}$  ile gösterilmektedir. İlk atlamadan sonraki  $T-1$  atlamada, her bir röle kendisine

gelen işareti bir kuvvetlendirme çarpanı ile kuvvetlendirerek kendisinden bir sonraki birime iletir. Son olarak H'de işarete ML tekniğine göre karar verilir.

Burada,  $l_1$  K'daki iletimde olan verici anten indisini göstermek üzere,  $p$ . yolun ilk atlamasında alınan işaret

$$y_{p,1} = \sqrt{E_s} h_{p,l_1} s + n_{p,1} \quad (3.34)$$

biçimindedir. Burada  $h_{p,l_1}$   $p$ . yolun ilk atlamasına ait  $\mathbf{h}_{p,1}$  kanal vektörünün  $l_1$ . elemanıdır.  $n_{p,1}$ ,  $p$ . yolun 1. atlamasındaki AGN'dir ve  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır.  $s$  ise vericiden gönderilen  $E_s$  enerjili SSK işarettir. Ayrıca,  $p$ . yolun  $i$ . ( $i < T+1$ ) atlamasında alınan işaret ise

$$y_{p,i} = A_{p,i-1} \dots A_{p,1} h_{p,i-1} \dots h_{p,1} \sqrt{E_s} h_{p,l_1} s_{p,1} + A_{p,i-1} \dots A_{p,1} h_{p,i-1} \dots h_{p,1} n_{p,1} \\ + A_{p,i-1} \dots A_{p,2} h_{p,i-1} \dots h_{p,2} n_{p,2} + \dots + n_{p,i} \quad (3.35)$$

şeklindedir. Burada  $h_{p,i}$   $p$ . yolun  $i$ . atlamasına ilişkin kanal katsayısıdır ve  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımına sahiptir.  $n_{p,i}$  ise,  $p$ . yolun  $i$ . atlamasındaki AGN'dir ve  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır.

Burada  $A_{p,i}$   $p$ . yolun  $i$ . atlamasına ilişkin kuvvetlendirme katsayısıdır ve  $A_{p,i}^2 = \frac{E_{R_i^p}}{E_{R_{i-1}^p} + N_0}$  şeklinde seçilmiştir.  $E_{R_{i-1}^p}$ ,  $(i-1)$ . atlamada röleden gönderilen işaretin enerjisini göstermektedir. Burada  $E_{R_0^p} = E_s$  olduğuna dikkat edilmelidir. H'de alınan işaret vektörü ise

$$\mathbf{y} = A_{p,T} \dots A_{p,1} \mathbf{h}_{p,T} \dots h_{p,1} \sqrt{E_s} h_{p,l_1} s_{p,1} + A_{p,T} \dots A_{p,1} \mathbf{h}_{p,T} \dots h_{p,1} n_{p,1} \\ + A_{p,T} \dots A_{p,2} \mathbf{h}_{p,T} \dots h_{p,2} n_{p,2} + \dots + n_{p,T+1} \quad (3.36)$$

biçimindedir. Bu işarete gürültü normalizasyonu uygulanırsa elde edilen işaret

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{G_n} \mathbf{h}_{p,T} \dots h_{p,1} \sqrt{E_s} h_{p,l_1} s_{p,1} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.37)$$

olarak yazılabilir. Burada, normalizasyon sonucu elde edilen katsayı

$$G_n = \frac{A_{p,T}^2 \dots A_{p,1}^2}{A_{p,T}^2 \dots A_{p,1}^2 \|\mathbf{h}_{p,T}\|^2 \dots |h_{p,1}|^2 + A_{p,T}^2 \dots A_{p,2}^2 \|\mathbf{h}_{p,T}\|^2 \dots |h_{p,2}|^2 + \dots + 1} \quad \text{biçimindedir. } \tilde{\mathbf{n}} \text{ ise}$$

$\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlı AGN vektörüdür.

H kendisine gelen işarete ML tekniğine göre karar verir. ML tekniğine göre karar verilen anten indisi

$$\hat{l} = \arg \max_{l_1=1, \dots, N_t} \sum_{p=1}^L \text{Re} \left\{ \mathbf{y}_p \sqrt{G_n} (\mathbf{h}_T \dots h_1 h_{l_1})^H \right\} - \frac{1}{2} G_n \|\mathbf{h}_T\|^2 \dots |h_1|^2 |h_{l_1}|^2 \quad (3.38)$$

şeklinde ifade edilebilir.

### 3.8.2 Çiftsel Hata Olasılığı (Pairwise Error Probability)

(3.38)'deki karar metriği kullanılarak K'daki aktif verici anten indisine hatalı olarak  $\hat{l}_1$  olarak karar verilmesi olasılığı

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) = Q \left( \sqrt{\frac{\sum_{p=1}^L \gamma_{p,0} \gamma_{p,1} \cdots \gamma_{p,T}}{\gamma_{p,1} \cdots \gamma_{p,T} + C_{p,0} \gamma_{p,2} \cdots \gamma_{p,T} + C_{p,0} C_{p,1} \gamma_{p,3} \cdots \gamma_{p,T} + \cdots + C_{p,0} C_{p,1} \cdots C_{p,T-1}}} \right) \\ = Q \left( \sqrt{\sum_{p=1}^L \gamma_{p,tot}} \right) \quad (3.39)$$

biçimindedir. Burada,  $Q(\cdot)$  Gauss  $Q$  fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007). Ayrıca,

$$\gamma_{p,0} = \frac{E_s |h_{p,l_1} - h_{p,\hat{l}_1}|^2}{2N_0}, \quad \gamma_{p,b} = \frac{E_{R_b^p} |h_b|^2}{N_0}, b=1, \dots, T-1, \quad \gamma_{p,T} = \frac{E_{R_T^p} \|\mathbf{h}_T\|^2}{N_0} \quad \text{ve}$$

$$C_{p,\omega} = \left( \frac{E_{R_\omega^p}}{N_0} + 1 \right), \omega=1, \dots, T-1, \text{ şeklinde tanımlıdır. } Q \text{ fonksiyonunun içindeki } \gamma_{p,tot} \text{ rastlantı}$$

değişkeni birbirine bağımlı rastlantı değişkenleri içermektedir. Dolayısıyla, bu rastlantı değişkenine ait PDF'yi elde etmek oldukça zordur. Ancak, bu rastlantı değişkenini aşağıdaki gibi üstten sınırlandırabiliriz (Karagiannidis, 2006):

$$\gamma_{p,tot} \leq \check{\gamma}_{p,tot} = \frac{1}{T+1} \prod_{g=0}^{T+1} C_g^{-(T+1-g)/(T+1)} \gamma_{p,g}^{(T+2-g)/(T+1)}. \quad (3.40)$$

Burada  $\check{\gamma}_{p,tot}$   $\gamma_{p,tot}$  için üst sınır olduğu için elde edilen  $\check{\gamma}_{p,tot}$  rastlantı değişkenine ait PDF ve CDF'yi kullanarak elde edilen çiftsel hata olasılığı sistem performansı için bir alt sınır olacaktır.

$\check{\gamma}_{p,tot}$  rastlantı değişkenine ait PDF (Karagiannidis vd., 2006) yardımıyla

$$f_{\check{\gamma}_{p,tot}}(\mathbf{x}) = (T+1) P \mathbf{x}^{-1} G_{0,r}^{r,0} \left[ R \mathbf{x}^{T+1} \left| \Phi_1, \Phi_1, \dots, N_r \right. \right] \quad (3.41)$$

şeklinde bulunur. Burada  $G[\cdot]$  Meijer-G fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 2007) ve

$$P = \frac{\prod_{i=1}^{T+1} (T+2-i)^{1/2}}{(\sqrt{2\pi})^{\frac{(T+1)T}{2}} \Gamma(N_r)}, \quad R = (T+1)^{T+1} \left( \prod_{g=0}^T C_g^{T+1-g} \right) \left( \prod_{i=1}^{T+1} \left( \frac{1}{P_{R_i^p} (T+2-i)} \right)^{T+2-i} \right),$$

$$r = \frac{(T+1)(T+2)}{2} \quad \text{ve} \quad \Phi_i \triangleq \Delta(T+2-i, 1), i=1, \dots, T, \text{ şeklinde tanımlıdır. Ayrıca,}$$

$\Delta(\kappa, \mu) = \frac{\mu}{\kappa}, \frac{\mu+1}{\kappa}, \dots, \frac{\mu+\kappa-1}{\kappa}$  şeklinde tanımlıdır.  $\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}$  rastlantı değişkenine ait PDF kullanılarak yalnızca herhangi bir  $p$  yolu iletimde olduğu duruma ait çiftsel hata olasılığına ait alt sınır

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) \geq \int_0^{\infty} Q(\sqrt{x}) f_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}}(x) dx$$

$$= \frac{(T+1)P}{(\sqrt{2})^{T+2} (\sqrt{\pi})^{T+1}} G_{2(T+1), r+(T+1)}^{r, 2(T+1)} \left[ \frac{R(T+1)^{T+1}}{(1/2)^{T+1}} \middle| \Delta(T+1, 1), \Delta(T+1, 1/2) \right]_{\Phi_1, \Phi_1, \dots, N_r, \Delta(T+1, 0)} \quad (3.42)$$

biçiminde elde edilir. Her bir yol birbirinden bağımsız olduğu için çok yollu çok atlamalı SSK sistem için çiftsel hata olasılığı alt sınırı  $\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}$  rastlantı değişkenine ait moment üreten fonksiyon (moment generating function, MGF)  $(M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}}(s))$  yardımıyla

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) \geq \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{p=1}^L M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}} \left( \frac{1}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (3.43)$$

şeklinde yazılabilir (Simon ve Alouini, 2005). (3.43)'daki eşitsizliğin sağ tarafı da aşağıdaki gibi üstten sınırlandırılabilir:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{p=1}^L M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}} \left( \frac{1}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \leq \frac{1}{\pi} \prod_{p=1}^L M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}} \left( \frac{1}{2} \right). \quad (3.44)$$

Dolayısıyla, çok yollu çok atlamalı SSK sisteme ait yaklaşık çiftsel hata olasılığı

$$P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) \approx \frac{1}{\pi} \prod_{p=1}^L M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}} \left( \frac{1}{2} \right) \quad (3.45)$$

şeklinde yazılabilir. Burada,  $M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}}(s)$ ,  $\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}$  rastlantı değişkenine ait PDF yardımıyla

$$M_{\tilde{\gamma}_{p,\text{tot}}}(s) = PG_{2, r+1}^{r, 2} \left[ \frac{R}{s} \middle| \begin{matrix} 0, 1 \\ \Phi_1, \dots, \Phi_T, N_r, 0 \end{matrix} \right] \quad (3.46)$$

şeklinde ifade edilir.

### 3.8.3 $N_t > 2$ için Yaklaşık Bit Hata Olasılığı Analizi

Bir önceki bölümde çok yollu çok atlamalı AF-SSK sistemin çiftsel hata olasılığı için yaklaşık bir ifade bulunmuştu. Bu ifade pek çok iletişim sisteminin hata başarımını belirlemede kullanılan birleşim üst sınırında yerine konulursa  $N_t > 2$  için sistemin yaklaşık bit hata olasılığı bulunabilir. Dolayısıyla,  $N_t > 2$  için sistemin yaklaşık bit hata olasılığı

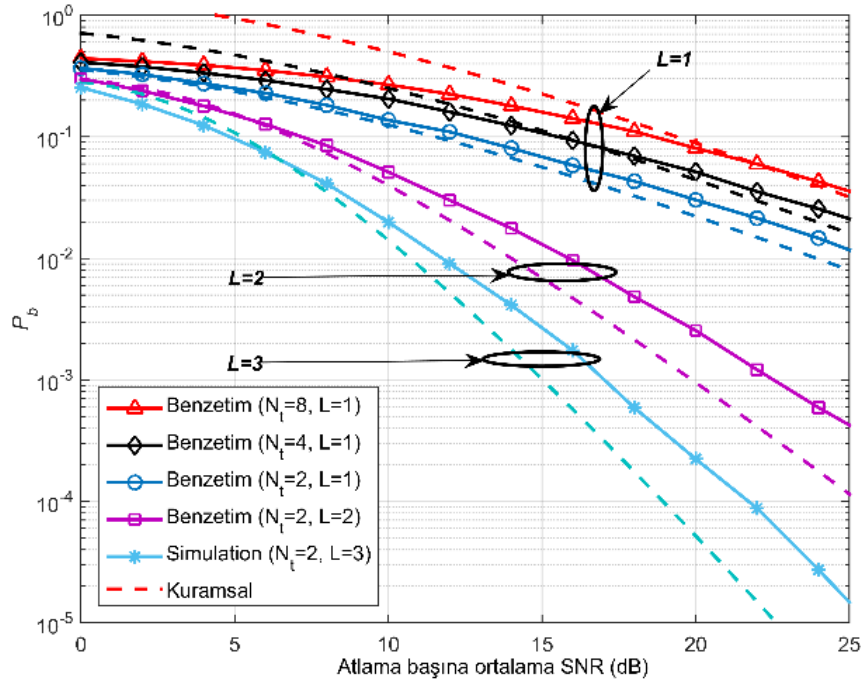
$$P_b \leq \frac{1}{N_t \log_2(N_t)} \sum_{l_1=1}^{N_t} \sum_{\hat{l}_1=1}^{N_t} N(l_1, \hat{l}_1) P(l_1 \rightarrow \hat{l}_1) \quad (3.47)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $N(l_1, \hat{l}_1)$   $l_1$  indisi yerine  $\hat{l}_1$  indisine hatalı olarak karar verilmesi durumundaki hatalı bitlerin sayısıdır.

### 3.8.4 Başarım Değerlendirmesi

Burada, toplam yol sayısının ( $L$ ), K'deki verici anten sayısının ( $N_t$ ) ve atlama sayısının ( $T + 1$ ) farklı değerleri için bit hata performansı sonuçları verilmektedir.

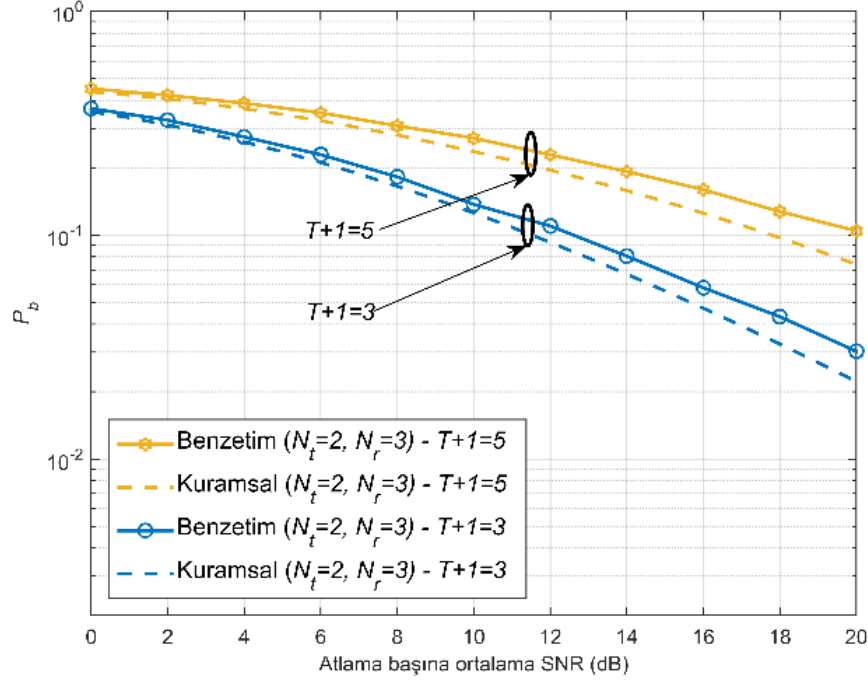
Şekil 3.26'da her bir yolda  $T + 1 = 3$  atlamalı AF-SSK sisteme ait kuramsal sonuçlar ve benzetim sonuçları verilmektedir. Buradaki eğriler  $N_t \in \{2, 4, 8\}$ ,  $L \in \{1, 2, 3\}$  ve  $L \in \{1, 2, 3\}$  için elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere özellikle benzetim sonuçları ile kuramsal sonuçlar oldukça uyumludur. Şekil 3.26'dan görüldüğü üzere, yol sayısı arttıkça hata performansı önemli oranda iyileşmekte ve çeşitleme kazancı elde edilmektedir. Ayrıca,  $N_t > 2$  için (3.47)'de elde edilen yaklaşık bit hata olasılığı sonuçları sistemin benzetim sonuçları ile uyumludur.



Şekil 3.26  $L \in \{1, 2, 3\}$ ,  $N_t \in \{2, 4, 8\}$  ve  $N_r = 3$  için 3 atlamalı AF-SSK sistemin bit hata olasılığı başarımı.

Şekil 3.27'de tek yöllü ( $L = 1$ ) AF-SSK sisteme ait kuramsal sonuçlar ve benzetim sonuçları verilmektedir. Buradaki eğriler,  $N_t = 2$ ,  $L \in \{1, 2, 3\}$  ve  $T + 1 \in \{3, 5\}$  için elde edilmiştir.

Şekilden görüldüğü üzere elde edilen kuramsal sonuçlar ile benzetim sonuçları oldukça uyumludur ve atlama sayısı arttıkça bit hata başarımı kötüleşmektedir.



Şekil 3.27  $L=1$ ,  $N_t=2$ ,  $N_r=3$  ve  $T+1 \in \{3,5\}$  için AF-SSK sistemin bit hata olasılığı başarımı.

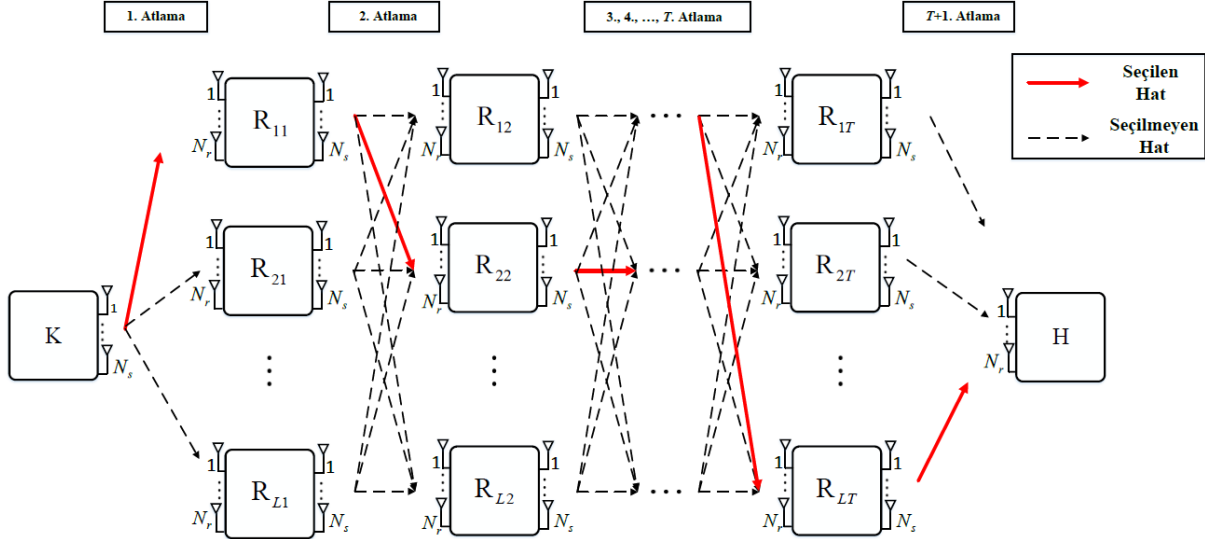
### 3.9 Çok Atlamalı Kısmi Röle Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama

Bu alt bölümde, çok atlamalı çok yollu SSK için iki farklı kısmi röle seçim tekniği önerilmektedir. Ele alınan çok atlamalı çok yollu yapıda, her bir röle kendinden bir önceki aktarıcıdan aldığı işareti çöz-ve-aktar ilkesine göre çözmektedir. Kaynaktaki ve her atlamada seçilen rölelerdeki verici antenler üzerinden ise SSK tekniği uygulanmaktadır. Önerilen sistem için, yaklaşık ve asimptotik simge hata olasılığı kapalı formda hesaplanarak elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleriyle desteklenmiştir. Önerilen sistemin çok atlamalı röle seçimsiz SSK sisteminden ve çok atlamalı yol seçimli SSK sisteminden daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca, yüksek alıcı anten sayısı ve veri hızları için önerilen sistemin çok yollu yol seçimli  $M$ -PSK sistemden daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir.

#### 3.9.1 Sistem Modeli

Çalışmada ele alınan çok atlamalı ve kısmi röle seçimli SSK sistem modeli Şekil 3.28'de verilmektedir. Burada, K ile H, doğrudan görüş hattı olmaksızın, aralarındaki çok atlamalı ve çok yollu yapı sayesinde haberleşmektedir. K'da ve H'de sırasıyla  $N_s$  verici ve  $N_r$  alıcı anten bulunmaktadır. Ayrıca, K ile H arasındaki iletişim  $T+1$  atlamada gerçekleşmekte ve her

atlamada  $L$  adet röle bulunmaktadır. Her bir rölede,  $R_{t,j}$  ( $1 \leq t \leq T, 1 \leq j \leq L$ ),  $N_s$  verici ve  $N_r$  alıcı anten bulunmaktadır.



Şekil 3.28 Çok atlamalı kısmi röle seçimli SSK sistem modeli.

Bu yapıda K ile H arasındaki iletişim, her atlamada seçilen röleler üzerinden toplam  $T + 1$  atlamada gerçekleşir (bir senaryo kırmızı renk ile gösterilmektedir). Son atlamada, bilgi işareti bir önceki atlamada seçilen röleden H'ye gönderildiği için röle seçimi söz konusu değildir. İlk atlamada, K'da bilgi biti dizisi SSK tekniğine göre verici anten indisine eşlenir. Dolayısıyla, bir iletim aralığı boyunca yalnızca bir verici anten iletimdedir ve iletimde olan anten ortalama olarak  $E_K$  enerjisi harcamaktadır. İlk atlamadan sonraki  $T-1$  atlamada, her bir atlamada seçilen röle kendisine gelen işareti ML tekniğine göre çözerek bilgi bitlerine karar verir ve karar verilen bilgi bitleri kaynaktaki gibi verici antenlerin indislerine eşlenir. Rölelerde de SSK tekniği uygulandığı için röleler tarafından gerçekleştirilen her atlamada da yalnızca bir anten iletimdedir ve iletimde olan anten ortalama olarak  $E_K$  enerjisi harcar. Dolayısıyla, bilgi işareti her bir atlamada seçilen röleler üzerinden atlaya atlaya H'ye ulaşır.  $l_t$  ve  $l_{T+1}$  sırasıyla  $t$ . ve  $(T + 1)$ . atlamada iletimde olan anten indislerini göstermek üzere,  $t$ . atlamada seçilen rölede,  $R_{t,\delta_t}$  ( $1 \leq \delta_t \leq L$ ), alınan ve  $(T + 1)$ . atlamada H'de alınan işaret vektörleri sırasıyla

$$\mathbf{y}_{t,\delta_t} = \sqrt{E_K} \mathbf{h}_{t,\delta_t}^{l_t} + \mathbf{n}_{t,\delta_t}, \quad (3.48)$$

$$\mathbf{y}_{T+1,j} = \sqrt{E_K} \mathbf{h}_{T+1,j}^{l_{T+1}} + \mathbf{n}_{T+1,j} \quad (3.49)$$

ile gösterilsin. Burada,  $\mathbf{H}_{t,j} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$   $t$ . atlamadaki  $j$ . röle ile aynı atlamada  $j$ . röleye işaret gönderen terminal arasındaki kanal matrisi ve  $\mathbf{H}_{t,\delta_t} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$   $t$ . atlamada seçilen röle ile aynı atlamada seçilen röleye işaret gönderen terminal arasındaki kanal matrisi olmak üzere,  $\mathbf{h}_{t,\delta_t}^l$ ,  $\mathbf{H}_{t,\delta_t}$  matrisinin  $l_t$ . sütunudur. Dahası,  $\mathbf{H}_{T+1,j} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$  matrisi  $(T+1)$ . atlamada H ve aynı atlamada H'ye işaret gönderen terminal arasındaki kanal matrisi olmak üzere,  $\mathbf{h}_{T+1,j}^{l_{T+1}}$ ,  $\mathbf{H}_{T+1,j}$  matrisinin  $l_{T+1}$ . sütunudur.  $\mathbf{H}_{t,j}$  ve  $\mathbf{H}_{T+1,j}$  matrislerinin elemanları  $\mathcal{CN}(0,1)$  dağılımlıdır.  $\mathbf{n}_{t,\delta_t}$  ve  $\mathbf{n}_{T+1,j}$  ise, sırasıyla  $t$ . atlamada seçilen röledeki ve H'deki AGN vektörüdür.  $\mathbf{n}_{t,\delta_t}$  ve  $\mathbf{n}_{T+1,j}$  vektörlerinin elemanları  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  dağılımlıdır. Röleler DF prensibine göre çalıştığı için, her bir röle tarafından gönderilen işaret bir önceki atlamada röle tarafından alınıp karar verilen işarete göre oluşturulur. Dolayısıyla, hata yayılımı göz önüne alındığı için her atlamada gönderilen işaret farklı olabilir. Her bir rölede ve hedefte iletimde olan anten indisine ML sezim tekniğine göre karar verilmektedir.

Bir sonraki alt bölümlerde, bu çalışmada ele alınan kısmi röle seçim teknikleri anlatılmaktadır.

### Röle Seçim Tekniği - I (RST-I)

Bu teknikte, bir atlamada  $L$  adet röleye ilişkin kanal katsayıları göz önünde bulundurularak,  $L$  adet röleden en kötü durumdaki PEP ifadesini minimum yapan röle seçilir. Dolayısıyla,  $t$ . atlamada seçilen rölenin indisi

$$\delta_t = \arg \max_{j=1,\dots,L} \left\{ \min_{l_t, \hat{l}_t=1,\dots,N_s, l_t \neq \hat{l}_t} \gamma_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t} \right\} \quad (3.50)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,  $\gamma_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t} = \frac{E_K \|\mathbf{h}_{t,j}^{l_t} - \mathbf{h}_{t,j}^{\hat{l}_t}\|^2}{2N_0}$  şeklindedir.  $\mathbf{h}_{t,j}^{l_t}$  ve  $\mathbf{h}_{t,j}^{\hat{l}_t}$ ,  $\mathbf{H}_{t,j}$  matrisinin

sırasıyla  $l_t$ . ve  $\hat{l}_t$ . sütunudur.

### Röle Seçim Tekniği - II (RST-II)

Bir önceki alt bölümde anlatılan RST-I'de, K'den gönderilen bilgi işareti her bir atlamada seçilen röleler üzerinden H'ye ulaşır. Ancak RST-I'de,  $(T+1)$ . atlamada yani  $R_{\delta_t, T}$  ile H arasındaki iletişim sırasında röle seçimi söz konusu olmadığı için bu atlamada, daha sonra başarımlar analizi ve nümerik sonuçlar alt bölümlerinde de gösterileceği üzere, röle seçiminden kaynaklanan çeşitleme kazancı elde edilemez. Dahası, sistem başarımlarını en zayıf atlama yani en kötü çeşitleme derecesine sahip atlama tarafından belirleneceği için RST-I'in sağladığı başarımlar sınırlıdır. Bu durumu göz önüne alarak, röle seçim tekniği - II (RST-II)'de son iki



atlamaya kadar  $(T, T+1)$  seçilen röleye RST-1'deki gibi (3.50) ile karar verilir. Son atlamada seçilen röle indisi ise

$$\delta_T = \arg \max_{j=1, \dots, L} \left\{ \min_{i=T, T+1} \left\{ \min_{l, \hat{l}=1, \dots, N_s, l \neq \hat{l}} \gamma_{i,j}^{l, \hat{l}} \right\} \right\} \quad (3.51)$$

biçimindedir. Burada,  $\gamma_{T+1,j}^{l, \hat{l}} = \frac{E_K \left\| \mathbf{h}_{T+1,j}^l - \mathbf{h}_{T+1,j}^{\hat{l}} \right\|^2}{2N_0}$  ve  $\mathbf{h}_{T+1,j}^{\hat{l}}$ ,  $\mathbf{H}_{T+1,j}$  matrisinin  $\hat{l}_{T+1}$  . sütunudur.

### 3.9.2 Yaklaşık Simge Hata Olasılığı Analizi

Önerilen sistemde her atlamada işarete DF prensibine göre karar verildiği için sistemin uçtan-uca hata olasılığını hesaplarken her terminaldeki hata olayları göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca, SSK sistemlerin hata olasılığı kanal katsayıları arasındaki Öklid uzaklıklarına bağlıdır. Verici anten sayısı ikiden fazla olduğunda, bu Öklid uzaklıkları aynı rastlantı değişkenlerini içerdikleri için istatistiksel olarak bağımlıdır. Dolayısıyla, önerilen sistem için tam hata olasılığını hesaplamak oldukça zordur. Bu nedenle, bu alt bölümde yaklaşık SEP hesaplanmaktadır.

#### Röle Seçim Tekniği - I

$R_{t,j}$ 'deki  $l_t$  ve  $\hat{l}_t$  verici antenlere karşılık gelen karesel Öklid uzaklıkları şu şekilde tanımlanabilir:  $\Delta_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t} = \left\| \mathbf{h}_{t,j}^{l_t} - \mathbf{h}_{t,j}^{\hat{l}_t} \right\|^2$ .  $\mathbf{h}_{t,j}^{l_t}$  ve  $\mathbf{h}_{t,j}^{\hat{l}_t}$ 'nin elemanları karmaşık Gauss dağılımına sahip olduğu için  $\Delta_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t}$  ki-kare dağılımına sahiptir.

$R_{t,j}$ 'deki minimum karesel Öklid uzaklığı şu şekilde tanımlanabilir:  $\Delta_{t,j} = \min_{l_t, \hat{l}_t=1, \dots, N_s, l_t \neq \hat{l}_t} \Delta_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t}$ .

Burada  $l_t$  ve  $\hat{l}_t$ ,  $\binom{N_s}{2}$  adet farklı değer alabileceği için  $\Delta_{t,j}$  rastlantı değişkenine ait birikimli dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF), sıra istatistiği yardımıyla,

$$F_{\Delta_{t,j}}(x) = 1 - \left[ 1 - F_{\Delta_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t}}(x) \right]^{\binom{N_s}{2}} = 1 - \left[ e^{-\frac{x}{2} \sum_{z=0}^{N_s-1} \frac{1}{z!} \left( \frac{x}{2} \right)^z} \right]^{\binom{N_s}{2}} \quad (3.52)$$

biçiminde elde edilir (David ve Nagaraja, 2003). Burada  $F_{\Delta_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t}}(x)$ ,  $\Delta_{t,j}^{l_t, \hat{l}_t}$  rastlantı değişkenine ait CDF'dir.

(3.50) denklemini göz önüne alırsak,  $t$ . atlamada seçilen röleye ( $R_{t, \delta_t}$ ) ilişkin minimum karesel Öklid uzaklığı şu şekilde tanımlanabilir:  $\Delta_{t, \delta_t} = \max_{j=1, \dots, L} \Delta_{t,j}$ . Buradan, sıra istatistiği yardımıyla,

$\Delta_{t, \delta_t}$  raslantı değişkenine ait CDF

$$F_{\Delta_{t,\delta_t}}(x) = \left[ 1 - \left[ e^{-\frac{x}{2}} \sum_{z=0}^{N_r-1} \frac{1}{z!} \left( \frac{x}{2} \right)^z \right]^{\binom{N_s}{2}} \right]^L \quad (3.53)$$

biçiminde elde edilir (David ve Nagaraja, 2003). (3.53)'daki ifadeye binom açılımı uygulanarak bu ifadenin türevi alınır,  $\Delta_{t,\delta_t}$  rastlantı değişkenine ait PDF

$$f_{\Delta_{t,\delta_t}}(x) = \sum_{q=0}^L \sum_{u=0}^{N_q} \binom{L}{q} (-1)^q C_u(N_r, N_s, q) e^{-\frac{x}{2} \binom{N_s}{2} q} \times \left[ -\binom{N_s}{2} \frac{q}{2} x^u + u x^{u-1} \right] \quad (3.54)$$

biçiminde elde edilir. Burada,  $N_q = (N_r - 1) \binom{N_s}{2} q$  ve  $C_u(N_r, N_s, q) \left[ \sum_{z=0}^{N_r-1} \frac{1}{z!} \left( \frac{x}{2} \right)^z \right]^{T_q}$  ifadesinin açılımındaki  $x^u$  teriminin katsayısını ifade etmektedir. Ayrıca,  $T_q = \binom{N_s}{2} q$ 'dir.

En yakın komşu yaklaşımını (Goldsmith, 2005) kullanarak,  $t$ . atlamadaki yaklaşık SEP şu şekilde ifade edilebilir:  $P_t \approx \frac{2}{N_s} \int_0^\infty Q \left( \sqrt{\frac{E_K x}{2N_0}} \right) f_{\Delta_{t,\delta_t}}(x) dx$ . (3.54)'teki PDF ifadesi yerine konularak ve bu ifadedeki integral için de (Verdu, 1998)'deki (3.63) numaralı eşitlik kullanılarak,  $t$ . atlamadaki yaklaşık SEP ifadesi kapalı formda şu şekilde elde edilir:

$$P_t \approx \frac{2}{N_s} \sum_{q=1}^L \sum_{u=0}^{N_q} \binom{L}{q} (-1)^q C_u(N_r, N_s, q) \frac{u!}{T_q^u} \times \left[ 1 - \left( \frac{2T_q}{E_K / N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right]^u - \frac{1}{2} \left[ 1 - \left( \frac{2T_q}{E_K / N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right] \times \sum_{p=0}^u 2^{-p} \binom{u+p}{p} \left[ 1 + \left( \frac{2T_q}{E_K / N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right]^p \times \sum_{p=0}^{u-1} 2^{-p} \binom{u-1+p}{p} \left[ 1 + \left( \frac{2T_q}{E_K / N_0} + 1 \right)^{-1/2} \right]^p. \quad (3.55)$$

Her atlama birbirinden bağımsız olduğu için çok atlamalı kısmi röle seçimli sistemin SEP ifadesi

$$P_{RST_t} \approx 1 - (1 - P_{T+1}) \prod_{t=1}^T (1 - P_t) \quad (3.56)$$

şeklindedir. Burada,  $P_{T+1}$  son atlamadaki SEP ifadesidir ve son atlamada röle seçimi yapılmadığı için (3.55)'deki ifadede  $L = 1$  yazılarak elde edilir.

## Röle Seçim Tekniği – II

Bu teknikte daha önce de söz edildiği üzere son iki atlamaya kadar RST-I uygulanır. Dolayısıyla, son iki atlamaya kadar (3.55)'de bulunan SEP ifadesi geçerlidir. (3.51) denklemini göz önüne alırsak, son iki atlama için seçilen röleye ait en büyük minimum karesel Öklid

uzaklığı  $\Delta_{T,\delta_T} = \max_{j=1,\dots,L} \left\{ \min_{i=T,T+1} \left\{ \min_{l_i, \hat{l}_i=1,\dots,N_s, l_i \neq \hat{l}_i} \Delta_{i,j}^{l_i, \hat{l}_i} \right\} \right\}$  şeklinde tanımlanabilir. Burada,  $i \in \{T, T+1\}$

olmak üzere  $\Delta_{i,j}^{l_i, \hat{l}_i} = \left\| \mathbf{h}_{i,j}^{l_i} - \mathbf{h}_{i,j}^{\hat{l}_i} \right\|^2$  biçimindedir. Bir önceki alt bölümdekine benzer adımlar

izlenerek  $\Delta_{T,\delta_T}$  rastlantı değişkenine ait CDF

$$F_{\Delta_{T,\delta_T}}(x) = \left[ 1 - \left[ e^{-\frac{x}{2}} \sum_{z=0}^{N_r-1} \frac{1}{z!} \left( \frac{x}{2} \right)^z \right]^{2 \binom{N_s}{2}} \right]^L \quad (3.57)$$

biçiminde elde edilir. (3.57) ile (3.53) arasındaki tek fark, (3.57) denkleminde en dıştaki parantezin içinde bulunan ifadenin üssünde iki katsayısının da olmasıdır. Dolayısıyla, RST-II için son iki atlamadaki SEP ifadesi ( $P_{T,T+1}$ ) (3.55) denkleminde  $N_q$  ve  $T_q$  yerine sırasıyla  $2N_q$  ve  $2T_q$  konularak elde edilir. Bu sistem için uçtan-uca yaklaşık SEP ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P_{RST_2} \approx 1 - (1 - P_{T,T+1}) \prod_{t=1}^{T-1} (1 - P_t). \quad (3.58)$$

### 3.9.3 Asimptotik Hata Olasılığı Analizi

#### Röle Seçim Tekniği – I

Herhangi bir atlamadaki kanal katsayılarının Öklid uzaklıklarına ilişkin PDF'lerin sıfır (origin) etrafındaki davranışları göz önüne alınırsa (Wang ve Giannakis, 2003), o atlamaya ilişkin çeşitleme ve kodlama kazançları ( $G_d^t$  ve  $G_c^t$ ) bulunabilir. Röle seçimsiz durumda,

çeşitleme ve kodlama kazançları, sırasıyla  $G_d^{T+1} = N_r$  ve  $G_c^{T+1} = \frac{1}{2} \left[ \binom{N_s}{2} \frac{\Gamma(N_r + 1/2)}{2\sqrt{\pi} (N_r!)} \right]^{\frac{1}{N_r}}$

biçiminde bulunur (Wang ve Giannakis, 2003). Burada, çeşitleme ve kodlama kazançları için  $(T+1)$  üst indisinin kullanılmasının sebebi son atlamada yani  $(T+1)$ . atlamada röle seçiminin uygulanmamasıdır. Dolayısıyla, burada elde edilen çeşitleme ve kodlama kazançları son atlamadaki iletme ilişkin çeşitleme ve kodlama kazançlarını gösterir ve yüksek SNR

değerlerinde son atlamadaki yaklaşık SEP  $\bar{P}_{T+1} = (G_d^{T+1} E_K / N_0)^{-G_c^{T+1}}$  biçiminde elde edilir (Wang ve Giannakis, 2003).

(Wang ve Giannakis, 2003)'teki (15) denklemini yardımıyla, röle seçimli durumda  $t$  atlamadaki çeşitleme ve kodlama kazançları, sırasıyla  $G_d^t = \sum_{j=1}^L G_d^{T+1} = \sum_{j=1}^L N_r = LN_r$  ve

$$G_c^t = \left[ \frac{2^{L-1} \pi^{(L-1)/2} \Gamma(LN_r + 1/2)}{(G_c^{T+1})^{LN_r} (N_r + 1/2)^L} \right]^{\frac{1}{LN_r}} \text{ biçiminde bulunur. Buradan da yüksek SNR değerlerinde}$$

$t$  atlamadaki yaklaşık SEP  $\bar{P}_t = (G_d^t E_K / N_0)^{-G_c^t}$  biçiminde elde edilir (Wang ve Giannakis, 2003). Burada bulunan  $\bar{P}_{T+1}$  ve  $\bar{P}_t$  ifadeleri (3.56) denkleminde yerine konulursa RST-I uygulanan sistem için uçtan-uca asimptotik SEP ifadesi elde edilir. Yüksek SNR değerlerinde sistemin SEP başarımı en zayıf atlama yani en kötü çeşitleme derecesine sahip atlama tarafından belirleneceği için bu sistemin çeşitleme derecesi  $d_{RST_1} = N_r$  biçimindedir.

### Röle Seçim Tekniği - II

Burada son iki atlamaya kadar,  $1 \leq t \leq T-1$ , bir önceki alt bölümde bulunan  $\bar{P}_t$  ifadesi  $t$  atlamadaki asimptotik SEP ifadesini verir. Öte yandan, (Wang ve Giannakis, 2003)'teki (15) denklemini yardımıyla, son iki atlama için çeşitleme ve kodlama kazançları sırasıyla

$$G_d^{T,T+1} = \sum_{j=1}^L G_d^{T+1} = \sum_{j=1}^L N_r = LN_r \quad \text{ve} \quad G_c^{T,T+1} = \left[ \frac{2^{2L-1} \pi^{(L-1)/2} \Gamma(LN_r + 1/2)}{(G_c^{T+1})^{LN_r} (N_r + 1/2)^L} \right]^{\frac{1}{LN_r}} \text{ biçiminde}$$

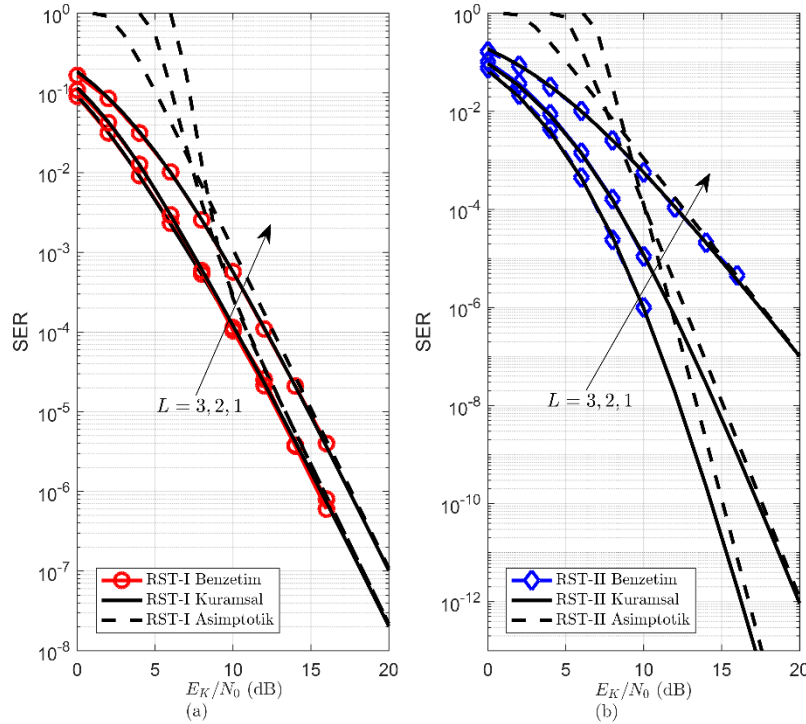
bulunur. Buradan da yüksek SNR değerlerinde son iki atlama için yaklaşık SEP  $\bar{P}_{T,T+1} = (G_d^{T,T+1} E_K / N_0)^{-G_c^{T,T+1}}$  biçiminde elde edilir (Wang ve Giannakis, 2003). Burada bulunan  $\bar{P}_{T,T+1}$  ve  $\bar{P}_t$  ifadeleri (3.58) denkleminde yerine konulursa RST-II uygulanan sistem için uçtan-uca asimptotik SEP ifadesi elde edilir. RST-II için son iki atlama da dahil bütün atlamalarda çeşitleme derecesi  $LN_r$  olduğu için sistemin çeşitleme derecesi  $d_{RST_2} = LN_r$  biçimindedir.

### 3.9.4 Başarım Değerlendirmesi

Bu bölümde, önerilen SSK sistemlerinin kuramsal yaklaşık ve asimptotik SEP analizleri bilgisayar benzetimleriyle SER cinsinden bulunarak doğrulanmaktadır. Ayrıca, karşılaştırma amacıyla, (Yarkin vd., Kasım 2017b)'de önerilen çok atlamalı yol seçimli SSK (YS-SSK) ve

(Bhatnagar vd., 2016) 'da önerilen çok atlamalı yol seçimli  $M$ -PSK (YS-MPSK) sistemine ait SER sonuçları ilgili şekillerde verilmektedir.

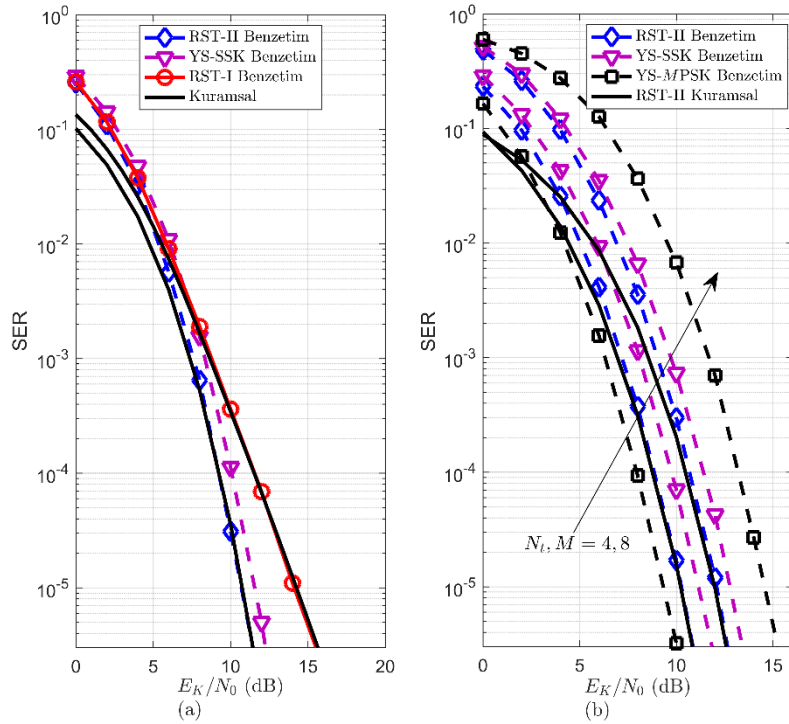
Şekil 3.29'da önerilen çok atlamalı kısmi röle seçimli SSK sistemlerinin SER başarımları eğrileri görülmektedir. Şekil 2.23 (a) ve Şekil 3.29 (b)'de verilen eğriler, sırasıyla RST-I ve RST-II sistemlerine ait olup,  $N_s = 2$ ,  $T = 4$ ,  $N_r = 4$  ve  $L \in \{1, 2, 3\}$  için elde edilmiştir. Şekil 3.29'dan görüldüğü üzere, her iki sistem için de kuramsal ve asimptotik sonuçlar benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumludur. Her iki sistem için de röle sayısı arttıkça sistem başarımı iyileşmektedir. Ancak, Şekil 3.29 (a)'dan görüldüğü üzere RST-I için her atlamadaki röle sayısını arttırmak sistem başarımını arttırmasına rağmen çeşitleme kazancı sağlamamaktadır. Şekil 3.29 (b)'den görüldüğü üzere, röle sayısının artırılması sisteme çeşitleme kazancı getirerek sistem başarımını önemli oranda iyileştirmektedir.,



Şekil 3.29 Önerilen çok atlamalı kısmi röle seçimli SSK sistemlerin SER başarımları.

Şekil 3.30'da önerilen kısmi röle seçimli sistemler (RST-I ve RST-II), yol seçimi yapılan YS-SSK ve YS-MPSK sistemler ile karşılaştırılmaktadır. Önerilen sistemlerden farklı olarak, YS-SSK ve YS-MPSK sistemlerinde  $L$  adet yoldan bir tanesi seçilir ve  $K$  ile  $H$  seçilen yolun  $T$  adet rölesi üzerinden haberleşir. YS-SSK sistemde  $K$ 'dan ve her röleden SSK, YS-MPSK sistemden  $K$ 'dan ve her röleden  $M$ -PSK işaret gönderilir. Şekil 3.30 (a)'daki eğriler  $N_s = 2$ ,  $T = 3$ ,  $N_r = 3$  ve  $L = 4$  için; Şekil 3.30 (b)'deki eğriler ise  $N_s, M \in \{4, 8\}$ ,  $T = 3$ ,  $N_r = 4$ , ve

$L=4$  için verilmiştir. Şekil 3.30 (a) ve Şekil 3.30 (b)'den görüldüğü üzere, (3.56) ve (3.58) denklemlerinde verilen yaklaşık SEP ifadesi benzetim sonuçları ile uyumludur ve YS-SSK sistem RST-I uygulanan sistemden daha iyi SER başarımı sağlamasına rağmen, RST-II uygulanan sistem diğer iki sistemden (YS-SSK, RST-I) de daha iyi SER başarımı sağlamaktadır. Öte yandan, Şekil 3.30 (b)'den görüldüğü üzere, önerilen RST-II sistemin YS-MPSK sisteme karşı üstünlüğü veri hızı arttıkça ortaya çıkmaktadır.  $N_s=M=4$  için YS-MPSK sistemi RST-II uygulanan sistemden yaklaşık 0.9 dB daha iyi SER başarımı sağlamasına rağmen,  $N_s=M=8$  için RST-II uygulanan sistem YS-MPSK sisteminden yaklaşık 2.5 dB daha iyi SER başarımı sağlamaktadır. Elde edilen bu sonuçlar, SSK tekniğinin çok sayıda alıcı/verici anten ve atlama içerebilecek olan gelecek nesil iletişim sistemleri için güçlü bir aday olduğunu ve RST-II'nin de bu sistemlerin hata başarımını iyileştirmek için önemli bir teknik olduğunu göstermektedir.



Şekil 3.30 Önerilen SSK sistemler ile YS-SSK ve YS-MPSK sistemlerin SER başarımının karşılaştırılması.

### 3.9.5 Sonuçlar

Bu çalışmada, çok atlamalı SSK sistemine ilişkin yaklaşık ve asimptotik SEP ifadeleri iki farklı kısmi röle seçim tekniği için kapalı formda elde edilmiştir. Önerilen çok atlamalı röle seçimli yapının (RST-II), klasik çok atlamalı SSK yapısından ve çok atlamalı yol seçimli SSK yapısından daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Öte yandan, önerilen sistemin

yeterince yüksek veri hızları ve alıcı anten sayıları için, çok atlamalı röle seçimli  $M$ -PSK sisteminden daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir.

### 3.10 İş Paketi 2 Kapsamında Yapılan Yayınlar

Yarkin, F., Altunbas, I., 2016. "Outage performance of spatial modulation with transmit antenna selection over Nakagami- $m$  fading channels with arbitrary  $m$ ", 8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications & Control Systems (ICUMT 2016), Lizbon, Portekiz.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2017. "Source Transmit Antenna Selection for Space Shift Keying with Cooperative Relays", IEEE Commun. Lett., 21(5), 1211-1214.

Öztoprak, Ö. C., Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2017. "Performance analysis of space shift keying for AF relaying with relay selection", AEU - International Journal of Electronics and Communications, 81, 74-82.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2017a. "Two-way space shift keying with relay selection," 25th Telecommunication Forum (TELFOR), Belgrat, Belgrat.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2017b. "Multi-hop space shift keying with path selection," 2017 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), Riga, Letonya.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2017c. "Performance analysis of source transmit antenna selection in space shift keying with cooperative amplify-and-forward relaying," 2017 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), Riga, Letonya.

Yarkin, F., Altunbas, I. 2016. "Anten seçimli uzaysal modülasyon için Nakagami- $m$  kanalda kesinti olasılığı", 24. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU), Zonguldak, Türkiye.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2017. "Çok atlamalı verici anten seçimli uzay kaydırmalı anahtarlama için hata performans analizi", 25. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU), Antalya, Türkiye.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2018. "Space shift keying for multi-hop multi-branch networks, Physical Communication, 27, 161-169.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E. 2018. "Çok atlamalı kısmi röle seçimli uzay kaydırmalı anahtarlama", 26. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU), İzmir, Türkiye.

### 3.11 Kaynaklar

Altunbas, I., Yilmaz, A., Kucur, S. S., Kucur, O., "Performance analysis of dual-hop fixed-gain AF relaying systems with OSTBC over Nakagami- $m$  fading channels", AEU-Int J Elect Commun, Cilt 66, No. 10,841–6, 2012.

Basar, E., "Index modulation techniques for 5G wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, Cilt 54, No. 7, 168–175, Temmuz 2016.

Bhatnagar, M. R., Mallik, R. K., ve Tirkkonen, O., "Performance evaluation of best-path selection in a multihop decode-and-forward cooperative system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Cilt. 65, No. 4, 2722–2728, Nisan 2016.

Bissias, N., Efthymoglou, G.P. ve Aalo, V. A., "Performance analysis of dual-hop relay systems with single relay selection in composite fading channels", *AEU-Int J Elect Commun*, Cilt 66, No. 1, 39-44, 2012.

Chen, Y., ve Tellambura, C., "Distribution functions of selection combiner output in equally correlated Rayleigh, Rician, and Nakagami-m fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Cilt 52, No. 11, 1948–1956, Kasım 2004.

Chen, Z., Chi, Z., Li, Y., and Vucetic, B., "Error performance of maximal-ratio combining with transmit antenna selection in flat nakagami-m fading channels", *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Cilt 8, No. 1, Ocak 2009.

David, H.A., Nagaraja, H.N., "Order statistics", 3. Baskı, Wiley, 2003.

Di Renzo, M., Haas, H., Ghayeb, A., Sugiura, S., ve Hanzo, L., "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation," *Proc. IEEE*, Cilt 102, No. 1, 56–103, Ocak 2014.

Goldsmith, A., "Wireless Communications", Cambridge University Press, 2005.

Gradshteyn, I.S., and Ryzhik, I.M., "Table of integrals, series, and products", 7. Baskı, Academic Press, 2007.

Hasna, M. O. ve Alouini, M. S., "Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Cilt 3, No. 6, 1999–2004, Kasım 2004.

Jeganathan, J., Ghayeb, A. and Szczecinski, L., "Space shift keying modulation for MIMO channels", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Cilt 8, No.7, Temmuz 2009.

Karagiannidis, G. K., Tsiftsis, T. A., and Mallik, R. K., "Bounds for multihop relayed communications in nakagami-m fading," *IEEE Trans. Commun.*, Cilt 54, No. 8, pp. 18-22, Ocak 2006.

Krikidis, I., Thompson, J., Mclaughlin, S., Goertz, N., "Amplify-and-forward with partial relay selection," in *IEEE Commun. Lett.*, Cilt 12, No. 4, Nisan 2008.

Kumbhani, B., Kshetrimayum, R.S., "Outage probability analysis of spatial modulation systems with antenna selection," *IET Elec. Lett.*, Cilt 50, No. 2, Ocak 2014.

Laneman, J. N., Tse, D. N. C., Wornell, G. W., "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior", *IEEE Trans Inf Theory*, Cilt 50, No. 12, 3062–80, 2004.

Ma, N., Wang, A., Ji, Y., Shi, H. "Cooperative space shift keying for multiple-relay network", *IEEE Commun Lett*, Cilt 18, No. 4, 712-715, 2014.

Mesleh, R., Haas, H., Ahn, C .W., and Yun, S., "Spatial modulation - a new low complexity spectral efficiency enhancing technique," *International Conference on Communications and Networking in China*, Ekim 2006.

Mesleh, R.Y., Ikki S., Alwakeel M., "Performance analysis of space shift keying with amplify and forward relaying", *IEEE Commun. Lett.*, Cilt 15, No.12, Aralık 2011.



Mesleh, R., Ikki, S. S., Aggoune, E. M., ve Mansour, A., "Performance analysis of space shift keying (SSK) modulation with multiple cooperative relays", *EURASIP J. Adv. Signal Process*, Cilt 2012, No. 1, Eylül 2012.

Mesleh, R., Ikki, S. S., "Performance analysis of spatial modulation with multiple decode and forward relays", *IEEE Wireless Commun Lett*, Cilt 2, No. 4, 423-426, 2013.

Mesleh, R., Ikki, S. S., "Space shift keying with amplify and forward MIMO relaying", *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, Cilt 26, No.4, Nisan 2015.

Michalopoulos, D. S. Ve Karagiannidis G. K., "Performance analysis of single relay selection in Rayleigh fading", *IEEE Trans Wireless Commun*, Cilt 7, No. 10, 3718-3724, 2008.

Ntontin, K., Di Renzo, M., Perez-Neira, A., and Verikoukis, C., "Performance analysis of antenna subset selection in space shift keying systems", *IEEE CAMAD Conf.*, Eylül 2013.

Pillay, N., ve Xu, H., "Comments on 'Antenna selection in spatial modulation systems'," *IEEE Communications Letters*, Cilt 17, No. 9, 1681–1683, Eylül 2013.

Proakis, J., Salehi, M., "Digital Communications", 5. Baskı, McGraw-Hill, 2008.

Rajashekar, R., Hari, K. V. S., ve Hanzo, L., "Antenna selection in spatial modulation systems", *IEEE Commun. Lett.*, Cilt 17, No. 3, Mart 2013.

Simon, M. K., Alouini, M. S., "Digital communication over fading channels" 2.Baskı., Wiley, 2005.

Som, P., Chockalingam, A., "Bit error probability analysis of SSK in DF relaying with threshold-based best relay selection and selection combining", *IEEE Commun Lett*, Cilt 18, No. 1, 18-21, 2014.

Som, P., Chockalingam, A., "Performance analysis of space-shift keying in decode-and-forward multihop MIMO networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Cilt 64, No. 1, 132–146, Ocak 2015.

Sugiura, S., Chen, S., Haas, H., Grant, P. M. Ve Hanzo, L., "Coherent versus non-coherent decode-and-forward relaying aided cooperative space-time shift keying", *IEEE Trans Commun*, Cilt 59, No. 6, 1707-1719, 2011.

Verdu, S., *Multiuser Detection*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1998.

Wang, Z. and Giannakis, G. B., "A simple and general parameterization quantifying performance in fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, Cilt 51, No. 8, Ağustos 2003.

Wang, C.X., Hong, X., Ge, X., Cheng, X., Zhang, G., Thompson, J., "Cooperative MIMO channel models: a survey", *IEEE Commun Mag*, Cilt 48, No. 2, 2010.

Wen, M., Cheng, X., Poor, H. V., ve Jiao, B., "Use of SSK modulation in two-way amplify-and-forward relaying," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Cilt 63, No. 3, 1498–1504, Mart 2014.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E., "Source Transmit Antenna Selection for Space Shift Keying with Cooperative Relays", *IEEE Commun. Lett.*, Cilt 21, No. 5, Mayıs 2017.

Yarkin, F., Altunbas, I., Basar, E., "Multi-hop space shift keying with path selection," 2017 *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*, Riga, Letonya, 40-44, Kasım 2017b.

Zhou, E., ve Hao, L., "Transmit antenna selection in space shift keying modulation," *IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Haziran 2013.

## 4. İş Paketi 3

### Uzaysal Modülasyon Kullanan İşbirlikli Bilişsel Radyo Sistemlerinin Tasarımı

Telsiz iletişim sistemleri için en önemli doğal kaynak olan radyo spektrumu pratikte aynı anda sınırlı sayıda kullanıcıya kaynak sağlayabildiğinden dikkatli şekilde planlanmalı ve yönetilmelidir. Spektrum düzenleyici sistem statik spektrum tahsisi ve atama politikasına dayanır ve spektrumu kullanım hakkı her yeni teknolojiye ve kullanıcıya lisanslanarak verilir. Mevcut frekans bandlarının çoğu bu politikaya göre zaten lisanslanmış ve yapılan araştırmalarda lisanslanmış spektrumun çoğunlukla boş kaldığı gözlemlenmiştir. Bununla birlikte telsiz sistemler hızla gelişmekte ve bunlara olan talep de hızla artmaktadır. Gelecekteki telsiz sistemlere olan talebi karşılayacak spektrumun nerede/nasıl bulunabileceği yeni nesil telsiz iletişim sistemleri için temel problemi oluşturmaktadır. Mitola tarafından 1990'ların sonunda bilişsel radyo ortaya atılarak spektrum kıtlığı ve verimsiz kullanımına bir çözüm oluşturması amaçlanmıştır (Mitola vd., 1999; Mitola, 2000; Biglieri, 2013; Tabaković, 2011; Lu, 2012). Bilişsel radyo çok çeşitli teknikleri ve yapıları bir araya getirerek lisanssız kullanıcıların belirli koşullar altında lisanslı spektruma erişmesini sağlar. Bilişsel radyonun uygulama alanı TV bandlarından (Sum vd., 2013) uydu iletişimine (Sharma vd., 2013) kadar çeşitlilik gösterir. Hatta bazı endüstriler tarafından bu teknolojiyi gerçekleştirmek için yatırımlar yapılmaktadır (Nekovee, 2010).

Bilişsel radyoda iki tür kullanıcı vardır: Birincil (*lisanslı*) kullanıcılar spektrumun yasal sahibi olup spektrumda öncelikli haklara sahiptir. İkincil kullanıcılar ise birincil kullanıcıların iletişim kalitesini garanti altına almak kaydıyla spektruma erişebilen lisanssız kullanıcılarıdır. İkincil kullanıcılar çevrelerindeki ulaşılabilir spektrumları ve bu spektrumların parametrelerini analiz edebilen, spektruma erişip erişmeyeceklerine, erişirlerse hangi erişim tekniklerini kullanacaklarına karar verebilen akıllı aygıtlardır. Bilişsel radyoda üç ana erişim tekniği vardır: Araya karıştırma, altına serme ve üstüne serme. Araya karıştırma tekniğinde ikincil kullanıcılar birincil kullanıcıların spektrumu kullanmadıkları anlarda veya birincil kullanıcıların kullanmadığı frekans bandlarından iletim yaparlar. Altına serme tekniği ile ikincil kullanıcıların birincil kullanıcılara yarattığı girişim belirli bir eşik değerinin altında ise ikincil kullanıcılar birincil kullanıcılar ile aynı anda aynı spektrumu kullanırlar. Üstüne serme tekniğinde ise, ikincil kullanıcılar işbirliği ile birincil kullanıcıların iletimlerine yardım ederlerken aynı zamanda kendi iletimlerini de gerçekleştirirler (Sharma vd., 2015). Bu teknikleri birleştiren karışık yapılar da literatürde önerilmiştir. Altına serme ve üstüne serme tekniklerinde birincil ve ikincil kullanıcılar

spektrumu aynı anda kullandıklarından bu kullanıcıların birbirlerine oluşturdukları karşılıklı girişim önemli bir sorundur. Uzaysal modülasyon bu noktada gelecek vaadedilen alternatifler önererek bu soruna çözüm oluşturabilir.

Uzaysal modülasyon enerji ve spektral verimliliğin dengelenmiş olduğu çok-giriş çok-çıkışlı (MIMO) bir iletim tekniğidir (Basar, 2016). Uzaysal modülasyon, vericide çok anten bulundurma avantajını vericisinde tek RF devre bulundurarak ve antenler arasında anahtarlama yaparak elde eder. Tek RF devre nedeniyle her iletim aralığında tek bir verici anten etkin olarak seçilir; bu sayede MIMO sistemlerin dezavantajları olan kanallar arası girişim ve antenler arası eşzamanlama problemleri de ortadan kaldırılarak alıcıda daha düşük karmaşıklık sağlanır ve daha enerji verimli olarak iletim gerçekleştirilir. Etkin anten ve bu antenden iletilecek  $M$ 'li genlik/faz modülasyonlu işaret bilgi bitlerine göre seçilir. Dolayısıyla her iletim aralığında bilgi bitleri bir uzaysal modülasyonlu işaret kümesine eşlenmiş olup bu kümeden bir işaret gönderilir. Bu şekilde etkin antenin indisi de bilgi taşır ve uzaysal modülasyon daha yüksek hızlarda spektral verimli bir iletimi destekler (Mesleh vd., 2008; Yang, 2008). Uzaysal modülasyonun özel hali olan uzay kaydırmalı anahtarlama sadece verici anten indisleri ile bilgi taşınır. Etkin anten her aralıkta bilgi bitlerine göre seçilip bu antenden modüle edilmiş bir taşıyıcı iletilir (Jeganathan vd., 2008).

### **Konuyla ilgili literatürde yapılmış çalışmalar**

Literatürde her iki kullanıcının işaretlerinin güç paylaşımı kullanarak birleştirildiği süperpozisyon tekniği uygulayan üstüne sermeli spektrum paylaşım protokolleri önerilmiştir. (Han vd., 2009) 'da önerilen iki zamanlı üstüne sermeli spektrum paylaşım protokolünde ilk zaman aralığında birincil verici birincil işareti kendi alıcısına iletmektedir. Bu işaret ikincil verici ve ikincil alıcı tarafından da dinlenilmekte ve çözülmektedir. İkincil verici aldığı bu işareti seçmeli çöz-ve-aktar (SDF) iletim stratejisi gereğince tekrar üretmekte ve gücünün bir kısmını birincil işarete geri kalanını da kendine ayıracak şekilde birleştirerek bir sonraki zaman aralığında iletmektedir. Bu çalışmada birincil ve ikincil kullanıcı için servis dışı kalma olasılıkları kuramsal olarak hesaplanmış ve kuramsal sonuçların bilgisayar benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu gösterilmiştir. Ayrıca birincil kullanıcının servis dışı kalma başarımının işbirliksiz durumdakinden daha iyi olmasını sağlayacak şekilde ikincil vericinin birincil vericiye uzaklığının kritik değeri hesaplanmıştır. İkincil verici bu aralıkta konumlandığında ikincil vericideki güç paylaşım oranı için bir alt eşik değeri verilmiştir. İkincil kullanıcı bu eşik değerin üzerinde bir değer seçerek güç paylaşımı yaptığında birincil kullanıcı işbirliksiz durumdakinden daha iyi servis dışı kalma başarımı sergilemektedir. (Han vd., 2009) 'da önerilen bu protokolde ikincil verici veri hızı arttıkça gücünün giderek daha fazlasını birincil kullanıcının iletimine ayırmak zorundadır, bu sebeple yüksek veri hızlarında ikincil kullanıcı spektrum paylaşımı

gerçekleştiremez ve sadece birincil kullanıcının işaretini ileten klasik bir röle gibi davranır. (Chen vd., 2012) 'de (Han vd., 2009) 'daki sistem ele alınmış ancak ikincil vericide SDF iletim yerine kuvvetlendir-ve-aktar (AF) iletim stratejisi benimsenmiştir. İkincil vericinin AF iletimi benimsediği durumda birincil kullanıcı ve ikincil kullanıcı için servis dışı kalma ve bit hata olasılıkları kuramsal olarak hesaplanmış ve bilgisayar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir. (Chen vd., 2012) "de ayrıca birincil kullanıcıda servis dışı kalma başarımında kayıp oluşturmayacak şekilde ikincil kullanıcı için güç paylaşım değeri belirli varsayımlar altında optimize edilerek ikincil iletime daha fazla güç ayrılabilmesi sağlanmıştır. İkincil kullanıcı için optimum güç paylaşımı yapıldığında (Han vd., 2009) 'da önerilen yapıdan daha iyi servis dışı kalma başarımı elde edilmiş ve ikincil verici için kritik uzaklık artmıştır. (Vashistha vd., 2015) 'te önerilen protokol (Han vd., 2009) 'da verilen sistemin geliştirilmiş hali olarak düşünülebilir. (Vashistha vd., 2015) 'te önerilen yapıda ikincil vericide birden çok anten kullanılarak birincil işaretin tüm antenlerle alınması sağlanmakta ve birincil işaret en büyük oranlı birleştirme yardımıyla çözülmekte ancak ikincil verici bir sonraki aralıkta bu antenlerinden yalnızca birini rastgele seçerek iletim yapmaktadır. Birincil ve ikincil kullanıcı için servis dışı kalma olasılıkları kuramsal olarak hesaplanmış ve bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Burada önerilen protokol (Han vd. 2009) 'daki protokolle de karşılaştırılarak ikincil vericide çok anten kullanmanın servis dışı kalma başarımını her iki kullanıcı için de iyileştirdiği gözlemlenmiştir. (Li vd., 2011) 'de önerilen üç zaman aralıklı olan protokolde birincil kullanıcılar arasında çift yönlü iletişim olduğu ağ kodlamalı durum ele alınmış ve ikincil verici çift yönlü birincil iletimde röle görevi görerek spektruma erişim hakkını elde etmiştir. (Li vd., 2011) 'de önerilen protokolde birincil kullanıcılardan ilk iki zaman aralığında ikincil vericiye gelen birincil işaretlerin burada çözülüp çözülememesine göre üç senaryo önerilmiştir: Birincil işaretlerin her ikisinin de ikincil vericide çözülmesi durumunda ikincil verici bu iki işarete XOR işlemi uygulayarak gücünün bir kısmını bunlara geri kalanını da kendi işaretine ayırmakta ve süperpozisyon yardımıyla üçüncü zaman aralığında iletmektedir. Eğer ikincil vericide birincil işaretlerden yalnızca biri çözülürse ikincil verici doğru çözülen işareti kendi işaretiyle toplayarak süperpozisyon yardımıyla iletmektedir. Çözülemeyen işaret ise alıcıda doğrudan kanal yardımıyla elde edilmektedir. En son senaryoda ise ikincil verici birincil işaretlerden hiçbirini çözememişse, birincil kullanıcılar aralarındaki doğrudan iletimler aracılığıyla birbirlerinin işaretlerini almaktadır. Birincil ve ikincil kullanıcılar için servis dışı kalma olasılıkları kuramsal olarak hesaplanmış ve bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Ayrıca burada işaret-gürültü oranlarına göre spektrum paylaşımı bölgeleri belirlenmiştir. (Li vd., 2011) 'de verilen sonuçlara göre ikincil verici spektrum paylaşım bölgesinde olduğunda birincil kullanıcılar için daha fazla güç harcamak zorunda kalmıştır. Ayrıca ikincil verici için kabul edilebilir bir servis dışı kalma olasılığı ya ikincil verici alıcı çifti birbirine yakınken ya da ikincil

kullanıcının veri hızı düşükken elde edilebilmektedir. (Li vd., 2015) 'te iki zaman aralıklı bir protokol önerilmiş, bu protokolda birincil ve ikincil kullanıcı çifti bilişsel bir röle yardımıyla spektrumu paylaşmışlardır. İlk zaman aralığında birincil ve ikincil vericilerin bilgilerini aynı anda alan bilişsel röle ardışık girişim yok etme yardımıyla birincil ve ikincil bilgileri çözmeye çalışmaktadır. Çözebildiği bilgiyi yeniden üretmekte, çözmediğine de güç normalizasyonu uygulamaktadır. Her iki bilgiyi süperpozisyon ile birleştirip alıcılara iletmektedir. Bu yapıda da önceki çalışmalarda olduğu gibi her iki kullanıcı için servis dışı kalma olasılıkları yüksek olmakta ikincil kullanıcı bilgisine yeteri kadar güç ayırlanamamaktadır. (Wang vd., 2013) 'te de birincil kullanıcılar arasında çift yönlü iletim olmakla birlikte aralarında doğrudan iletim bulunmamaktadır. Bu protokol iki iletim fazından oluşmaktadır. İkincil kullanıcıda AF ve DF yöntemleri benimsendiği durumlarda üç farklı protokol önerilmiştir. AF iletimde ikincil verici kendi bilgisini süperpozisyon ile alınan birincil işaretlerin kuvvetlendirilmiş kopyalarına ekleyerek ikinci iletim fazında her düğüme gönderir. DF iletim için ise birincil kullanıcıların işaretlerine uygulanacak işleme göre iki ayrı protokol ortaya çıkmıştır: ikincil verici birincil işaretleri aynı anda çözdükten sonra ya birincil bilgi bitlerine süperpozisyon (DF-SUP) ya da fiziksel-katman ağ kodlama gereği XOR işlemi (DF-XOR) uygulamaktadır. Birincil kullanıcıların veri hızları sağlanırken ikincil kullanıcıların ulaşılabilir veri hızları maksimize edilmek için optimizasyon yapılmış ve ikincil vericide birincil kullanıcının iletimi için gereken en az güç elde edilmiştir. Birincil kullanıcıların eşit hızlarda iletim yaptığı durumlarda DF-XOR, farklı hızlarda iletim yaptığı durumda ise DF-SUP en iyi ulaşılabilir veri hızını sağlamıştır.

Uzaysal modülasyon bilişsel radyoda henüz birkaç çalışmada uygulanmıştır. (Kader vd., 2015) 'te birincil ve ikincil kullanıcıların vericileri SM uygulamaktadır. İki iletim fazından oluşan bu protokolda birincil verici birincil bilgiyi SM yoluyla ikincil vericiye iletmektedir. İkincil verici DF gereği çözdüğü birincil bilgi bitlerini geleneksel  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu ile kendi bilgisini de anten indisleriyle olacak şekilde SM kullanarak birincil ve ikincil alıcılara iletmektedir. Birincil ve ikincil kullanıcılar için bit hata olasılığı bilgisayar benzetimleri yardımıyla verilmiştir. İkincil vericide birincil işaretin geleneksel genlik/faz modülasyonuna ikincil işaretin de anten indislerine yüklenmesi iddia edildiği gibi kullanıcıların birbirlerine olan karşılıklı girişimlerini yok edememektedir. (Alizadeh vd., 2016) 'da birincil kullanıcılar arasında doğrudan iletim olmadan ikincil vericinin AF iletim stratejisini benimseyerek spektrum paylaşımı yaptığı varsayılmıştır. Birincil verici geleneksel genlik/faz modülasyonu ile birincil işareti ikincil vericiye iletmektedir. İkincil verici aldığı işaretin kuvvetlendirilmiş bir kopyasını kendi bilgi bitlerine göre seçtiği anteninden iletmekte ve bu şekilde SM uygulamaktadır. Her iki kullanıcının simge hata olasılığı bu çalışmalarda kuramsal olarak hesaplanmış ve bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Tüm sonuçlar üstüne sermeli spektrum paylaşımı protokollerinde uzaysal modülasyonun etkili bir yol olduğunu göstermektedir.

## Projenin konuya katkıları

Projenin üçüncü iş paketinde, üstüne serme yaklaşımına dayalı ikincil kullanıcıda uzaysal modülasyon uygulanan bir spektrum paylaşım protokolü önerilmiştir. Tüm iletim iki zaman aralığında tamamlanmaktadır. İkincil verici (ST) birincil verici-alıcı (PT-PR) çiftine röle görevi görerek lisanslı spektruma erişmektedir. Birincil ve ikincil işareti uzaysal modülasyon yardımıyla birleştiren ST, birincil işareti  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu ile kendi işaretini de anten indisleriyle iletmektedir. Önerilen protokolde, birincil kullanıcı  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu ile çalışan geleneksel bir sistem iken ikincil kullanıcı uzay kaydırmalı anahtarlama ile çalışmaktadır. Önerilen protokolün bit hata olasılığı analizleri ST'de kuvvetlendir-ve-aktar (AF), artımlı kuvvetlendir-ve-aktar (IAF) ve seçmeli çöz-ve-aktar (SDF) röle iletim stratejileri için kuramsal olarak elde edilmiş ve bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Önerilen protokol (Han, vd., 2009) ve (Chen, 2012) 'de verilen, tüm kullanıcılarda geleneksel  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu uygulayan referans sistemlerle karşılaştırılmıştır. (Han, vd., 2009) ve (Chen, 2012) 'de ST gücünün bir kısmını birincil kullanıcının işaretine kalan kısmını da kendi işaretine ayırarak her iki işareti süperpozisyon gereğince birleştirmekte ve aynı anda her iki alıcıya da iletmektedir. (Han, vd., 2009) 'da ST'de SDF röle iletim stratejisi benimsenmişken (Chen, 2012) 'de ST'de AF iletim uygulanmıştır. Önerilen protokolde birincil ve ikincil kullanıcı işaretleri sırasıyla geleneksel modülasyon ve anten indisleri ile iletiğinden, kullanıcıların birbirlerine olan karşılıklı girişimi azaltılmakta ve ST gücünün hepsini her iki kullanıcı için de kullanmaktadır. Böylece her iki kullanıcı için de önerilen protokol referans sistemlerden üstün başarımlar göstermiştir. Birincil kullanıcı başarımları doğrudan iletim durumu ile de karşılaştırılmış ve ST'nin uzaysal modülasyon uygulayarak birincil kullanıcı ile işbirliği yapmasının başarımları büyük ölçüde iyileştirdiği gözlemlenmiştir. Önerilen bu sistem modeli için kullanıcıların birbirlerine olan girişimlerini azaltmak ve veri hızını arttırmak için ikinci bir çalışma olarak bu sistem yapısında ikincil kullanıcının uzay – zaman blok kodlamalı uzaysal modülasyon (STBC-SM) uyguladığı protokol ele alınmakta böylece her iki kullanıcıya da çeşitleme kazancı sağlanmaktadır. Bu protokol için de her iki kullanıcı için bit hata olasılıklarının üst sınırları matematiksel olarak türetilmekte ve sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılarak uyumlu oldukları gözlenmektedir. Ayrıca bu protokol de (Han vd., 2009)'daki referans yapı ile karşılaştırılarak önerilen protokolün üstünlüğü gösterilmektedir. Sonuç olarak STBC-SM ile kullanıcıların birbirlerine olan girişimleri Alamouti kodlama sayesinde tamamen yok edilmekte, her iki kullanıcının da bit hata başarımları daha da iyileştirilmektedir.

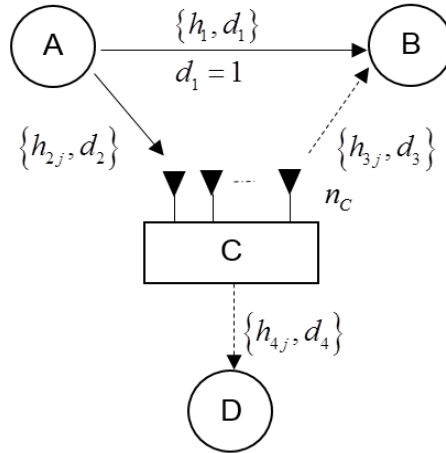
Projenin bu iş paketinde üçüncü çalışmada, uzaysal modülasyon ve fiziksel-katman ağ kodlamalı tek yönlü bilişsel çapraz ağ spektrum paylaşım protokolü önerilmiştir. Bu bölümde önerilen protokol de üstüne serme yaklaşımına dayalı olup iki zamanlıdır. Tüm verici alıcı

çiftlerinin bir dikdörtgenin köşelerinde olduğu varsayılmıştır. Her alıcı diğer kullanıcının vericisine yakın olup diğer kullanıcı bilgisini dinleyebilmektedir; ancak, kendi vericisine uzak olduğundan güvenilir iletim için röle gerekmektedir. Birincil kullanıcı birincil verici - alıcı (PT-PR) çiftinden oluşurken ikincil kullanıcı ikincil verici-alıcı (ST-SR) ve röleden (R) oluşmaktadır. İkincil kullanıcı kendi rölesini birincil kullanıcı ile paylaşarak lisanslı spektruma erişebilmektedir. Önerilen protokolda PT ve ST işaretlerini uzaysal modülasyon ile R'ye iletmektedir. R bu işaretleri aynı anda çözmekte ve XOR işlemi uygulamaktadır. Bir sonraki zaman aralığında R uzaysal modülasyon yardımıyla bu işaretleri iletmektedir. Önerilen protokolün bit hata olasılığı kuramsal olarak elde edilmiş ve bilgisayar benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Kuramsal sonuçlar ile benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen protokol her düğümde  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu uygulayan sistem (Üstünbaş vd., 2016) ile eşit veri hızlarında karşılaştırılmıştır. Önerilen protokolün yüksek veri hızlarında (Üstünbaş vd., 2016)'daki referans yapıya göre daha iyi bit hata başarımı sergilediği gözlemlenmiştir. Bunu bir örnekle açıklamak gerekirse referans yapının 8-PSK kullandığı durumda önerilen protokolda uzaysal modülasyonla iki verici anten QPSK modülasyonu veya dört verici anten BPSK modülasyonu eşit veri iletim hızı sağlar. Dolayısıyla özellikle yüksek veri hızlarında uzaysal modülasyon geleneksel  $M$ 'li genlik/faz modülasyonlarından daha iyi başarımla sergilemektedir. Önerilen protokolün başarımları ayrıca röle konumuna göre incelenmiştir. En iyi bit hata başarımı röle dikdörtgenin tam ortasında iken elde edilmiştir. Ayrıca röle vericilere alıcılara olduğundan daha yakinken alıcılara daha yakın olduğu durumdan daha iyi bit hata başarımı sergilemektedir. Çünkü tüm başarımlar üzerinde rölenin başarımları daha baskın olmaktadır. Eğer röle vericilere daha uzak olursa işaretleri daha sık hatalı çözmektedir. Böylece tüm sistemin başarımları kötüleşmektedir.

Projede son olarak, uzaysal modülasyon ve fiziksel-katman ağ kodlamayı birleştiren çift yönlü bilişsel radyo çapraz ağ önerilmiştir. Bir önceki sistem yapısına benzeyen bu sistem de üstüne serme yaklaşımına dayalı olup üç zaman aralıklıdır. Birincil kullanıcı çifti  $P_1$  ve  $P_2$  'den oluşurken, ikincil kullanıcı ise  $S_1$ ,  $S_2$  ve röleden oluşmaktadır. Birincil kullanıcı çifti ikincil kullanıcıya ait olan röle aracılığıyla birbirleriyle haberleşmekte, bu sayede ikincil kullanıcı da lisanslı spektrumdan faydalanmaktadır. Önerilen protokolda tüm düğümlerde uzaysal modülasyon, rölede ayrıca fiziksel-katman ağ kodlama kullanılmaktadır. Önerilen protokolün ilk zaman aralığında birincil kullanıcı çifti kendi işaretlerini uzaysal modülasyon yardımıyla röleye iletirken ikincil kullanıcı çifti ( $S_1$  ve  $S_2$ ) de bu işaretleri dinlemektedir. İkinci zaman aralığında ikincil kullanıcı çifti uzaysal modülasyon yardımıyla kendi işaretlerini röleye iletirken bu sefer de birincil kullanıcı çifti bu işaretleri dinlemektedir. Her düğüm diğer kullanıcının işaretlerini yan bilgi olarak kullanmaktadır. Röle birincil ve ikincil kullanıcı çiftlerinden aldığı

işaretleri bunları aldığı zaman aralıklarında çözer ve üçüncü zaman aralığında bunları fiziksel-katman ağ kodlama ile eşleyerek uzaysal modülasyon yoluyla (PLNC eşlenmiş SM işareti) tüm düğümlere iletir. Tüm kullanıcılar önceki zaman aralıklarında aldıkları yan bilgiyi ve kendi bilgilerini kullanarak röleden aldıkları PLNC eşlenmiş SM işareten yeniden XOR işlemi uygulayarak çıkarmaktadır. Önerilen protokolde ayrıca optimum güç paylaşımı için iki ayrı senaryo önerilmektedir. *Senaryo 1*'de birincil kullanıcının bit hata olasılığı minimize edilmeye çalışılmakta ancak bunun tüm sistem başarımı açısından optimum olmadığı gözlenmektedir. Bu sebeple tüm sistemin bit hata başarımını minimize eden *Senaryo 2* önerilmiştir. Bu protokol için her iki kullanıcının bit hata olasılıkları matematiksel olarak türetilmiş ve sonuçlar bilgisayar benzetim yoluyla karşılaştırılmıştır. Önerilen protokol dört zaman aralıklı yine bizim tarafımızdan tasarlanan bir referans yapı ile aynı spektral verimlilikte karşılaştırılmıştır. Önerilen üç zaman aralıklı protokol yüksek veri hızlarında dört zaman aralıklı referans yapıdan daha iyi bit hata başarıyı sağlamaktadır. Ayrıca önerilen protokolde röle konumunun bit hata başarımına etkisi de araştırılmış rölenin tüm düğümlere eşit uzaklıkta bulunduğu konumun en iyi başarımı verdiği tespit edilmiştir.

#### 4.1 İkincil Kullanıcıda SM Uygulayan İşbirlikli Bilişsel Radyo Y Tipi Ağı



Şekil 4.1.1 İkincil kullanıcıda SM uygulayan işbirlikli bilişsel radyo Y tipi ağı

Bu iş paketinde ilk olarak Şekil 4.1.1'de verilen işbirlikli spektrum paylaşım modeli ortaya atılmıştır. İki iletim fazından oluşan üstüne serme tekniğine dayalı bu modelde ikincil kullanıcılarda uzaysal modülasyon (SM) (Mesleh vd., 2008) uygulanarak iki kullanıcının birbirlerine olan girişimlerinin ve ikincil kullanıcıda güç paylaşım probleminin ortadan kaldırılması amaçlanmıştır. Farklı anten sayıları ve modülasyon düzeyleri için her iki kullanıcının bit hata olasılıklarının üst sınırları analitik olarak hesaplanmış bunlar bilgisayar benzetimleriyle karşılaştırılmıştır. Sonuçlar işbirliksiz durumla ve (Han vd., 2009) 'da verilen



referans sistemle karşılaştırılarak ele alınan sistemin üstünlüğü ortaya konulmuştur. Elde edilen sonuçlar ikincil kullanıcıda SM kullanımının hem birincil hem de ikincil kullanıcıların bit hata başarımlarını önemli ölçüde arttırdığını göstermektedir.

#### 4.1.1 Sistem modeli ve protokol

İki iletim fazından oluşan üstüne serme tekniğine dayalı bu modelde birincil alıcı-verici çifti A ve B ile, ikincil alıcı verici çifti C ve D ile gösterilmektedir. Birincil kullanıcıda  $M$ -PSK modülasyonu kullanılırken ikincil kullanıcıda SM ( $n_C$  verici anten ve  $M$ -PSK modülasyonu) uygulanarak kullanıcıların birbirlerine olan girişimlerinin ortadan kaldırılması amaçlanmıştır. İlk iletim fazında birincil verici (A)  $M$ -PSK işareti, birincil alıcı (B) ve ikincil verici (C)'ye yollamaktadır. İkincil verici  $n_C$  anteniyle aldığı işareti en büyük oranlı birleştirme (Maximum Ratio Combining, MRC) yoluyla çözer. C birincil işareti doğru çözdüğüne karar verirse bu işareti, ikinci iletim fazında çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) yöntemiyle kendi veri dizisine göre seçtiği antenden B ve ikincil alıcı (D)'ye iletir. Uzaysal modülasyonlu bu işarete, B modülasyonla taşınan bilgiyle, D ise anten indisiyle taşınan bilgiyle ilgilenir.

SM sayesinde birincil kullanıcının bilgisi modülasyonla ikincil kullanıcının bilgisi ise anten indisiyle taşınmakta, böylece güç paylaşımı problemi ortadan kaldırılmaktadır. Birinci iletim fazında iletilen birincil işaretin C'de  $n_C$  anten ile alınması C'nin servis dışı kalma olasılığını azaltarak spektrum paylaşımının daha sık gerçekleştirilmesini sağlar.

Şekil 4.1.1' de verilen bilişsel radyo ağ yapısında düz-çizgili geçişler birinci iletim fazını, kesikli-çizgili geçişler ikinci iletim fazını göstermekte, düğüm çiftleri arasındaki kanal sönmüleme katsayıları  $h_1, h_{2j}, h_{3j}, h_{4j}$ , ( $j=1,2,\dots,n_C$ ) sıfır ortalamalı karmaşık Gauss rastlantı değişkenlerini belirtmektedir. İki düğüm arasındaki uzaklık  $d_i$ , ( $i=1,2,3,4$ ) ve  $\nu$  yol kaybı katsayısı olmak üzere kanal sönmüleme katsayılarının varyansları  $d_i^{-\nu}$  alınmaktadır  $h_1, h_{2j}, h_{3j}, h_{4j} \sim CN(0, d_i^{-\nu})$ . Kanal katsayılarının ilgili alıcılarda ideal olarak elde edildiği varsayılmaktadır. Tüm uzaklıklar A→B arasındaki uzaklığa göre normalize edilmiştir ( $d_1 = 1$ ). Alıcılardaki tüm gürültü bileşenleri toplamsal beyaz Gauss (AWGN) gürültü örnekleridir.  $h_k$ , ( $k=1,2j,3j,4j$ ),  $j=1,2,\dots,n_C$ , kanal katsayılarının karmaşık Gauss dağılımlıdır. Pdf  $f_X(x)$  olmak üzere, bir  $X$  r.d.'nin moment üretme işlevi  $M_X(t) = E[e^{tx}] = \int_{-\infty}^{\infty} e^{tx} f_X(x) dx$  'tir. Birinci iletim fazı sonunda B'de ve C'nin  $j$ . anteninde alınan işaretler sırasıyla,

$$y_{B1} = \sqrt{P_p} h_1 x_p + n_{B1} \quad (4.1.1)$$

$$y_{Cj} = \sqrt{P_p} h_{2j} x_p + n_{Cj} \quad (4.1.2)$$

olup burada  $P_p$  birincil verici gücü,  $x_p$  birincil işaret,  $n_{B1}$  ve  $n_{Cj}$  B'de ve C'nin  $j$ . anteninde AWGN gürültü örnekleridir. Birincil sistemin başarımını iyileştirme amacıyla röle görevi görerek spektrum paylaşımını gerçekleştiren C, birinci zaman aralığında aldığı işaretleri MRC yoluyla birleştirir ve  $y_C = \sum_{j=1}^{n_c} h_{2j}^* y_{Cj}$  işaretini oluşturarak

$$\tilde{x}_p = \arg \min_{x_p} \left| y_C - \sum_{j=1}^{n_c} |h_{2j}|^2 x_p \right|^2 \quad (4.1.3)$$

kararını verir. C,  $x_p$  işaretini doğru çözerse, ikinci iletim fazında kendi  $n = \log_2 n_C$  bilgi bitine bakarak  $n_C$  anteni arasından  $j$ . anteni seçip bu antenden B'ye ve D'ye  $x_p$  işaretini iletir.

B'de ikinci iletim fazında alınan işaret,

$$y_{B2} = \sqrt{P_s} h_{3j} x_p + n_{B2} \quad (4.1.4)$$

olup burada  $P_s$  ikincil vericinin gücünü,  $h_{3j}$  C'nin  $j$ . anteni ile B arasındaki kanalın sönmüleme katsayısını,  $n_{B2}$  ise B'deki AWGN gürültü örneğini gösterir. B alıcısında  $x_p$  işareti için en büyük olasılıklı çözüme (Jeganathan vd., 2008) (ML) ile

$$\hat{x}_p = \arg \min_{x_p, j} \left\{ \left| y_{B1} - \sqrt{P_p} h_{1j} x_p \right|^2 + \left| y_{B2} - \sqrt{P_s} h_{3j} x_p \right|^2 \right\} \quad (4.1.5)$$

kararı verilir. C birinci iletim fazında aldığı işareti doğru çözemezse iletme katılmaz. Bu durumda B alıcısı birinci zaman aralığında A→B kanalından aldığı  $y_{B1}$  işaretini kullanarak  $x_p$  işaretine karar verir:

$$\hat{x}_p = \arg \min_{x_p, j} \left| y_{B1} - \sqrt{P_p} h_{1j} x_p \right|^2. \quad (4.1.6)$$

C'nin iletme katıldığı durumda ikinci zaman aralığında D tarafından alınan işaret

$$y_D = \sqrt{P_s} h_{4j} x_p + n_D \quad (4.1.7)$$

olup burada  $h_{4j}$  C'nin  $j$ . anteni ile D arasındaki kanalın sönmüleme katsayısını,  $n_D$  ise D'deki AWGN gürültü örneğini gösterir. İkincil veri dizisi yalnızca anten bilgisi üzerinde taşındığından D aldığı işaretin hangi antenden geldiğine karar vererek kendi veri dizisine ulaşabilecektir. Bu sebeple D'de alınan işaret uzay kaydırmalı anahtarlama (SSK) işareti (Jeganathan vd., 2009) gibi düşünülebilir.  $j$ . anten üzerinden taşınan bilgi:

$$\hat{j} = \arg \min_{x_p, j} \left| y_D - \sqrt{P_s} h_{4j} x_p \right|^2 \quad (4.1.8)$$

şeklinde elde edilir.

#### 4.1.2 Bit hata olasılığı analizi

Bu bölümde yukarıda açıklanan sistemin birincil ve ikincil kullanıcıları için bit hata olasılığı üst sınır ifadeleri hesaplanacaktır. Bundan sonraki alt bölümlerde  $P_p = P_s = 1$  olduğu varsayılmıştır.

#### A. Birincil kullanıcının olasılığı bit hata olasılığı

Yukarıda belirtildiği gibi birincil işaret modülasyonu taşıdığından dolayı B alıcısı, optimum SM alıcı yapısını (Jeganathan, 2008) kullanarak sadece  $M$ -PSK işareti doğru çözmekle ilgilenir. Dolayısıyla anten indisinde yapılan hatalar birincil sistem için hata oluşturmaz. C birincil fazda aldığı işareti doğru çözerse,  $A \rightarrow B$  ve  $C \rightarrow B$  'den oluşan çoklu erişim kanalı (MAC) analiz edilir. C birincil fazda aldığı işareti hatalı çözerse iletme katılamayacağından  $A \rightarrow B$  doğrudan kanalının hata olasılığı hesaplanır. Bunlar düşünüldüğünde birincil sistem için bit hata olasılığının (BEP) matematiksel ifadesi,

$$P_b^P = P_b^{A \rightarrow B} P_{A \rightarrow C} + (1 - P_{A \rightarrow C}) P_{MAC}^B \quad (4.1.9)$$

olup burada  $P_b^{A \rightarrow B}$   $A \rightarrow B$  doğrudan kanalının bit hata olasılığını,  $P_{MAC}^B$   $A \rightarrow B$  ve  $C \rightarrow B$  'den oluşan çoklu erişim kanalını (MAC) ve  $P_{A \rightarrow C}$   $A \rightarrow C$  kanalının simge hata olasılığını (SEP) göstermektedir. Rayleigh düz sönümlenmeli kanallarda  $M$ -PSK modülasyonu kullanan tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) sistemler için BEP ifadesi (Simon vd., 2005)

$$P_b^{A \rightarrow B} \cong \frac{1}{\max(\log_2 M, 2)} \times \sum_{i=1}^{\max(M/4, 1)} \left( 1 - \sqrt{\frac{\mu_i}{1 + \mu_i}} \right) \quad (4.1.10)$$

olmak üzere burada  $E_b$  bit başına enerjisi,  $\mu_i = E_b (\log_2 M) (\sin^2(2i-1)\pi / M) / N_0$  gösterir. C seçimli iletim stratejisini benimsediğinden dolayı birinci fazda aldığı işareti simge olarak doğru çözemezse iletme katılmaz bu durumda  $A \rightarrow C$  kanalın SEP ifadesi göz önüne alınır. C'de SM nedeniyle çok anten kullanılarak tüm antenlerle alınan bilginin MRC ile birleştirilmesi sayesinde  $A \rightarrow C$  kanalına alıcı çeşitlemesi sağlanır. Böylece C'nin iletme katılma olasılığı artırılır. Rayleigh düz sönümlenmeli  $M$ -PSK modülasyonu kullanan SIMO kanallar için SEP [Simon vd., 2005]

$$P_{A \rightarrow C} = (M - 1) / M - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{c}{1+c}} \left\{ \left( \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \alpha \right) \sum_{k=0}^{n_c-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{[4(1+c)]^k} + \sin(\tan^{-1} \alpha) \sum_{k=1}^{N_i-1} \sum_{i=1}^k \frac{T_{ik}}{(1+c)^k} [\cos(\tan^{-1} \alpha)]^{2(k-i)+1} \right\} \quad (4.1.11)$$

olmak üzere burada  $T_{ik} = \binom{2k}{k} / \left[ \binom{2(k-i)}{k-i} 4^i [2(k-i)+1] \right]$ ,  $\alpha = \sqrt{\frac{c}{1+c}} \cot \frac{\pi}{M}$ ,

$c = E[|h_{2j}|^2] \frac{E_b \log_2 M}{N_0} \sin^2 \frac{\pi}{M}$  ve  $\binom{\cdot}{\cdot}$  binom katsayısıdır.

B'ye gelen MAC kanal için optimum SM alıcı yapısı şöyledir: SM işaret olan  $s = (j, x_p)$  iletilip  $\hat{s} = (\hat{j}, \hat{x}_p)$  işaretine hatalı olarak çözüldüğünde, karar metriği  $m(y, x_p; h_1, h_{3j}) = |y_{B1} - h_1 x_p|^2 + |y_{B2} - h_{3j} x_p|^2$  şeklinde hesaplanır ve koşullu çiftsel hata olasılığı (CPEP),

$$\begin{aligned} P^{MAC}(s \rightarrow \hat{s} | h_1, h_{3j}) &= P(m(y, s; h_1, h_{3j}) \geq m(y, \hat{s}; h_1, h_{3j}) | h_1, h_{3j}) \\ &= P(D \geq 0 | h_1, h_{3j}) \end{aligned} \quad (4.1.12)$$

olup  $D = -|h_1 x_p - h_1 \hat{x}_p|^2 - |h_{3j} x_p - h_{3j} \hat{x}_p|^2 - 2 \operatorname{Re} \{ n_{B1}^* (h_1 x_p - h_1 \hat{x}_p) + n_{B2}^* (h_{3j} x_p - h_{3j} \hat{x}_p) \}$ .  $D$  değişkeninin ortalaması  $E[D] = m_d = -(|h_1 x_p - h_1 \hat{x}_p|^2 + |h_{3j} x_p - h_{3j} \hat{x}_p|^2)$  ve varyansı  $\operatorname{Var}(D) = \sigma_d^2 = 2N_0 (|h_1 x_p - h_1 \hat{x}_p|^2 + |h_{3j} x_p - h_{3j} \hat{x}_p|^2)$  şeklinde hesaplanır. Burada  $n_{B1}$  ve  $n_{B2} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$  olup, B alıcısındaki AWGN gürültü örneklerini gösterir. Gauss  $Q(\cdot)$  işlevinin

diğer biçimi olan Craig formülü  $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta$  kullanılarak

$$\begin{aligned} P^{MAC}(s \rightarrow \hat{s} | h_1, h_{3j}) &= P(D \geq 0 | h_1, h_{3j}) = Q\left(-\frac{m_d}{\sigma_d}\right) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{|h_1 x_p - h_1 \hat{x}_p|^2 + |h_{3j} x_p - h_{3j} \hat{x}_p|^2}{4N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (4.1.13)$$

yazılır. (4.1.13)'ün kanal sönümlenme katsayıları üzerinden beklenen değeri alınarak ortalama çiftsel hata olasılığı (APEP), MGF yardımıyla,

$$P^{MAC}(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left(1 - \sqrt{\frac{c_k}{1+c_k}}\right) \prod_{n=1(n \neq k)}^2 \left(\frac{c_k}{c_k - c_n}\right) \quad (4.1.14)$$

olarak hesaplanır. Burada  $c_1 = |x_p - \hat{x}_p|^2 / (4N_0)$  ve  $c_2 = \lambda / (4N_0)$ 'dir. Anten indisi doğru çözümlürse,  $\lambda = d_3^{-\nu} |x_p - \hat{x}_p|^2$ , çözülemese  $\lambda = 2d_3^{-\nu}$  olmalıdır. Bunlar (4.1.14)'te yerine koyularak MAC kanal için BEP üst sınır ifadesi

$$P_{MAC}^B \leq \frac{1}{Mn_C} \sum_s \sum_{\hat{s}} P^{MAC}(s \rightarrow \hat{s}) \frac{e(s \rightarrow \hat{s})}{k} \quad (4.1.15)$$

olup burada  $e(s \rightarrow \hat{s})$ ,  $s$  işareti  $\hat{s}$ 'ye hatalı çözüldüğünde oluşacak hatalı bit sayısını gösterir ve  $k = \log_2 M$ 'dir. Sonunda, (4.1.10), (4.1.11) ve (4.1.15), (4.1.9)'da yerine koyulursa birincil sistem için bit hata olasılığı üst sınır ifadesi bulunur.

Birincil sistem için yalnızca  $M$ -PSK işaretin önemli olduğu ve anten indisindeki hatalı kararların birincil sistem için hata oluşturmadığı unutulmamalıdır.

### B. İkincil kullanıcının bit hata olasılığı

İkincil kullanıcının kendi bilgisini anten indisleri üzerinden taşımasıyla ikincil sistem açısından bakıldığında sistem uzay kaydırmalı anahtarlama (SSK) modülasyonu kullanan bir sistem gibi düşünülebilir. İkincil verici C birincil işareti doğru çözerse kendi  $n = \log_2(n_C)$  bilgi bitine göre seçtiği antenden  $M$ -PSK modülasyonlu birincil işareti iletir. D alıcısı yalnızca anten indisleriyle ilgilendiğinden modülasyonlu işarete yapılan hatalar ikincil sistem için bir hata oluşturmaz. İkincil sistem için BEP ifadesi birincil sistem için kullanılan ifadelerde birkaç değişiklikle aynı yoldan izlenerek hesaplanabilir. (3.1.8) 'den yola çıkarak karar metriği

$m(y, x_p; h_{4j}) = |y_D - h_{4j}x_p|^2$  ve karar değişkeni  $D = -|h_{4j}x_p - h_{4j}\hat{x}_p|^2 - 2 \operatorname{Re}\{n_D^*(h_{4j}x_p - h_{4j}\hat{x}_p)\}$  olup  $n_D \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 'dir. Bu durumda karar değişkeninin ortalaması

$E[D] = m_d = -|h_{4j}x_p - h_{4j}\hat{x}_p|^2$  ve varyansı  $\operatorname{Var}(D) = \sigma_d^2 = 2N_0 \left( |h_{4j}x_p - h_{4j}\hat{x}_p|^2 \right)$  olarak yazılır.

CPEP ifadesi Craig formülü yardımıyla,

$$\begin{aligned} P(D \geq 0 | h_{4j}) &= P^{ST \rightarrow SR}(s \rightarrow \hat{s} | h_{4j}) \\ &= Q\left(-\frac{m_d}{\sigma_d}\right) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{|h_{4j}x_p - h_{4j}\hat{x}_p|^2}{4N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (4.1.16)$$

olarak yazılır. (4.1.16) 'nın kanal sönümlenme katsayısı  $h_{4j}$  üzerinden beklenen değeri alınıp MGF yardımıyla düzenlenirse ikincil sistem için APEP ifadesi,

$$P^{C \rightarrow D}(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\frac{\lambda}{4N_0}}{1 + \frac{\lambda}{4N_0}}} \right) \quad (4.1.17)$$

olarak bulunur. Burada anten indisinin hatalı çözülmesi ikincil sistem için hata oluşturacağından  $\lambda = 2d_4^{-\nu}$  olmalıdır. Birincil işaretin hatalı çözülmesi ikincil sistem başarıımı

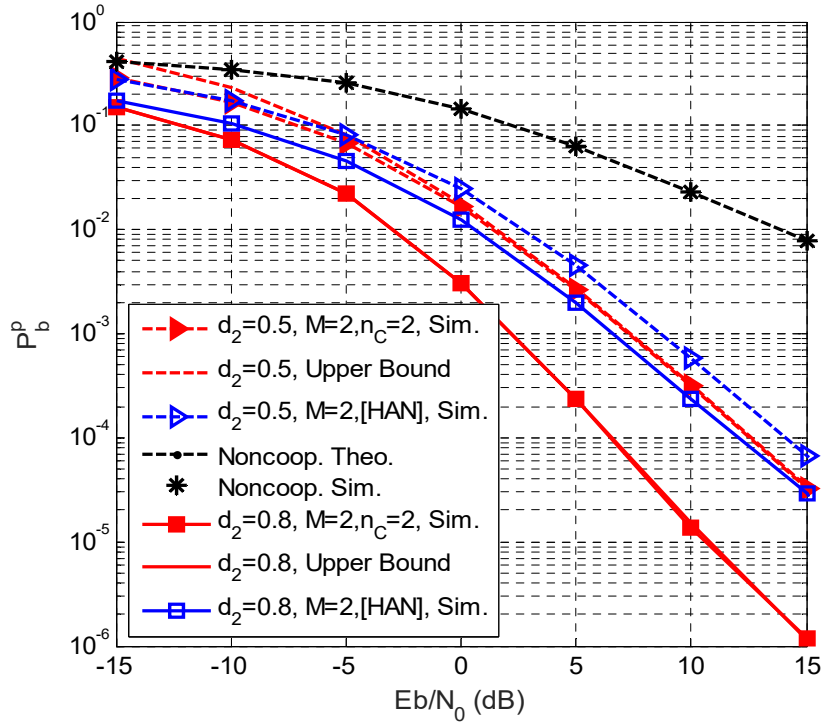
açısından hiçbir önem taşımaz.  $k = \log_2 n_C$  olmak üzere BEP üst sınır ifadesinde (4.1.17) yerine koyulursa ikincil sistem için BEP üst sınırı,

$$P_b^s \leq \frac{1}{Mn_C} \sum_s \sum_{\hat{s}} P^{C \rightarrow D}(s \rightarrow \hat{s}) \frac{e(s \rightarrow \hat{s})}{k} \quad (4.1.18)$$

olarak elde edilir.

### 3.1.3 Bit hata başarımı değerlendirilmesi

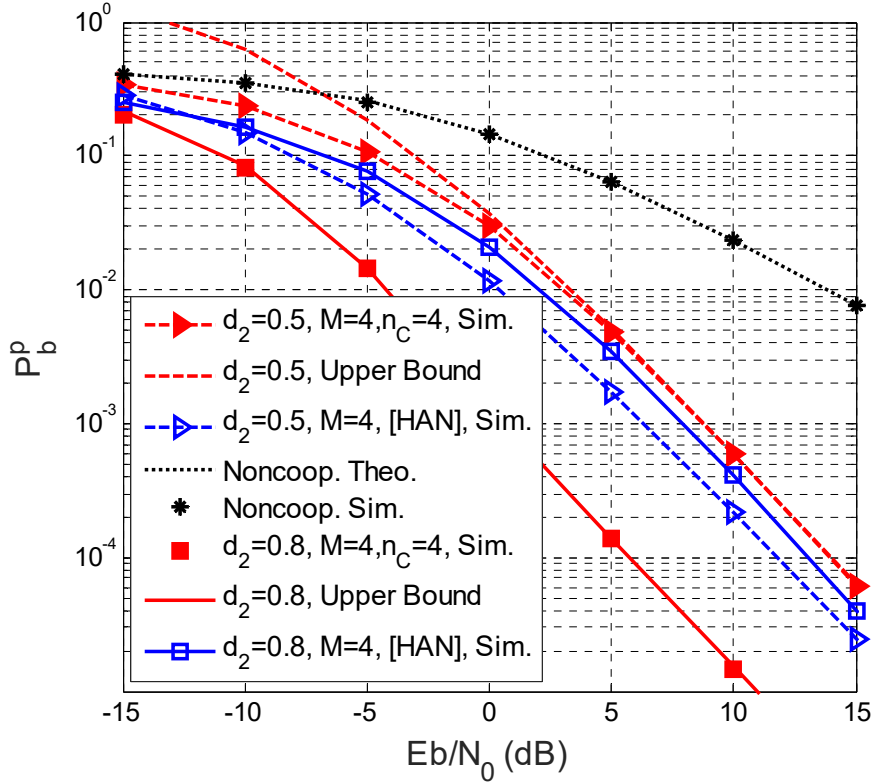
Bu bölümde önceki bölümde elde edilen hata üst sınırları ile bilgisayar benzetimleri değerlendirilmiş, hata üst sınırlarının yüksek  $E_b/N_0$  değerlerinde benzetim sonuçlarıyla örtüştüğü gözlemlenmiştir. Ayrıca birincil sistem açısından başarımlar işbirliksiz durumla birlikte her iki kullanıcıda da M-PSK kullanan (Han vd., 2009)'daki referans sistemle karşılaştırılmıştır. Bilgisayar benzetimlerinde ve kuramsal eğrilerde sistem topolojisi (Han vd., 2009)'daki gibi tek bir doğru üzerinde varsayılarak uzaklıklar  $d_3 = |1 - d_2|$ ,  $d_4 = d_2/2$  kabul edilmiş, yol kaybı katsayısı  $\nu = 4$  alınmıştır. Ayrıca (Han vd., 2009)'daki A→D uzaklığı 0.5 alınmıştır.



Şekil 4.1.2  $M = 2$ ,  $n_C = 2$  için birincil sistemin BEP başarımı

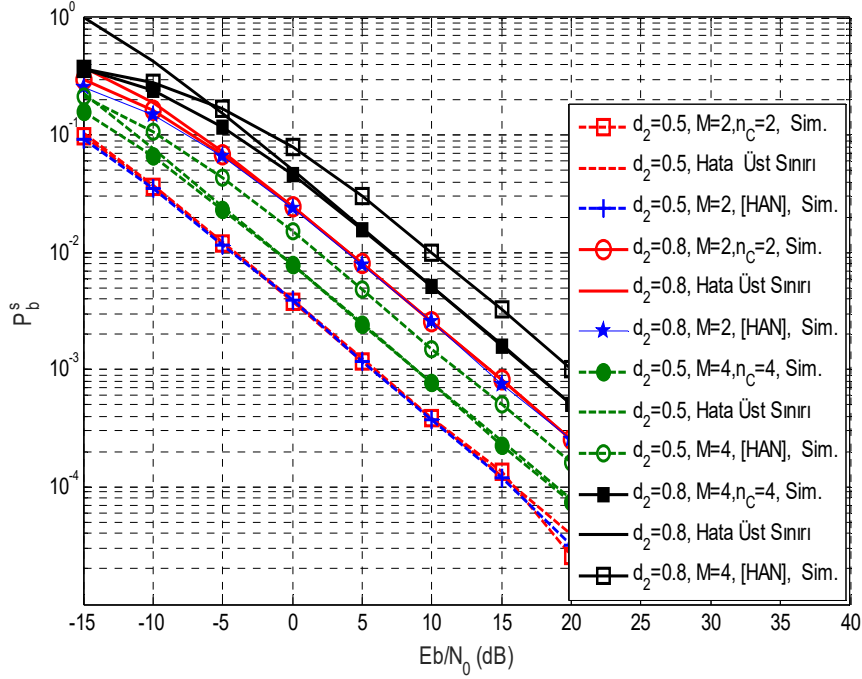
Şekil 4.1.2'de  $M=2$  ve  $n_C = 2$  değerleri için birincil sistem BEP başarımları verilmiştir. (Han vd., 2009)'da C gücünün %75' ni birincil kullanıcıya ayırdığı için yani gücünün tümünü birincil sisteme ayıramamasından dolayı başarımı düşüktür. Halbuki önerilen sistemde, SM

sayesinde C tüm gücünü her iki kullanıcıya da harcayabilir. Şekil 4.1.2 'de  $P_b^p = 10^{-4}$  değeri göz önüne alındığında  $d_2 = 0.5$  ve  $d_2 = 0.8$  için (Han vd., 2009)' a göre 1.5 dB ve 5.5 dB  $E_b / N_0$  kazanç sağlar.



Şekil 4.1.3  $M = 4$ ,  $n_c = 4$  için birincil sistem BEP başarımı

Şekil 4.1.3'te  $M=4$  ve  $n_c = 4$  için birincil sistemin BEP başarımı verilmiştir. Şekil 4.1.3 'te önerilen sistemin (Han vd., 2009) 'daki sisteme göre başarımı önemli ölçüde iyileştirdiği gözlemlenebilir. (Han vd., 2009) 'da C gücünün %93.75' ini birincil kullanıcıya tahsis eder. Önerilen protokolde A→C kanalının uzaklığı için bir eşik değeri vardır, bu değer bilgisayar benzetimleri yardımıyla  $d_2^{th} = 0.63$  olarak hesaplanmıştır. Bu değer üzerinde önerilen protokoldeki birincil sistem (Han vd., 2009) 'dakinden daha iyi başarım gösterir.  $d_2$  'nin bu artışıdaki iyileşmenin temel nedeni C'de iletim yapmış olan anten indisinin B'de hatalı çözülme olasılığının düşmesidir



Şekil 4.1.4  $M = 4$ ,  $n_C = 4$  için ikincil sistem BEP başarımı

Şekil 4.1.4'te ikincil sistemin  $M=2$  ve  $n_C=2$  ile  $M=4$  ve  $n_C=4$  değerlerinin  $d_2=0.5$  ve  $d_2=0.8$  uzaklıkları için BEP başarımları verilmiştir. (Jeganathan vd., 2009) 'daki açıklamalardan da bekleneceği üzere  $M=2$  ve  $n_C=2$  için önerilen protokol ve referans alınan protokol benzer başarımlar sergilerler. Ancak  $M=4$  ve  $n_C=4$  için önerilen sistem açısından ikincil sistem başarımının (Han vd., 2009) 'dakinden daha iyi olduğu gözlemlenebilir. Önerilen protokol daha sonra ST'de SDF, AF ve IAF röle iletim stratejileri ve alıcılarda çok anten olması durumuna genelleştirilerek dergi yayını yapılmıştır, (Üstünbaş vd., 2017).

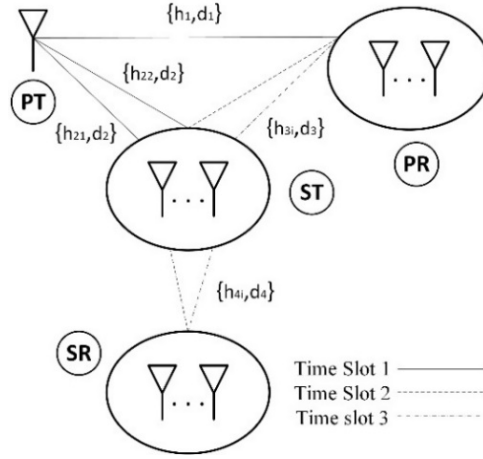
## 4.2 İkincil Kullanıcıda STBC-SM Uygulayan İşbirlikli Bilişsel Radyo Y Tipi Ağı

### 4.2.1 Sistem modeli ve protokol

Bu bölümde, STBC-SM kullanan işbirlikli girişimsiz spektrum paylaşım modeli Şekil 4.2.1 'de verilmiştir. Birincil sistem tek antenli bir verici (PT) ve çok antenli alıcıdan (PR) oluşmaktadır. İkincil sistem hem vericisi (ST) ve hem alıcısı (SR) çok antenlidir. Tüm iletim üç zaman aralığında gerçekleşmektedir. Kolaylık için indisler bir kenara bırakılırsa, tüm kanallar Rayleigh sönümlenmeli olmak üzere sıfır ortalamalı karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri (r.d.) ile modellenen  $h \sim CN(0, d^{-\beta})$  sönümlenme katsayılarından etkilenmektedir. Burada  $d$  hattın uzunluğu olup  $\beta$  yol kaybı üstelidir. Tüm kanal katsayıları bağımsız ve aynı dağılımlı varsayılmakta ve üç zaman aralığı boyunca değişmemekte, ancak her üç zaman aralığında bir



bağımsız olarak değişmektedir. Tüm gürültü bileşenleri sıfır ortalamalı, boyut başına  $\sigma^2 = N_0 / 2$  varyanslı toplamsal beyaz Gauss (AWGN) r.d. olarak modellenmektedir. Hat uzunlukları, birim uzunluklu varsayılan PT  $\rightarrow$  PR hattına göre normalize edilmiştir.  $|h|^2$  kanal kazancı  $d^{-\beta}$  ortalamalı olarak üstel dağılımlıdır.  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$  ve  $\|\cdot\|$  sırasıyla, eşlenik, evrik ve Hermitian işlemlerini ve Frobenius normi göstermekte,  $x_p$  ve  $x_s$  ise sırasıyla, simgelerin birincil ve ikincil sistemin sembollerini göstermektedir.



Şekil 4.2.1 İkincil kullanıcıda STBC-SM uygulayan işbirlikli bilişsel radyo Y tipi ağ

Şekil 4.1.2'de görülen ağ yapısı için önerilen protokoldeki temel yaklaşım, STBC-SM kavramlarını CR ağlarında bir araya getirerek her iki sistem alıcılarında uzay çeşitlemesi sağlayarak hata başarımını artırırken aynı zamanda STBC'nin dikliği sayesinde iki sistemin birbirlerine olan girişimlerini ortadan kaldırmaya dayanmaktadır. PT'nin ilettiği işaretlerin ST'nin iki anteni yardımıyla en büyük oran birleştirme (MRC) işlemiyle alınması PT  $\rightarrow$  ST kanalında başarımı oldukça artırmakta ve ST'nin birincil sistemle işbirliği yapma olasılığını artırmaktadır. Diğer yandan, klasik Alamouti kodu, ST'nin, PT'nin işaretini henüz bilmemesi nedeniyle ele alınan ağda ilk zaman aralığında kullanılamaz.

Önerilen spektrum paylaşım protokolü şöyle çalışmaktadır: İlk zaman aralığında PT,  $x_p$  işaretini hem PR'ye hem de ST'ye iletmektedir. ST,  $x_p$  simgesini doğru çözebilirse ikinci ve üçüncü zaman aralıklarında STBC-SM koduna uygulayarak  $x_p$  işaretini, kendi işareti  $x_s$  ve anten üzerinden bit olarak datayı PR ve SR'ye iletir. ST, STBC-SM kuralını uygulayarak, iki aktif anteni kullanır ve PU ile SU'nun data işaretlerini gönderiyor. Bu çalışmada, ST'de dört anten varsayılmaktadır. O zaman, ST aşağıdaki verilen 4 farklı kombinasyonu kullanarak veriyi iletmektedir:

$$\begin{aligned}\mathcal{X}_1 = \{X_{11}, X_{12}\} &= \left\{ \begin{pmatrix} x_p & x_s & 0 & 0 \\ -x_s^* & x_p^* & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & x_p & x_s \\ 0 & 0 & -x_s^* & x_p^* \end{pmatrix} \right\} \\ \mathcal{X}_2 = \{X_{21}, X_{22}\} &= \left\{ \begin{pmatrix} 0 & x_p & x_s & 0 \\ 0 & -x_s^* & x_p^* & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_s & 0 & 0 & x_p \\ x_p^* & 0 & 0 & -x_s^* \end{pmatrix} \right\} \varphi\end{aligned}\quad (4.2.1)$$

Burada  $\varphi = e^{j\theta}$ , ve  $\mathcal{X}_1$  ve  $\mathcal{X}_2$  kod sözcükleri ifade eder.  $X_{i,j}$ ,  $i, j = 1, 2$  karşılık gelen kodword dir. Çeşitlilik ve kodlama sisteminin kazançlarını maksimize etmek için, minimum kodlama kazanç mesafesi (CGD) verilen (Başar,2011) bir  $\theta$  fonksiyon olarak karşılık gelen modülasyon için hesaplanabilir ve  $M_p = 4$  ve  $M_p = 16$  için  $0.61$  ve  $0.75$  radyan'dır.

İlk zaman aralığında PR'de ve ST nin birinci ve ikinci anteninde alınan işaretler

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{P_p} x_p \mathbf{h}_1 + \mathbf{n}_1 \quad (4.2.2)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{P_p} x_p \mathbf{h}_2 + \mathbf{n}_2 \quad (4.2.3)$$

olup burada  $\mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{h}_2$  sırasıyla, PT ile PR, PT ile ST antenleri arasındaki kanalların sönmüleme katsayılarını göstermektedir.  $\mathbf{n}_1$ ,  $\mathbf{n}_2$  sırasıyla PR ve ST antenlerinde AWGN terimleridir. PR ve SR de ikinci ve üçüncü zaman aralıklarında alınan işaretlerden oluşan matrisi

$$\mathbf{Y}_3 = \sqrt{P_s} \mathbf{X}_x \mathbf{H}_3 + \mathbf{N}_3 \quad (4.2.4)$$

$$\mathbf{Y}_4 = \sqrt{P_s} \mathbf{X}_x \mathbf{H}_4 + \mathbf{N}_4 \quad (4.2.5)$$

olarak yazılabilir. Burada  $\mathbf{H}_3$  ve  $\mathbf{H}_4$  ST  $\rightarrow$  PR ve ST  $\rightarrow$  SR kanalına ilişkin sönmüleme katsayıları matrisi,  $\mathbf{N}_3$  ve  $\mathbf{N}_4$  PR ve SR de ikinci ve üçüncü zaman aralıklarında AWGN matrisidir. Burada, PR ve SR (Başar,2011) 'de verilen kod çözme adımlarını uygulayarak  $x_p$  ve  $x_s$  işaretine karar verilir.

#### 4.2.2 Bit hata olasılığı analizi

Bu bölümde yukarıda açıklanan sistemin birincil ve ikincil kullanıcıları için bit hata olasılığı üst sınır ifadeleri hesaplanacaktır.

##### A. Birincil kullanıcının olasılığı bit hata olasılığı

Birincil sistem için toplam BEP

$$P_{PR}^b = P_{PT \rightarrow PR}^b P_{PT \rightarrow ST}^s + (1 - P_{PT \rightarrow ST}^s) P_{MAC}^b \quad (4.2.6)$$

biçiminde yazılabilir. Burada  $P_{PT \rightarrow PR}^b$  ve  $P_{PT \rightarrow ST}^s$  sırasıyla PT  $\rightarrow$  PR ve PT  $\rightarrow$  ST kanallarının BEP ve simge hata olasılığını (SEP) göstermektedir.  $P_{MAC}^b$  ise ST birincil sistemle işbirliği yaptığında PR' nin BEP ini göstermektedir.

### $P_{PT \rightarrow ST}^s$ ve $P_{PT \rightarrow PR}^b$ 'nin hesabı

Önerilen protokolde, ST birincil simgeyi ancak doğru çözerse iletebilmektedir. Bu nedenle,  $PT \rightarrow ST$  kanalı için  $M$ -QAM işaret kümesi kullanıldığı durumda SEP analizi yapılarak  $P_{PT \rightarrow ST}^s$  hesaplanmaktadır. Tüm simgeler eşit olasılıklı varsayılarak  $M$ -QAM için CSER

$$P_{MRCI}(\gamma) = \frac{\gamma^{L-1}}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_c}\right) \quad (4.2.7)$$

olarak ifade edilebilir. MRC uygulandığında,  $L$  bağımsız ve aynı Rayleigh dağılımlı kanal için, SNR değeri  $\gamma$  nın olasılık yoğunluk işlevi (pdf) (Lu, 1998)' deki gibi verilebilir. Ele aldığımız

sistem için  $L=2$  olup kanal başına ortalama SNR  $\bar{\gamma}_c = \frac{E_s}{N_0} E[h_{21}^2] = \frac{E_s}{N_0} E[h_{22}^2]$  olarak ifade

edilir. Burada  $E_s$  simge başına ortalama enerjisi göstermektedir.  $P_{PT \rightarrow ST}^s$  (4.2.7)' deki ortalama CSEP ifadesinin  $\gamma$ 'nın pdf i üzerinden ortalaması alınarak Rayleigh sönümlenmeli kanal için

$$P_{PT \rightarrow ST}^s = \int_0^{\infty} P(e|\gamma) P_{MRCI}(\gamma) d\gamma. \quad (4.2.8)$$

(Lu vd. 1998, Eq.3)' deki gibi hesaplanabilir. (Lu vd.,1998)' den  $PT \rightarrow ST$  kanalı çıkışında MRC alıcı için ortalama SEP (Lu vd. 1998, Eq.3)' ten nümerik olarak hesaplanabilir.

### $P_{PT \rightarrow PR}^b$ 'nin hesabı

Bu olasılık, ST'nin birincil işareti doğru çözemediği ve PR'nin bu işareti PT'den doğrudan aldığı işaret yardımıyla çözmeye çalıştığı durumda PR'nin BEP'ine karşı düşmektedir. Bit analizi Gray coding varsayım altında aşağıdaki gibi yazılabilir

$$P_{PT \rightarrow PR}^b \approx \frac{1}{\log_2 M_p} P_{PT \rightarrow ST}^s \quad (4.2.9)$$

Burada  $M_p$  birincil sistemin modülasyonu ve  $L = N_{PR}$  PR deki anten sayısıdır.

### $P_{MAC}^b$ 'in hesabı

Bu bölümde BEP hesabı MAC link için hesaplanmaktadır. Alınan işaret matrisi bu MAC linkte (4.2.2) ve (4.2.4) üzerinden yeniden hesaplanıp aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\mathbf{Y}_{MAC} = \sqrt{\rho} \mathbf{X}_{MAC} \mathbf{H}_{MAC} + \mathbf{N}_{MAC}. \quad (4.2.10)$$

Burada  $\mathbf{H}_{MAC}$  ve  $\mathbf{N}_{MAC}$   $N_t \times N_{PR}$  kanal matrisi ve  $3 \times N_{PR}$  matrisidir.  $\mathbf{X}_{MAC}$   $3 \times N_t$  STBC-SM matrisi olup ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\mathbf{X}_{MAC} = \left\{ \begin{pmatrix} x_p & \mathbf{0}_{1 \times 4} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{X}_{11} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_p & \mathbf{0}_{1 \times 4} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{X}_{12} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_p & \mathbf{0}_{1 \times 4} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{X}_{21} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_p & \mathbf{0}_{1 \times 4} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{X}_{22} \end{pmatrix} \right\} \quad (4.2.11)$$

ve  $N_t = 5$  . En büyük olabilirlikli (ML) karar kuralı

$$\mathbf{X}_{MAC} = \underset{\mathbf{X}_{MAC} \in \omega}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Y}_{MAC} - \sqrt{\rho} \mathbf{X}_{MAC} \mathbf{H}_{MAC}\|^2 \quad (4.2.12)$$

olur. Burada  $\omega = c^* M_p * M_s$  tüm data matris kodçözücüdür. Kod çözücü (4.2.10) 'daki formülden datasını çıkarabilir ve asagdaki gibi yazilabilir

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathcal{H}_{MAC} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (4.2.13)$$

Burada  $\mathbf{x} = [x_p \ x_p \ x_s]^T$  data matrisi ve  $\mathcal{H}_{MAC}$ ,  $3N_{PR} \times 3$  matrisi ki dört farkli matrisden olusmaktadır ve asagdaki gibi tarif edilebilir:

$$\mathcal{H}_0 = \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_{1,1} & h_{1,2} \\ 0 & h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* \\ h_2 & 0 & 0 \\ 0 & h_{2,1} & h_{2,2} \\ 0 & h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{nR} & 0 & 0 \\ 0 & h_{nR,1} & h_{nR,2} \\ 0 & h_{nR,2}^* & -h_{nR,1}^* \end{pmatrix}, \quad \mathcal{H}_1 = \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_{1,3} & h_{1,4} \\ 0 & h_{1,4}^* & -h_{1,3}^* \\ h_2 & 0 & 0 \\ 0 & h_{2,3} & h_{2,4} \\ 0 & h_{2,4}^* & -h_{2,3}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{nR} & 0 & 0 \\ 0 & h_{nR,3} & h_{nR,4} \\ 0 & h_{nR,4}^* & -h_{nR,3}^* \end{pmatrix},$$

$$\mathcal{H}_2 = \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_{1,2}\varphi & h_{1,3}\varphi \\ 0 & h_{1,3}\varphi^* & -h_{1,2}\varphi^* \\ h_2 & 0 & 0 \\ 0 & h_{2,2}\varphi & h_{2,3}\varphi \\ 0 & h_{2,3}\varphi^* & -h_{2,2}\varphi^* \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{nR} & 0 & 0 \\ 0 & h_{nR,2}\varphi & h_{nR,3}\varphi \\ 0 & h_{nR,3}\varphi^* & -h_{nR,2}\varphi^* \end{pmatrix}, \quad \mathcal{H}_3 = \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_{1,4}\varphi & h_{1,1}\varphi \\ 0 & h_{1,1}\varphi^* & -h_{1,4}\varphi^* \\ h_2 & 0 & 0 \\ 0 & h_{2,4}\varphi & h_{2,1}\varphi \\ 0 & h_{2,1}\varphi^* & -h_{2,4}\varphi^* \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{nR} & 0 & 0 \\ 0 & h_{nR,4}\varphi & h_{nR,1}\varphi \\ 0 & h_{nR,1}\varphi^* & -h_{nR,4}\varphi^* \end{pmatrix}, \quad (4.2.14)$$

STBC-SM kod çözücü uygulanarak  $x_p$  asagdaki metrikle hesaplanır:

$$\hat{x}_{p,l} = \underset{x_p \in \Upsilon}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{l,1,2} \mathbf{x}_{1,2}\|^2,$$

$$\hat{x}_{s,l} = \underset{x_s \in \Upsilon}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{l,3} \mathbf{x}_3\|^2 \quad (4.2.15)$$

ki  $\mathcal{H}_{MAC} = [\mathbf{h}_{l,1} \ \mathbf{h}_{l,2} \ \mathbf{h}_{l,3}]$  ve  $h_{l,j}$ ,  $j=1,2,3$ , bir vektor matrisidir. Ayrıca optimum kod çözmek için iki ayrı metrik de kullanılır

$$\begin{aligned}\hat{m}_{p,l} &= \min_{x_p \in Y} \| \mathbf{y} - \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{l,1,2} \mathbf{x}_{1,2} \|^2, \\ \hat{m}_{s,l} &= \min_{x_s \in Y} \| \mathbf{y} - \sqrt{\rho} \mathbf{h}_{l,3} \mathbf{x}_3 \|^2.\end{aligned}\quad (4.2.16)$$

En son kısmında kod çözücü anten kombinasyon minimize eden metriği  $\hat{l} = \underset{l}{\operatorname{argmin}} m_l$  seçiyor, öyle ki  $(\hat{x}_p, \hat{x}_s) = (\hat{x}_{p,\hat{l}}, \hat{x}_{s,\hat{l}})$ .

### Birincil sistemin teorik analizi

MAC linkin CSEP aşağıdaki gibi ifade edilir

$$P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j | \mathbf{H}_{MAC}) = Q(\sqrt{\rho/2} \| (\mathbf{X}_j - \mathbf{X}_i) \mathbf{H}_{MAC} \|) \quad (4.2.17)$$

burada  $Q(x) = \left(1/\sqrt{2\pi}\right) \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$ . Moment üretme fonksiyonu (Moment generation function-MGF) kullanarak ve kanal matrisinden ortalama alırsak PEP aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{1}{1 + \frac{\rho \lambda_{i,j,1}}{4 \sin^2 \phi}} \right)^{N_{PR}} \left( \frac{1}{1 + \frac{\rho \lambda_{i,j,2}}{4 \sin^2 \phi}} \right)^{N_{PR}} \left( \frac{1}{1 + \frac{\rho \lambda_{i,j,3}}{4 \sin^2 \phi}} \right)^{N_{PR}} d\phi. \quad (4.2.18)$$

Burada  $\lambda_{i,j,1}$ ,  $\lambda_{i,j,2}$  ve  $\lambda_{i,j,3}$   $(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_j)(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_j)^H$  matrisin özdeğerleridir. MAC linkin BEP üst sınırı aşağıdaki gibi elde edilir

$$P_{MAC}^b \leq \frac{1}{\omega} \sum_{i=1}^{\omega} \sum_{j=1, i \neq j}^{\omega} \frac{P(\mathbf{X}_i \rightarrow \mathbf{X}_j) n_{i,j}}{k_p}. \quad (4.2.19)$$

Son olarak, (4.2.19), (4.2.8) ve (4.2.9)' u (4.2.6)' da yerleştirerek, birincil sistemin BEP' i için üst sınır elde edilir.

### B. İkincil kullanıcının bit hata olasılığı

İkinci ve üçüncü zaman aralıklarında simgelerin ayrı ayrı çözülmesini dolayısıyla PR ve SR'de girişimin ortadan kalkmasını sağlayan STBC-SM kodu uygulanmaktadır. M-QAM için kesin BER ifadesi (Başar, 2011)'de verilmiş olup burada karşılaştırma amacıyla doğrudan kullanılmıştır.

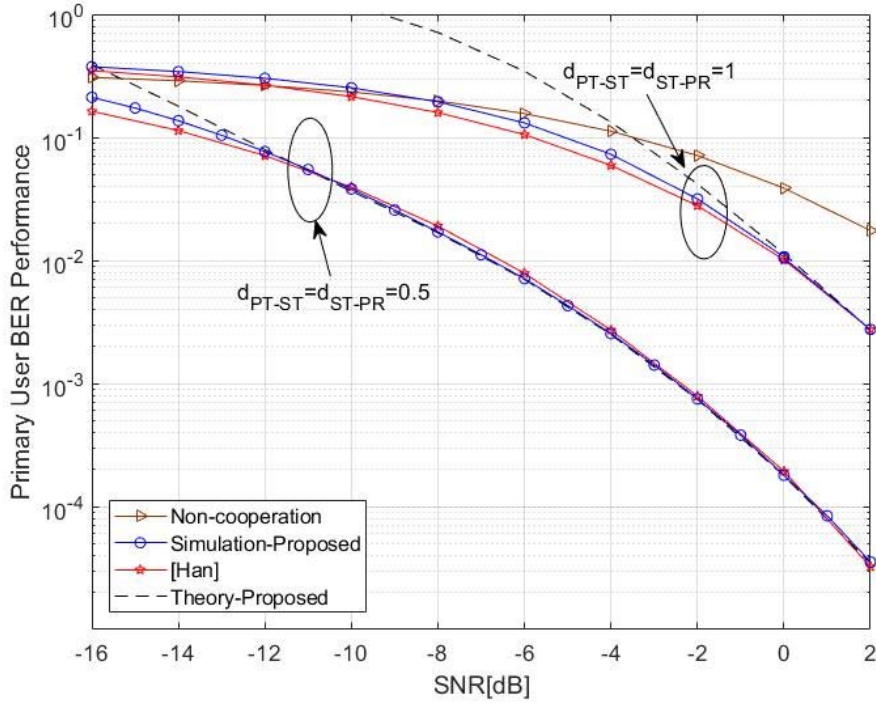
#### 4.2.3 Bit hata başarımı değerlendirilmesi

Bu bölümde önerilen protokol için birincil ve ikincil kullanıcıların BEP başarımları için kuramsal sonuçlar bilgisayar benzetimleriyle karşılaştırılmaktadır.

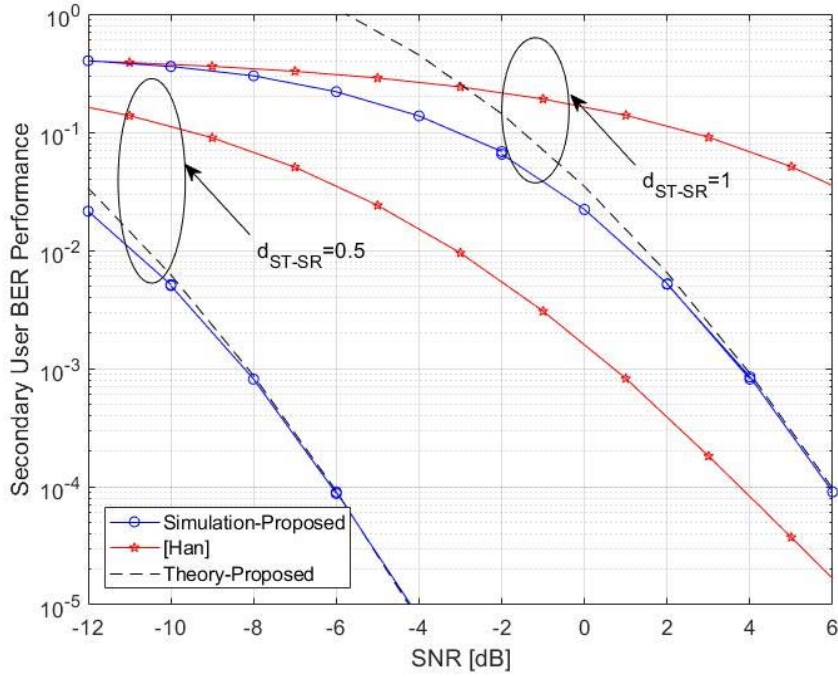
Şekil 4.2.2 'de, önerilen protokol (Han, 2009)'da verilen protokolle karşılaştırılmaktadır. Tüm uzaklıklar önerilen ve (Han, 2009)'daki protokol için aynı alınmıştır. Şekil 4.2.2 'de düz çizgilerle birleştirilmiş simgeler benzetim sonuçlarını, kesikli çizgiler ise kuramsal üst sınırları göstermektedir. (Han, 2009) ile adil karşılaştırma yapabilmek için, ST'de iki anten olduğu ve

MRC uygulandığı varsayılmakta ve PR de dört anten varsayılmakta , 4-QAM'e karşı düşen  $R = 2$  bit/sn hızı kabul edilmektedir. Göstermek mümkündür ki (Han, 2009) 'da ST'de toplamsal modülasyon kullanılması nedeniyle  $M$ -QAM için, ST'nin gücünün %93'ünü birincil işarete ayırması gerekir. Benzetim sonuçları yüksek SNR değerlerinde kuramsal üst sınırla uyum içindedir. Önerilen protokol (Han, 2009)' dakine göre  $10^{-4}$ 'lük BER değerinde,  $d_{PT \rightarrow ST} = d_{ST \rightarrow PR} = 0.5$  ve  $d_{PT \rightarrow ST} = d_{ST \rightarrow PR} = 1$  için sırasıyla, bir kazanç sağlamamaktadır.

Şekil 4.2.3' te, ikincil sistemin önerilen protokol için BER başarımı ST ile SR arasındaki kanalın farklı uzaklık değerleri için doğrudan iletimle karşılaştırılmaktadır.  $R = 2$  bit/sn lik bir hız için (Han, 2009) 'da verilen protokol için ikincil sistem için karşılaştırılmaktadır ve burada ST gücünün %93'ünü birincil sisteme ayırmaktadır.  $d_{ST \rightarrow SR} = 0.5$  ve  $d_{ST \rightarrow SR} = 1$  iken  $10^{-4}$ 'lük ve  $10^{-2}$ 'lik BER değerlerinde doğrudan iletime göre yaklaşık 10 dB ve 6 dB'lik SNR kazançları sağlanmaktadır ve ikincil sistem için daha fazladan anten üzerinden 2 bit iletiyoruz. Bu durumda hem BER ikincil sistem kazanç var hem de spektral verimliliği de artıyor.

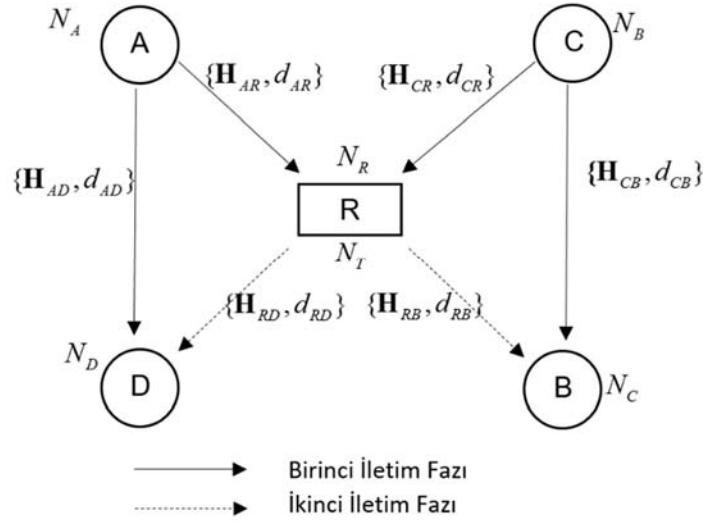


Şekil 4.2.2  $M_p = M_s = 4$  için birincil sistem BEP başarımı



Şekil 4.2.3  $M_p = M_s = 4$ , İkincil sistem BER başarımı

### 4.3 İşbirlikli Bilişsel Radyo Tek Yönlü Çapraz Ağ



Şekil 4.3.1 Ele alınan işbirlikli bilişsel radyo tek yönlü çapraz ağı

Şekil 4.3.1'de verilen çapraz ağ (He vd.,2015) 'de fiziksel-katman ağ kodlama (PLNC) için önerilmiş ancak bilişsel radyoda daha önce uygulanmamıştır. Şekil 4.3.1 'de verilen üstüne sermeli işbirlikli spektrum paylaşım modelinde her düğümde uzaysal modülasyon (SM) (Mesleh vd., 2008) ve PLNC (Zhan vd., 2006) uygulanarak sistemin bit hata başarımı

iyileştirilmeye çalışılmaktadır. Birincil ve ikincil kullanıcılar için verici alıcı çiftleri sırasıyla A-B ve C-D ile gösterilmektedir. R ikincil kullanıcıya aittir. İlgili verici alıcı çiftleri birbirlerine uzak olduğundan güvenli iletişim için röle gereklidir. İkincil kullanıcı kendi rölesini birincil kullanıcı ile paylaşarak üstüne sermeli spektrum paylaşımını gerçekleştirir. Alıcılar diğer kullanıcıların işaretlerini dinleyebilmektedir. A, C ve R'de SM uygulanmaktadır. R'de PLNC yardımıyla birincil ve ikincil kullanıcıların bilgi bitlerine XOR işlemi uygulanır. Bit hata olasılığı kuramsal olarak hesaplanmış ve bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Önerilen protokol tüm düğümlerinde *MPSK* modülasyonu uygulayan referans sistemle karşılaştırılarak üstünlüğü gösterilmiştir.

#### 4.3.1 Sistem modeli ve protokol

Ele alınan bilişsel çapraz ağ yapısı Şekil 4.3.1'de verilmiştir. Şekil 4.3.1 'de A, C ve R'de verici anten sayısı  $N_t$ ; B, D ve R'deki alıcı anten sayıları ise sırasıyla  $N_B, N_D$  ve  $N_R$  'dir.  $d_m, m=1,2,3$  düğümler arası uzaklıklardır.  $\nu$  yol kaybı katsayısı olmak üzere bileşenleri 0 ortalamalı  $d_m^{-\nu}$  varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri olan kanal sönmüleme katsayıları matrisleri  $\mathbf{H}_j, j=1,2,\dots,6$  ile gösterilmektedir. Tüm gürültü bileşenlerinin 0 ortalamalı  $N_0$  varyanslı toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) örnekleri olduğu varsayılmaktadır.  $P_p, P_s$  ve  $P_r$  sırasıyla PT, ST ve R'nin iletim güçleridir.  $i \in p, s, r$  için  $k_i$ ,  $\log_2 N_t$  bit taşıyan etkin anten indisi ve  $z_i$  etkin antenden iletilen *M*-PSK simgesi olmak üzere  $x_i = (k_i, z_i)$  SM simgeyi göstermektedir.  $(\cdot)^H$  bir matrisin Hermisyen evriğidir.

Çoklu erişim (MA) fazında, A ve C, aynı anda R'ye birer SM simgesi  $x_i = (k_i, z_i)$  iletmektedir; burada A ve C için sırasıyla  $i=p$  ve  $i=s$  'tir. Bu iletimler sırasıyla D ve B tarafından dinlenmektedir. R, D ve B de alınan işaretler sırasıyla

$$\mathbf{y}_R = \sqrt{P_p} \mathbf{h}_{1k_p} z_p + \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{2k_s} z_s + \mathbf{n}_R \quad (4.3.1)$$

$$\mathbf{y}_{D1} = \sqrt{P_p} \mathbf{h}_{3k_p} z_p + \mathbf{n}_{D1} \quad (4.3.2)$$

$$\mathbf{y}_{B1} = \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{4k_s} z_s + \mathbf{n}_{B1} \quad (4.3.3)$$

olup  $\mathbf{h}_{1k_p}$  ve  $\mathbf{h}_{3k_p}$  sırasıyla  $\mathbf{H}_1$  ve  $\mathbf{H}_3$  'ün  $k_p$ . sütunlarını,  $\mathbf{h}_{2k_s}$  ve  $\mathbf{h}_{4k_s}$  sırasıyla  $\mathbf{H}_2$  ve  $\mathbf{H}_4$  'ün  $k_s$ . sütunlarını, ve  $\mathbf{n}_R, \mathbf{n}_{D1}$  ve  $\mathbf{n}_{B1}$  ise sırasıyla R, D ve B' deki AWGN vektörleri göstermektedir..

R, D ve B MA fazında aldıkları işaretlere sırasıyla



$$(\hat{k}_p^R, \hat{z}_p^R, \hat{k}_s^R, \hat{z}_s^R) = \arg \min_{k_p, z_p, k_s, z_s} \left\| \mathbf{y}_R - \sqrt{P_p} \mathbf{h}_{1k_p} z_p - \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{2k_s} z_s \right\|^2 \quad (4.3.4)$$

$$(\hat{k}_p^D, \hat{z}_p^D) = \arg \min_{k_p, z_p} \left\| \mathbf{y}_{D1} - \sqrt{P_p} \mathbf{h}_{3k_p} z_p \right\|^2 \quad (4.3.5)$$

$$(\hat{k}_s^B, \hat{z}_s^B) = \arg \min_{k_s, z_s} \left\| \mathbf{y}_{B1} - \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{4k_s} z_s \right\|^2 \quad (4.3.6)$$

Biçiminde en büyük olabilirlikli (ML) karar kuralını uygular (Jeganathan vd., 2008).

Yayın (BC) fazında, R sırasıyla  $\hat{k}_p^R$  ve  $\hat{k}_s^R$ , ve  $\hat{z}_p^R$  ve  $\hat{z}_s^R$ 'nin ikili karşılıklarına XOR işlemi uygulayarak elde ettiği SM simge olan PLNC eşlenmiş  $x_r = (k_r, z_r)$  simgesini alıcılara iletir. D ve B'de alınan işaretler sırasıyla

$$\mathbf{y}_{D2} = \sqrt{P_r} \mathbf{h}_{5k_r} z_r + \mathbf{n}_{D2} \quad (4.3.7)$$

$$\mathbf{y}_{B2} = \sqrt{P_r} \mathbf{h}_{6k_r} z_r + \mathbf{n}_{B2} \quad (4.3.8)$$

olup  $\mathbf{h}_{5k_r}$  ve  $\mathbf{h}_{6k_r}$  sırasıyla  $\mathbf{H}_5$  ve  $\mathbf{H}_6$ 'nın  $k_r$ . sütununu,  $\mathbf{n}_{D2}$  ve  $\mathbf{n}_{B2}$  sırasıyla D ve B'deki AWGN vektörlerini göstermektedir.

BC fazında, D ve B sırasıyla PLNC eşlenmiş simgeye ML karar kuralına (Jeganathan vd., 2008) göre

$$(\hat{k}_r^D, \hat{z}_r^D) = \arg \min_{k_r, z_r} \left\| \mathbf{y}_{D2} - \sqrt{P_r} \mathbf{h}_{5k_r} z_r \right\|^2 \quad (4.3.9)$$

$$(\hat{k}_r^B, \hat{z}_r^B) = \arg \min_{k_r, z_r} \left\| \mathbf{y}_{B2} - \sqrt{P_r} \mathbf{h}_{6k_r} z_r \right\|^2 \quad (4.3.10)$$

biçiminde karar verir. D istediği bitlere  $(\hat{k}_p^D, \hat{z}_p^D)$  ve  $(\hat{k}_r^D, \hat{z}_r^D)$ 'nin ikili karşılıklarına XOR işlemi uygulayarak erişebilmekte; B ise  $(\hat{k}_s^B, \hat{z}_s^B)$  ve  $(\hat{k}_r^B, \hat{z}_r^B)$ 'nin ikili karşılıklarına XOR işlemi uygulayarak erişebilmektedir.

#### 4.3.2 Bit hata olasılığı analizi

Birincil kullanıcının bit hata olasılığı için bir üst sınır

$$P_b^B \leq 1 - (1 - P_b^R)(1 - P_b^{C \rightarrow B})(1 - P_b^{R \rightarrow B}) \quad (4.3.11)$$

olup  $P_b^R$   $A \rightarrow R$  ve  $C \rightarrow R$  kanallarından oluşan çoklu erişim kanalının bit hata olasılığını göstermektedir. (4.3.11) 'de  $P_b^{C \rightarrow B}$  ve  $P_b^{R \rightarrow B}$  sırasıyla  $C \rightarrow B$  ve  $R \rightarrow B$  kanallarının bit hata olasılığıdır.

A ve C tarafından SM simgeleri  $x_p$  ve  $x_s$  aynı anda R'ye iletildiğinde (4.3.4) 'ten karar metriği  $m(k_p, z_p, k_s, z_s) = \left\| \mathbf{y}_R - \sqrt{P_p} \mathbf{h}_{1k_p} z_p - \sqrt{P_s} \mathbf{h}_{2k_s} z_s \right\|^2$  biçiminde yazılmaktadır. Buna göre,  $x_p$

ve  $x_s$  SM simgeleri ileildiğinde ve R'de hatalı olarak  $\hat{x}_i^R = (\hat{k}_i^R, \hat{z}_i^R), i = \{p, s\}$  biçiminde karar verildiğinde, R'ye gelen çoklu erişim kanalı için koşullu çiftsel hata olasılığı

$$\begin{aligned} CPEP^{MAC} &= P\left(m(k_p, z_p, k_s, z_s) \geq m(\hat{k}_p^R, \hat{z}_p^R, \hat{k}_s^R, \hat{z}_s^R)\right) \\ &= P(\Lambda \geq 0 | \mathbf{h}_{1k_p}, \mathbf{h}_{2k_s}) = Q\left(-\frac{m_\Lambda}{\sigma_\Lambda}\right) \end{aligned} \quad (4.3.12)$$

olarak bulunur. Burada karar değişkeni

$$\Lambda = -\|\mathbf{h}_{1k_p} z_p - \mathbf{h}_{1\hat{k}_p^R} \hat{z}_p^R + \mathbf{h}_{2k_s} z_s - \mathbf{h}_{2\hat{k}_s^R} \hat{z}_s^R\|^2 - 2\Re\{\mathbf{n}_R^H (\mathbf{h}_{1k_p} z_p - \mathbf{h}_{1\hat{k}_p^R} \hat{z}_p^R + \mathbf{h}_{2k_s} z_s - \mathbf{h}_{2\hat{k}_s^R} \hat{z}_s^R)\} \quad \text{olup}$$

beklenen değeri  $m_\Lambda = -\|\mathbf{h}_{1k_p} z_p - \mathbf{h}_{1\hat{k}_p^R} \hat{z}_p^R + \mathbf{h}_{2k_s} z_s - \mathbf{h}_{2\hat{k}_s^R} \hat{z}_s^R\|^2$  ve varyansı

$\sigma_\Lambda^2 = 2N_0 \|\mathbf{h}_{1k_p} z_p - \mathbf{h}_{1\hat{k}_p^R} \hat{z}_p^R + \mathbf{h}_{2k_s} z_s - \mathbf{h}_{2\hat{k}_s^R} \hat{z}_s^R\|^2$  ile verilir.  $Q$  işlevinin alternatif biçimi olan

Craig'in formülü  $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2 \theta}\right) d\theta$  yardımıyla koşullu çiftsel hata olasılığı

(4.3.12) yeniden şöyle yazılabilir:

$$CPEP^{MAC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{h}_{1k_p} z_p - \mathbf{h}_{1\hat{k}_p^R} \hat{z}_p^R + \mathbf{h}_{2k_s} z_s - \mathbf{h}_{2\hat{k}_s^R} \hat{z}_s^R\|^2}{4N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (4.3.13)$$

(4.3.13) 'ün kanal sönmüleme katsayıları üzerinden beklenen değeri alındıktan sonra, R'ye gelen çoklu erişim kanalının ortalama çiftsel hata olasılığı

$$\begin{aligned} APEP^{MAC} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \frac{c}{4N_0}} \right)^{N_r} d\theta \\ &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \mu \left( \frac{c}{4N_0} \right) \sum_{m=0}^{N_r-1} \binom{2m}{m} \left( \frac{1 - \mu^2 \left( \frac{c}{4N_0} \right)}{4} \right)^m \right] \end{aligned} \quad (4.3.14)$$

olup  $\mu(\ell) = \sqrt{\frac{\ell}{1+\ell}}$  ve

$$c = \begin{cases} d_1^{-\nu} \left( |z_p - \hat{z}_p^R|^2 + |z_s - \hat{z}_s^R|^2 \right), & k_p = \hat{k}_p^R \text{ ve } k_s = \hat{k}_s^R \\ d_1^{-\nu} \left( |z_p|^2 + |\hat{z}_p^R|^2 + |z_s - \hat{z}_s^R|^2 \right), & k_p \neq \hat{k}_p^R \text{ ve } k_s = \hat{k}_s^R \\ d_1^{-\nu} \left( |z_p - \hat{z}_p^R|^2 + |z_s|^2 + |\hat{z}_s^R|^2 \right), & k_p = \hat{k}_p^R \text{ ve } k_s \neq \hat{k}_s^R \\ d_1^{-\nu} \left( |z_p|^2 + |\hat{z}_p^R|^2 + |z_s|^2 + |\hat{z}_s^R|^2 \right), & k_p \neq \hat{k}_p^R \text{ ve } k_s \neq \hat{k}_s^R \end{cases} \quad (4.3.15)$$

dir. Sonunda, R'ye gelen çoklu erişim kanalının bit hata olasılığı

$$P_b^R \leq \frac{1}{M^2 N_t^2} \sum_{x_p} \sum_{x_s} \sum_{\hat{x}_p} \sum_{\hat{x}_s} \text{APEP}^{MAC} \times \frac{e(x_r \rightarrow \hat{x}_r)}{\log_2(MN_t)} \quad (4.3.16)$$

ile üstten sınırlanır. Burada  $e(x_r \rightarrow \hat{x}_r)$  R'deki PLNC eşlemeli simgedeki hatalı bit sayısını göstermektedir.

$P_b^{R \rightarrow B}$  bit hata olasılığı için kullanılacak olan karar metriği (4.3.8) 'den

$m(k_r, z_r) = \left\| \mathbf{y}_{B2} - \sqrt{P_r} \mathbf{h}_{6k_r} z_r \right\|^2$  biçiminde yazılabilir. Buna göre karar değişkeni

$\Delta = - \left\| \mathbf{h}_{6k_r} z_r - \mathbf{h}_{6\hat{k}_r^B} \hat{z}_r^B \right\|^2 - 2\Re \{ \mathbf{n}_{B2}^H (\mathbf{h}_{6k_r} z_r - \mathbf{h}_{6\hat{k}_r^B} \hat{z}_r^B) \}$  olup beklenen değeri

$m_\Delta = - \left\| \mathbf{h}_{6k_r} z_r - \mathbf{h}_{6\hat{k}_r^B} \hat{z}_r^B \right\|^2$  ve varyansı  $\sigma_\Delta^2 = 2N_0 \left\| \mathbf{h}_{6k_r} z_r - \mathbf{h}_{6\hat{k}_r^B} \hat{z}_r^B \right\|^2$  dir. Böylece R  $\rightarrow$  B kanalı

için koşullu çiftsel hata olasılığı:

$$CPEP^{R \rightarrow B} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left( - \frac{\left\| \mathbf{h}_{6k_r} z_r - \mathbf{h}_{6\hat{k}_r^B} \hat{z}_r^B \right\|^2}{4N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (4.3.17)$$

olarak yazılır. R  $\rightarrow$  B kanalı için ortalama çiftsel hata olasılığı (4.3.17) 'nin  $\mathbf{h}_{6k_r}$  üzerinden beklenen değeri alınarak

$$APEP^{R \rightarrow B} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \frac{c}{4N_0}} \right)^{N_B} d\theta \quad (4.3.18)$$

elde edilir. Burada  $k_r = \hat{k}_r^B$  için  $c = d_3^{-\nu} |z_r - \hat{z}_r^B|^2$ . yoksa  $c = d_3^{-\nu} (|z_r|^2 + |\hat{z}_r^B|^2)$  dir. R  $\rightarrow$  B kanalının bit hata olasılığı

$$P_b^{R \rightarrow B} = \frac{1}{MN_t} \sum_{x_r} \sum_{\hat{x}_r} \text{APEP}^{R \rightarrow B} \times \frac{e(x_r \rightarrow \hat{x}_r^B)}{\log_2(MN_t)} \quad (4.3.19)$$

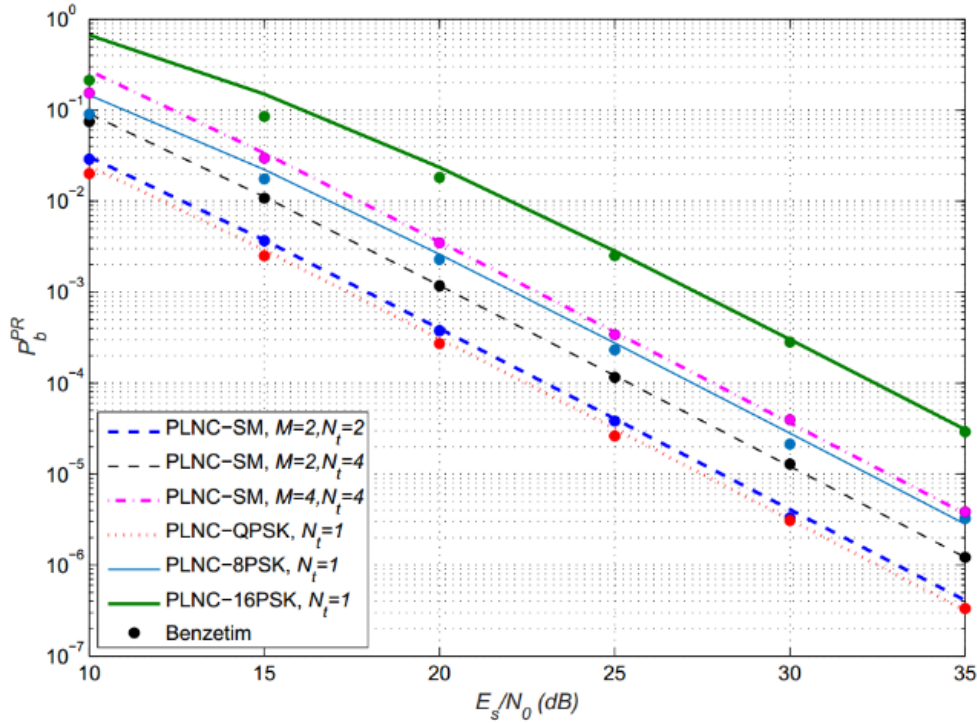
olup  $e(x_r \rightarrow \hat{x}_r^B)$ , R  $\rightarrow$  B kanalı boyunca taşınan PLNC eşlemeli simgedeki hatalı bit sayısıdır.

$P_b^{C \rightarrow B}$ , (4.3.6) 'daki karar metriği kullanılarak aynı şekilde elde edilebilir.

Ağ yapısındaki simetri nedeniyle  $P_p = P_s$  için ikincil kullanıcının bit hata olasılığı birincil kullanıcı ile aynıdır. Ancak, R ikincil kullanıcıya ait olduğundan ve  $P_r = P_s$  için ikincil kullanıcı birincil kullanıcı ile aynı bit hata başarımını 3 dB daha fazla güç ile elde eder.

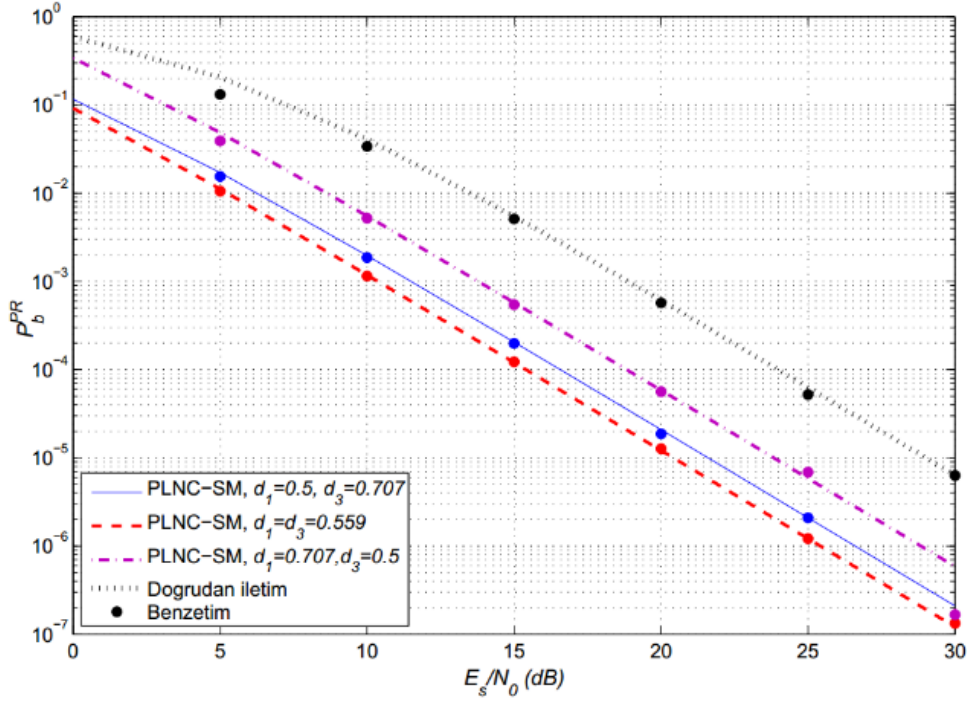
#### 4.3.3 Bit hata başarımının değerlendirilmesi

Bu bölümde, önceki bölümde elde edilen kuramsal bit hata olasılığı sonuçları bilgisayar benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bilişsel çapraz ağ yapısının dikdörtgen oluşturduğu varsayılmış,  $\nu = 4$  ve  $N_r = N_B = 2$  kabul edilmiştir. Tüm şekillerde düz, kesikli-düz ve noktalı-düz çizgiler kuramsal sonuçları göstermekte, simgeler ise bilgisayar benzetim sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 4.3.2 Farklı  $M$  ve  $N_t$  değerleri için birincil kullanıcının BEP başarımı

Şekil 4.3.2'de B'deki bit hata başarımı  $d_1 = d_3 = 1$  ve  $d_2 = 0.1$  varsayılarak  $M$  ve  $N_t$ 'nin farklı değerleri için verilmiştir. SM yerine  $M$ -PSK modülasyonu kullanan ve  $M = 4, N_t = 1$  olan referans protokol (Üstünbaş vd., 2016), SM kullanan ve  $M = 2, N_t = 2$  olan önerilen protokolden biraz daha iyi bit hata başarımı sergilemektedir. Ancak, Şekil 4.3.2'den görüldüğü gibi daha yüksek veri hızlarında önerilen protokol referans protokolden daha iyi bit hata başarımı sergilemektedir.



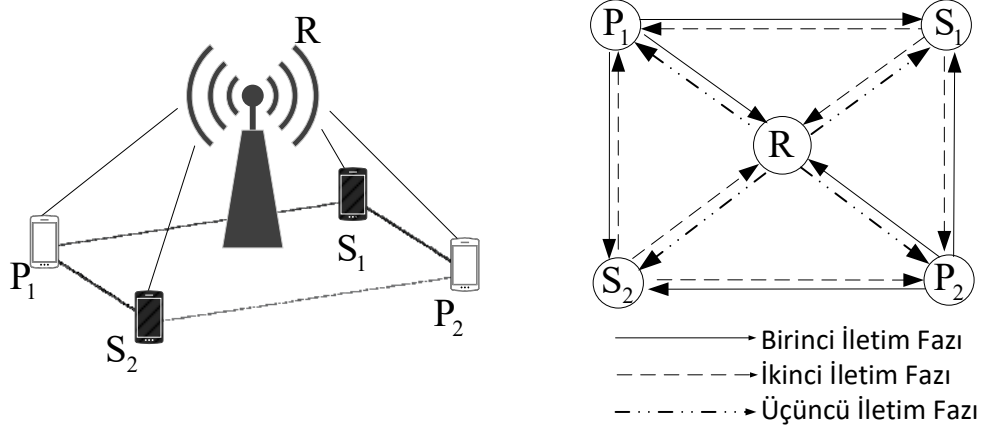
Şekil 4.3.3 Röle konumunun birincil kullanıcının BEP başarımına etkisi

Şekil 4.3.3'te  $M=4$ ,  $N_t=2$  ve  $d_2=0.5$  için röle konumunun birincil kullanıcının bit hata başarımına etkisi incelenmektedir. C ve B arasında birim uzaklık olduğu varsayılarak, dikdörtgende R'nin konumu vericilerin ortasından dikey yönde alıcıların ortasına doğru değiştirilmektedir. B'de en iyi bit hata başarımı R dikdörtgenin tam ortasında iken elde edilmektedir ( $d_1=d_3=0.559$ ).

Ayrıca önerilen protokol her durumda A ve B arasındaki doğrudan iletimden daha iyi bit hata başarımı sergilemektedir.

#### 4.4 İşbirlikli Bilişsel Radyo Çift Yönlü Çapraz Ağ

Şekil 4.4.1'de verilen işbirlikli bilişsel radyo çift yönlü çapraz ağında birbirine uzak konumlanan bir birincil kullanıcı çifti bir ikincil kullanıcı çiftine ait röle aracılığıyla kendi iletimini gerçekleştirmektedir. Bu modelde kullanıcı çiftleri birbirlerine uzak ancak diğer kullanıcı çiftine yakın olduğundan dolayı birincil kullanıcının iletim güvenilirliği için röle gerekmekte, dolayısıyla ikincil kullanıcı çifti kendi rölesini birincil kullanıcı çifti ile paylaşarak lisanslı spektruma erişim hakkı elde edebilmektedir. Tüm düğümlerde SM kullanılmakla, rölede ayrıca fiziksel katmanlı ağ kodlama (PLNC) uygulanmaktadır (PLNC-SM).



Şekil 4.4.1 Ele alınan işbirlikli bilişsel radyo çift yönlü çapraz ağı

Daha yüksek spektral verimlilik hedeflendiğinde üç zaman aralıklı bir protokol benimsenmiştir. Bu protokolda birincil (ikincil) kullanıcı çifti kendi bilgi bitlerini birinci (ikinci) zaman aralığında SM yardımıyla röleye iletmektedir. Röle birincil ve ikincil kullanıcı çiftlerinden sırasıyla birinci ve ikinci zaman aralıklarında aldığı bilgi bitlerini PLNC yardımıyla eşleyerek üçüncü zaman aralığında SM yardımıyla yayımlar.

Tüm düğümler röleden istedikleri işaretlerle birlikte istemedikleri yan işaretleri de aldığından diğer kullanıcı çiftinin işaretini bu istemedikleri işaretleri iptal edebilmek için dinlemektedir ve bu da önerilen ağ tasarımını oluşturmaktadır. Ayrıca, kullanıcılarda ve rölede optimum güç paylaşımı da benimsenerek güç paylaşımı için iki senaryo önerilmektedir: *Senaryo 1*'de birincil kullanıcı çiftinin bit hata olasılığının (BEP) minimize edilmesi amaçlanmaktadır, ancak bu tüm sistem başarımı açısından optimum güç paylaşımı değildir. Bu nedenle *Senaryo 2*'de her iki kullanıcının da BEP'i minimize edilmektedir. BEP her iki kullanıcı için de matematiksel olarak türetilerek sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçları yardımıyla desteklenmiş ve bunların birbirleriyle uyumlu olduğu gözlenmiştir. Bu da yapılan teorik analizlerle bilgisayar benzetim sonuçlarının doğruluğunu gösterir niteliktedir.

#### 4.4.1 Sistem modeli ve protokol

Şekil 4.4.1 'de verilen işbirlikli bilişsel radyo çift yönlü çapraz ağında birincil kullanıcı  $P_1$  ve  $P_2$  düğümlerinden, ikincil kullanıcı ise  $S_1$ ,  $S_2$  düğümleri ve röle  $R$ 'den oluşmaktadır.  $k_i$  ve  $m$  düğümleri arasındaki uzaklık  $d_{k_i,m}$ , ile gösterilmekte burada  $k_i \in \{P_i, S_i\}, i=1,2$  ve  $m \in \{P_1, P_2, R, S_1, S_2\}$  varsayılmaktadır. Alıcı anten sayısı  $N_r^m$  iken birincil ve ikincil kullanıcılar için verici anten sayıları sırasıyla  $N_t^P$  ve  $N_t^S$  ile gösterilmekte, burada verici anten sayıları  $P_1$  ve  $P_2$  ayrıca  $S_1$  ve  $S_2$  için eşit kabul edilmektedir. Röle düğümündeki verici anten sayısı

$N_t^R = \max(N_t^P, N_t^S)$  olarak varsayılmaktadır.  $\mathbf{H}^{k_i \rightarrow m}$   $k_i$  düğümünden  $m$  düğümüne olan  $N_r^m \times N_t^{k_i}$  boyutlu kanal sönümlenme katsayıları matris olup elemanları sıfır ortalamalı  $d_{k_i, m}^{-\nu}$  varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkenidir ki burada  $\nu$  yol kaybı üstelidir. Tüm gürültü bileşenleri sıfır ortalamalı birim varyanslı toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) sürecinin karmaşık örnekleri varsayılmaktadır. Toplam iletim gücü  $P_T$  olup kullanıcıları oluşturan düğümlerin iletim toplam iletim güçleriyle  $P_S = P_{P_1} + P_{P_2} + P_{S_1} + P_{S_2}$  rölenin gücünün  $P_R$  toplamına eşittir,  $P_T = P_S + P_R$ , ki burada  $P_{P_1}, P_{P_2}, P_{S_1}$  ve  $P_{S_2}$  sırasıyla  $P_1, P_2, S_1$  ve  $S_2$  düğümlerinin iletim güçleridir. Güç paylaşım parametresi  $\beta = P_S / P_T$  olup  $\beta P_T$  gücün kaynak düğümlere  $(1 - \beta)P_T$  gücün de röleye ayrılmasını sağlar. Sırasıyla  $\alpha P_S$   $(1 - \alpha)P_S$  güçleri de sırasıyla birincil ve ikincil kullanıcılara ayrılmaktadır,  $P_{P_1} = P_{P_2} = \alpha P_S / 2$  ve  $P_{S_1} = P_{S_2} = (1 - \alpha)P_S / 2$ .

Tüm düğümlerin iletimi yarı-çift yönlü çalışan düğümler için minimum olan üç zaman aralığında tamamlanmaktadır [2015building]. İlk zaman aralığında  $P_1$  ve  $P_2$  aynı anda kendi SM  $z_{k_i} = (\ell_{k_i}, x_{k_i})$  işaretlerini röleye iletmektedir, burada  $\ell_{k_i}$  ve  $x_{k_i}$   $k_i = P_i, i = 1, 2$  için sırasıyla etkin anten indisi ve  $M_P$ -PSK modülasyonlu işaret kümesinden bir sembolü ifade etmektedir. İkincil kullanıcının düğümleri  $S_1$  ve  $S_2$  bu SM işaretleri yan bilgi olarak kullanmak amacıyla dinlemektedir. İkinci zaman aralığında benzer olarak  $S_1$  ve  $S_2$  aynı anda kendi bilgi bitlerini SM  $z_{k_i} = (\ell_{k_i}, x_{k_i})$  işareti ile göndermektedir, burada  $x_{k_i}$   $M_S$ -PSK işaret kümesinden modülasyonlu bir işareti göstermekte ve  $k_i = S_i, i = 1, 2$  olmaktadır. Bu zaman aralığında birincil kullanıcı düğümleri  $P_1$  ve  $P_2$  yan bilgi toplamak için ikincil kullanıcıların iletimini dinlemektedir.  $m$  düğümünde  $q$ .zamanda alınan işaret

$$\mathbf{y}_m^{(q)} = \sum_{i=1}^2 \sqrt{P_{k_i}} \mathbf{h}_{\ell_{k_i}}^{k_i \rightarrow m} x_{k_i} + \mathbf{n}_m^{(q)} \quad (4.4.1)$$

olup  $\mathbf{h}_{\ell_{k_i}}^{k_i \rightarrow m}$  vektörü  $\mathbf{H}^{k_i \rightarrow m}$  matrisinin  $\ell_{k_i}$ . sütununu göstermektedir.. (4.4.1)' de birinci zaman aralığı için  $q = 1, k_i = P_i$  ve  $m \in \{S_1, S_2, R\}$  iken ikinci zaman aralığı için  $q = 2$ ,  $k_i = S_i$  ve  $m \in \{P_1, P_2, R\}$  'dir.  $\mathbf{n}_m^{(q)}$   $m$  düğümünde  $q$ .zaman aralığındaki gürültü örneklerini gösteren vektördür.

Birinci zaman aralığında  $m \in \{S_1, S_2, R\}$  düğümünde en büyük olabilirlikli (ML) çözme uygulanmaktadır:

$$(\hat{z}_{P_1}^m, \hat{z}_{P_2}^m) = \arg \min_{\ell_{P_1}, x_{P_1}, \ell_{P_2}, x_{P_2}} \left\| \mathbf{y}_m^{(1)} - \sum_{i=1}^2 \sqrt{P_{P_i}} \mathbf{h}_{\ell_{P_i}}^{P_i \rightarrow m} x_{P_i} \right\|^2. \quad (4.4.2)$$

İkinci zaman aralığında,  $m \in \{P_1, P_2, R\}$  düğümünde ML çözme aşağıdaki gibi uygulanmaktadır

$$(\hat{z}_{S_1}^m, \hat{z}_{S_2}^m) = \arg \min_{\ell_{S_1}, x_{S_1}, \ell_{S_2}, x_{S_2}} \left\| \mathbf{y}_m^{(2)} - \sum_{i=1}^2 \sqrt{P_{S_i}} \mathbf{h}_{\ell_{S_i}}^{S_i \rightarrow m} x_{S_i} \right\|^2. \quad (4.4.3)$$

$m \in \{P_1, P_2, S_1, S_2\}$  düğümlerinde PLNC eşlenmiş SM simgeleri  $(\hat{\ell}_{k_1}^m, \hat{x}_{k_1}^m)$  ve  $(\hat{\ell}_{k_2}^m, \hat{x}_{k_2}^m)$  ikili karşılıklarına bit düzeyinde ayrıcalıklı-veya (XOR) uygulanarak üretilmekte ve bunlar R dışında  $m$  düğümlerinde yan bilgi olarak kabul edilmektedir. R'de PLNC eşlenmiş SM simgesi  $\bar{z}_R = (\bar{\ell}_R, \bar{x}_R)$ ;  $\hat{z}_{P_1}^R, \hat{z}_{P_2}^R, \hat{z}_{S_1}^R$  ve  $\hat{z}_{S_2}^R$  işaretlerinin ikili karşılıklarına bit düzeyinde XOR uygulanarak elde edilmektedir.

Üçüncü zaman aralığında ( $q = 3$ ), R tüm düğümlere  $\bar{z}_R = (\bar{\ell}_R, \bar{x}_R)$  PLNC eşlenmiş SM simgesini yayın yapar.  $m$  düğümünde alınan işaret

$$\mathbf{y}_m^{(3)} = \sqrt{P_R} \mathbf{h}_{\bar{\ell}_R}^{R \rightarrow m} \bar{x}_R + \mathbf{n}_m^{(3)} \quad (4.4.5)$$

olup  $m \in \{P_1, P_2, S_1, S_2\}$  ve  $\mathbf{h}_{\bar{\ell}_R}^{R \rightarrow m}$  vektörü  $\mathbf{H}^{R \rightarrow m}$  matrisinin  $\bar{\ell}_R$  sütunudur.

$m$  düğümünde ML çözme uygulanır:

$$(\hat{\ell}_R^m, \hat{x}_R^m) = \arg \min_{\bar{\ell}_R, \bar{x}_R} \left\| \mathbf{y}_m^{(3)} - \sqrt{P_R} \mathbf{h}_{\bar{\ell}_R}^{R \rightarrow m} \bar{x}_R \right\|^2. \quad (4.4.6)$$

En sonunda tüm düğümler kendi bilgi bitlerinin, yan bilgilerin ve PLNC eşlenmiş SM simgelerinin (4.4.6), ikili karşılıklarına PLNC uygulayarak istedikleri bilgi bitlerine erişmektedir. Tüm düğümlerde istenen bilgi bitleri için bir Tablo 4.4.1'de verilmiştir

Tablo 4.4.1 Düğümlerde istenen bilgilerin hesabı

Durum	$P_1$	$P_2$	$S_1$	$S_2$	R
$q = 1$	Tx: $z_{P_1}$	Tx: $z_{P_2}$	Rx: $\hat{z}_{P_1}^{S_1}, \hat{z}_{P_2}^{S_1}$	Rx: $\hat{z}_{P_1}^{S_2}, \hat{z}_{P_2}^{S_2}$	Rx: $\hat{z}_{P_1}^R, \hat{z}_{P_2}^R$
$q = 2$	Rx: $\hat{z}_{S_1}^{P_1}, \hat{z}_{S_2}^{P_1}$	Rx: $\hat{z}_{S_1}^{P_2}, \hat{z}_{S_2}^{P_2}$	Tx: $z_{S_1}$	Tx: $z_{S_2}$	Rx: $\hat{z}_{S_1}^R, \hat{z}_{S_2}^R$
PLNC işaret	$\bar{z}_{P_1}$ $= \hat{z}_{S_1}^{P_1} \oplus \hat{z}_{S_2}^{P_1}$	$\bar{z}_{P_2}$ $= \hat{z}_{S_1}^{P_2} \oplus \hat{z}_{S_2}^{P_2}$	$\bar{z}_{S_1}$ $= \hat{z}_{P_1}^{S_1} \oplus \hat{z}_{P_2}^{S_1}$	$\bar{z}_{S_2}$ $= \hat{z}_{P_1}^{S_2} \oplus \hat{z}_{P_2}^{S_2}$	$\bar{z}_R =$ $\hat{z}_{P_1}^R \oplus \hat{z}_{P_2}^R \oplus \hat{z}_{S_1}^R \oplus \hat{z}_{S_2}^R$
$q = 3$	Rx: $\hat{z}_R^{P_1}$	Rx: $\hat{z}_R^{P_2}$	Rx: $\hat{z}_R^{S_1}$	Rx: $\hat{z}_R^{S_2}$	Tx: $\bar{z}_R$
İstenen bilgi	$\hat{z}_{P_2} =$ $z_{P_1} \oplus \bar{z}_{P_1} \oplus \hat{z}_R^{P_1}$	$\hat{z}_{P_1} =$ $z_{P_2} \oplus \bar{z}_{P_2} \oplus \hat{z}_R^{P_2}$	$\hat{z}_{S_2} =$ $z_{S_1} \oplus \bar{z}_{S_1} \oplus \hat{z}_R^{S_1}$	$\hat{z}_{S_1} =$ $z_{S_2} \oplus \bar{z}_{S_2} \oplus \hat{z}_R^{S_2}$	--



--	--	--	--	--	--

#### 4.4.2 Bit hata olasılığı analizi

Birincil ve ikincil kullanıcıların bit hata olasılıkları matematiksel ifadeleri bu bölümde türetilmiştir. Birinci ve ikinci zaman aralıklarında ( $q = 1, 2$ ) tüm alıcı düğümler aynı anda diğer iki düğümden iki işaret aldığından tüm alıcı düğümlerde çoklu erişim kanalı (multiple access channel-MAC) oluşmaktadır. Üçüncü zaman aralığında ( $q = 3$ ) ise sadece R tüm düğümlere PLNC eşlenmiş SM işaret ilettiğinden bir yayın kanalı (broadcast channel-BC) oluşturmaktadır. Bu nedenle MAC ve BC için BEP ifadeleri için genel matematiksel denklemler türetilmektedir.

##### A. Çoklu erişim kanalı için BEP

Bir düğüm aynı anda iki farklı SM simge aldığında, MAC için BEP aşağıdaki gibi elde edilir: (4.4.2) and (4.4.3)' ten karar metriği  $q = 1, 2$  için  $\Lambda(\ell_{k_i}, x_{k_i}) = \|\mathbf{y}_m^{(q)} - \sum_{i=1}^2 \sqrt{P_{k_i}} \mathbf{h}_{\ell_{k_i}}^{k_i \rightarrow m} x_{k_i}\|^2$   $k_i \in \{P_i, S_i\}$  şeklinde yazılır. Buradan koşullu çiftsel hata olasılığı (CPEP) karar değişkeni

$$D = -\gamma_{MAC} - 2\Re\left\{\mathbf{n}_m^H \left(\sum_{i=1}^2 \sqrt{P_{k_i}} (\mathbf{h}_{\ell_{k_i}}^{k_i \rightarrow m} x_{k_i} - \mathbf{h}_{\ell_{k_i}^m}^{k_i \rightarrow m} \hat{x}_{k_i}^m)\right)\right\} \text{ olmak üzere}$$

$$P(\Lambda(\ell_{k_i}, x_{k_i}) \geq \Lambda(\hat{\ell}_{k_i}^m, \hat{x}_{k_i}^m) | \mathbf{H}^{k_1 \rightarrow m}, \mathbf{H}^{k_2 \rightarrow m}) = P(D \geq 0 | \mathbf{H}^{k_1 \rightarrow m}, \mathbf{H}^{k_2 \rightarrow m}) \quad (4.4.7)$$

olup  $\gamma_{MAC} = \|\sum_{i=1}^2 \sqrt{P_{k_i}} (\mathbf{h}_{\ell_{k_i}}^{k_i \rightarrow m} x_{k_i} - \mathbf{h}_{\ell_{k_i}^m}^{k_i \rightarrow m} \hat{x}_{k_i}^m)\|^2$  ve  $q, k_i$  ve  $m$  are (4.4.1)'in altındaki paragraftaki gibi alınır.  $D$  karar değişkeninin beklenen değeri ve varyansı sırasıyla  $\zeta_D = -\gamma_{MAC}$  ve  $\sigma_D^2 = 2\gamma_{MAC}$  olup koşullu çiftsel hata olasılığı (4.4.7)

$$P(D \geq 0 | \mathbf{H}^{k_1 \rightarrow m}, \mathbf{H}^{k_2 \rightarrow m}) = Q\left(-\frac{\zeta_D}{\sigma_D}\right) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\gamma_{MAC}}{4 \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (4.4.8)$$

şeklinde hesaplanır. Ortalama çiftsel hata olasılığı (APEP) (4.4.8)'in kanal sönmüleme katsayıları matrisi üzerinden beklenen değeri alınarak

$$\begin{aligned} \text{APEP}^{\text{MAC}} &= P(D \geq 0) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{MAC}}\left(\frac{-1}{4 \sin^2 \theta}\right) d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \Omega/4}\right)^{N_r} d\theta \end{aligned} \quad (4.4.9)$$

şeklinde elde edilir, burada  $\Omega$  (4.4.10)'da verilmiştir.

$$\Omega = \begin{cases} P_{k_1} d_{k_1,m}^{-v} |x_{k_1} - \hat{x}_{k_1}^m|^2 + P_{k_2} d_{k_2,m}^{-v} |x_{k_2} - \hat{x}_{k_2}^m|^2 & , \ell_{k_1} = \hat{\ell}_{k_1}^m \text{ and } \ell_{k_2} = \hat{\ell}_{k_2}^m \\ P_{k_1} d_{k_1,m}^{-v} |x_{k_1} - \hat{x}_{k_1}^m|^2 + P_{k_2} d_{k_2,m}^{-v} (|x_{k_2}|^2 + |\hat{x}_{k_2}^m|^2) & , \ell_{k_1} = \hat{\ell}_{k_1}^m \text{ and } \ell_{k_2} \neq \hat{\ell}_{k_2}^m \\ P_{k_1} d_{k_1,m}^{-v} (|x_{k_1}|^2 + |\hat{x}_{k_1}^m|^2) + P_{k_2} d_{k_2,m}^{-v} |x_{k_2} - \hat{x}_{k_2}^m|^2 & , \ell_{k_1} \neq \hat{\ell}_{k_1}^m \text{ and } \ell_{k_2} = \hat{\ell}_{k_2}^m \\ P_{k_1} d_{k_1,m}^{-v} (|x_{k_1}|^2 + |\hat{x}_{k_1}^m|^2) + P_{k_2} d_{k_2,m}^{-v} (|x_{k_2}|^2 + |\hat{x}_{k_2}^m|^2) & , \ell_{k_1} \neq \hat{\ell}_{k_1}^m \text{ and } \ell_{k_2} \neq \hat{\ell}_{k_2}^m \end{cases} \quad (4.4.10)$$

(4.4.9) (Simon vd.,2005) yardımıyla

$$\text{APEP}^{\text{MAC}} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \mu \left( \frac{\Omega}{4} \right) \sum_{j=0}^{N^m-1} \binom{2j}{j} \left( \frac{1 - \mu^2 \left( \frac{\Omega}{4} \right)}{4} \right)^j \right] \quad (4.4.11)$$

olarak hesaplanır ve burada  $\mu(c) = \sqrt{c/(1+c)}$ .

Sonunda MAC için BEP

$$P_b^{\text{MAC}} \leq \frac{1}{(MN_t)^2} \sum_{z_{k_1}} \sum_{\hat{z}_{k_1}^m} \sum_{z_{k_2}} \sum_{\hat{z}_{k_2}^m} \text{APEP}^{\text{MAC}} \frac{n(z_m, \bar{z}_m)}{\log_2(MN_t)} \quad (4.4.12)$$

olup burada birincil kullanıcı iletim yaptığında  $M = M_P$  ve  $N_t = N_t^P$ ; ikincil kullanıcı iletim yaptığında  $M = M_S$  ve  $N_t = N_t^S$  alınır. (3.4.12)' de  $n(z_m, \bar{z}_m)$ ,  $z_m$  PLNC eşlenmiş SM işareti iletilip  $\bar{z}_m$  işareti çözülmediğinde oluşan hatalı bit sayısını ifade eder.  $z_{k_1}$  ve  $z_{k_2}$ 'nin ikili karşılıklarına PLNC uygulanmasıyla elde edilen  $z_m$ ,  $m$  düğümünde çözülen ve  $\hat{z}_{k_1}^m$  ile  $\hat{z}_{k_2}^m$  işaretlerinin ikili karşılıklarına PLNC uygulanarak elde edilen  $\bar{z}_m$  işareti birbirlerinden farklı ise hata oluşur.

## B. Yayın kanalı için BEP

R PLNC eşlenmiş SM işareti  $m$  düğümüne yayın yaptığında BC için BEP bir önceki bölümde MAC için hesabındaki adımlara benzer şekilde elde edilir. (4.4.6)'dan, karar metriği

$$\Lambda(\bar{\ell}_R, \bar{x}_R) = \|\mathbf{y}_m^{(3)} - \sqrt{P_R} \mathbf{h}_{\bar{\ell}_R}^{\text{R} \rightarrow m} \bar{x}_R\|^2 \text{ elde edilir.}$$

$$\text{CPEP} \quad P(\Lambda(\bar{\ell}_R, \bar{x}_R) \geq \Lambda(\hat{\ell}_R^m, \hat{x}_R^m) | \mathbf{H}^{\text{R} \rightarrow m}) = P(D \geq 0 | \mathbf{H}^{\text{R} \rightarrow m}) \text{ olup}$$

$$D = -\gamma_{BC} - 2\Re \left\{ \mathbf{n}_m^H (\sqrt{P_R} (\mathbf{h}_{\bar{\ell}_R}^{\text{R} \rightarrow m} \bar{x}_R - \mathbf{h}_{\hat{\ell}_R^m}^{\text{R} \rightarrow m} \hat{x}_R^m)) \right\} \quad (4.4.13)$$

$$\text{burada } \gamma_{BC} = \|\sqrt{P_R} (\mathbf{h}_{\bar{\ell}_R}^{\text{R} \rightarrow m} \bar{x}_R - \mathbf{h}_{\hat{\ell}_R^m}^{\text{R} \rightarrow m} \hat{x}_R^m)\|^2.$$

$D$  karar değişkeninin beklenen değeri ve varyansı (4.4.13)'ten elde edilir ve buradan CPEP aşağıdaki gibi yazılır:

$$P(D \geq 0 | \mathbf{H}^{R \rightarrow m}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\gamma_{BC}}{4 \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (4.4.14)$$

BC için APEP (4.4.11)' de olduğu gibi hesaplanır; ancak burada  $\bar{\ell}_R = \hat{\ell}_R^m$  için

$\Omega = P_R |\bar{x}_R - \hat{x}_R^m|^2$  diğer durumlarda  $\Omega = P_R (|\bar{x}_R|^2 + |\hat{x}_R^m|^2)$ ' dir. BC için BEP aşağıdaki gibi üstten sınırlanmaktadır

$$P_b^{BC} \leq \frac{1}{MN_t} \sum_{\bar{z}_R} \sum_{\hat{z}_R^m} \text{APEP}^{BC} \frac{n(\bar{z}_R, \hat{z}_R^m)}{\log_2(MN_t)} \quad (4.4.15)$$

burada  $M = \max(M_P, M_S)$ ,  $N_t = \max(N_t^P, N_t^S)$  ve  $n(\bar{z}_R, \hat{z}_R^m)$   $m$  düğümünde SM simgelerdeki hatalı bit sayısını göstermektedir.

### C. Uçtan Uca BEP

En sonunda her uç  $m \in \{P_1, P_2, S_1, S_2\}$  düğümünde BEP aşağıdaki gibi üstten sınırlanır:

$$P_b^m \leq 1 - \left[ (1 - P_b^{MAC_1 \rightarrow R}) (1 - P_b^{MAC_2 \rightarrow R}) (1 - P_b^{MAC \rightarrow m}) (1 - P_b^{R \rightarrow m}) \right] \quad (4.4.16)$$

burada  $P_b^{MAC_1 \rightarrow R}$  ve  $P_b^{MAC_2 \rightarrow R}$  sırasıyla birinci ve ikinci zaman aralıklarında R'deki MAC için BEP'leri gösterirken  $P_b^{MAC \rightarrow m}$   $m$  düğümündeki MAC için BEP'i ve  $P_b^{R \rightarrow m}$  ise R'den  $m$  düğümününe BC için BEP'i ifade eder. Bunların hepsi 4.4.2.A ve 4.4.2.B alt bölümlerinde açıklanmıştır.

#### 4.4.3 Röle düğümündeki hesaplama karmaşıklığı

Röledeki karmaşıklığı hesaplayabilmek için (4.4.2) ve (4.4.3)'deki ML çözme ifadelerindeki gerçek çarpımların sayısını göz önüne alınır, ki bu da hesaplama karmaşıklığına eşdeğerdir. (4.4.2) ve (4.4.3)  $\ell_1, \ell_2 \in \{1, 2, \dots, N_t\}$  olmak üzere

$\sum_{k=1}^{N_r^R} |y(k) - \sqrt{P}(h_{\ell_1}(k)x_1 + h_{\ell_2}(k)x_2)|^2$  şeklinde yeniden yazılabilir. Burada  $h_{\ell_i}(k)x_i$  karmaşık çarpım gerektirmekte bu da 4 adet gerçek çarpıma denktir. Bir başka 2 işlem de mutlak değerlerin karesinden gelmekte ve bunlar da  $N_r^R \times 2^{\log_2 M^2 N_t^2}$  kere tekrarlanmaktadır. Bu nedenle röledeki toplam hesaplama karmaşıklığı  $10N_r^R 2^{\log_2 M^2 N_t^2}$ 'dir.

#### 4.4.4 Optimum güç paylaşımı

Optimum güç paylaşımı için iki senaryo göz önüne alınmaktadır: *Senaryo 1*'de optimizasyon önceliğe sahip olan birincil kullanıcının BEP ifadesi minimize edilecek şekilde yapılmaktadır, *Senaryo 2*'de ise her iki kullanıcının toplam bit hata olasılığı minimize edilmektedir.

*Senaryo 1*'de dışbükey fonksiyonu  $\mathcal{F}_1$   $P_b^{P_1}$  ve  $P_b^{P_2}$  'nin ortalaması alınarak elde edilir. Minimizasyon problemi aşağıda verilmiştir:

$$(\beta_0^1, \alpha_0^1) = \min_{\beta, \alpha} \mathcal{F}_1 = \min_{\beta, \alpha} \{0.5 (P_b^{P_1} + P_b^{P_2})\}. \quad (4.4.17)$$

Birincil kullanıcı için optimum çift  $(\beta_0^1, \alpha_0^1)$  aslında tüm sistem açısından optimum sonuç vermemektedir. Birincil kullanıcı lisansli spektrumda önceliğesahip olduğundan ikincil kullanıcının başarımı hesaba katılmamakta böylece ikincil kullanıcının BEP başarımı kötüleştikçe tüm sistemin başarımını da kötüleştirmektedir. Bu nedenle *Senaryo 2*' de farklı bir dışbükey fonksiyonu ele alınmakta bu fonksiyonda iki kullanıcının da bit hata olasılıkları toplanarak minimize edilmektedir.

$$(\beta_0^2, \alpha_0^2) = \min_{\beta, \alpha} \mathcal{F}_2 = \min_{\beta, \alpha} 0.25 (P_b^{P_1} + P_b^{P_2} + P_b^{S_1} + P_b^{S_2}). \quad (4.4.18)$$

Her iki senaryoda da, güç paylaşımı için matematiksel bir çözüm elde etmek iki adet güç paylaşım parametresi içeren karmaşık matematiksel adımlardan dolayı çok zor olduğu için nümerik optimizasyon uygulanmaktadır.

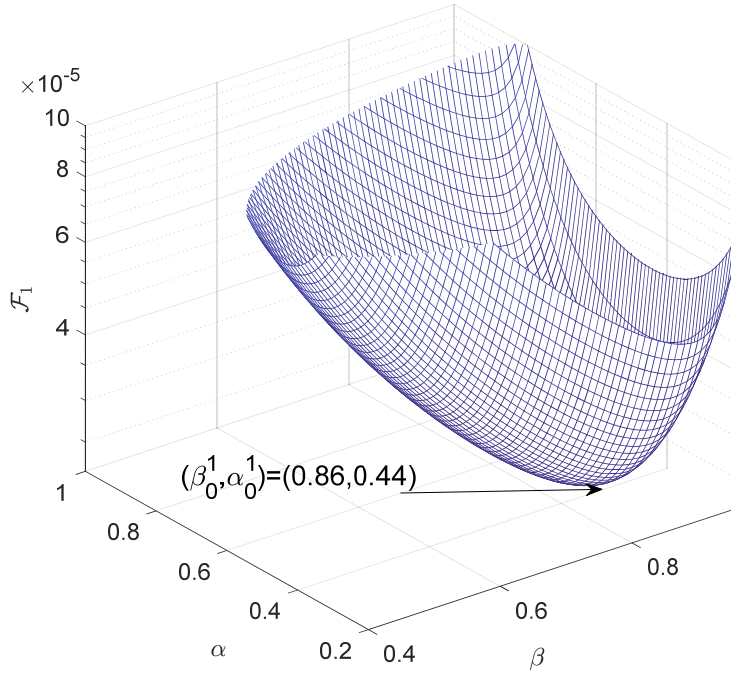
#### 4.4.5 Başarım değerlendirme

Bu bölümde Bit hata olasılığı analizlerinde türetilen matematiksel BEP ifadeleri  $\nu = 4$  ve  $N_r^m = 2$  için bilgisayar benzetimleriyle karşılaştırılmaktadır.  $M_p, N_t^P, M_s, N_t^S$  ve röle pozisyonunun birincil ve ikincil kullanıcıların BEP başarımına etkisi incelenmekte ve birincil kullanıcının BEP başarımı doğrudan iletimin (ikincil kullanıcı yok iken) BEP başarımı ile karşılaştırılmaktadır. Optimum güç paylaşımı parametreleri nümerik olarak her iki senaryo için de bir sonraki bölümde elde edilmektedir.

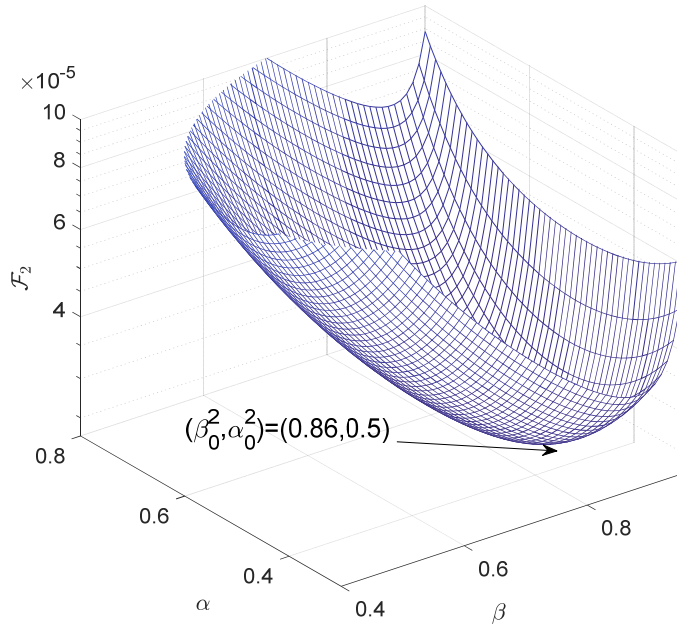
##### A. Optimum güç paylaşımı için başarım değerlendirme

*Senaryo 1* ve *Senaryo 2* için güç paylaşımı parametreleri sırasıyla  $(\beta_0^1, \alpha_0^1)$  ve  $(\beta_0^2, \alpha_0^2)$  olup  $\mathcal{F}_1$  ve  $\mathcal{F}_2$ 'de  $\beta$  ve  $\alpha$   $0 < \beta, \alpha \leq 0.99$  aralığında 0.01 adım aralığı ile değiştirilir ve fonksiyonlar için minimum değeri veren  $(\beta, \alpha)$  çifti her senaryo için seçilerek elde edilmektedir.

Şekil 4.4.2 ve 4.4.3'te  $M_p = M_s = 4, N_t^P = N_t^S = 4, P_T = 40 \text{ dB}$  ve her düğüm birbirinden eşit uzaklıkta iken *Senaryo 1* ve *Senaryo 2* için sırasıyla (4.4.17) ve (4.4.18)'de verilen  $\mathcal{F}_1$  ve  $\mathcal{F}_2$  fonksiyonları 3 boyutlu düzlemde verilmiştir.



Şekil 4.4.2  $M_p = M_s = N_t^P = N_t^S = 4$  iken *Senaryo 1* için 3 boyutlu BEP başarımı



Şekil 4.4.3  $M_p = M_s = N_t^P = N_t^S = 4$  iken *Senaryo 2* için 3 boyutlu BEP başarımı

Şekil 4.4.2 ve 4.4.3' te  $S_1$  ve  $S_2$  'den  $P_1$  ve  $P_2$  'ye yan bilgi taşıyan dört kanalın da BEP başarımını iyileştirmek için ikincil kullanıcıya daha fazla güç ayrılmaktadır. Ancak, bu durum

ikincil kullanıcının BEP başarımını olumsuz etkilemektedir. Şekil 4.4.3 'te *Senaryo 2* 'de  $\alpha$  değeri tüm sistemin BEP başarımını minimize edecek şekilde arttırılmakta böylece *Senaryo 2* 'de *Senaryo 1* 'deki  $\alpha$  değerine göre daha büyük bir  $\alpha$  elde edilir,  $\alpha_0^1 < \alpha_0^2$ . Tüm düğümlerin eşit uzaklıkta olduğu durumda, farklı modülasyon seviyeleri ve verici anten sayılarına göre her iki senaryo için de  $P_T = 40$  dB iken optimum güç paylaşımı parametreleri Tablo 4.4.2' de verilmiştir. Spektral verimlilik arttıkça  $\beta$  değeri de artmaktadır. Böylece daha fazla güç röleden ziyade kaynaklara ayrılmaktadır. Röle yerinin optimum güç paylaşım parametrelerine etkisi R, P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub>, S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> düğümleri ile aynı düzlemde kabul edilerek  $M_P = M_S = N_t^P = N_t^S = 4$  ve  $P_T = 40$  dB için Tablo 4.4.3' te verilmiştir. Burada R P<sub>1</sub> ve S<sub>1</sub> 'in ortasından P<sub>2</sub> ve S<sub>2</sub> 'nin ortasına doğru hareket ettirilmiştir. Bu tablodan R 4 düğüme de eşit uzaklıkta iken kaynak düğümlere daha fazla güç ayrılmakta, R P<sub>1</sub> ve S<sub>1</sub> 'in ortasına veya tersi durumda hareket ettirildiğinde ise R'ye daha fazla güç ayrılmaktadır.

*Tablo 4.4.2 Tüm uzaklıklar eşit iken ( $\beta_0, \alpha_0$ )*

$M_P$	$N_t^P$	$M_S$	$N_t^S$	<i>Senaryo 1</i>	<i>Senaryo 2</i>
2	2	2	2	(0.83, 0.44)	(0.83, 0.5)
2	4	2	4	(0.84, 0.44)	(0.84, 0.5)
4	4	4	4	(0.86, 0.44)	(0.86, 0.5)
2	8	2	8	(0.86, 0.44)	(0.86, 0.5)
4	8	4	8	(0.88, 0.44)	0.88, 0.5)
4	16	4	16	(0.90, 0.44)	(0.90, 0.5)

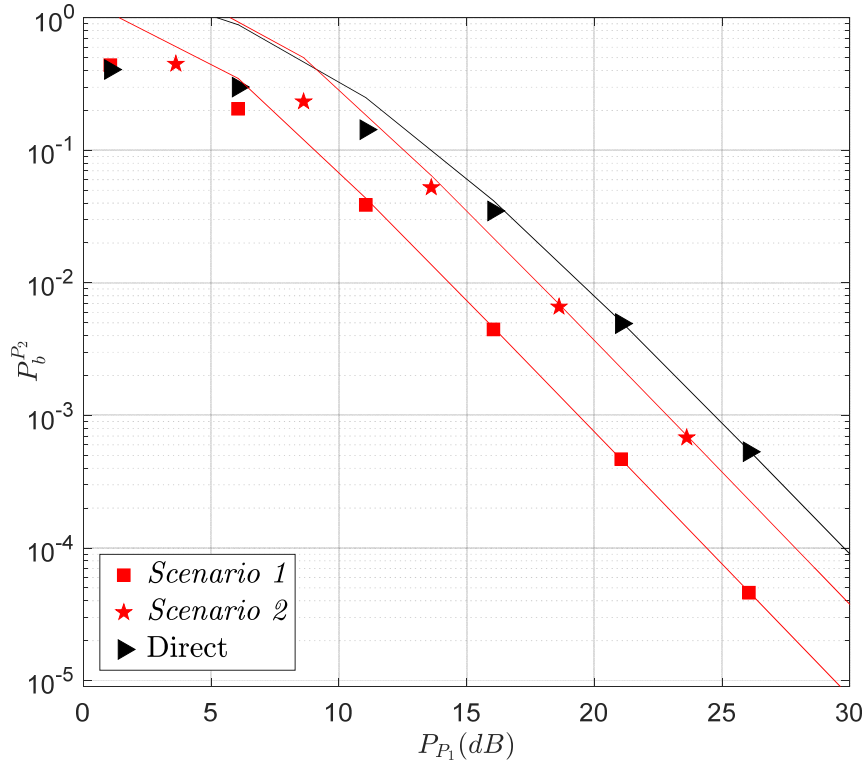
*Tablo 4.4.3  $M_P = M_S = N_t^P = N_t^S = 4$  iken röle yerinin ( $\beta_0, \alpha_0$ ) parametrelerine etkisi*

$d_{R,P_1}$		$d_{R,P_2}$	$d_{R,S_1}$	$d_{R,S_2}$	<i>Senaryo 1</i>	<i>Senaryo 2</i>
$\sqrt{2}/2$		$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{2}/2$	(0.91, 0.28)	(0.92, 0.5)
1/2		$\sqrt{5}/2$	1/2	$\sqrt{5}/2$	(0.83, 0.4)	(0.84, 0.5)
$\sqrt{5}/2$		1/2	$\sqrt{5}/2$	1/2	(0.83, 0.4)	(0.84, 0.5)

## B. Bit hata olasılığı için başarımlı değerlendirme

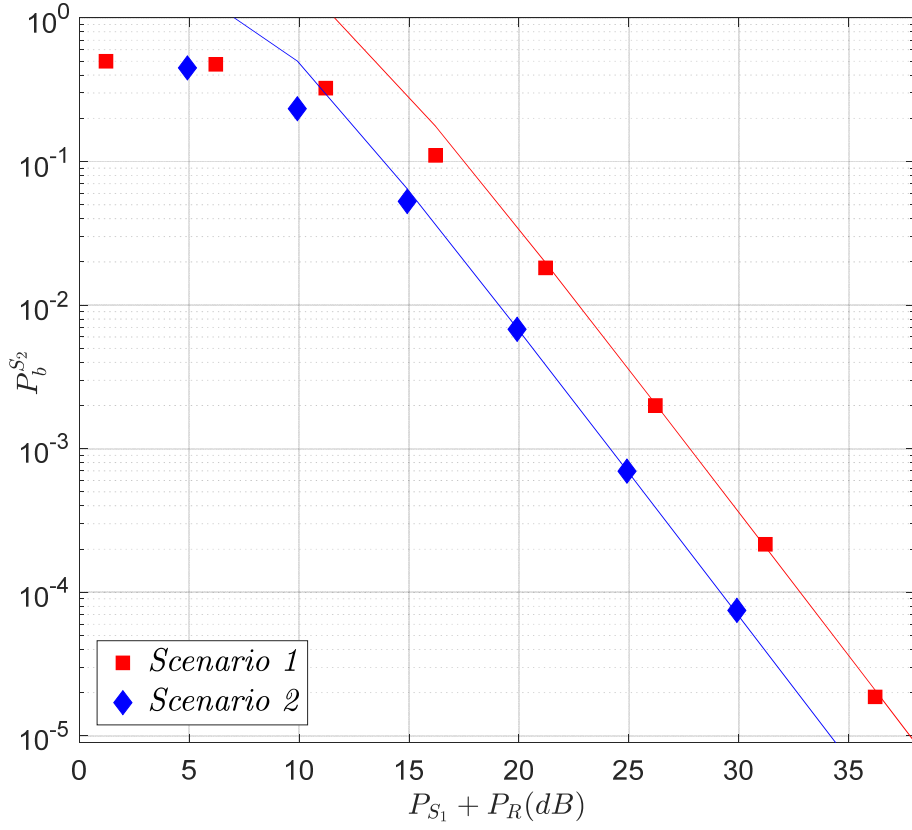
Bu bölümde ise sistem konfigürasyonu 2 ve 3 boyutlu varsayımı altında bit hata başarımları incelenmiştir. Tablolarda verilen optimum güç paylaşımı parametreleri kullanılmıştır. Tüm

şekillerde, düz çizgiler ve işaretleyiciler sırasıyla teorik ve bilgisayar benzetimi sonuçlarını göstermektedir. Şekil 4.4.4, 4.4.5 ve 4.4.6'da sistem konfigürasyonu 2 boyutlu kabul edilip Tablo 4.4.3' teki güç paylaşımı parametreleri kullanılmıştır.



Şekil 4.4.4  $M_P=M_S=N_t^P=N_t^S=4$  için  $P_2$ 'nin BEP başarımı

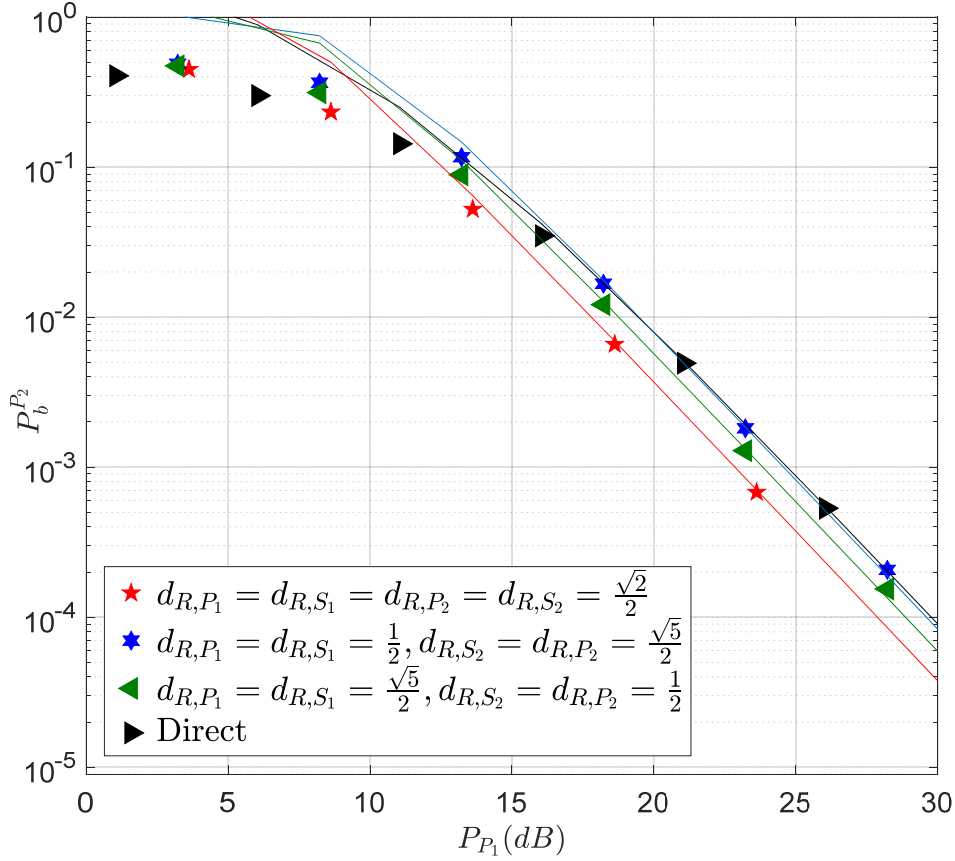
Şekil 4.4.4'te  $M_P=M_S=N_t^P=N_t^S=4$  and  $d_{R,P_1} = d_{R,S_1} = d_{R,P_2} = d_{R,S_2} = \sqrt{2}/2$  iken  $P_2$ 'nin BEP başarımı *Senaryo 1* ve *Senaryo 2* için  $P_1$  ve  $P_2$  arasındaki doğrudan kanal ile karşılaştırılmıştır. *Senaryo 1* en iyi BER başarımını sağlamış ve 29.5 dB'de  $10^{-5}$  BER değerine ulaşmıştır. Ancak *Senaryo 2* benimsendiğinde BER başarımı kötüleşmiş ve  $10^{-5}$  BER değerini 32.7 dB de sağlamıştır. Her iki senaryoda da önerilen protokol doğrudan iletme göre daha iyi BER başarımı sergilemiştir.



Şekil 4.4.5  $M_P=M_S=N_t^P=N_t^S=4$  için  $S_2$  'nin BEP başarımı

Şekil 4.4.5'te  $M_P=M_S=N_t^P=N_t^S=4$  ve  $d_{R,P_1}=d_{R,S_1}=d_{R,P_2}=d_{R,S_2}=\sqrt{2}/2$  iken ikincil kullanıcının BEP başarımı her iki senaryo için de incelenmiştir. En iyi BER başarımı *Senaryo 2*'de iken elde edilmiş,  $10^{-5}$  BER değerine  $34$  dB'de ulaşılmıştır. *Senaryo 1*'de ise bu değere ancak  $37.8$  dB'de ulaşılabilmektedir. Bu nedenle *Senaryo 2* iki kullanıcı çifti için de daha adil çözümler sunmaktadır.



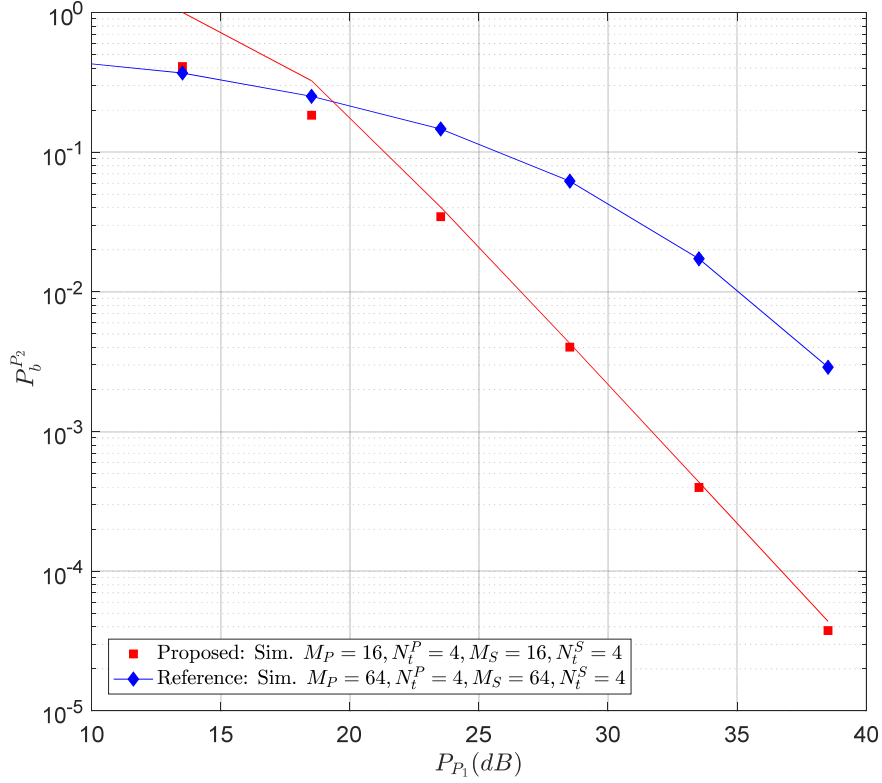


Şekil 4.4.6  $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$  ve Senaryo 2 için röle yerinin  $P_2$  'nin BEP başarımına etkisi

Şekil 4.4.6'da Senaryo 2 ve  $M_p=M_s=N_t^P=N_t^S=4$  için röle yerinin  $P_2$ 'nin BEP başarımına etkisi verilmiş burada  $R$   $P_1$  ve  $S_1$ 'nin ortasından dikey doğrultuda  $P_2$  ve  $S_2$ 'nin ortasına hareket ettirilmiştir. En iyi BEP başarımı  $R$  tüm kaynaklara eşit uzaklıkta iken elde edilmiştir.  $R$   $P_2$  ve  $S_2$ 'nin ortasına doğru hareket ettirildiğinde başarımlar kötüleşmekte ancak hala  $P_1$  ve  $P_2$  arasındaki doğrudan kanala göre daha iyi başarımlar sergilemektedir. Eğer  $R$   $P_1$  ve  $S_1$ 'nin ortasına doğru hareket ettirilirse, BEP başarımları doğrudan kanala denk olmakta birincil kullanıcı bakımından herhangi bir iyileşme sağlamamaktadır.  $R$  kaynaklara eşit uzaklıkta iken  $28$  dB'de  $P_2$ 'nin  $10^{-4}$  BEP değerini vermekte, buna karşın doğrudan kanalda ise aynı başarıma  $29.8$  dB'de ulaşılmaktadır.

Şekil 4.4.7 ve 4.4.8'de sistem konfigürasyonu 3 boyutlu varsayılarak önerilen protokol dört zaman aralıklı bir referans yapı ile birincil ve ikincil kullanıcıların BEP başarımları açısından karşılaştırılmıştır. Referans yapıda birinci ve ikinci zaman aralıklarında, sırasıyla birincil ve ikincil kullanıcılar SM simgelerini röleye iletmekte ve röle de bunlara ayrı ayrı PLNC

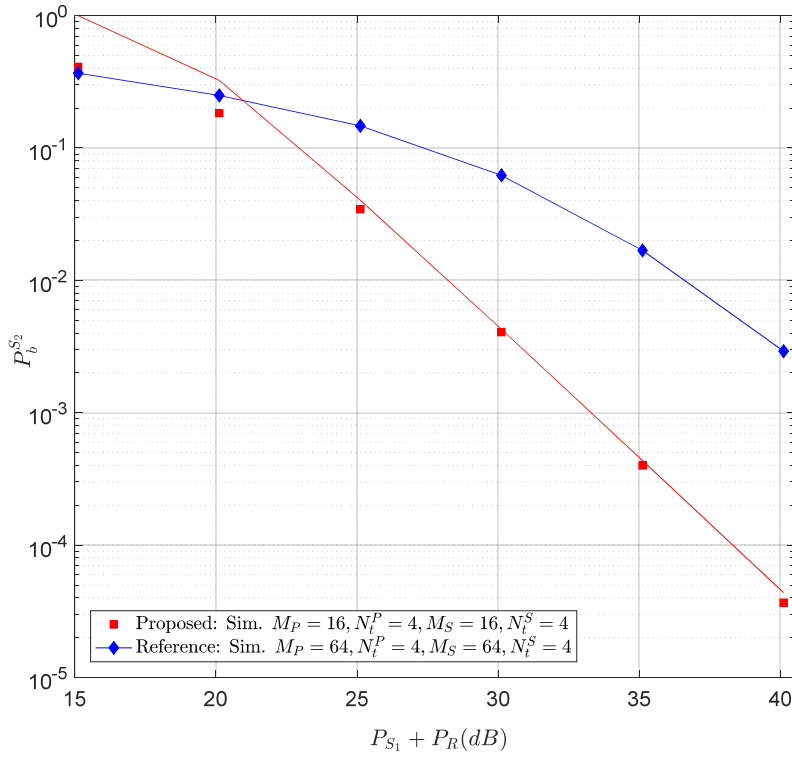
uygulamaktadır. Üçüncü (dördüncü) zaman aralığında ise röle birincil (ikincil) kullanıcının PLNC eşlenmiş SM işaretini birincil (ikincil) kullanıcılara iletmektedir. Önerilen protokole



Şekil 4.4.7 Senaryo 2 için  $P_2$  'nin BER başarımı karşılaştırması

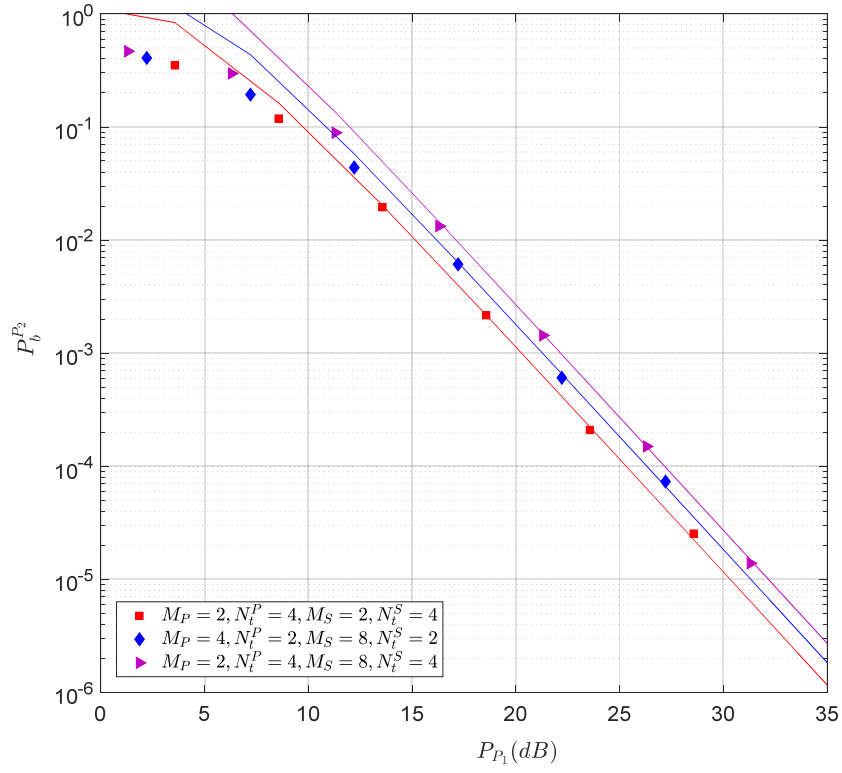
kıyasla fazladan bir zaman aralığı daha kullanıldığından röle zaman aralığı başına  $P_R / 2$  güç tüketmekte, böylece toplamda rölenin tükettiği güç  $P_R$  olarak sınırlandırılmaktadır. Ayrıca referans yapı dört zaman aralıklı bir yapı olduğundan *Senaryo 1* sadece birincil kullanıcı için BEP başarımını minimize edecek ve böylece tüm gücü referans yapıda birincil kullanıcıya ayırmaya çalışacaktır. Bu nedenle *Senaryo 1* varsayımı altında önerilen yapıyı referans yapı ile kıyaslamak anlamsızlaşacaktır. *Senaryo 2* varsayımı altında ise birincil ve ikincil kullanıcılar için simetrik veri hızları kullanılmıştır,  $M_p = M_s = M$  ve  $N_t^P = N_t^S = N_t$ . Karşılaştırmaları aynı spektral verimlilikte yapabilmek için parametreler önerilen protokol ve referans yapı için sırasıyla  $M = 16, N_t = 4$  ve  $M = 64, N_t = 4$  şeklinde seçilmiştir. Pratikte verici anten sayılarını arttırmak zor olacağından bunlar eşit varsayılmış burada modülasyon seviyesi değiştirilmiştir. Her iki yapıda da uzaklıklar  $d_{R,P_1} = d_{R,P_2} = d_{R,S_1} = d_{R,S_2} = d_{P_1,S_1} = d_{P_1,S_2} = d_{P_2,S_1} = d_{P_2,S_2} = 1$  olup optimum güç paylaşımı parametreleri aynı spektral verimlilikte çok farklı olmayacağından

$\beta = 0.9$  ve  $\alpha = 0.5$  olarak benimsenmiştir. Şekil 4.4.7'de aynı spektral verimlilikte önerilen protokol ve referans yapının BEP başarımları birincil kullanıcı açısından incelenmiştir. Yüksek  $P_p$  değerlerinde önerilen protokol daha iyi BEP başarımı sergilemiştir. Önerilen protokol  $3 \times 10^{-3}$  BEP değerine 29.3 dB'de ulaşırken referans yapı bu değere 38.4 dB'de ulaşmaktadır. Şekil 4.4.8'de ise aynı spektral verimlilikte önerilen protokol ve referans yapının BEP başarımları ikincil kullanıcı açısından incelenmiştir. Beklendiği gibi önerilen protokol of  $3 \times 10^{-3}$  BEP değerini 30.9 dB'de veriyorken referans yapı bu değere 40 dB'de ulaşmaktadır. Şekil 4.4.7 ve 4.4.8' den anlaşılacağı üzere önerilen protokol yüksek data hızlarında referans yapıya nazaran daha iyi BEP başarımı sağlamaktadır.

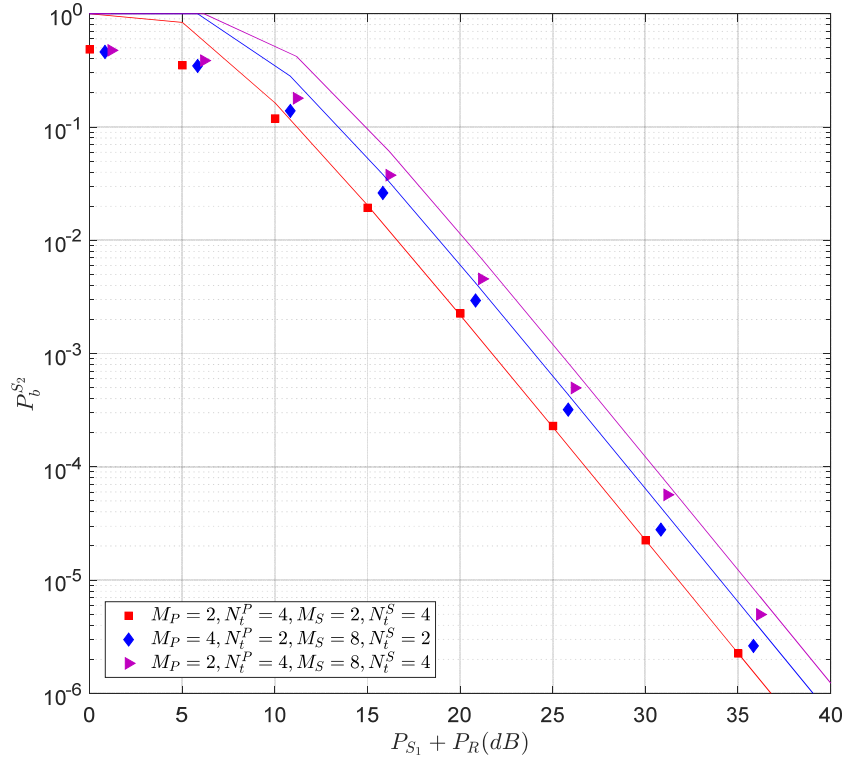


Şekil 4.4.8 Senaryo 2 için  $S_2$ 'nin BER başarımı karşılaştırması

Şekil 4.4.9 ve 4.4.10' da Senaryo 2 için altında birincil ve ikincil kullanıcıların BEP başarımı farklı veri hızlarında incelenmiştir. Burada optimum güç paylaşımı parametreleri için Tablo 4.4.3'ten faydalanılmaktadır. Örneğin Şekil 4.4.9'da 30.3 dB'de  $M_P = 2, N_t^P = 4, M_S = 2, N_t^S = 4$  ile  $10^{-5}$  BEP değeri elde edilebilmekte iken for  $M_P = 2, N_t^P = 4, M_S = 8, N_t^S = 4$  ile 32.2 dB'de bu değere ulaşılabilir. Şekil 4.4.10 için de benzer şekilde veri hızı arttıkça BEP başarımı beklendiği üzere kötüleşecektir.



Şekil 4.4.9 Senaryo 2 için  $P_2$  'nin BEP başarımı



Şekil 4.4.10 Senaryo 2 için  $S_2$  'nin BEP başarımı

#### 4.5 İş Paketi 3 Kapsamında Yapılan Yayınlar

Üstünbaş, S., Başar, E., Aygözü, Ü. 2016. "Performance analysis of cooperative spectrum sharing for cognitive radio networks using spatial modulation at secondary users." IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing, China.

Üstünbaş, S., Başar, E., Aygözü, Ü. 2016. "Uzaysal Modülasyon Kullanan Bir İşbirlikli Spektrum Paylaşım Protokolü için Bit Hata Başarımı", IEEE 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.

Babaei, M., Başar, E., Aygözü, Ü. 2016. "A cooperative spectrum sharing protocol using STBC-SM at secondary user." 24th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia.

Üstünbaş, S., Aygözü, Ü. 2016. "BER analysis of physical-layer coding in cognitive radio cross network." IEEE Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), Riga, Latvia.

Üstünbaş, S., Başar, E., Aygözü, Ü. 2017. "Cooperative spectrum sharing protocol using spatial modulation." IET Communications, 11(11), 1759-1767.

Üstünbaş, S., Başar, E., Aygözü, Ü. 2017. "Cognitive cross network design with physical-layer coding and spatial modulation." Electronics Letters, 53(6), 432-434.

Üstünbaş, S., Aygözü, Ü. 2017. "Fiziksel Katman Ağ Kodlamaya Dayalı Bir Spektrum Paylaşım Protokolü" IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2017), Antalya, Türkiye.

Üstünbaş, S., Aygözü, Ü., Başar, E. 2018. "Spatially Modulated Bidirectional Cognitive Cross Network Design with Physical-Layer Coding." IEEE Transactions on Vehicular Technology (kabul edildi).

#### 4.6 Kaynaklar

Mitola, J. 2000. "Cognitive radio---an integrated agent architecture for software defined radio."

Biglieri, E. 2013. "Principles of cognitive radio." Cambridge University Press.

Tabaković, Ž. 2011. "A survey of cognitive radio systems." Post and Electronic Communications Agency, Jurišićeva, 13.

Lu, L., Zhou, X., Onunkwo, U., & Li, G. Y. 2012. "Ten years of research in spectrum sensing and sharing in cognitive radio." EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012(1), 28.

Mitola, J., ve Maguire, G. Q. 1999. "Cognitive radio: making software radios more personal." IEEE personal communications, 6(4), 13-18.

Sum, C. S., Villardi, G. P., Rahman, M. A., Baykas, T., Tran, H. N., Lan, Z., ve Pyo, C. W. 2013. "Cognitive communication in tv white spaces: An overview of regulations, standards, and technology". IEEE Communications Magazine, 51(7), 138-145.

Sharma, S. K., Chatzinotas, S., & Ottersten, B. 2013. "Cognitive radio techniques for satellite communication systems." In IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 1-5.

Nekovee, M. 2010. "Cognitive radio access to TV white spaces: Spectrum opportunities, commercial applications and remaining technology challenges." In IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum, 1-10.

- Sharma, S. K., Bogale, T. E., Chatzinotas, S., Ottersten, B., Le, L. B., & Wang, X. 2015. "Cognitive radio techniques under practical imperfections: A survey." *IEEE communications surveys and tutorials*, 17(4), 1858-1884.
- Basar, E. 2016. "Index modulation techniques for 5G wireless networks." *IEEE Communications Magazine*, 54(7), 168-175.
- Mesleh, R. Y., Haas, H., Sinanovic, S., Ahn, C. W., & Yun, S. 2008. "Spatial modulation." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(4), 2228-2241.
- Yang, Y., & Jiao, B. 2008. "Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication." *IEEE Communications Letters*, 12(4), 225--227.
- Jeganathan, J., Ghayeb, A., & Szczecinski, L. 2008. "Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis." *IEEE Communications Letters*, 12(8), 545-547.
- Han, Y., Pandharipande, A., & Ting, S. H. 2009. "Cooperative decode-and-forward relaying for secondary spectrum access." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(10), 4945--4950.
- Chen, Z., & Zhang, X. D. 2012. "Cooperative spectrum sharing based on amplify and forward relaying in cognitive radio networks." *Wireless Personal Communications*, 67(3), 585-598.
- Vashistha, A., Sharma, S., & Bohara, V. A. 2015. "Outage analysis of a multiple-antenna cognitive radio system with cooperative decode-and-forward relaying." *IEEE Wireless Communications Letters*, 4(2), 125-128.
- Li, Q., Ting, S. H., Pandharipande, A., & Han, Y. 2011. "Cognitive spectrum sharing with two-way relaying systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(3), 1233-1240.
- Li, Q., Pandharipande, A., Ting, S. H., & Ge, X. 2015. "Spectrum sharing on interference channels with a cognitive relay." *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2015(1), 185.
- Wang, R., Tao, M., & Liu, Y. 2013. "Optimal linear transceiver designs for cognitive two-way relay networks." *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(4), 992-1005.
- Kader, M. F., & Shin, S. Y. 2015. "Interference free cooperative spectrum sharing in cognitive radio networks using spatial modulation." In *International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*,. 170-173.
- Alizadeh, A., Bahrami, H. R., & Maleki, M. 2016. "Performance analysis of spatial modulation in overlay cognitive radio communications." *IEEE Transactions on Communications*, 64(8), 3220-3232.
- Üstünbaş, S., & Aygölü, Ü. 2016. "BER analysis of physical-layer coding in cognitive radio cross network." In *IEEE Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*, 173-176.
- Üstünbaş, S., Basar, E., & Aygölü, Ü. 2017. Cooperative spectrum sharing protocol using spatial modulation. *IET Communications*, 11(11), 1759-1767.
- Jeganathan, J., Ghayeb, A., Szczecinski, L., & Ceron, A. 2009. "Space shift keying modulation for MIMO channels." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(7), 3692-3703.
- Simon, M. K., & Alouini, M. S. 2005. "Digital communication over fading channels" (Vol. 95). John Wiley & Sons.
- Lu, J., Tjhung, T. T., & Chai, C. C. 1998. "Error probability performance of L-branch diversity reception of MQAM in Rayleigh fading." *IEEE Transactions on Communications*, 46(2), 179-181.

He, J., & Liew, S. C. 2015. "Building blocks of physical-layer network coding." *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(5), 2711-2728.

Zhang, Y., Zheng, J., & Chen, H. H. (Eds.). 2016. "Cognitive radio networks: architectures, protocols, and standards." CRC press.

## 5. SONUÇLAR

İş Paketi 1 kapsamında hem SM'in hem de işbirlikli haberleşmenin avantajları birleştirilerek yeni bir sistem yapısı ortaya konulmuştur. Çalışmalara ilk olarak, daha önce literatürde çalışılmamış olan SM sistemlerinin kesinti olasılığı analizi ile başlanılmıştır. Bunun için önce kanalın anlık sığıması verilmiş ve bu sığıma bağlı olarak SM'in kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Ayrıca klasik SM'in kesinti olasılığı analizi bir aşama daha ileriye taşınarak işbirlikli SM sisteminin kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Sabit AF ve DF yöntemlerine ek olarak literatürdeki diğer yöntemler olan DF-SR, DF-IR ile AF-IR yöntemlerinin de kesinti olasılığı analizleri yapılmıştır. Bu çalışmalar neticesinde kesinti olasılığı açısından işbirlikli SM sistemi klasik işbirlikli sistemlerle karşılaştırılmış ve daha düşük kesinti olasılıkları elde edilmiştir.

Sonraki çalışmamızda, SM'in ve işbirlikli haberleşmenin avantajlarının kullanıldığı, daha önce literatürde olmayan tüm noktalarda (S, R ve D) çoklu antenlerin kullanıldığı yeni bir işbirlikli SM sistemi hem AF hem de DF tekniği açısından incelenmiştir. Literatürde bulunan önceki çalışmalar genel olarak SM'i değil SSK'yi kullanmış aynı zamanda bu çalışmaların çoğu R ve D'de tek alıcı ve/veya verici anten olduğu varsayımını yapmıştır. Bilindiği gibi, SM/SSK bilgi bitlerini anten indisine eşlemek için en az iki antene ihtiyaç duyar. Ayrıca, R'de tek bir anteni bulunan DF işbirlikli SM sistemi, S'den aldığı bilgiyi R'nin çözüp tekrar SM sembolüne kodlayamayacak olmasından dolayı eksik bir işbirlikli SM sistemi olacaktır. Bunun yanında, SM'in klasik yöntemlere göre hata başarımının daha iyi olması için alıcıda en az iki antenin olması gerekmektedir. Bilindiği kadarıyla, literatürde hem R hem de D'de çok antenin bulunduğu kapsamlı bir işbirlikli SM çalışması yoktur. Bu iş paketinde, MIMO-DF SM sistemi ile gönderilen işaret R tarafından çok sayıdaki alıcı anten ile alınarak çözülür. İkinci evrede R çözülen işareti tekrar SM işaretine eşler ve D'ye gönderir. D ise çok sayıdaki alıcı anteni ile hem S'den gelen hem de R'den gelen işaretleri alarak ML kod çözme uygular. MIMO-AF SM sistemi ile de birinci evrede S'den gönderilen SM işareti R'de tüm antenlerden alınır, kuvvetlendirilir ve yine tüm antenlerden D'ye aktarılır. D'de yine S ve R'den gelen işaretler için ML kod çözme uygulanarak karar verilir. Burada, hem MIMO-AF hem de MIMO-DF sistemleri için ortalama bit hata olasılığı çıkarılmış ve bilgisayar benzetimleri ile doğruluğu sınanmıştır. Ayrıca, bu iki yöntem  $M$ 'li modülasyon kullanan klasik işbirlikli haberleşme sistemleri ile de bit hata olasılığı açısından karşılaştırılmıştır. Bilgisayar benzetimleri göstermiştir ki, çıkarılan analitik bit hata olasılığı ifadeleri ile bilgisayar benzetim sonuçları örtüşmektedir. Aynı zamanda, işbirlikli SM sistemleri klasik işbirlikli sistemlere göre dikkate değer ölçüde hata performansında iyileştirme sağlamıştır. Son olarak, MIMO-AF ile MIMO-DF SM sistemlerinin karşılaştırmaları verilmiştir. Son olarak sinyalleşme dizaynı ve senkronizasyon, kanal kestirim



hataları, kaynak yönetimi, girişim vd. gibi gerçek pratik alandaki problemler gelecek çalışmalar olarak düşünülmüştür.

İş Paketi 1 kapsamında, PS, TS ve AF/DF'e uygun ideal protokollerin, RF kaynak tarafından alınan mesaj üzerinden enerji hasatlaması amacıyla kullandığı DH rölelerin hedef düğümüne hem mesajı hem de hasatlanan enerjiyi iletmesi de hedeflenmiştir. Hem DH-AF hem de DH-DF sistemleri için yakın kapalı form analitik ifadeleri elde edilmiş ve bilgisayar simülasyonları aracılığıyla doğruluğu gösterilmiştir. Bunun yanı sıra, IP zaman aralığı TS protokolünde a parametresine bağlı olarak değişmesinden dolayı sabit spektral verimlilik sağlamak amacıyla, modülasyon tekniklerinin karışım metodu kullanılmıştır. Son olarak, hem DH-AF hem de DH-DF sistemleri için optimal sistem değişkenleri elde edilmiştir. Gelecek çalışmalar için EH sistemlerinde uyarlanır zaman dilimi metodu geliştirilmesi hedeflenmektedir. İş paketi 1 kapsamında çok atlamalı işbirlikli haberleşme sistemlerine yönelik SM çözümlerinin uygulaması kapsamında ilk çalışmalar da yapılmış olup umut verici sonuçlar rapor edilmiştir.

İş Paketi 2'de, gelişmiş SM/SSK sistemleri incelenmiş ve bu sistemlerin klasik sistemlere karşı olan üstünlükleri ortaya konmuştur. Bu kapsamda, ilk olarak, verici anten seçimli uçtan-uca SM sistemin kesinti olasılığı başarımı Nakagami-m sönümlenmeli kanallar için elde edilmiştir. Bu sistemde, vericide ve alıcıda sırasıyla birden çok verici anten ve alıcı anten bulunmaktadır ve vericide COAS prensibine göre seçilen antenler üzerinden SM uygulanmaktadır. Verici anten sayısı ve m değeri arttıkça sistemin hata başarımının iyileştiği gösterilmiştir.

Bu iş paketinde, uçtan-uca SM sistemlerin yanı sıra, işbirlikli rölelere sahip SSK sistemlerin de hata başarımı incelenmiştir. Bu açıdan, üç adet özgün işbirlikli SSK sistem modeli önerilmiştir. Bu kapsamda, ilk olarak, verici anten seçimli ve DF rölelere sahip işbirlikli SSK sistem modeli önerilmiştir. Bu yapıda, K'de ve H'de sırasıyla birden çok sayıda verici ve alıcı anten bulunmaktadır. Tek antene sahip DF röleler, K ile H arasındaki doğrudan iletim hattının yanı sıra K ile H arasındaki iletişime yardımcı olmaktadır. Önerilen verici anten seçimli DF-SSK sistemin, verici anten seçimsiz klasik DF-SSK sistemden ve dahası yüksek veri hızları ve yeterli sayıda alıcı anten için klasik verici anten seçimli, işbirlikli MIMO sistemden daha iyi hata başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. İkinci olarak, en iyi ve kısmi röle seçimi uygulanan işbirlikli AF-SSK sistem modeli önerilmiştir. Bu yapıda, K ve H sırasıyla çok sayıda verici ve alıcı anten ile donatılmıştır. Tek antene sahip AF rölelerden en iyi veya kısmi röle seçimine göre seçileni, K ile H arasındaki iletişime yardımcı olmaktadır. SSK tekniği K'de uygulanmaktadır. Önerilen röle seçimli AF-SSK sistemin klasik röle seçimsiz SSK sistemden ve klasik işbirlikli AF-MIMO sistemden daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Üçüncü olarak, verici anten seçimli işbirlikli AF-SSK sistem modeli önerilmiştir. Bu yapıda ise, K'de ve H'de sırasıyla iki verici ve bir alıcı anten bulunmaktadır. K'de seçilen antenler üzerinden SSK

tekniki uygulanmaktadır. Tek antenli bir adet AF röle ise K ile H arasındaki iletme yardımcı olmaktadır. Bu iş paketinde işbirlikli yapıların yanı sıra iki-yönlü sistemlerin sağladığı yüksek veri hızı ve SSK sistemlerin sahip olduğu üstünlükler göz önünde bulundurularak röle seçimli iki-yönlü SSK sistem önerilmiştir. Bu sistemde, çok antenli iki adet K aralarındaki AF rölelerden belli bir kritere göre seçilen röle üzerinden haberleşmektedir. Röle seçimi hata başarımını iyileştirecek şekilde yapılmaktadır. Elden edilen sonuçlar, önerilen röle seçimli SSK sistemin tek röleli iki-yönlü SSK sistemden daha iyi hata başarımına sahip olduğunu göstermiştir ve sistemin çeşitleme derecesi mevcut röle sayısına eşittir. Yukarıda bahsedilen tüm sistem modelleri için kuramsal hata başarımı analizi yapılmış ve kuramsal sonuçlar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir.

Bu iş paketinde, uçtan-uca SM, işbirlikli ve iki-yönlü SSK sistemlerin yanı sıra, çok atlamalı SSK sistemler de önerilmiş ve bu sistemlerin hata başarımı incelenmiştir. Bu kapsamda, dört farklı sistem modeli üzerinde durulmuştur. İlk olarak, çok atlamalı verici anten seçimli SSK sistem modeli önerilmiştir. Bu yapıda, K ile H aralarındaki çok verici ve alıcı antenli DF röleler aracılığıyla haberleşmektedir. K'de rölelerde seçilen antenler üzerinden SSK uygulanmaktadır. Önerilen bu yapının çok atlamalı anten seçimsiz SSK sistemden ve anten seçimli klasik çok atlamalı MIMO sistemden daha iyi hata başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. İkinci olarak, yol seçimli çok atlamalı SSK sistem önerilmiştir. K ile H arasında doğrudan iletim hattının bulunmadığı bu yapıda K ile H seçilen yol üzerinde bulunan röleler üzerinden haberleşmektedir. Röleler DF prensibine göre çalışmaktadır. Sistemdeki verici düğümlerde çok sayıda verici anten ve alıcı düğümlerde çok sayıda alıcı anten bulunmaktadır. Önerilen sistemin yol seçimli çok atlamalı klasik MIMO sistemden daha iyi hata başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. Üçüncü olarak, çok yollu çok atlamalı SSK sistem modeli önerilmiştir. K ile H arasında doğrudan iletim hattının bulunmadığı bu yapıda K ile H aralarındaki birden çok yolda bulunan röleler üzerinden birden çok atlamada haberleşmektedir. Bu yapıda, tek antenli röleler AF prensibine göre çalışmaktadır. Ayrıca, K ve H sırasıyla çok sayıda verici ve alıcı anten ile donatılmıştır. SSK tekniği yalnızca K'de uygulanmaktadır. Önerilen SSK sistemin çok yollu çok atlamalı klasik MIMO sistemden daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Çok atlamalı olarak önerilen son sistemde, iki farklı röle seçim tekniği çok yollu çok atlamalı SSK sisteme uygulanmıştır. K ile H arasında doğrudan iletim hattının bulunmadığı bu yapıda K ile H seçilen röleler üzerinden birden çok atlamada haberleşmektedir. Röleler DF prensibine göre çalışmaktadır. Sistemdeki verici düğümlerde çok sayıda verici anten ve alıcı düğümlerde çok sayıda alıcı anten bulunmaktadır. Önerilen sistemin yol seçimli çok atlamalı SSK sistemden ve röle seçimli çok atlamalı klasik MIMO sistemden daha iyi hata başarımına sahip olduğu gösterilmiştir. Yukarıda bahsedilen tüm sistem modelleri için

kuramsal hata başarımı analizi yapılmış ve kuramsal sonuçlar benzetim sonuçları ile desteklenmiştir.

Sonuç olarak İş Paketi 2 kapsamında, SM/SSK sistemler işbirlikli, iki atlamalı, çok atlamalı ağlarda ve çeşitlenmeli yapılarda uygulanmış ve özgün sistem modelleri önerilmiştir. Önerilen sistemler için kuramsal başarı analiz yapılmıştır ve önerilen sistemlerin klasik sistemlere karşı üstünlükleri ortaya konmuştur. Elde edilen sonuçlar, Monte Carlo benzetimleri ile desteklenmiştir. Yapılan çalışmalar sonucunda, İş Paketi 2 kapsamında üç adet uluslararası dergi yayını, dört adet uluslararası konferans bildirisi ve üç adet ulusal konferans bildirisi yayınlanmıştır veya yayınlanmak üzere kabul almıştır. Elde edilen bu sonuçlar, SM ve SSK tekniklerinin çok sayıda alıcı/verici anten ve atlama içerebilecek olan gelecek nesil iletişim sistemleri için güçlü bir aday olduğunu göstermektedir. Bu anlamda, çok sayıda anten içeren masif MIMO, çok sayıda atlama içeren araçlar-arası haberleşme ve nesnelerin interneti gibi pek çok uygulamada SM/SSK sistemlerin kullanımı mümkündür. Bu açıdan, SM/SSK sistemler önemli bir potansiyele sahiptir.

İş Paketi 3 kapsamında ilk olarak ikincil kullanıcıda uzaysal modülasyon uygulayan iki zamanlı üstüne serme yaklaşımına dayalı bir spektrum paylaşım protokolü önerilmiştir. Önerilen protokolda her iki kullanıcı birer verici alıcı çiftinden oluşmaktadır. İkincil verici lisanslı spektruma erişebilmek için geleneksel  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu uygulayan birincil kullanıcıya röle görevi görmekte ve üstüne sermeli yaklaşım gereği birincil kullanıcının bit hata başarımını iyileştirmektedir. İkincil verici SM kullanarak birincil kullanıcının bilgisini  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu ile, kendi bilgisini ise anten indisleriyle iletmektedir. Dolayısıyla birincil alıcı tarafından bakıldığında  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu uygulayan geleneksel bir işbirlikli sistem iken ikincil alıcı tarafında SM'in özel bir biçimi olan SSK modülasyonu ile düğümden düğüme iletim yapılan bir sistem olmaktadır. Böylelikle farklı kullanıcıların bilgileri farklı şekillerde iletilmekte ve kullanıcıların birbirlerine olan karşılıklı girişimleri de azaltılmaktadır. Literatürde önerilen protokollerde ikincil kullanıcı kendi gücünün büyük bir kısmını birincil kullanıcı bilgisine geri kalanını da kendi bilgisine ayırarak süperpozisyon ile bu işaretleri birleştirmekte ve alıcılara iletmektedir. Ancak literatürdeki bu yapılarda yüksek veri hızlarında ikincil kullanıcı kendi iletimini uygun şekilde gerçekleştiremez ve gücünün neredeyse tamamını birincil kullanıcı iletimine ayırır; böylece, spektrum paylaşımı gerçekleşemez. İkincil kullanıcıda SM uygulamak ve her kullanıcı bilgisini farklı boyutlarda iletmek ikincil vericide süperpozisyon uygulama gereğini ve dolayısıyla güç paylaşım problemini ortadan kaldırmaktadır. Önerilen protokol özellikle ikincil kullanıcı iletimini daha verimli bir şekilde gerçekleştirebilmektedir. Önerilen protokolün bit hata olasılığı seçmeli çöz ve aktar (SDF) röle iletim stratejisine göre birincil ve ikincil kullanıcılar için kuramsal olarak hesaplanmış, sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçlarıyla desteklenmiştir. Ayrıca önerilen protokolün üstünlüğü literatürdeki SDF röle iletim

stratejilerini benimseyen iki referans yapıyla karşılaştırılarak önerilen protokolün üstünlüğü gösterilmiştir. Önerilen protokolda ikincil kullanıcının röle gibi davranıp işbirliği yapması sayesinde birincil kullanıcı için doğrudan iletim durumundan daha iyi başarımlar elde edilmiştir. Ayrıca bu sistem yapısı ve protokol alıcılarda çok antenin bulunduğu ve rölede kuvvetlendir ve aktar (AF) ve artımlı kuvvetlendir ve aktar (IAF) röle iletim stratejilerinin de benimsendiği daha genel bir sistem olarak değerlendirilmiştir. Birincil kullanıcı için röle iletim stratejileri açısından en iyi bit hata başarımları SDF stratejisi ile elde edilmiş ancak AF ile IAF stratejileri denk başarımlar sergilemişlerdir. İkincil kullanıcı açısından en iyi başarımlar SDF iletim benimsendiğinde elde edilmiş ancak IAF iletim de AF iletimden daha iyi bit hata başarımları sağlamıştır çünkü ikincil verici IAF için geleneksel SSK iletim yapabilmektedir.

İş Paketi 3'te ikinci çalışma olarak bir önceki sistem yapısında ikincil kullanıcıda STBC-SM uygulandığı durum ele alınmıştır. Böylece ikincil kullanıcının birincil kullanıcının iletimine olan girişimi tamamen yok edilmiştir. Matematiksel olarak türetilen sonuçlar bilgisayar benzetimleri sonuçları ile desteklenmiş ve bunların birbirleriyle uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Sonuçlar gösterir ki yeni protokol sadece ikincil kullanıcının bit hata başarımlarını oldukça iyi düzeyde iyileştirmekle kalmayıp aynı zamanda birincil kullanıcının başarımlarını etkilemeden ikincil kullanıcının spektral verimliliğini de arttırmıştır. Üçüncü çalışmada ise her düğümde uzaysal modülasyon kullanan üstüne serme yaklaşımına dayalı spektrum paylaşım protokoldür. Birincil kullanıcı bir verici - alıcı çiftinden oluşurken ikincil kullanıcı bir verici alıcı çifti ile bir röleden oluşmaktadır. Verici alıcı çiftlerinin bir dikdörtgenin köşelerinde konumlanmış olduğu, alıcıların diğer kullanıcıların bilgilerini dinleyebildiği ancak kendi vericilerine uzak olduğu varsayılmaktadır. Dolayısıyla güvenilir iletim için bir röle gereklidir. Lisanslı spektruma erişmek isteyen bir ikincil kullanıcı birincil kullanıcı ile rölesini paylaşarak kendi iletimini bu spektrum üzerinden gerçekleştirmektedir. Rölede ayrıca PLNC uygulanmakta böylelikle her kullanıcının bilgisi öncelikle XOR işlemi ile birleştirilmektedir. İlgili verici - alıcı çiftleri arasında doğrudan iletim olmadığından ve her kullanıcı için bilgi iletimi röle aracılığıyla yapıldığından ele alınan çapraz ağ yapısındaki en önemli düğüm röledir. Dolayısıyla vericilerin röleye iletiminin başarımları çok önemlidir. Eğer röle bu işaretlere hatalı karar verirse alıcılara da hatalı işareti göndermekte böylece tüm sistemin başarımları kötü etkilenmektedir. Bu nedenle vericilerde özellikle SM uygulayarak röleye gelen çoklu erişim kanalının bit hata başarımlarının iyileştirilmesi amaçlanmaktadır. Diğer yandan rölede PLNC uygulayarak birleştirilen işaretler tekrar SM yardımıyla iletilmektedir. Çünkü SM ile iletilecek bilgi bitlerinin bir kısmı anten indisleri ile bir kısmı da modülasyonla olmak üzere daha düşük  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu kullanılmakta ve aynı veri hızında geleneksel iletim durumundan daha iyi başarımlar sergilemektedir. Önerilen protokolün bit hata olasılığı kuramsal olarak elde edilmiş ve kuramsal sonuçların bilgisayar benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu gösterilmiştir. Önerilen protokol her

düğümde  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu uygulandığı referans sistemle karşılaştırılmıştır. Önerilen protokol, yüksek veri hızları için her düğümde  $M$ 'li genlik/faz modülasyonu uygulayan spektrum paylaşım protokolünden daha iyi bit hata başarımı sergilemektedir. Ayrıca ikincil kullanıcının rölesini paylaşması sayesinde birincil kullanıcı için doğrudan iletim durumundan çok daha iyi bit hata başarımı sağlanmaktadır. Röle konumu da tüm ağın başarımında etkilidir. En iyi bit hata başarımı için röle dikdörtgen bölgenin tam ortasında yer almalıdır. Ancak rölenin dikey hizada olmak üzere vericilere alıcılardan daha yakın olması başarımı biraz kötüleştirmesine rağmen alıcılara daha yakın olduğu durumdan daha iyi bit hata başarımı sağlamaktadır.

Son olarak da bir önceki çapraz ağın çift yönlü olduğu durum ele alınmıştır. Bu protokolda birincil ve ikincil kullanıcılar birer verici alıcı çiftinden oluşmamakta bunun yerine birincil kullanıcı çifti birbiri ile çift yönlü haberleşmek isteyen kaynaklardan oluşmaktadır. İkincil kullanıcı ise birbiri ile haberleşmek isteyen kaynaklar ve bir röleden oluşmaktadır. Bu protokolda de tüm düğümlerde uzaysal modülasyon kullanılmakta rölede ayrıca fiziksel-katman ağ kodlama uygulanmaktadır. Spektral verimliliği arttırmak adına üç zaman aralıklı bir protokol benimsenmekte çift yönlü çapraz ağda tek yönlü çapraz ağ yapısına göre fazladan bir zaman aralığı eklenmektedir. Çift yönlü çapraz ağ protokolünde ayrıca optimum güç paylaşımı sorunu da ele alınmakta: bunun için iki farklı senaryo önerilmektedir. *Senaryo 1* spektrumda önceliği olan birincil kullanıcının bit hata başarımını iyileştirmek için birincil kullanıcıyı oluşturan düğümlerin bit hata olasılıklarını minimize etmektedir. Ancak her düğüm diğer kullanıcıyı oluşturan düğümlerden yan bilgi aldığı ve bunları kullandığı için yan bilgiyi taşıyan kanalların başarımı düşmekte bu da tüm sistem başarımını etkilemektedir. bu senaryo tüm sistemin başarımı açısından optimum çözüm değildir. *Senaryo 2* tüm kullanıcıların başarımını iyileştirmeyi hedeflediğinden tüm düğümlerin bit hata başarımlarının ortalaması alınmakta böylelikle kullanıcılar açısından gücün daha adil dağılmasını sağlamaktadır. Her iki kullanıcı için de bit hata olasılıkları matematiksel olarak türetilmiş ve sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak bunların uyum içinde olduğu görülmüştür. Önerilen yapı dört zaman aralıklı bir referans yapı ile aynı spektral verimlilikte karşılaştırılmakta ve daha iyi bit hata başarımı sergilemektedir.

İş Paketi 3 süresince yapılan çalışmalarda uzaysal modülasyonun spektrum paylaşım protokollerinde umut verici sonuçlar verdiği gözlemlenmiş, yeni teknikler üzerinde çalışılmaya başlanmıştır. Örnek olarak dik olmayan çoklu erişim tekniği (non-orthogonal multiple access-NOMA) ile uzaysal modülasyonlu spektrum paylaşım protokollerini birleştirmek üzere araştırmalar yapılmaya başlanmıştır. Bunların yanı sıra özellikle çapraz ağ yapılarında rölede enerji hasatlama ve tam-çift yönlü (full duplex) tekniklerinin iyi sonuç vereceği düşünülmektedir.

## 5.1 Proje Çıktıları

### Kitap Bölümleri

1. Başar, E. 2017. Sayfa 145-176. "Index Modulation: A Promising Technique for 5G and Beyond Wireless Networks", Networks of The Future: Architectures, Technologies, and Implementations, M. Elkhodr, Q. F. Hassan, S.Shahrestani, ABD: CRC Press.

### Uluslararası Dergi Makaleleri

1. Başar, E. 2016. "Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks", IEEE Communications Magazine, 54(7), 168-175.
2. Altın, G., Aygözü, Ü., Başar, E., Çelebi M. E. 2017. "Multiple-Input Multiple-Output Cooperative Spatial Modulation Systems", IET Communications, 11(15), 2289-2296.
3. Başar, E. vd. 2017. "Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks", IEEE Access, 5, 16693-16746.
4. Yarkin, F., Altunbaş, I., Başar, E. 2017. "Source Transmit Antenna Selection for Space Shift Keying with Cooperative Relays", IEEE Communications Letters, 21(5), 1211-1214.
5. Öztoprak, Ö. C., Yarkin, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Performance Analysis of Space Shift Keying for AF Relaying with Relay Selection", AEU - International Journal of Electronics and Communications, 81, 74-82.
6. Üstünbaş, S., Başar, E., Aygözü, Ü. 2017. "Cooperative Spectrum Sharing Protocol Using Spatial Modulation", IET Communications, 11(11), 1759-1767.
7. Üstünbaş, S., Başar, E., Aygözü, Ü. 2017. "Cognitive Cross Network Design with Physical-Layer Coding and Spatial Modulation." Electronics Letters, 53(6), 432-434.
8. Yarkin, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2018. "Space Shift Keying for Multi-Hop Multi-Branch Networks, Physical Communication, 27, 161-169.
9. Üstünbaş, S., Aygözü, Ü., Başar, E. 2018. "Spatially Modulated Bidirectional Cognitive Cross Network Design with Physical-Layer Coding." IEEE Transactions on Vehicular Technology (kabul edildi).
10. Koç, A., Altunbaş, İ., Başar, E. 2018. "Two-Way Full-Duplex Spatial Modulation Systems with Wireless Powered AF Relaying", IEEE Wireless Communications Letters (kabul edildi).
11. Babaei, M., Aygözü, Ü. ve Başar, E. 2018. "BER analysis of dual-hop relaying with energy harvesting in Nakagami-m fading channel", IEEE Transactions on Wireless Communications (kabul edildi).
12. \*\*\* Babaei, M., Aygözü, Ü., Başar, E. 2018. "Cooperative AF Relaying with Energy Harvesting in Nakagami-m Fading Channel", IEEE Transactions on Communications (gönderildi).

### Uluslararası Konferans Bildirileri

1. Altın, G., Aygözü, Ü., Başar, E., Çelebi M. E. 2016. "Outage Probability Analysis of Cooperative Spatial Modulation Systems", 23rd International Conference on Telecommunications (ICT), Thessaloniki, Greece.

2. Altın, G., Başar, E., Aygölü, Ü., Çelebi M. E. 2016. "Performance Analysis of Cooperative Spatial Modulation with Multiple-Antennas at Relay", 2016 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), Varna, Bulgaria.
3. Babaei, M., Aygölü, Ü., Başar, E. 2016. "A Cooperative Spectrum Sharing Protocol Using STBC-SM at Secondary User", 24th Telecommunications Forum TELFOR 2016, Belgrade, Serbia.
4. Yarkın, F., Altunbaş, İ., 2016. "Outage Performance of Spatial Modulation with Transmit Antenna Selection over Nakagami-m Fading Channels with Arbitrary m", 8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications & Control Systems (ICUMT 2016), Lizbon, Portekiz.
5. Üstünbaş, S., Başar, E., Aygölü, Ü. 2016." Performance Analysis of Cooperative Spectrum Sharing for Cognitive Radio Networks Using Spatial Modulation at Secondary Users" IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing, China.
6. Babaei, M., Başar, E., Aygölü, Ü. 2017. "Multi-hop Decode-and-Forward STBC Spatial Modulation", 2017 1st Balkan Communications Conference, Tirana, Albania.
7. Koç, A., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Full-Duplex Spatial Modulation Systems under Imperfect Channel State Information", 24th International Conference on Telecommunications (ICT 2017), Limassol, Cyprus.
8. Koç, A., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Space Shift Keying with Full-Duplex Amplify and Forward Relaying", IEEE 5th International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom'17), İstanbul, Türkiye.
9. Yiğit Z., Başar, E. 2017. "Space-Time Quadrature Spatial Modulation", IEEE 5th International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom'17), İstanbul, Türkiye.
10. Yarkın, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Two-Way Space Shift Keying with Relay Selection", 25th Telecommunication Forum (TELFOR), Belgrat, Belgrat.
11. Yarkın, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Multi-Hop Space Shift Keying with Path Selection", 2017 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), Riga, Letonya.
12. Yarkın, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Performance Analysis of Source Transmit Antenna Selection in Space Shift Keying With Cooperative Amplify-And-Forward Relaying", 2017 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), Riga, Letonya.

### **Ulusal Konferans Bildirileri**

1. Altın, G., Başar, E., Aygölü, Ü., Çelebi M. E. 2016. "Kuvvetlendir-ve-Aktar Röleli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon İçin Hata Başarım Analizi", IEEE 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.
2. Başar, E. 2016. "5G Telsiz Ağları için Uzaysal Modülasyon Teknikleri", IEEE 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.

3. Yarkın, F., Altunbaş, İ. 2016. "Anten seçimli uzaysal modülasyon için Nakagami- $m$  kanalda kesinti olasılığı", 24. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.
4. Üstünbaş, S., Başar, E., Aygölü, Ü. 2016. "Uzaysal Modülasyon Kullanan Bir İşbirlikli Spektrum Paylaşım Protokolü için Bit Hata Başarımı", IEEE 24. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2016), Zonguldak, Türkiye.
5. Yiğit Z., Başar, E. 2017 "Geniş Ölçekli MIMO Sistemler için Dik Uzaysal Modülasyon", IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2017), Antalya, Türkiye.
6. Koç, A., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Tam Çift Yönlü Uzaysal Modülasyonlu İletişim Sistemlerinin Performans Analizi", IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2017), Antalya, Türkiye.
7. Yarkın, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2017. "Çok Atlamalı Verici Anten Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama için Hata Performans Analizi", IEEE 25. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2017), Antalya, Türkiye.
8. Yarkın, F., Altunbaş, İ., Başar, E. 2018. "Çok Atlamalı Kısmi Röle Seçimli Uzay Kaydırmalı Anahtarlama", IEEE 26. Sinyal İşleme Ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU 2018), İzmir, Türkiye.

### **Desteklenen Tezler**

1. Altın, G. 2018. Low-Complexity Detection and Cooperative Communication for Spatial Modulation Systems, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi.
2. Yarkın, F. 2017. Uzaysal Modülasyon ve Uzay Kaydırmalı Anahtarlama Sistemleri için Çeşitleme Yapılarının Tasarımı ve Performans Analizi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi.
3. Üstünbaş, S. 2017. Bilişsel Radyo Ağları için Uzaysal Modülasyonlu Spektrum Paylaşım Protokolleri, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi.
4. Koç, A. 2017. Tam Çift Yönlü Telsiz Haberleşme Sistemleri: Sistem Tasarımı ve Performans Analizi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi.
5. Babaei, 2016. Bilişsel Radyo için Uzay Zaman Kodlamaya Dayalı Girişimsiz Spektrum Paylaşımı, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi.



**TÜBİTAK**  
**PROJE ÖZET BİLGİ FORMU**

Proje Yürütücüsü:	Doç. Dr. ERTUĞRUL BAŞAR
Proje No:	114E607
Proje Başlığı:	İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemleri
Proje Türü:	1001 - Araştırma
Proje Süresi:	36
Araştırmacılar:	İBRAHİM ALTUNBAŞ, MEHMET ERTUĞRUL ÇELEBİ, HASAN ÜMİT AYGÖLÜ
Danışmanlar:	
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	İSTANBUL TEKNİK Ü. ELEKTRİK-ELEKTRONİK F. ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ B.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/04/2015 - 01/04/2018
Onaylanan Bütçe:	419188.03
Harcanan Bütçe:	365384.45
Öz:	<p>2015-2018 yılları arasında yürütülmüş olan 114E607 numaralı ve 'İşbirlikli Uzaysal Modülasyon Sistemleri' isimli TÜBİTAK 1001 projesi kapsamında yapılan çalışmalar üç ana iş paketi altında toplanmıştır.</p> <p>İş Paketi 1 kapsamında yüksek bant verimli klasik işbirlikli uzaysal modülasyon (SM) sistemlerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öncelikle SM sistemlerinde kesinti olasılığı analizi konusunun yeterince incelenmemiş olması nedeniyle hem klasik SM sistemlerinde hem de işbirlikli SM sistemlerinde kesinti olasılığı analizi yapılmıştır. Sonraki çalışmada kuvvetlendirme-ve-aktar (AF) ve çöz-ve-aktar (DF) stratejilerine dayalı klasik işbirlikli SM sistemlerinde bütün düğümlerin çok antenli olması durumunda bit hata olasılığı analizi gerçekleştirilmiştir. Bu iş paketi kapsamında ayrıca literatürdeki ilgili açık fark edilerek işbirlikli enerji hasatlama sistemlerinin teorik hata olasılığı çıkarımları yapılmış ve çok-atlamalı işbirlikli iletişim sistemleri için SM çözümlerinin potansiyeli araştırılmıştır. Tam çift-yönlü (full duplex) SM sistemlerinin tasarımı da bu iş paketi kapsamında ele alınmıştır.</p> <p>SM ve uzay kaydırmalı anahtarlama (SSK) sistemlerinde, kanallar-arası girişim problemi ve verici antenlerin senkronize çalışmasına olan gereksinim tamamen ortadan kaldırılmış ve sistem karmaşıklığı azaltılmıştır. Bunun yanı sıra, SM/SSK sistemleri sayesinde, klasik MIMO sistemlerden daha iyi hata başarımı elde edilebilir. Öte yandan, SM/SSK sistemlerde, iletim sırasında tek bir verici anten etkin olduğu için verici anten çeşitlemesi elde edilememektedir. Bu durum, alıcı anten sayısı az iken hata performansında önemli düşümlere neden olmaktadır. Bu açıdan, çeşitleme yapılarının SM/SSK sistemler ile birlikte uygulanması oldukça önemlidir. İş Paketi 2 kapsamında, klasik ve işbirlikli SM/SSK sistemlerin çeşitleme yapılarıyla birlikte uygulandığı sistemler önerilmekte ve önerilen sistemler için analitik hata olasılığı hesapları yapılmaktadır.</p> <p>İş Paketi 3 kapsamında ise lisanslı (birincil) ve lisanssız (ikincil) kullanıcıların başarımlarını iyileştirmek için işbirlikli iletişim, bilişsel radyo (CR) ve fiziksel katman ağ kodlama (PLNC) teknikleri SM tekniği ile birleştirilerek özgün sistem yapıları ve protokoller önerilmektedir. Her iki kullanıcının birbirlerine olan girişimleri SM yardımıyla yok edilmeye çalışılmakta ve spektrumu adil bir şekilde paylaşmaları amaçlanmaktadır. Önerilen protokollerin kullanıcılar için başarımların matematiksel olarak üretilmekte, sonuçlar bilgisayar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmaktadır. Ayrıca önerilen protokollerin başarımları referans yapılar ile karşılaştırılarak SM'in sağladığı avantajlar tartışılmaktadır.</p> <p>Projemizin çıktıları 11 uluslararası dergi makalesi, 1 uluslararası kitap bölümü, 12 uluslararası konferans bildirisi ve 8 ulusal konferans bildirisi olarak yayımlanmıştır. Ayrıca proje desteği ile 1 doktora tezi ile 4 yüksek lisans tezi tamamlanmıştır. Sağladığı destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkür etmek istiyoruz.</p>

Anahtar Kelimeler:	Telsiz iletişim, Uzaysal modülasyon, işbirlikli iletişim, anten/röle seçimi, bilişsel radyo.
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:	Hayır

TÜBİTAK

<p>Projejen Yapılan Yayınlar:</p>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1- Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks (Makale - İndeksli Makale),</li> <li>2- Cognitive cross network design with physical-layer coding and spatial modulation (Makale - Diğer Hakemli Makale),</li> <li>3- Uzaysal Modülasyon Kullanan Bir İşbirlikli Spektrum Paylaşım Protokolü için Başarım Analizi (Bildiri - Ulusal Bildiri - Poster Sunum),</li> <li>4- Kuvvetlendirir-ve-Aktar Röleli İşbirlikli Uzaysal Modülasyon için Hata Basarım Analizi (Bildiri - Ulusal Bildiri - Poster Sunum),</li> <li>5- Anten seçimli uzaysal modülasyon için Nakagami-m kanalda kesinti olasılığı (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>6- 5G Telsiz İletişim Ağları için Uzaysal Modülasyon Teknikleri (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>7- Bilişsel Radyo Ağları için İkincil Kullanıcılarda Uzaysal Modülasyon Kullanarak İşbirlikli Spektrum Paylaşımı (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>8- A Cooperative Spectrum Sharing Protocol Using STBC-SM at Secondary User (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>9- Outage Performance of Spatial Modulation with Transmit Antenna Selection over Nakagami-m Fading Channels (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>10- Outage Probability Analysis of Cooperative Spatial Modulation Systems (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>11- Performance Analysis of Cooperative Spatial Modulation with Multiple-Antennas at Relay (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>12- Performance Analysis of Cooperative Spectrum Sharing for Cognitive Radio Networks Using Spatial Modulation at Secondary Users (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>13- Performance analysis of space shift keying for AF relaying with relay selection (Makale - İndeksli Makale),</li> <li>14- Source Transmit Antenna Selection for Space Shift Keying With Cooperative Relays (Makale - İndeksli Makale),</li> <li>15- Cooperative spectrum sharing protocol using spatial modulation (Makale - İndeksli Makale),</li> <li>16- Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks (Makale - İndeksli Makale),</li> <li>17- Multiple-input-multiple-output cooperative spatial modulation systems (Makale - İndeksli Makale),</li> <li>18- Space shift keying for multi-hop multi-branch networks (Makale - Diğer Hakemli Makale),</li> <li>19- Two-Way Full-Duplex Spatial Modulation Systems with Wireless Powered AF Relaying (Makale - Diğer Hakemli Makale),</li> <li>20- Spatially Modulated Bidirectional Cognitive Cross Network Design with Physical-Layer Coding (Makale - Diğer Hakemli Makale),</li> <li>21- Çok atlamalı verici anten seçimli uzay kaydırmalı anahtarlama için hata performans analizi (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>22- Tam Çift Yönlü Uzaysal Modülasyonlu İletişim Sistemlerinin Performans Analizi (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>23- Geniş Ölçekli MIMO Sistemler için Dik Uzaysal Modülasyon (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>24- Multi-hop decode-and-forward STBC spatial modulation (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>25- Performance analysis of source transmit antenna selection in space shift keying with cooperative amplify-and-forward relaying (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>26- Multi-hop space shift keying with path selection (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>27- Space-Time Quadrature Spatial Modulation (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>28- Two-way space shift keying with relay selection (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>29- Space Shift Keying with Full-Duplex Amplify and Forward Relaying (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>30- Full-Duplex Spatial Modulation Systems under Imperfect Channel State Information (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum),</li> <li>31- Networks of The Future: Architectures, Technologies, and Implementations (Kitap - Kitapta Bölüm),</li> <li>32- BER analysis of dual-hop relaying with energy harvesting in Nakagami-m fading channel (Makale - Diğer Hakemli Makale),</li> </ol>
-----------------------------------	--