

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA FİZİKSEL KATMAN  
GÜVENLİĞİ PERFORMANS ANALİZİ**

**EMRE BAYAT**

**KOCAELİ 2020**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA FİZİKSEL KATMAN**  
**GÜVENLİĞİ PERFORMANS ANALİZİ**

**EMRE BAYAT**

**Doç. Dr. Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK**

**Danışman, Kocaeli Üniv.**

.....

**Doç. Dr. Kerem KÜÇÜK**

**Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**

.....

**Doç. Dr. Eylem ERDOĞAN**

**Jüri Üyesi, İstanbul Medeniyet Üniv.**

.....

**Tezin Savunulduğu Tarih: 29.12.2020**

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında ortak-kanal (Co-Channel Interference, CCI) ve birincil ağ (Primary Network, PN) girişimi varlığında altına serme bilişsel radyo ağlarının (Underlay Cognitive Radio Networks, UCRN) fiziksel katman güvenliği (Physical Layer Security, PLS) incelenmiştir. CCI ve PN etkisinin ikincil ağın (Secondary Network, SN) performansını nasıl etkilediği gizlilik kesinti olasılığı (Secrecy Outage Probability) ve pozitif gizlilik kapasitesi (Strictly Positive Secrecy Capacity, SPSC) ölçütleri ile incelenmiştir.

Öncelikle tez danışmanlığımı üstlenen, beni bu çalışmaya yönlendiren, her konuda desteğini esirgemeyen bu çalışmanın hazırlanmasında emeği geçen değerli tez danışmanım Doç. Dr. Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Başta annem Ümmü Bayat ve babam İsmet Bayat olmak üzere bana destek olan aileme minnettirim. Ayrıca yüksek lisans eğitimim boyunca beni cesaretlendiren ve desteğini esirgemeyen eşim Gözde BAYAT'a çok teşekkür ederim. Bu çalışma onların sonsuz desteklerinin bir sonucudur.

Aralık - 2020

Emre BAYAT

## İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR .....	i
İÇİNDEKİLER .....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ .....	v
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	vi
ÖZET.....	ix
ABSTRACT.....	x
GİRİŞ .....	1
1. TELSİZ HABERLEŞMEDE GENEL KAVRAMLAR.....	5
1.1. Haberleşme Kanallarının Parametreleri.....	5
1.1.1. Zayıflama .....	5
1.1.2. Çok yönlü yayılım.....	6
1.1.3. Doppler frekans kayması.....	6
1.1.4. Gecikme yayılımı .....	6
1.1.5. Güç gecikme profili.....	6
1.1.6. Eş uyumluluk süresi .....	7
1.1.7. Eş uyumlu bant genişliği.....	7
1.2. Bir Rastgele Değişkenin İstatiksel Analizi .....	8
1.3. Haberleşme Kanallarının Sönümlenme Çeşitleri.....	9
1.3.1. Yavaş sönümlenmeli kanal .....	9
1.3.2. Hızlı sönümlenmeli kanal .....	9
1.3.3. Düz sönümlenmeli kanal.....	10
1.3.4. Frekans seçici sönümlenmeli kanal.....	10
1.3.4.1. Rayleigh sönümlenmeli kanal .....	10
1.3.4.2. Rician sönümlenmeli kanal .....	10
1.3.4.3. Nakagami-m sönümlenmeli kanal.....	11
1.4. Telsiz Ağlarda Performans Ölçütleri .....	11
1.4.1. Sinyal gürültü oranı.....	12
1.4.2. Sinyal girişim ve gürültü oranı.....	12
1.4.3. Ortalama bit hata oranı.....	12
1.4.4. Kanal sığıması ve kesinti olasılığı.....	13
1.5. Telsiz Ağlarda Fiziksel Katman Güvenliği.....	14
1.5.1. Gizlilik kesinti olasılığı.....	14
2. İŞBİRLİKLİ HABERLEŞME.....	17
2.1. İşbirlikli Çeşitleme Yöntemleri.....	18
2.1.1. Kuvvetlendir ve aktar yöntemi.....	18
2.1.2. Çöz ve aktar yöntemi .....	19
2.2. Çok Röleli Sistemler .....	19
2.2.1. Röle Seçim Yöntemleri.....	20
2.2.1.1. En iyi röle seçimi .....	20
2.2.1.2. Kaynak-röle bağlantısına göre röle seçimi.....	20
2.2.1.3. Röle-hedef bağlantısına göre röle seçimi.....	20
2.3. İki Atlamalı İşbirlikli Sistem Modeli.....	20
2.3.1. İki atlamalı DF yöntemi kullanan işbirlikli iletim sisteminin	

kesinti olasılığı performansı.....	21
2.3.2. Ortak-kanal girişimi etkisinde DF yöntemi kullanan işbirlikli iletim için kesinti olasılığı .....	22
3. BİLİŞSEL RADYO AĞLARI.....	26
3.1. Bilişsel Radyo Ağı'nın Temel Fonksiyonları.....	26
3.1.1. Spektrum sezme .....	26
3.1.2. Spektrum kararı .....	27
3.1.3. Spektrum hareketliliği.....	27
3.1.4. Spektrum paylaşma .....	28
3.2. Bilişsel Radyo Ağlarında Spektrum Erişim Teknikleri .....	28
3.2.1. Üstüne serme .....	28
3.2.2. Altına serme .....	28
3.2.3. Araya serme .....	29
3.3. Altına Serme Bilişsel Radyo Ağı'nın Matematiksel Modeli .....	29
4. UCRN SİSTEMİNİN FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ PERFORMANSI ANALİZİ .....	31
4.1. Sistem Modeli .....	31
4.2. Gizlilik Performansı Analizi .....	34
4.2.1. Gizlilik kesinti olasılığı.....	34
4.2.2. Pozitif gizlilik kapasitesi .....	38
5. BENZETİM SONUÇLARI.....	39
5.1. SOP Benzetim Sonuçları.....	39
5.2. SPSC Benzetim Sonuçları.....	42
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	45
KAYNAKLAR .....	47
EKLER.....	52
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER .....	58
ÖZGEÇMİŞ .....	59

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Hat dinlemeli sistem modeli.....	14
Şekil 1.2.	Rayleigh sönümlü kanalda SOP performansı.....	16
Şekil 2.1.	Kaynak-Hedef arasında direkt bağlantılı işbirlikli haberleşme sistem modeli. ....	17
Şekil 2.2.	Çok röleli işbirlikli haberleşme sistem modeli.....	19
Şekil 2.3.	İki atlamalı işbirlikli sistem modeli.....	21
Şekil 2.4.	İki atlamalı DF yöntemi kullanan işbirlikli sistemin SNR'ye göre OP performansı. ....	22
Şekil 2.5.	İki atlamalı CCI etkisindeki işbirlikli sistem modeli. ....	23
Şekil 2.6.	CCI varlığında iki atlamalı işbirlikli haberleşme sistem modeli için OP performansı. ....	25
Şekil 3.1.	CR döngüsü.....	27
Şekil 3.2.	Üstüne serme spektrum erişim tekniği.....	28
Şekil 3.3.	Altına serme spektrum erişim tekniği. ....	29
Şekil 3.4.	Araya serme spektrum erişim tekniği.....	29
Şekil 3.5.	Birincil ve ikincil alıcı vericiden oluşan UCRN sistem modeli. ....	30
Şekil 4.1.	Yasadışı dinleyicili bir UCRN sistem modeli. ....	32
Şekil 5.1.	CCI ve PN varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin Rayleigh kanalda SNR'ye göre SOP performansı.....	40
Şekil 5.2.	Farklı $\sigma_{sr}^2$ ve $\sigma_{rd}^2$ değerleri için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SOP performansı.....	41
Şekil 5.3.	Farklı CCI kaynağı sayısı ve PN girişim kanalı varyansı için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SOP performansı. ....	41
Şekil 5.4.	Farklı CCI kaynağı sayısı için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin $P_{max}$ 'a göre SOP performansı.....	42
Şekil 5.5.	Farklı $I_{max}$ değerlerine göre CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin $P_{max}$ 'a göre SOP performansı.....	42
Şekil 5.6.	Farklı $\sigma_{sr}^2$ ve $\sigma_{rd}^2$ değerleri için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SPSC performansı ..... 43	43
Şekil 5.7.	Farklı CCI kaynağı sayısı ve PN girişimi kanalı varyansı için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SPSC performansı.....	43

## **TABLolar DİZİNİ**

Tablo 4.1. Kullanılan sistem parametreleri ve sembollerin tanımı.....	33
---	----



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$B_c$	: Eş uyumlu bant genişliği
$B_D$	: Doppler yayılımı
$B_s$	: Kanal bant genişliği
$c$	: Dalga hızı
$C$	: Kanal kapasitesi
$C_s$	: Gizlilik kapasitesi
$D$	: Hedef düğümü
$\mathbb{E}(\cdot)$	: Beklenen değer operatörü
$E$	: Yasadışı dinleyici düğümü
$E_s$	: Kaynaktan iletilen sembol enerjisini
$E_r$	: Röleden iletilen sembol enerjisini
$E_{IR}$	: Röledeki CCI girişim sinyalinin enerjisi
$E_{ID}$	: Hedefteki CCI girişim sinyalinin enerjisi
$f_d$	: Doppler frekans kayması
$f_c$	: Merkez frekans
$F_X(x)$	: Kümülatif yoğunluk fonksiyonu
$f_X(x)$	: Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$G_{iX}(t)$	: Kuvvetlendirme katsayısı
$h_{sr}$	: Kaynak röle arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{rd}$	: Röle hedef arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{sd}$	: Kaynak hedef arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{se}$	: Kaynak yasadışı dinleyici arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{re}$	: Röle yasadışı dinleyici arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{sp}$	: Kaynak birincil alıcı arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{rp}$	: Röle birincil alıcı arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{pd}$	: Birincil alıcı röle arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{pr}$	: Birincil alıcı hedef arasındaki karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$h_{ir}$	: Röledeki CCI girişim kanalının katsayısı
$h_{id}$	: Hedefteki CCI girişim kanalının katsayısı
$ h_{sr} ^2$	: Kaynak röle arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$ h_{rd} ^2$	: Röle Hedef arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$ h_{sp} ^2$	: Kaynak birincil alıcı arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$ h_{rp} ^2$	: Röle birincil alıcı arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$ h_{ir} ^2$	: Kaynaktaki CCI girişim kanalının sönümlü kanalın kazancı
$ h_{id} ^2$	: Hedefteki CCI girişim kanalının sönümlü kanalın kazancı
$ h_{pr} ^2$	: Birincil alıcı röle arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$ h_{pd} ^2$	: Birincil alıcı hedef arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$I_{max}$	: İzin verilen maksimum girişim seviyesi
$L_R$	: Röledeki CCI kaynağı sayısı

$L_D$	: Hedefteki CCI kaynağı sayısı
$m$	: Nakagami-m sönümlenme katsayısı
$M_X$	: Moment çıkaran fonksiyon
$N_0$	: AWGN gürültüsü
$P_{out}$	: Servis kesinti olasılığı
$P_r(.)$	: Olasılık operatörü
$P_R$	: Röle düğümündeki enerji
$P_t$	: Alınan toplam güç
$P_S$	: Kaynak düğümündeki enerji
$P_{URX}$	: Birincil alıcı
$P_{UTX}$	: Birincil verici
$P_{max}$	: İzin verilen maksimum iletim gücü
$R$	: Röle düğümü
$R_s$	: İletim hızı
$S$	: Kaynak düğümü
$T_c$	: Eş uyumluluk süresi
$v$	: Bağlı hız
$\hat{x}_{ri}$	: Alıcıda kestirim yapılarak alınan sinyal
$x_{ri}$	: İletilen sinyal
$\theta$	: Geliş açısı
$\bar{\tau}$	: Gecikme yayılımı
$\bar{\tau}$	: Ortalama aşırı gecikme
$\gamma$	: SNR
$\bar{\gamma}$	: Ortalama SNR
$Q(.)$	: Q Fonksiyonu
$\sigma^2$	: Varyans
$\gamma_{th}$	: İletim hızı
$\gamma_{sr}$	: Kaynak röle arasındaki SINR
$\gamma_{sd}$	: Kaynak hedef arasındaki SINR
$\gamma_{sd}$	: Röle hedef arasındaki SINR
$\gamma_{se}$	: Kaynak yasadışı dinleyici arasındaki SINR
$\gamma_{re}$	: Röle yasadışı dinleyici arasındaki SINR
$\gamma_{e2e}$	: Uçtan uca SNR
$b_{os}$	: En iyi röle indisi
$\gamma_{SRi}$	: Kaynak ile röle arasındaki anlık SNR
$\gamma_{R_iD}$	: Röle hedef arasındaki anlık SNR
$\sigma_\tau$	: RMS gecikme yayılımı
$\sigma_{sr}^2$	: Kaynak röle arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın varyansı
$\sigma_{rd}^2$	: Röle hedef arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın varyansı
$\sigma_{ir}^2$	: Röledeki CCI girişim kanalının varyansı
$\sigma_{id}^2$	: Hedefteki CCI girişim kanalının varyansı
$\sigma_{sp}^2$	: Kaynak birincil alıcı arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı
$\sigma_{rp}^2$	: Röle birincil alıcı arasındaki Rayleigh sönümlü kanalın kazancı

## Kısaltmalar

5G	: 5th Generation (5.Nesil)
AF	: Amplify and Forward (Kuvvetlendir ve Aktar)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
CCI	: Co-Channel Interference (Eş-Kanal Girişimi)
CDF	: Cumulative Density Function (Kümülatif Yoğunluk Fonksiyonu)
CRN	: Cognitive Radio Network (Bilişsel Radyo Ağı)
dB	: Decibel(Desibel)
DF	: Decode and Forward (Çöz ve Aktar)
ISI	: Inter Symbol Interference (Semboller Arası Girişim)
i.n.i.d	: Independent and Non-Identically Distributed (Bağımsız ve Özdeş Olmayan Dağılım)
LOS	: Line of Sight (Direkt Görüş Hattı)
MGF	: Moment Generating Function (Moment Çıkaran Fonksiyon)
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
MIMO	: Multi-User Multiple-Input Multiple-Output (Çok-Kullanıcılı Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
MISO	: Multiple-Input Single-Output (Çok-Girişli Tek-Çıkışlı)
mmWave	: Millimeter Wave (Milimetre Dalga)
OP	: Outage Probability (Kesinti Olasılığı)
ORS	: Optimal Relay Selection (En Uygun Röle Seçimi)
PDF	: Probability Density Function (Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu)
PLS	: Physical Layer Security (Fiziksel Katman Güvenlik)
PN	: Primary Network (Birincil Ağ)
PU	: Primary Users (Birincil Kullanıcılar)
RV	: Random Variable (Rastgele Değişken)
SC	: Secrecy Capacity (Gizlilik Kapasitesi)
SIMO	: Single-Input Multiple-Output (Tek-Girişli Çok-Çıkışlı)
SINR	: Signal to Interference plus Noise Ratio (İşaret Girişim artı Gürültü Oranı)
SN	: Secondary Network (İkincil Ağ)
SNR	: Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
SOP	: Secrecy Outage Probability (Gizlilik Kesinti Olasılığı)
SPSC	: Strictly Positive Secrecy Capacity (Pozitif Gizlilik Kapasitesi)
SU	: Secondary Users (İkincil Kullanıcılar)
UCRN	: Underlay Cognitive Radio Networks (Altına Serme Bilişsel Radyo Ağları)

## BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ PERFORMANS ANALİZİ

### ÖZET

Bu tezde altına serme bilişsel radyo ağlarında (Underlay Cognitive Radio Networks, UCRN) ikincil ağın (secondary network, SN) birincil ağ (Primary Network) girişimi ve ortak-kanal girişimi (Co-Channel Interference, CCI) varlığında fiziksel katman güvenliği (Physical Layer Security, PLS) performansı gizlilik kesinti olasılığı (Secrecy Outage Probability, SOP) ve pozitif gizlilik kapasitesi (Strictly Positive Secrecy Capacity, SPSC) ölçütleri kullanılarak incelenmiştir. SN'de kaynak düğümü ile hedef düğümü arasında direkt görüş hattı (Line of Sight, LOS) olmadığı varsayılmıştır. Bu nedenle kaynak ile hedef arasına bir röle düğümü eklenmiş ve bu iletişimin çöz ve aktar (Decode and Forward, DF) prensibine göre yapıldığı kabul edilmiştir. PLS'nin incelenmesi için sistem modeline kaynak ve röle düğümlerinden iletilen sinyali dinleyemeye çalışan bir dinleyici düğümü eklenmiştir. CCI ve PN girişiminin CRN sistemlerinde PLS performansını önemli ölçüde etkilediği ve gerçekçi bir analiz için bu girişimlerin birlikte ele alınması gerektiği karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. SOP ve SPSC için teorik sonuçlar MATHEMATICA yardımıyla, benzetim sonuçları ise MATLAB yardımıyla elde edilerek sonuçlar birlikte sunulmuştur. Teorik ve benzetim sonuçlarının örtüştüğü gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Altına Serme Bilişsel Radyo Ağları, Çöz ve Aktar, Eş Kanal Girişimi, Gizlilik Kesinti Olasılığı, Pozitif Gizlilik Kapasitesi.

# PHYSICAL LAYER SECURITY PERFORMANCE ANALYSIS OF THE COGNITIVE RADIO NETWORKS

## ABSTRACT

In this thesis, the physical layer security (PLS) performance of the secondary network (SN) of an underlay cognitive radio networks (UCRN) in the presence of primary network (Primary Network) and co-channel interference (CCI) is investigated. PLS is performed using secrecy outage probability (SOP) and strictly positive secrecy capacity (SPSC). In this thesis, the physical layer security (PLS) performance of the secondary network (SN) of an underlay cognitive radio networks (UCRN) in the presence of primary network (Primary Network) and co-channel interference (CCI) is investigated. PLS performance is performed using secrecy outage probability (SOP) and strictly positive secrecy capacity (SPSC). It was assumed that there is no direct line of sight (LOS) between the source and the destination node in the SN. For this reason, a relay node was added between the source and the target and it was assumed that this communication was made according to the decode and forward (DF) scheme. In order to examine the PLS, an eavesdropper node trying to listen to the signal transmitted from the source and relay nodes has been added to the system model. It has been shown comparatively that CCI and PN interference significantly affect PLS performance in CRN systems. These interferences should be considered together for realistic analysis. The theoretical results for SOP and SPSC were obtained with the help of MATHEMATICA and the simulation results were obtained with the help of MATLAB and the results are presented together. It has been shown that the theoretical and simulation results match.

**Keywords:** Underlay Cognitive Radio Network, Decode and Forward, Co-Channel Interference, Secrecy Outage Probability, Strictly Positive Secrecy Capacity.

## GİRİŞ

Telsiz haberleşme teknolojileri günlük yaşamın her alanında kullanılmaktadır. Günümüzde mobil telefonlar, uydu haberleşme sistemleri, radyo, nesnelerin interneti gibi çok sayıda teknoloji telsiz haberleşme hizmetlerinden faydalanmaktadır. Yapılan araştırmalar, 5. nesil (fifth-generation, 5G) kullanımının yaygınlaşması ile birlikte telsiz haberleşme altyapısı kullanan cihaz sayısının ve çeşitliliğinin mevcut duruma göre daha fazla artacağını göstermektedir. Ericsson'un 2020 yılı 2. Çeyrek Raporu'nda belirttiğine göre, 2025 yılına kadar toplam mobil kullanıcı sayısının 7.9 trilyondan 8.9 trilyona yükseleceği öngörülmektedir [1]. Ayrıca, [1]'de 2025 yılına kadar 5G kullanıcı sayısının 2.9 trilyona ulaşacağı tahmin edilmektedir. Artan kablosuz kullanıcı sayısı ve telsiz haberleşme hizmetlerinin çeşitliliği, bant genişliğine olan ihtiyacı da artırmaktadır. Ancak mevcut frekans spektrumunun önemli bir kısmı daha önce lisanslanmış olduğundan ortaya çıkan yeni ihtiyaç durumları için kullanılabilir frekans spektrum aralığı bulunmamaktadır. Radyo frekans spektrumunun kısıtlı olmasına rağmen telsiz haberleşme teknolojilerine olan talebin sınırsız olması, spektrum kısıtlılığı sorununa yol açmaktadır.

Spektrumun verimli kullanılabilmesi için 1999 yılında Joseph Mitola tarafından bilişsel radyo ağları (Cognitive Radio Network, CRN) fikri geliştirilmiştir. Bu fikir, ABD Federal Haberleşme Komisyonu'nun bir çok uygulama ve servis için tahsis edilen frekans spektrumunun kullanıcılar tarafından sadece belirli bir kısmının kullanıldığına ilişkin raporundan sonra araştırmacılar arasında çekici ve geliştirilmeye değer bir konu haline gelmiştir [2]. CRN, birincil ağ (Primary Network, PN) ve ikincil ağ (Secondary Network, SN) olarak ikiye ayrılmaktadır. PN frekans spektrumunu kullanabilme izni olan lisanslı kullanıcılardan oluşmaktadır. Lisanslı kullanıcılar aynı zamanda birincil kullanıcılar (Primary Users, PU) olarak da isimlendirilmektedir. SN ise bu frekans spektrumundan yararlanmak isteyen, aynı zamanda ikincil kullanıcılar (Secondary User, SU) olarak da isimlendirilen lisanssız kullanıcılardan oluşmaktadır. CRN sisteminde amaç lisanslı kullanıcılar için ayrılmış olan frekans spektrumundan lisanssız kullanıcıların da faydalanması, böylece spektrum kullanım verimliliğinin artırılmasıdır. Spektruma erişim yöntemleri altına serme (underlay), üstüne serme (overlay) ve araya serme (interleave) olarak üçe ayrılmaktadır [3].

Telsiz haberleşme sistemleri yalnızca spektrum kısıtlılığı problemi ile değil haberleşme ortamının bozucu etkileriyle de baş etmek zorundadır. Haberleşme, hava ortamında yapıldığı için elektromanyetik sinyaller binalara ve büyük yerçekillerine çarparak yansımalara ve kırılmalara uğramaktadır. Bu da bilgi sinyalinin zayıflamasına ve sönümlemesine yol açmaktadır. Bu sorunlarla baş etmek için literatürde, kullanıcıların işbirliğine dayanan işbirlikli haberleşme (Cooperative Communication) yöntemi önerilmiştir [4, 5]. Bir işbirlikli haberleşme sistemi, kaynak ile hedef arasında bir röle düğümü eklenmesiyle oluşmaktadır. Bu durumda, kaynaktan gönderilen bilgi sinyalinin bir kopyası röle düğümünden geçerek hedefe ulaşır, diğer kopyası ise kaynaktan hedefe direkt olarak iletilir. Literatürde rölenin kaynaktan aldığı bilgi sinyalini hedefe ne şekilde ileteceği yönünde çeşitli çalışmalar yapılmıştır. [6]'da önerilen çöz ve aktar (Decode and Forward, DF) ve kuvvetlendir ve aktar (Amplify and Forward, AF) yöntemleri literatürde en çok kullanılan yöntemlerdir. Kaynak ve hedef arasındaki mesafenin çok fazla olması gibi durumlarda kaynak ile hedef arasında direkt görüş hattı (Line of Sight, LOS) bulunmayabilir. Bu durumda sinyal hedefe sadece röleler aracılığı ile iletilir. Röle sayısı dikkate alındığında, sinyalin hedefe  $(N - 1)$  röle düğümü geçerek iletildiği işbirlikli haberleşme sistem modeli çok atlamalı (multi hop), kaynak ile hedef arasında bir rölenin olduğu model ise iki atlamalı (dual hop) olarak isimlendirilir. Rayleigh kanalları üzerinden iki atlamalı işbirlikli sistem modelinde AF ve DF yöntemlerinin servis kesinti olasılığı (Outage Probability, OP) performansı karşılaştırılmış, düşük sinyal gürültü oranı (Signal-to-Noise Ratio, SNR) değerlerinde AF yönteminin DF yönteminden daha iyi sonuç verdiği [7, 8]'de gösterilmiştir. Çok atlamalı işbirlikli haberleşme sistemlerinin performansları da [9]'da sunulmuştur. [10–15]'te bir düğümde birden çok rölenin bulunduğu durumlarda maksimum kanal kazancı, maksimum işaret girişim artı gürültü oranı (Signal to Interference plus Noise, SINR) değeri gibi röle seçimine dayanan teknikler önerilmiştir.

Araştırmacılar, CRN'nin ortaya çıkmasıyla CRN sisteminde işbirlikli haberleşmenin kullanımını incelemeye başlamıştır. Literatürde en çok altına serme bilişsel radyo ağında (Underlay Cognitive Radio Network, UCRN) işbirlikli haberleşme kullanılmaktadır. SN'de işbirlikli röle kullanımının UCRN sisteminin OP performansını iyileştirdiğini gösteren pek çok çalışma yapılmıştır [16–18]. [16]'da DF yöntemi kullanan UCRN sisteminin Rayleigh kanallarda performansını incelenmiştir ve çoklu röle kullanımının çeşitlilik kazancını artırdığı gösterilmiştir. [17]'de ise çok atlamalı UCRN sisteminin performansı incelenmiş, çok atlamalı röle kullanımının sistem performansını artırdığı, bit hat oranı (Bit Error Rate, BER) ve ergodik kapasitesi gibi ölçütler ile birlikte gösterilmiştir. [18]'de ise DF yöntemini kullanan UCRN sisteminin performansı Nakagami-m kanalları için incelenmiştir.

Frekans spektrumunun kısıtlı olması, haberleşme ağlarında spektrum kullanımını verimli hale getirmek için frekansın yeniden kullanılmasını gerektirir. Bu nedenle, haberleşme terminalleri aynı frekans bantlarını kullanmak zorundadır. Frekansın yeniden kullanım stratejisi, ortak kanal girişimine (Co Channel Interference, CCI) neden olur. Telsiz haberleşme ağlarında CCI etkisi, sistem performansını önemli ölçüde etkileyen önemli bir faktördür. Son yıllarda haberleşme ağlarına çok sayıda telsiz yayın yapan cihazın dahil olmasıyla CCI etkisi haberleşme ağlarında ihmal edilemeyecek düzeye gelmiştir. CCI, işbirlikli bilişsel radyo ağlarında SN'deki rollerden veya komşu ağlardan kaynaklı oluşabilir. Literatürde CCI'nın UCRN ağlardaki etkisini inceleyen pek çok çalışma yapılmıştır [19–23]. [19]'da fırsatçı röle seçimine dayalı DF tekniği kullanılan bir UCRN sisteminde CCI'nın etkisi BER, OP ve erdogik kapasitesi gibi performans ölçütlerine bakılarak incelenmiştir. UCRN sistemlerinde CCI etkisinin yanında, PU ve SU'nun aynı anda iletim yapmasından dolayı SN üzerinde PU'dan kaynaklanan PN girişimi meydana gelir. Bu yüzden UCRN sistemlerinde SN performansı, her iki bozucu etki dikkate alınarak incelenmelidir. [20, 21]'de CCI ve PN girişimi sırasıyla Rayleigh ve Nakagami-m kanalları üzerinde yapılan iletimler için incelenmiştir. [22, 23]'te ise CCI ve PN girişim etkisini azaltmak için sırasıyla çok röleli ve çok atlamalı UCRN sistemleri üzerinde çalışma yapılmıştır.

Telsiz haberleşme sistemlerinin doğası gereği sinyaller hava ortamında herkese açık bir şekilde iletilmektedir. Bu nedenle, iletim yetkisiz dinlemelere karşı savunmasızdır. Bilgi güvenliğini sağlamak için telsiz haberleşme ağlarının uygulama katmanında kriptografik algoritmalar kullanılmaktadır. Yaygın veri şifreleme teknikleri arasında Rivest-Shamir-Adleman (RSA) ve Gelişmiş Şifreleme Standardı (Advanced Encryption Standard, AES) bulunmaktadır [24]. Bu şifreleme tekniklerinin telsiz haberleşme kanallarında mükemmel bir güvenlik sağlamak için tek başına yeterli olmadığı [25]'te gösterilmiştir. Telsiz sistemlerin kriptografik tasarımının başarısız olduğu durumlarda, yasa dışı dinleme ile ağdaki bilgilere erişilebilir. Ayrıca, şifreleme algoritmalarının tasarımı ve uygulaması yüksek maliyetler getirmektedir. Bu eksikliklere bir alternatif veya bu uygulamaların tamamlayıcısı olarak fiziksel katman güvenliği (Physical Layer Security, PLS) kullanılmaktadır. Düşük hesaplama ve basit yapısı sebebiyle tercih edilen PLS, uygulama katmanındaki şifreleme algoritmalarının aksine telsiz haberleşme kanallarının zamanla değişme özelliğini (sönümlenme ve gürültü gibi etkilerden dolayı) kullanarak bilgi gizliliğini sağlamayı amaçlar [26].

Geçen 20 yıl içerisinde UCRN sistemlerinin PLS performansı pek çok çalışmada farklı yönlerden ele alınmıştır [27–34]. CRN sisteminde PLS, farklı saldırı senaryoları ile

birlikte [27, 28]'de detaylı bir şekilde incelenmiştir. Sırasıyla çok-girişli tek-çıkışlı (Multiple-Input Single-Output, MISO) ve tek-girişli çok-çıkışlı (Single-Input Multiple-Output, SIMO) iletim tekniklerini kullanan UCRN sistemleri için gizlilik kesinti olasılığı (Secrecy Outage Probability, SOP) incelenmiştir [29, 30]. [31]'de ise çok röleli iki atlamalı UCRN sisteminin PLS performansı, en uygun röle seçimi (Optimum Relay Selection, ORS), en uyguna yakın röle seçimi (Suboptimal Relay Selection, SRS) ve çoklu röle birleştirme (Multiple Relay Combining) şeması gibi röle seçim teknikleri kullanılmıştır. Bu teknikler karşılaştırılmış ve ORS tekniğinin en iyi performans gösterdiği belirtilmiştir. [32]'de iki atlamalı UCRN sisteminde PU sayısındaki artış SU üzerindeki güç kısıtlamasını artıracığı için, PU sayısı arttıkça SOP performansının kötüleştiği gösterilmiştir. [33]'te SOP ile birlikte pozitif gizlilik kapasitesi (Strictly Positive Secrecy Capacity, SPSC) geliştirilmiş Gamma kanallarında incelenmiştir. [34]'te, [19]'da kullanılan sistem modeline bir yasadışı dinleyici eklenerek CCI'nın SOP üzerindeki etkisi incelenmiştir.

Literatürde UCRN sisteminde CCI ve PN'nin SN'de yarattığı girişimin PLS performansı üzerindeki etkisi incelenmemiştir. Bu tez çalışmasında [21]'de oluşturulan sistem modeli ele alınarak SN'de DF tekniği kullanan bir UCRN sistemi için PLS ve SPSC performansları araştırılmıştır. Yapılan benzetim sonuçları teorik hesaplamalarla desteklenmiştir.

Bu tez 5 ana bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1'de telsiz haberleşmede kullanılan temel kavramlar, temel performans ölçüm metrikleri tanıtılmıştır. Bölüm 2'de işbirlikli haberleşme sistemleri hakkında detaylı bilgiler verilmiş, bazı işbirlikli sistem modelleri için benzetim ve teorik hesaplamalar yapılmıştır. Bölüm 3'te CRN detaylı olarak tanıtılmıştır. Bölüm 4'te CCI ve PN girişimi etkisinde DF tekniği kullanılan bir UCRN sisteminin SOP ve SPSC hesaplamaları yapılmış, benzetim sonuçları teorik sonuçlarla birlikte gösterilmiştir. Son olarak Bölüm 5'te sonuç ve öneriler sunulmuştur.

## 1. TELSİZ HABERLEŞMEDE GENEL KAVRAMLAR

Bir telsiz haberleşme sistemi, bilginin verici anten ile hava arayüzü üzerinden alıcı antene iletilmesine dayanmaktadır. Vericiden gönderilen sinyal yeryüzü şekilleri ve binalar gibi engeller nedeniyle çok yollu bir sönmeye uğrar. Çok yollu sönmeye (multipath fading) gönderilen sinyalin alıcıya bir çok yoldan ulaşması demektir. Bazı durumlarda alıcı ve verici arasında LOS olmayabilir. Bu bozucu etki, alıcıda elde edilen sinyalin genliğinde ve fazında bozulmalara yol açmaktadır [35]. Ayrıca haberleşme kanallarında gürültü, Doppler kayması ve gölgeleme gibi etkiler de sinyalde bozulmalara yol açmaktadır. Bu yüzden haberleşme kanallarının parametrelerini belirlemek için kanal davranışlarını anlamak önemlidir.

Telsiz haberleşme sistemlerinin bu bozucu etkiler altındaki performansı genellikle ortalama BER (Averaged BER, ABER) ve OP ölçütleri üzerinden değerlendirilir.

Bu bölümde, sonraki bölümlerde anlatılanlara temel oluşturacak temel haberleşme kavramları tanıtılmış ve incelenmiştir.

### 1.1. Haberleşme Kanallarının Parametreleri

Bir haberleşme kanalının sinyalde oluşturduğu bozucu etki, iletilmek istenen sinyalin bant genişliğine ve sembol süresine bağlıdır. Ayrıca kullanıcının hareketli olması ya da hem vericinin hem alıcının hareketli olması durumunda bozucu etkiye araç hızı da eklenir.

#### 1.1.1. Zayıflama

Zayıflama (pathloss), verici antenden belirli bir güç ile gönderilen sinyalin gücünde meydana gelen değişimdir. Gönderilen sinyal, iletim yolunda karşılaştığı engeller sebebiyle zayıflamaya uğramaktadır. İletim frekansına, verici-alıcı anten yüksekliklerine göre bu zayıflama değişmektedir. Zayıflama yansıma, kırılma ve dağılma nedeniyle meydana gelmektedir.

### 1.1.2. Çok yollu yayılım

Telsiz haberleşmede, sinyalin çevredeki nesnelere yansıtıcı ve saçıcı etkileri sonucunda sinyalin alıcıya birden fazla yoldan ulaşmasına çok yollu yayılım denmektedir. Vericiden gönderilen sinyal herhangi bir engelle karşılaşmadan LOS yolu ile alıcıya ulaşabileceği gibi nesnelere yansıtıcı etkisiyle de LOS olmasa dahi alıcıya ulaşabilmektedir. Kullanıcılar zamanın çoğunda iç mekanlarda bulunduğundan çoğunlukla alıcı ve verici arasında LOS bulunmaz. Bu nedenle alıcıya sinyal çevredeki nesnelere yansıtılarak farklı kopyalarla ulaşır .

### 1.1.3. Doppler frekans kayması

Telsiz haberleşme sisteminde alıcı, verici veya her ikisi de hareketli olabilir. Bu durumda birbirlerine göre değişen bağıl hızlarda hareket ettikleri için alıcıda alınan işaretin merkez frekansı ile vericide gönderilen sinyalin merkez frekansı arasında fark oluşur. Bu durum Doppler yayılımı olarak ifade edilmektedir ve  $f_d$  olarak gösterilmektedir. Doppler frekans kayması Denklem (1.1)'deki gibi yazılır [36]

$$f_d = \frac{v f_c}{c} \cos(\theta), \quad (1.1)$$

burada,  $f_d$  Doppler frekans kaymasını,  $f_c$  iletilen sinyalin merkez frekansını,  $c$  elektromanyetik dalganın serbest uzayda yayılma hızını,  $v$  verici ve alıcının bağıl hızını ve  $\theta$  sinyalin geliş açısını göstermektedir.

### 1.1.4. Gecikme yayılımı

Gecikme yayılımı çok yollu yayılıma uğrayan kanalları anlamada önemli bir parametredir. Birden fazla yoldan gelen sinyallerden alıcıya ilk ulaşan sinyal ile son ulaşan sinyal arasındaki zaman farkı olarak tanımlanır ve  $\tau$  olarak gösterilir. Çok yollu yayılım nedeniyle bir sinyalin kopyaları farklı zaman gecikmeleriyle alıcıya ulaştığından semboller arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) meydana gelmektedir. ISI, bilginin alıcıda hatasız elde edilmesini zorlaştıran bir problemdir [35].

### 1.1.5. Güç gecikme profili

Güç gecikme profili kanalın zaman gecikmesine bağlı olarak gücünün değişimi hakkında bilgi verir ve çok yollu sönümlü kanallarda alıcıya farklı yollardan gelen sinyallerin güçlerinin toplamı olarak tanımlanır. Matematiksel gösterimi Denklem (1.2)'deki gibi ifade edilir.

$$P_t = \sum_k^{N-1} a_k^2(t_0). \quad (1.2)$$

Burada  $a_k^2$  sinyalin  $t_0$  anındaki gücünü,  $N$  ise toplam yol sayısını ifade eder.

Çok yollu sönümlenme kanallarını karşılaştırmak için ortalama aşırı gecikme (mean excess delay), RMS gecikme yayılımı ve aşırı gecikme yayılımı (excess delay spread) gibi kanal parametreleri güç gecikme profilinden türetilir. Ortalama aşırı gecikme,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2(\tau_k)}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (1.3)$$

olarak ifade edilir [35]. Denklem (1.3)'te  $N$  farklı yoldan alıcıya ulaşan sinyalin gücü  $a_k^2$  ve gecikme  $\tau_k$  ile gösterilmiştir.

RMS gecikme yayılımı çok yollu kanallarda zaman yayılım özelliklerini anlamak için kullanılan bir parametredir. Aynı zamanda, normalize edilmiş gecikme güç profilinin ikinci merkezi momentinin karekökü olarak da ifade edilir. Denklem (1.3) kullanılarak,

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \bar{\tau}^2}, \quad (1.4)$$

şeklinde bulunur. Burada  $\bar{\tau}^2$  ifadesi,

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k^2)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (1.5)$$

olarak tanımlanır. Bir başka deyişle RMS, alıcıda gecikmeler sebebiyle elde edilen toplam gücün standart sapmasını gösterir.

#### 1.1.6. Eş uyumluluk süresi

Eş uyumluluk süresi, kanalın dürtü yanıtının (impulse response) sabit kaldığı zamana denir. Bir başka deyişle kanal karakteristiğinin yaklaşık olarak sabit kaldığı zaman aralığı ifadesidir. Doppler yayılımı ile ters orantılıdır ve  $T_c$  ile gösterilir [36].

#### 1.1.7. Eş uyumlu bant genişliği

Eş uyumlu bant genişliği, kanalın düz olarak kabul edilebileceği frekans aralığının istatistiksel bir ölçüsüdür [35]. Bir başka ifadeyle, kanalın tüm spektral bileşenlerinin yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal faz ile geçtiği bant genişliğidir ve  $B_c$  ile gösterilir. Bu bant genişliği içindeki sinyallerin genlikleri arasında ciddi bir korelasyon vardır. Eş uyumlu bant genişliği korelasyon katsayısına bağlı olarak RMS gecikme yayılımı ile birlikte tanımlanmaktadır. Örneğin, korelasyon katsayısı 0.5 için eş uyumlu bant genişliği,

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}, \quad (1.6)$$

şeklinde yazılır. Korelasyon katsayısı 0.9'a eşit ise,

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}, \quad (1.7)$$

olarak elde edilir.

## 1.2. Bir Rastgele Değişkenin İstatiksel Analizi

Telsiz haberleşmede radyo sinyali, istenen hedefe ulaşana kadar sinyalin genliği ve fazındaki dalgalanma nedeniyle daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi bazı etkilere (çoklu yol ve gölgeleme) maruz kalmaktadır. Haberleşme sistemlerinin davranışlarını anlamak ve performanslarını kıyaslayabilmek için haberleşme kanallarının istatistiksel ve matematiksel gösterimleri hakkında temel bilgilere sahip olmak gerekmektedir [37]. Haberleşme kanalları rastgele süreçler içerdiğinden bir rastgele değişken üzerinden tanımlanmaktadır. Bir rastgele değişken, rastgele değerler alabilen ve bu değerler için bir olasılık dağılımına sahip olan değişkendir. Sürekli ve ayrık olarak iki çeşit rastgele değişken vardır. Bu tez çalışmasında sürekli rastgele değişkenler kullanılmıştır.

Bir rastgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability Density Function, PDF), birikimli dağılım fonksiyonu (Cumulative Density Function, CDF) ve moment çıkaran fonksiyon (Moment generating, MGF) olmak üzere üç temsil şekli vardır. X araştırılan rastgele değişkeni temsil etmek üzere PDF  $f_X(X)$ , CDF  $F_X(X)$  ve MGF  $M_X(X)$  olarak gösterilir.

CDF: Bir rastgele X değişkeninin CDF'si, X'in önceden belirlenen bir değerden küçük veya eşit olma olasılığı olarak tanımlanır. Matematiksel olarak ifadesi aşağıdaki gibidir;

$$F_X(x) = \Pr(X \leq x) = \int_{-\infty}^x f_X(t)dt. \quad (1.8)$$

Burada  $\Pr(\cdot)$  olasılık operatorünü temsil eder.

PDF: Belirli bir aralıkta sürekli rastgele değişkenin dağılımını tanımlamak için tercih edilen bir fonksiyondur ve sürekli rastgele değişken x'in CDF'sinin türevi olarak tanımlanır. Matematiksel olarak ifadesi;

$$\int_{\alpha}^{\beta} f_X(x)dx = f_X(x) = \frac{d}{dx}F_X(x), \quad (1.9)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $\alpha$  ve  $\beta$ , X rastgele değişkeninin tanımlı olduğu aralığı ifade eder.

MGF: Rastgele bir değişkenin olasılık dağılımının başka bir gösterim şeklidir. Bir  $X$  rastgele değişkeni  $M_X(s) = \mathbb{E} [e^{sX}]$  olarak tanımlanır. Burada  $\mathbb{E}$  beklenen değer operatörüdür. Ayrıca PDF ifadesi üzerinden MGF, Denklem (1.10)'daki gibi ifade edilmektedir.

$$M_X(s) = \mathbb{E} [e^{sX}] = \int_{-\infty}^{\infty} e^{sx} f_X(x) dx. \quad (1.10)$$

### 1.3. Haberleşme Kanallarının Sönümlenme Çeşitleri

Haberleşme kanalları büyük ölçekli ve küçük ölçekli sönümlenme olarak iki grupta incelenir.

**Büyük Ölçekli Sönümlenme:** Yüksek yapılar ve yer şekilleri iletilen işaretin gücünde zayıflamaya yol açar. Bu tür sönümlenmelere gölgeleme (shadowing) adı verilmektedir [38].

**Küçük Ölçekli Sönümlenme:** Bölüm 1.1 içerisinde bahsedilen çok yollu yayılım ve Doppler yayılımı işaretin genliğinde ve fazında değişiklikler meydana getirmekte ve küçük ölçekli sönümlenmeye yol açmaktadır. Küçük ölçekli sönümlenme yavaş sönümlenme (slow fading), hızlı sönümlenme (fast fading), frekans seçici sönümlenme (frequency selective fading) ve düz sönümlenme (flat fading) olarak dört başlıkta incelenebilir [38].

#### 1.3.1. Yavaş sönümlenmeli kanal

Yavaş sönümlenmeli kanal, sembol süresinin kanal eş uyumluluk süresine kıyasla daha kısa olması durumuna karşılık gelir. Bir başka deyişle, bir kanala yavaş sönümlenmeli kanal diyebilmek için sembol süresinin eş uyumluluk süresinden çok küçük,  $T_s \ll T_c$ , kanal bant genişliğinin ( $B_s$ ) Doppler yayılımından ( $B_D$ ) çok büyük,  $B_s \gg B_D$  olması gerekmektedir. Bu şartları sağlayan kanal yavaş sönümlenmeli kanal olarak sınıflandırılır [35].

#### 1.3.2. Hızlı sönümlenmeli kanal

Hızlı sönümlenmeli kanal, sembol süresinden daha kısa bir eş uyumluluk süresine sahiptir. Doppler yayılması iletilen sinyal bant genişliğine göre arttıkça sinyaldeki bozulma artar. Eğer kanal  $T_s > T_c$  ve  $B_s < B_D$  şartlarını sağlıyorsa hızlı sönümlenmeli kanal olarak sınıflandırılır.

### 1.3.3. Düz sönümlemeli kanal

İletilen işaretin frekans bileşenleri farklı bozulmalara uğrar. Bu işaretin bant genişliği eş uyumlu bant genişliğinden küçükse kanal düz sönümlü kanal olarak sınıflandırılır.  $B_s \ll B_c$  ve  $T_s \gg \sigma_\tau$  şartlarını sağlayan kanala düz sönümlemeli kanal denir [35]. Sinyalin bant genişliği kanalın eş uyumlu bant genişliğinden daha dar olduğu için düz sönümlü kanallar dar bant kanallar olarak da bilinir.

### 1.3.4. Frekans seçici sönümlemeli kanal

İletilen sinyalin bant genişliği eş uyumlu bant genişliğinden büyükse kanal frekans seçici sönümlemeli kanal olarak sınıflandırılır. Kanal parametreleri kullanılarak ifade edilirse,  $B_s > B_c$  ve  $T_s < \sigma_\tau$  şartlarını sağlayan kanala Frekans seçici sönümlemeli kanal denir [35]. Frekans seçici sönümlü kanallar aynı zamanda geniş bant kanallar olarak da bilinir. Düz sönümlemeye göre daha bozucu bir etkiye sahiptir.

#### 1.3.4.1. Rayleigh sönümlemeli kanal

Rayleigh sönümlemeli kanal, telsiz çok yollu kanalın en basit ve en yaygın istatistiksel gösterimidir. Bu modelde verici ve alıcı arasında LOS bulunmaz ve iletilen sinyalin zarfının yansıma nedeniyle rastgele değiştiği varsayılır. Yansiyarak gelen sinyallerin sayısı yeterince çoksa merkezi limit teoremine göre kanal katsayıları, ortalaması 0, varyansı  $\sigma^2$  olan karmaşık Gauss değişkenleri ile ifade edilir [39]. Bir başka deyişle, birden çok yoldan gelen sinyal bir Gauss dağılımı ile modellenir. Rayleigh dağılımının PDF'si,

$$f_X(x) = \left\{ \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \right\}, \quad (1.11)$$

şeklinde yazılır [40]. Rayleigh dağılımının CDF'si Denklem (1.8) kullanılarak,

$$F_X(x) = \int_0^x \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) dx = 1 - \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right), \quad (1.12)$$

şeklinde elde edilir.

#### 1.3.4.2. Rician sönümlemeli kanal

Verici ve alıcı arasında hem LOS bulunması hem de yansiyarak gelen sinyallerin olması durumunda sönümleme kanalı Rician sönümleme kanalı olarak adlandırılır [41]. Alıcıda elde edilen sinyal LOS hattından gelen ve yansiyarak gelen sinyallerin toplamı şeklinde ifade edilir. Bu durumda kanal katsayıları Rician dağılım göstermektedir [35].

Rician sönümlenme kanalının PDF'si,

$$f_X(x, y) = \left\{ \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xy}{\sigma^2}\right), \quad x, y \geq 0 \right\}, \quad (1.13)$$

olarak yazılır. Burada  $I_0(\cdot)$  birinci türden sıfır dereceli Bessel fonksiyonunu,  $y$  LOS hattının zarf bileşenini ifade eder. Denklem (1.13)'te  $y = 0$  alındığında Rayleigh dağılımının PDF'si elde edilir. Rician dağılımının CDF'si aşağıdaki gibidir.

$$F_X(x, y) = 1 - Q_1\left(\frac{y}{\sigma}, \frac{x}{\sigma}\right). \quad (1.14)$$

Burada  $Q_1$  Marcum-Q fonksiyonunu ifade etmektedir.

#### 1.3.4.3. Nakagami-m sönümlenmeli kanal

1960 yılında Minoru Nakagami tarafından önerilmiştir [42]. Rayleigh ve Rician kanallarını kapsayan küçük ölçekli sönümlenme kanalları Nakagami-m dağılımı ile üretilebilmektedir. Nakagami-m dağılımı ki-kare (Chi-square) dağılımı üzerinden üretilmektedir. Nakagami-m dağılımının PDF'si,

$$f_X(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\sigma^2 \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{\sigma^2}\right), \quad 0 \leq x < \infty, \quad (1.15)$$

şeklindedir. Burada,  $m$  kanalın sönümlenme katsayısını,  $\sigma^2$  ise kanalın varyansını ifade etmektedir. Sönümlenme katsayısı olan  $m$  değeri değiştirilerek farklı kanallar üretilebilir ve  $m = 0.5$  için Gauss dağılımı gösterirken,  $m = 1$  için Rayleigh dağılımı gösterir. Nakagami-m dağılımının CDF ifadesi,

$$F_X(X) = \frac{\gamma\left(m, \frac{m}{\sigma^2} X^2\right)}{\Gamma(m)}, \quad (1.16)$$

olarak gösterilir.

### 1.4. Telsiz Ağlarda Performans Ölçütleri

Sönümlenme etkisi, alınan sinyalin genliğinde dalgalanmalara neden olduğundan sistem performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu nedenle haberleşme sisteminin performansının incelenmesi için çeşitli değerlendirme ölçütleri kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında kullanılan değerlendirme ölçütleri bu bölümde açıklanmıştır.

### 1.4.1. Sinyal gürültü oranı

Bir telsiz haberleşme sisteminin en yaygın ve iyi bilinen performans ölçüm metriği, SNR'dir ve diğer performans ölçütlerine göre değerlendirilmesi en kolay olanıdır. SNR ifadesi,

$$\gamma = \frac{E_s}{N_0} |h|^2, \quad 0 \leq \gamma < \infty, \quad (1.17)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $\gamma$  SNR'yi,  $E_s$  sembol enerjisini,  $N_0$  gürültüyü ve  $|h|^2$  kanal sönümlenme katsayısını temsil etmektedir. Sönümlü kanallarda ortalama SNR daha uygun bir performans ölçümü sağlar [43]. Kanal bir rastgele değişken üzerinden tanımlandığı için ortalama SNR ( $\bar{\gamma}$ , kanalın gösterdiği istatistiksel dağılımın beklenen değeridir. Ortalama SNR ifadesi,

$$\bar{\gamma} \equiv \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (1.18)$$

şeklinde yazılır. Burada  $p_{\gamma}(\gamma)$ ,  $\gamma$ 'nın olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

### 1.4.2. Sinyal girişim ve gürültü oranı

SINR, telsiz haberleşme sistemlerinde kanal kapasitesinin üst sınırını tanımlayan bir değerdir. Alınan gücün, ortam gürültüsü ile diğer vericilerden kaynaklanan girişim gücünün toplamına oranıdır. SINR ifadesinin matematiksel gösterimi,

$$\gamma = \frac{P_s}{N_0 + P_{\text{int}}} h, \quad (1.19)$$

şeklinde yazılır. Burada  $P_s$  işaretin gücünü,  $N_0$  gürültüyü,  $P_{\text{int}}$  ise alıcıya gelen toplam girişim gücünü ifade eder.

### 1.4.3. Ortalama bit hata oranı

BER alıcıda hatalı elde edilen bitlerin gönderilen işaret bitlerine oranıdır. Ortalama bit hata oranı, performans ölçüm metrikleri içerisinde hesaplama zorluğu en yüksek olanıdır [43]. Buna rağmen sistemin davranışı hakkında güvenilir bir sonuç verir. Bunun nedeni BER'nin SNR'nin doğrusal olmayan bir fonksiyonu olmasıdır. Genellikle Q fonksiyonu ile hesaplanmaktadır. Q fonksiyonu aynı zamanda hata fonksiyonu ile ilişkilidir. Gauss dağılımında X rastgele değişkeninin belirli bir değerden büyük olma olasılığı olarak tanımlanmaktadır. Bir Gauss dağılımı için Q fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılır.

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy. \quad (1.20)$$

Q fonksiyonu ile hata fonksiyonu arasındaki ilişki,

$$Q(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right], \quad (1.21)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [39].

#### 1.4.4. Kanal sığası ve kesinti olasılığı

Haberleşme kanallarının sönmleme etkisi verici ve alıcı arasındaki bilgi iletiminin miktarını sınırlandırmıştır. Shannon, [44]'te birim zamanda alıcı ve verici arasında iletebilecek maksimum veri miktarını formülize etmiş ve bunu kanal sığası (channel capacity) olarak adlandırmıştır. Kanal sığası,

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{P\sigma^2}{N_0W} \right), \quad (1.22)$$

olarak ifade edilir. Burada C kanal sığasını ifade eder ve bit/sn cinsinden gösterilir. W iletim bant genişliğini,  $\sigma^2$  kanal sönmlemesinin varyansını ve P vericinin iletim gücünü temsil etmektedir. Son olarak  $N_0$  toplanır beyaz Gauss gürültüsünü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) temsil etmektedir. Denklem (1.22) iletim bant genişliğine göre normalize edildiğinde kanal sığası, Denklem (1.23)'teki gibi yazılabilir.

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{P|h|^2}{N_0} \right). \quad (1.23)$$

Burada  $|h|^2$  Rayleigh kanal katsayısının gücünü göstermektedir.  $\frac{P|h|^2}{N_0}$  ifadesinin SNR değerine ( $\gamma$ ) eşit olduğuna dikkat edilmelidir. Kanal sığası aynı zamanda erişilebilir maksimum hız olarak da bilinir. Anlık erişilebilir maksimum hızın belirlenen bir iletim hızından küçük olma olasılığı kesinti oladılığı (OP) olarak isimlendirilir ve  $P_{\text{out}}$  şeklinde gösterilir [44]. Kesinti olasılığı formülü,  $R_s$  istenen iletim hızı eşik değeri olmak üzere,

$$P_{\text{out}}(C < R_s) = P_{\text{out}}(\log_2(1 + \gamma) < R_s), \quad (1.24)$$

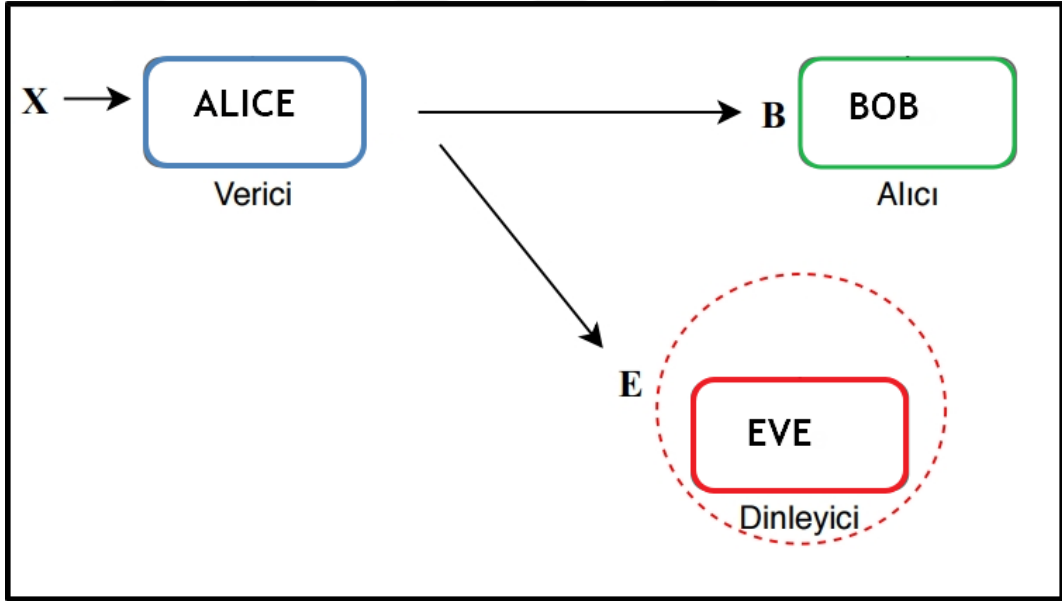
şeklinde tanımlanır. Literatürde iletim hızı eşik değeri  $\gamma_{\text{th}}$  olarak da gösterilmektedir. Denklem (1.24)'te  $\gamma$  terimi yalnız bırakılırsa OP,

$$P_{\text{out}}(C < R_s) = P_{\text{out}}(\gamma < 2^{R_s} - 1), \quad (1.25)$$

şeklinde de yazılabilir. Bu tez çalışmasında oluşturulan sistem modellerinin performansları OP metriği ile incelenmiştir.

## 1.5. Telsiz Ağlarda Fiziksel Katman Güvenliği

PLS, Shannon'nun [45]'teki çalışmasında tanımlanmıştır. Bu çalışmadan sonra Wyner gizlilik kapasitesi ve kanal dinleme hattı (wiretap) konseptlerini geliştirmiştir [26]. Bu sistem verici düğümü (Alice), alıcı düğümü (Bob) son olarak verici ve alıcı arasındaki haberleşme kanalını dinleyen yasadışı dinleyici düğümünden (Eve) oluşmaktadır. PLS'de amaç alıcıya iletilen bilgi sinyalinin yasadışı dinleyiciler (eavesdropper) tarafından dinlenmemesi veya dinleniyorsa bile sinyali çözmemesini sağlamaktır. Bunu sağlamak için alıcı verici arasındaki kanal kapasitesinin alıcı ile yasadışı dinleyici arasındaki kanal kapasitesinden büyük olması gerekmektedir [26]. Bu amaçla hesaplanan kanal sığasına gizlilik kapasitesi (secrecy capacity) adı verilmektedir. Denklem (1.23)'te verilen kanal kapasitesi formülünden hareketle, alıcı ve verici arasında elde edilen SNR değeri yasadışı dinleyici düğümünde elde edilen SNR değerinden büyük olduğu sürece gizlilik sağlanmaktadır. Şekil 1.1'de verici, alıcı ve yasadışı dinleyiciden oluşan sistem modeli gösterilmiştir.



Şekil 1.1. Hat dinlemeli sistem modeli.

### 1.5.1. Gizlilik kesinti olasılığı

Telsiz haberleşme ağında, SOP anlık gizlilik kapasitesinin güvenli bir iletim için hedeflenen iletim hızı  $R_s$  değerinden küçük olma olasılığı olarak tanımlanır.

Şekil 1.1'de verilen sistem modelinde verici-alıcı arasındaki kanal kapasitesi  $C_B$  ve verici-dinleyici arasındaki kanal kapasitesi  $C_E$  olarak gösterilsin. Sırasıyla SNR ifadeleri  $\gamma_B = \frac{P_B |h_B|^2}{N_0}$  ve  $\gamma_E = \frac{P_E |h_E|^2}{N_0}$  olarak ifade edilsin. Burada  $|h_B|^2$  ve  $|h_E|^2$  Rayleigh sönümlü kanal katsayısının kazancını,  $N_0$  ise AWGN gürültüsü gücünü temsil

etmektedir. Buna göre, verici-alıcı ve verici-dinleyici bağlantılarının kanal kapasiteleri,

$$C_B = \log_2(1 + \gamma_B), \quad (1.26)$$

ve

$$C_E = \log_2(1 + \gamma_E), \quad (1.27)$$

şeklinde yazılır. Denklem (1.26) ve (1.27) kullanılarak gizlilik kapasitesi,

$$C_S = \max(C_B - C_E, 0), \quad (1.28)$$

olarak tanımlanır. Burada  $\max(\cdot)$   $C_B - C_E$  farkının sıfırdan büyük olmadığını test etmek için tanımlanmıştır.  $C_S$  0 dan küçük ise kanal gizliliği sağlanmamış olur. Denklem (1.26) ve (1.27), Denklem (1.28)'de yerine yazılırsa gizlilik kapasitesi,

$$C_S = \log_2(1 + \gamma_B) - \log_2(1 + \gamma_E), \quad (1.29)$$

olarak elde edilir.

Buradan hareketle  $C_S$ 'nin güvenli iletim hızı  $R_s$ 'den küçük olma olasılığı,

$$SOP(C_S < R_s) = \Pr(C_S < R_s), \quad (1.30)$$

olarak tanımlanır. Şekil 1.1'de verilen sistem için SOP,

$$SOP(C_S < R_s) = \Pr\left(\log_2\left(\frac{1 + \gamma_B}{1 + \gamma_E}\right) < R_s\right), \quad (1.31)$$

şeklinde yazılabilir. Burada her iki tarafın logaritması alındığında denklem aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$SOP(C_S < R_s) = \Pr\left(\frac{1 + \gamma_B}{1 + \gamma_E} < 2^{R_s}\right), \quad (1.32)$$

$$= \Pr(\gamma_B < 2^{R_s}(1 + \gamma_E) - 1). \quad (1.33)$$

Denklem (1.33)'teki olasılık ifadesi integral formunda yazıldığında,

$$SOP(C_S < R_s) = \int_0^\infty F_{\gamma_B}(2^{R_s}(1 + \gamma_E) - 1) f_{\gamma_E}(\gamma_E), \quad (1.34)$$

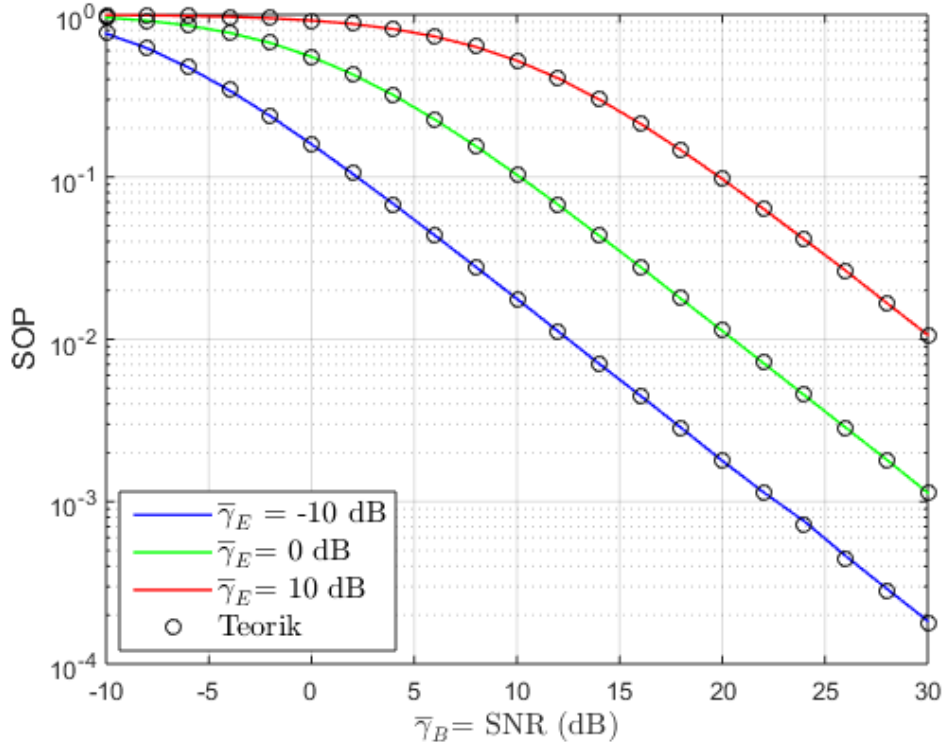
haline gelir. Burada  $F_{\gamma_B}$  ve  $f_{\gamma_E}$  sırasıyla verici-alıcı kanalının CDF'sini ve verici-dinleyici kanalının PDF'sini temsil etmektedir. Denklem (1.34)'teki integralin

çözümü,

$$\text{SOP}(C_s < R_s) = 1 - \left( \frac{\sigma_B^2}{\sigma_B^2 + \sigma_E^2 2^{R_s}} \right) \exp \left( -\frac{2^{R_s} - 1}{\sigma_B^2} \right), \quad (1.35)$$

şeklindedir.  $\sigma_B^2$  ve  $\sigma_E^2$  sırasıyla ana hattın ve yasadışı hattın kanal varyanslarını ifade etmektedir.

Yukarıdaki hesaplamalardan hareketle, Şekil 1.2'de yasadışı dinleyicinin farklı  $\gamma_E$  değerleri için SOP eğrisi çizdirilmiştir. Teorik sonuç için Denklem (1.28) kullanılmıştır ve kanal varyansları  $\sigma_B^2 = \sigma_E^2 = 1$  alınmıştır. Şekil 1.2'den de görüleceği üzere,  $\gamma_E$  arttıkça SOP değeri artmakta,  $\gamma_E$  azaldıkça SOP değeri azalmaktadır. Ayrıca  $\gamma_B$  arttıkça da SOP değeri azalmaktadır. Burada  $\bar{\gamma}_E = -10$  durumunda hat diğer durumlara göre daha güvenlidir.

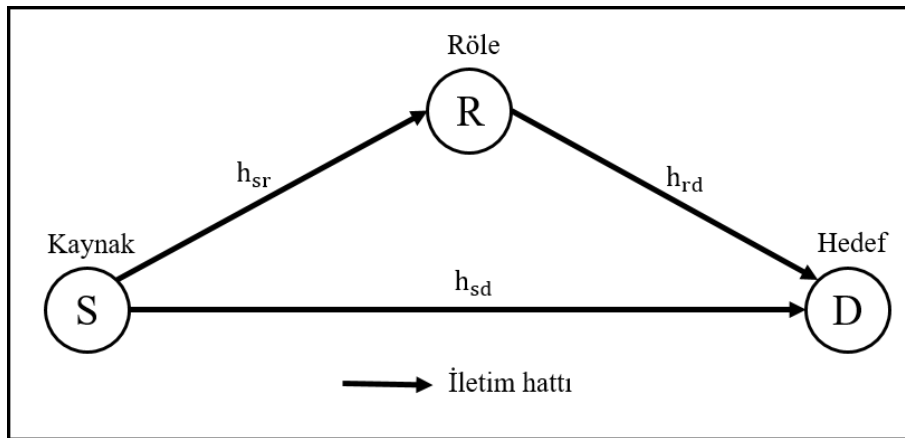


Şekil 1.2. Rayleigh sönümlü kanalda SOP performansı.

## 2. İŞBİRLİKLİ HABERLEŞME

İşbirlikli haberleşme veya işbirlikçi röle ağları, geleneksel noktadan noktaya haberleşme yönteminden farklı, yeni bir haberleşme yöntemidir. Bu yöntem haberleşme terminallerinin birbirleri ile haberleşmesine ve bilgi aktarımında birbirlerine yardımcı olmasına olanak tanır. Bu sayede ağ bağlanabilirliğinin, güç ve spektrum verimliliğinin artırılması ve iletişim güvenilirliğinin iyileştirilmesi sağlanır [46]. İşbirlikli haberleşme yöntemi çok-girişli çok-çıkışlı (Multi-Input Multi-Output, MIMO) gibi benzer avantajlar sağlayan diğer tekniklerle karşılaştırıldığında, donanım esnekliği, gerçekleştirme kolaylığı gibi avantajlarıyla öne çıkmaktadır. Bu fikir ilk olarak Van Der Meulen tarafından tanıtılmıştır [47]. Meulen bu çalışmayla üç terminalli bir röle kanalı inşa etmiş ve kanal kapasitesinin üst ve alt sınırlarını türetmiştir.

İşbirlikli haberleşmede bilginin hedefe aktarılması için haberleşme terminalleri bir çeşit koalisyon oluşturur. Bu koalisyonda her terminal hem kendi bilgisini hem de diğer terminallerden aldığı bilgiyi hedefe gönderir. Bu sistem, kaynak (Source, S), röle (Relay, R) ve hedef (Destination, D) adı verilen üç düğümden meydana gelmektedir. Şekil 2.1'de gösterildiği gibi kaynak ve hedef terminallerinin arasına bir röle düğümünün eklenmesi ile işbirlikli haberleşme modeli oluşturulur. Şekilde  $h_{sr}$ ,  $h_{sd}$ ,  $h_{rd}$  sırasıyla S-R hattının, S-D hattının ve R-D hattının kanal katsayısını göstermektedir. Şekil 2.1'den görülebileceği gibi kaynaktan çıkan işaret hedefe iki yoldan iletilmektedir. Birinci yolda kaynaktan hedefe direkt iletim, ikinci yolda ise röle aracılığıyla



Şekil 2.1. Kaynak-Hedef arasında direkt bağlantılı işbirlikli haberleşme sistem modeli.

kaynaktan hedefe iletim yapılır. Bilgi sinyalinin hedefe farklı yollardan ulaşması çeşitleme kazancı sağlamaktadır. Röle kaynaktan aldığı bilgiyi çeşitli yöntemlerle hedefe iletmektedir. Bu yöntemlerden en bilinen ve en çok kullanılanları AF ve DF yöntemleridir [6].

## 2.1. İşbirlikli Çeşitleme Yöntemleri

### 2.1.1. Kuvvetlendir ve aktar yöntemi

AF yönteminde röle kaynaktan aldığı sinyali herhangi bir işlem uygulamadan kuvvetlendirir ve hedefe aktarır. Sinyalin gürültü eklenmiş, sönmülemeye uğramış halini kuvvetlendirmesi bu yöntemin dezavantajıdır. Fakat, hedef düğüm sinyalin iki bağımsız formunu aldığı için karar verme aşamasında avantajlıdır. Rölenin sinyali çözme gibi bir işlevi olmadığından mimari olarak tasarımı basittir [48].

AF yönteminde iletim iki aşamada gerçekleşir. İlk aşamada, kaynak bilgi işaretini hem hedefe hem de röle düğümüne iletmektedir. Hedefte ve rölede alınan sinyallerin matematiksel gösterimleri,

$$\gamma_{sr} = \sqrt{E_s} h_{sr} x + n_s, \quad (2.1)$$

ve

$$\gamma_{sd} = \sqrt{E_s} h_{sd} x + n_d, \quad (2.2)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada  $E_s$  iletilen sembol enerjisini,  $h_{sd}$  ve  $h_{sr}$  sırasıyla kaynak-hedef ve kaynak-röle arasındaki kanal katsayısını,  $n_d$  ve  $n_s$  sırasıyla hedef ve röledeki kanal gürültüsünü, son olarak  $x$  birim enerji ile iletilen bilgi işareti sembolünü temsil etmektedir. Sistemin ikinci aşamasında röle kaynaktan aldığı sinyali bir kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirerek hedefe iletir. Sistemin ikinci aşamasında iletilen sinyal matematiksel olarak Denklem (2.3)'teki gibi yazılır [49].

$$\gamma_{rd} = \sqrt{E_s} h_{rd} \hat{x}_{ri} + n_{rd}. \quad (2.3)$$

Denklem (2.3)'te verilen  $\hat{x}_{ri}$  kaynaktan alınan ve kuvvetlendirilerek iletilen bilgi işaretinin kestirimini temsil eder. Sinyal kestirimi için maksimum olabilirlik kestirimi (Maximum Likelihood Estimation, MLE), en küçük kareler kestirimi (Least Square Estimation, LSE) gibi yöntemler kullanılmaktadır. AF yönteminde  $\hat{x}_{ri}$ ,

$$\hat{x}_{ri} = G_i x, \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir ve  $x$  işaretinin  $G_i$  ile güçlendirilmiş ifadesini göstermektedir. Buradan hareketle  $G_i$  kuvvetlendirme katsayısı,

$$G_i = \sqrt{\frac{1}{E_s h_{sr} + N_0}}, \quad (2.5)$$

şeklinde elde edilir [49]. Hedefte hem direkt yolla hem de röle aracılığıyla ulaşan sinyal, hedefte çeşitli birleştirme teknikleri ile birleştirilerek çözülebilir.

### 2.1.2. Çöz ve aktar yöntemi

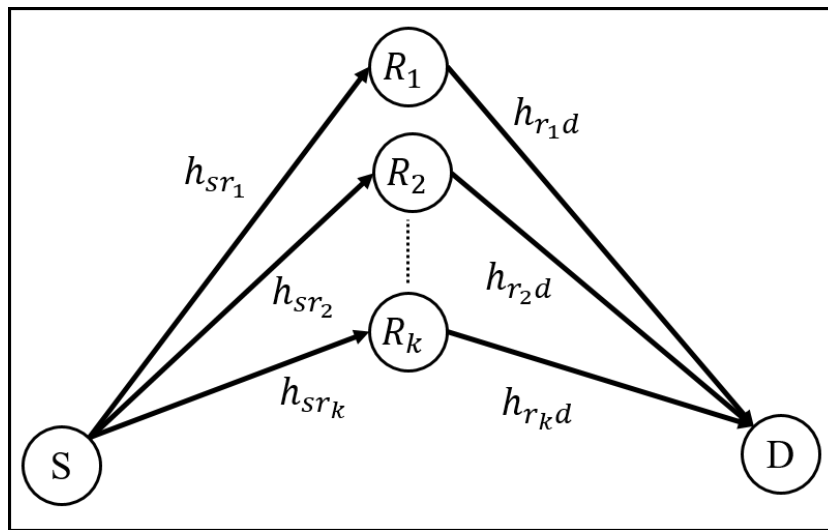
DF yönteminde iletimin ilk aşaması AF yöntemindeki gibidir. İletimin ikinci aşamasında, röle aldığı sinyali kestirim yaparak çözer ve çözüme işleminden sonra röle bu sinyali hedef düğüme iletir. İletimin ikinci aşamasında iletilen sinyalin matematiksel ifadesi Denklem (2.6)'daki gibi yazılabilir.

$$\gamma_{rd} = \sqrt{E_s} h_{rd} \hat{x}_{ri}(t) + n_{rd}. \quad (2.6)$$

Bu yöntemde de hedefe farklı yollardan ulaşan sinyaller alıcıda birleştirme teknikleri kullanılarak çözülebilir.

## 2.2. Çok Röleli Sistemler

İşbirlikli haberleşmede  $N$  tane röle kullanıldığını düşünelim. Bu durumda  $N$  tane röleden en iyi röle seçilerek OP iyileştirilebilir [46]. Kaynak ile hedef arasında direkt bir bağlantı olmayan çok röleli işbirlikli haberleşme sistem modeli Şekil 2.2'de verilmiştir. Literatürde çok röleli sistemlerin performansının artırılması için farklı röle seçim yöntemleri önerilmiştir. Bu yöntemlerden en bilinenleri açıklanmıştır.



Şekil 2.2. Çok röleli işbirlikli haberleşme sistem modeli.

### 2.2.1. Röle Seçim Yöntemleri

Tüm rölelerin bir arada kullanılması alıcıda karmaşıklığı artırmaktadır. Bu nedenle röle seçim kriterlerine bağlı olarak en iyi rölenin belirlenmesi gerekmektedir.

#### 2.2.1.1. En iyi röle seçimi

En iyi röle seçimi (Optimal Relay Selection, ORS) en yüksek uçtan uca SNR ( $\gamma_{e2e}$ ) değerini sağlayan röle düğümünün seçildiği yöntemdir [10]. Tüm kanal bilgilerine ihtiyaç duyulduğu için karmaşıklığı diğer kriterlere göre fazladır. Bu yöntem ile seçilen rölenin indisi Denklem (2.7)'deki gibi tanımlanır [50].

$$b_{os} = \arg \max \{ \gamma_{e2e} \}. \quad (2.7)$$

#### 2.2.1.2. Kaynak-röle bağlantısına göre röle seçimi

Bu röle seçim yöntemi kaynak ile röle arasındaki ( $\gamma_{SR}$ ) anlık SNR değerini maksimize eden röleyi seçmektir. Seçim kriterinin matematiksel gösterimi Denklem (2.8)'de verilmiştir [50].

$$b_{os} = \arg \max \{ \gamma_{SR_i} \}. \quad (2.8)$$

Burada  $i$  röle indisini temsil etmektedir.

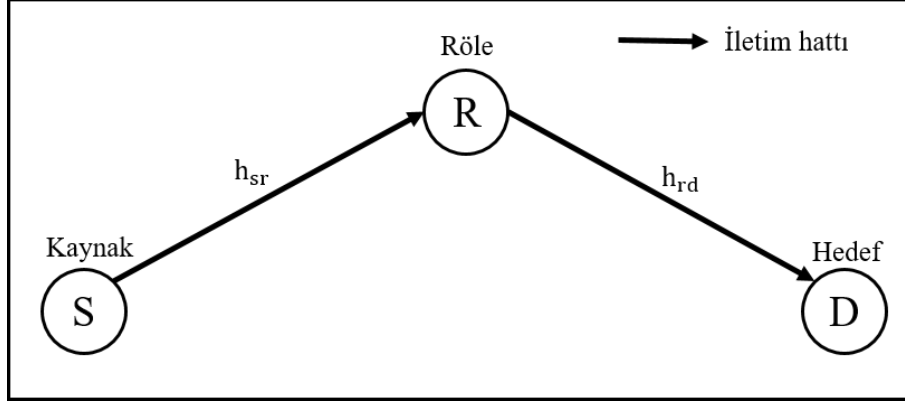
#### 2.2.1.3. Röle-hedef bağlantısına göre röle seçimi

Bu röle seçim yönteminde ise röle ile hedef arasındaki  $\gamma_{RD}$  anlık SNR değerini maksimize eden röleyi seçmektir. Seçim kriterinin matematiksel gösterimi Denklem (2.9)'da verilmiştir [50].

$$b_{sr} = \arg \max \{ \gamma_{R_iD} \}. \quad (2.9)$$

### 2.3. İki Atlamalı İşbirlikli Sistem Modeli

Eğer kaynak ile hedef arasındaki mesafe yeterince uzak ise, bu kanal yol sönümlenmesinden dolayı göz ardı edilebilir [6]. Bu durumda iletimin sadece röle aracılığı ile gerçekleştirildiği varsayılır. Bu sayede röle kullanımı ile kapsama alanı genişlemiş olur. Ayrıca, sinyali hedefe ulaştırmak için gereken güç, direkt iletimde gereken güçten daha az olmaktadır [51]. Tipik iki atlamalı işbirlikli bir sistem modeli Şekil 2.3'te verilmiştir. Şekil 2.3'ten anlaşılacağı gibi kaynaktan gönderilen sinyal önce röleye ulaşır, ardından röle aldığı sinyali DF veya AF yöntemlerinden birini kullanarak hedef düğüme iletir.



Şekil 2.3. İki atlamalı işbirlikli sistem modeli.

### 2.3.1. İki atlamalı DF yöntemi kullanan işbirlikli iletim sisteminin kesinti olasılığı ve performansı

Şekil (2.3)'te verilen sistem modelinin kesinti olasılığı (OP),

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}(\gamma_{\text{th}}) &= \Pr \{ \min(\gamma_{\text{sr}}, \gamma_{\text{rd}}) \leq \gamma_{\text{th}} \}, \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{\text{rd}} > \gamma_{\text{th}}) \Pr(\gamma_{\text{sr}} > \gamma_{\text{th}}), \end{aligned} \quad (2.10)$$

şeklinde yazılır. Toplam olasılık teoremine göre OP'nin CDF gösterimi,

$$P_{\text{out}}(\gamma_{\text{th}}) = 1 - (1 - F_{\text{sr}}(\gamma_{\text{th}})) (1 - F_{\text{rd}}(\gamma_{\text{th}})), \quad (2.11)$$

dir. Burada,  $F_{\text{sr}}(\cdot)$  ve  $F_{\text{rd}}(\cdot)$  sırasıyla kaynak-röle ve röle-hedef bağlantılarının CDF ifadelerini temsil etmektedir. Denklem (1.25)'teki  $(2^{R_s} - 1)$  yerine  $\gamma_{\text{th}}$  gösterimi kullanılmıştır. Kanalların Rayleigh dağılımı olduğu durumda, ilk atlamının CDF'si,

$$F_{\text{sr}}(\gamma_{\text{th}}) = \Pr(\gamma_{\text{sr}} \leq \gamma_{\text{th}}), \quad (2.12)$$

$$= \Pr \left( \frac{P_S |h_{\text{sr}}|^2}{N_0} \leq \gamma_{\text{th}} \right), \quad (2.13)$$

olarak yazılır. Denklem (2.10)'un CDF gösterimi, Rayleigh dağılımı gösteren kanalda  $N_0 = 1$  için hesaplanırsa,

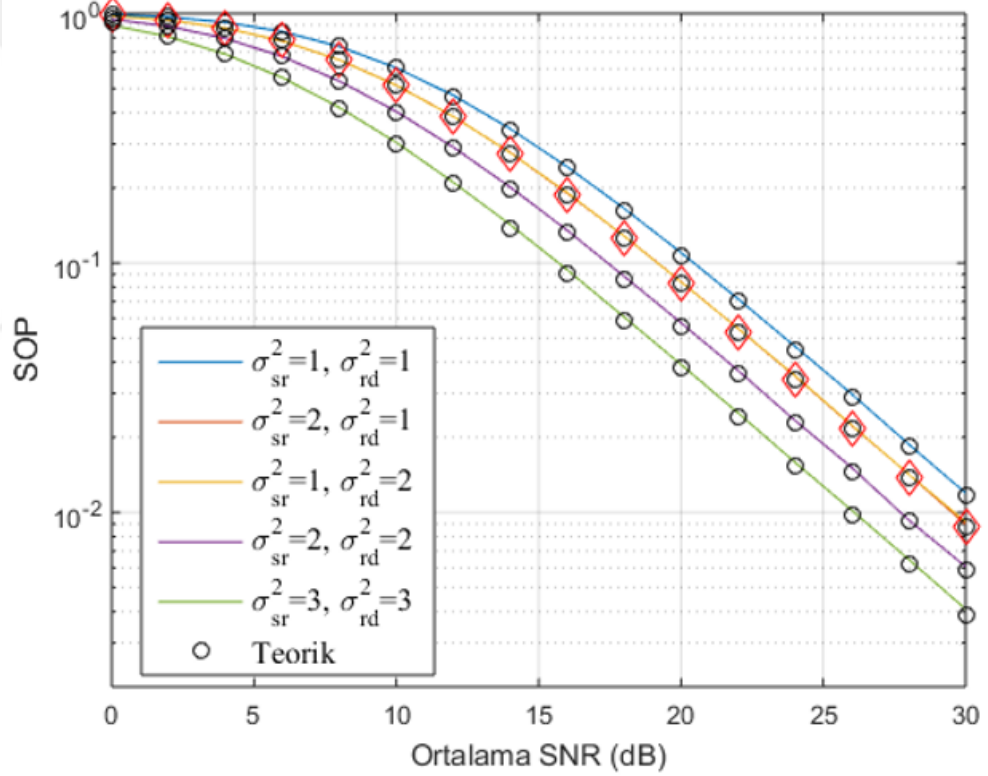
$$F_{\text{sr}}(x) = \int_0^{\frac{\gamma_{\text{th}}}{P_S}} \frac{1}{\sigma_{\text{sr}}^2} \exp \left( \frac{-x}{\sigma_{\text{sr}}^2} \right), \quad (2.14)$$

$$= 1 - \exp \left( \frac{\gamma_{\text{th}}}{P_S \sigma_{\text{sr}}^2} \right), \quad (2.15)$$

olarak bulunur. Denklem (2.15)'te  $\sigma_{sr}^2$ , S-R arasındaki kanalın varyansını ifade etmektedir. Benzer şekilde  $F_{rd}$ 'de bulunarak Denklem (2.11)'de yerine yazıldığında sistemin OP'si,

$$P_{out}(\gamma_{th}) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}^2}{P_S P_R \sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}\right). \quad (2.16)$$

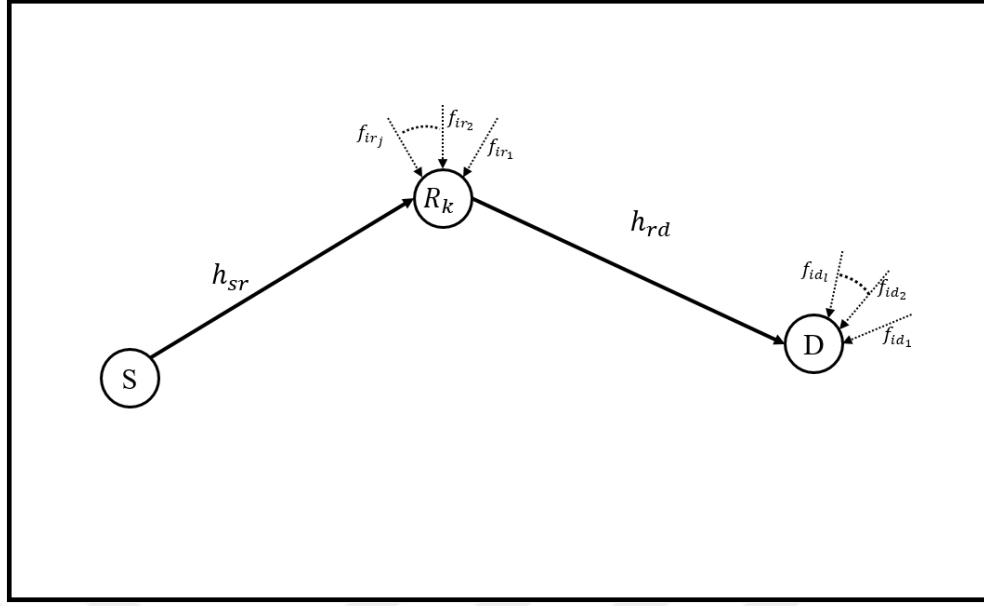
olarak elde edilir. Burada  $P_S$  ve  $P_R$  sırasıyla kaynak ve röle düğümündeki iletim gücünü temsil etmektedir. İki atlamalı DF yöntemi kullanılan işbirlikli sistemin Rayleigh sönümlenli kanallarda OP performansının benzetimi Şekil 2.4'te verilmiştir. Burada  $\gamma_{th} = \sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = 1$  olarak alınmıştır. Denklem (2.16)'da hesaplanan teorik sonuç ile benzetim sonuçlarının uyuştuğu görülmektedir. Röle ve kaynaktaki SNR arttıkça OP değeri azalır.



Şekil 2.4. İki atlamalı DF yöntemi kullanılan işbirlikli sistemin SNR'ye göre OP performansı.

### 2.3.2. Ortak-kanal girişimi etkisinde DF yöntemi kullanan işbirlikli iletim için kesinti olasılığı

Bu kısımda CCI etkisi altında iki atlamalı işbirlikli haberleşme sisteminin performansı incelenecektir. Şekil 2.5'te verilen sistem modeli için sırasıyla rölede ve hedefte alınan sinyallerin matematiksel ifadeleri Denklem (2.17) ve (2.18)'de yazılmıştır.



Şekil 2.5. İki atlamalı CCI etkisindeki işbirlikli sistem modeli.

$$\gamma_{sr} = \underbrace{\sqrt{E_S h_{sr}} \hat{x}}_{\text{Alınan Sinyal}} + \underbrace{\sqrt{E_{IR}} \sum_{j=1}^{L_R} f_{ir_j} x_{r_j}}_{\text{CCI Sinyali}} + \underbrace{n_r}_{\text{AWGN}} . \quad (2.17)$$

$$\gamma_{rd} = \underbrace{\sqrt{E_R h_{rd}} \hat{x}}_{\text{Alınan Sinyal}} + \underbrace{\sqrt{E_{ID}} \sum_{t=1}^{L_D} f_{id_t} x_{d_t}}_{\text{CCI Sinyali}} + \underbrace{n_d}_{\text{AWGN}} . \quad (2.18)$$

Denklem (2.17) ve (2.18)'de  $E_S$  ve  $E_R$  sırasıyla S'den ve R'den iletilen sinyalin enerjileridir. Ayrıca  $E_{IR}$  ve  $E_{ID}$  sırasıyla R ve D düğümlerindeki CCI enerjileridir.  $h_{sr}$  ve  $h_{rd}$  Rayleigh kanal sönümlenme katsayılarını,  $x$  ve  $\hat{x}$  rölede ve hedefte alınan sinyali temsil etmektedir.  $x_{r_j}$  j. girişim sinyalini,  $f_{ir_j}$ 'de R ile j. parazit arasındaki kanal katsayısını ifade etmektedir.  $x_{d_t}$  t. kaynağın girişim sinyalini,  $f_{id_t}$ 'de R ile t. parazit arasındaki kanal katsayısını ifade etmektedir. Son olarak da  $n_r$  ve  $n_d$  ise Gauss gürültüsünü ifade etmektedir.  $L_R$  ve  $L_D$  ise R ve D düğümlerindeki girişim yaratan parazit sayısını ifade etmektedir. Buradan hareketle S-R ve R-D arasındaki anlık SNR ifadesi Denklem (2.19) ve (2.20)'deki gibi yazılabilir.

$$\gamma_{SR}^{eq} = \frac{P_S |h_{sr}|^2}{\sum_{j=1}^{L_R} E_{IR} |f_{ir_j}|^2 + 1} . \quad (2.19)$$

$$\gamma_{RD}^{eq} = \frac{P_R |h_{rd}|^2}{\sum_{l=1}^{L_D} E_{ID} |f_{id_l}|^2 + 1}. \quad (2.20)$$

Burada  $P_S$  ve  $P_R$  sırasıyla S ve R düğümlerindeki enerjiyi temsil etmektedir. Sistemin OP'si Denklem (2.21)'deki gibi yazılabilir.

$$P_{out} = P_r \{ \min(\gamma_{SR}, \gamma_{RD}) \leq \gamma_{th} \}. \quad (2.21)$$

Kanallar birbirinden bağımsız ve özdeş kabul edildiğinde Denklem (2.21), denklemi,

$$P_{out} = 1 - (1 - F_r(\gamma_{SR})) (1 - F_h(\gamma_{RD})), \quad (2.22)$$

şeklinde düzenlenebilir [52]. Denklem (2.22)'deki  $F_r(\gamma_{SR})$  ve  $F_h(\gamma_{RD})$  ifadeleri sırasıyla birinci ve ikinci atlamamın CDF ifadelerini temsil etmektedir. Buradan hareketle S-R arasındaki OP,

$$\Pr(\gamma_{SR}^{eq} \leq \gamma_{th}) = \Pr\left(\frac{P_S X}{E_{IR} Y + 1} \leq \gamma_{th}\right), \quad (2.23)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (2.23)'te X ve Y rastgele değişkenler olup sırasıyla  $\frac{|h_{sr}|^2}{N_0}$  ve  $\sum_{j=1}^{L_R} E_{IR} |f_{ir_j}|^2$  ifadelerini temsil etmektedir. X'in ve Y'nin PDF gösterimleri,

$$f_X(x) = \left\{ \frac{1}{\sigma_h^2} \exp\left(\frac{-x}{2\sigma_h^2}\right) \right\}, \quad (2.24)$$

$$f_Y(y) = \left\{ \left(\frac{y}{\sigma_{ir}^2}\right)^L \frac{y}{\Gamma(L)} \exp\left(\frac{-y}{\sigma_{ir}^2}\right) \right\}, \quad (2.25)$$

şeklinindedir. Burada  $\Gamma(\cdot)$ , Gamma fonksiyonu temsil etmektedir [53]. İki rastgele değişkenin bölümünün CDF'si,

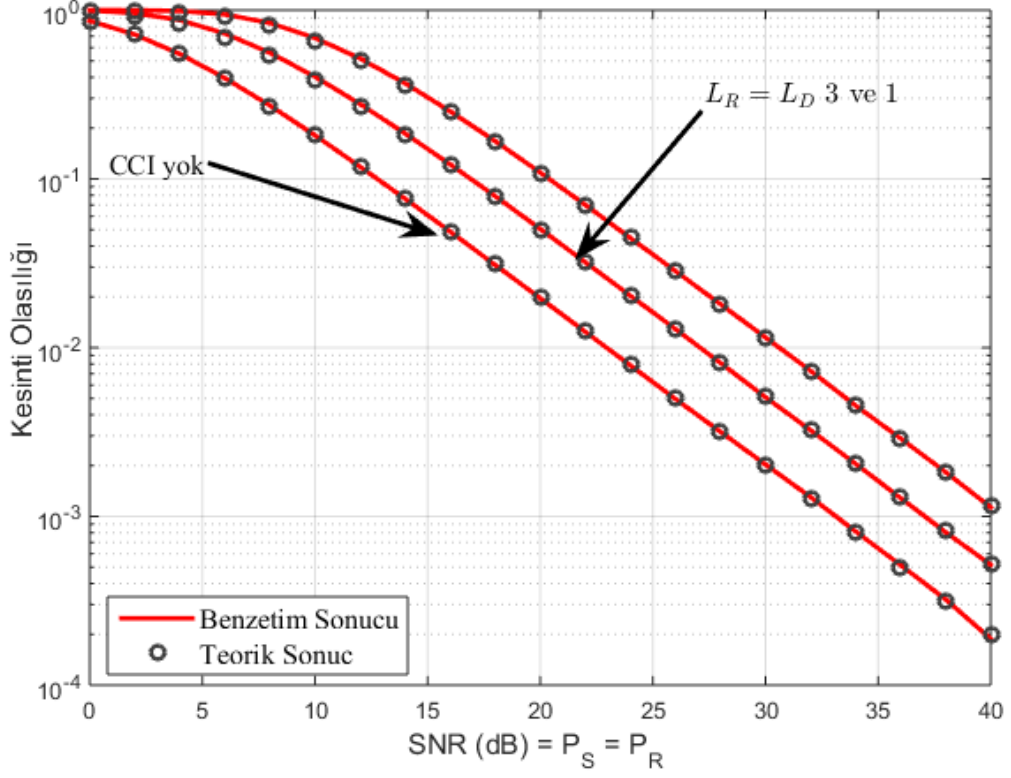
$$F_{\gamma_{SR}^{eq}} = \int_0^\infty F_x\left(\gamma_{th} \left(\frac{1+yE_{IR}}{P_S}\right)\right) f_y(y) dy, \quad (2.26)$$

şeklinde tanımlanır. Denklem (2.26) çözüldüğünde, Denklem (2.27) elde edilir:

$$F_{\gamma_{SR}^{eq}}(\gamma_{th}) = 1 - \exp\left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{sr}^2 P_S}\right) \left( \frac{\sigma_{sr}^2 P_S}{(\sigma_{sr}^2 P_S) + \left(\sigma_{f_{ir_j}}^2 \gamma_{th} E_{IR}\right)} \right)^{L_R}. \quad (2.27)$$

Aynı çözüm röle-hedef arası için de değişkenler değiştirilerek bulunabilir.  $F_{\gamma_{SR}}$  ve  $F_{\gamma_{RD}}$  Denklem (2.22)'de yerine yazılarak, CCI varlığında iki atlamalı işbirlikli haberleşmenin

OP performansının teorik çözümü elde edilir. Kanalların varyans ifadeleri sırasıyla  $\sigma_{sr}^2$ ,  $\sigma_{rd}^2$ ,  $\sigma_{f_{ir_j}}^2$ ,  $\sigma_{f_{id_1}}^2$  şeklinde yazılmıştır. Şekil 2.5'te verilen sistem modeli için OP benzetim sonuçları Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6. CCI varlığında iki atlamalı işbirlikli haberleşme sistem modeli için OP performansı.

Şekil 2.6'da,  $E_{IR} |f_{ir_j}|^2 = 2\text{dB}$ ,  $E_{ID} |f_{id_1}|^2 = 2\text{dB}$  olarak alınmıştır.  $L_R$  ve  $L_D$ 'nin farklı değerleri için OP'nin değişimi incelenmiştir. CCI kaynaklarının sayısı arttıkça hata olasılığının arttığı gösterilmiştir. Ayrıca CCI etkisinin olmadığı durumda OP'nin daha düşük olduğu görülebilir.

### 3. BİLİŞSEL RADYO AĞLARI

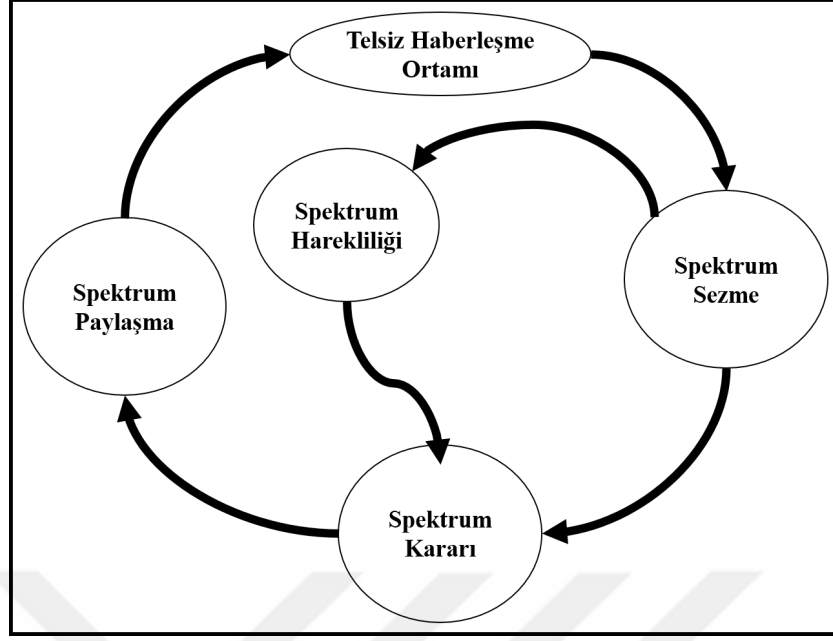
Spektrum kaynağı ihtiyacı, telsiz haberleşme teknolojisi kullanan cihazların ortaya çıkmasıyla son yıllarda büyük ölçüde artmıştır. Bugüne kadar frekans spektrumunun büyük bir bölümü her bir ülkenin kendi düzenleyici kurumları tarafından lisanslanmıştır. Ancak, ABD Federal İletişim Komisyonu (Federal Communications Commission, FCC) [2] tarafından raporlanan gerçek spektrum kullanım ölçümlerine göre herhangi bir zamanda ve yerde lisanslı spektrumun büyük bir kısmı kullanılmamaktadır. Örneğin, 3 GHz aralığının altındaki frekans bantlarının kullanım oranı %15 ile %85 arasında değişmektedir [54]. Bu tutarsızlık aslında spektrum kaynaklarının yetersiz olmadığını, fakat spektrum kaynaklarının verimsiz kullanıldığını göstermektedir. Spektrumdaki bu boşlukların kullanılmasını sağlayan CRN kavramı geliştirilmiştir [55]. CRN kavramı, frekans spektrumunun algılanması, kaynak kullanılabilirliğinin analiz edilmesi ve uygun şartlar altında uygun kaynakların kullanılması demektir [56]. CRN, PN ve SN olmak üzere iki ağ grubuna ayrılmıştır. Bu iki ağ grubundaki kullanıcılar mevcut spektrumu paylaşır. PN'yi oluşturan PU, spektrumu kullanma hakkına sahip kullanıcılarıdır. SN ise SU'dan oluşmaktadır ve SU spektrumu belirli şartlar altında kullanılabilir. Burada amaç PN'nin performansını bozmadan SN'nin spektruma eklenmesiyle spektrum kullanım verimliliğini artırmaktır.

CRN'nin spektrum sezme, spektrum kararı, spektrum hareketliliği ve spektrum paylaşma olarak dört ana fonksiyonu vardır ve bu fonksiyonlar CR döngüsünü oluşturur. Şekil 3.1'de CR döngüsü gösterilmiştir.

#### 3.1. Bilişsel Radyo Ağının Temel Fonksiyonları

##### 3.1.1. Spektrum sezme

Bilişsel radyo ağlarının temel gereksinimlerinden biri tüm frekans bandını taramaktır. Bu işlev, spektrum sezme olarak bilinir. Spektrum sezme teknikleri, bilişsel radyo ağlarında çok önemli bir rol oynar ve kullanıcıların çevrelerinden haberdar olmalarını sağlar. Bilişsel kullanıcılar, spektrum sezmeyi etkinleştirerek ve PU ile SU'nun aktivitelerini izleyerek kullanılmayan spektrum bantlarını dinamik olarak kullanırlar. Enerji tespiti (energy detection) ve uyumlu filtre tespiti (matched filter detection) en çok kullanılan spektrum sezme teknikleridir. Uygun frekansın tespitinde SNR, bağlantı



Şekil 3.1. CR döngüsü.

hata oranı, gecikme süresi ve girişim gibi karakteristik özellikler kullanılır [57]. Uygun bir frekans tespit edildiğinde bu banttaki SU iletimi gerçekleştirir. Örneğin araya serme CR yönteminde, SU aynı frekansta PU iletimi tespit ederse ilgili frekans bandını boşaltmalı ve kullanılmayan bir frekans bandı aramalıdır. Bu işlem spektrum hareketliliği olarak isimlendirilir.

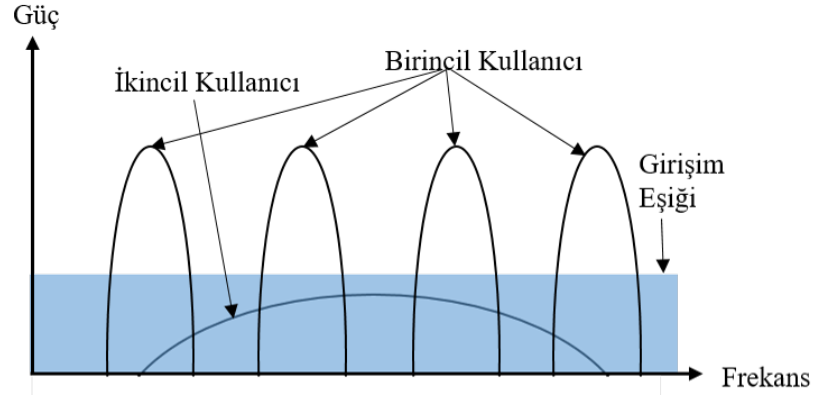
### 3.1.2. Spektrum kararı

Spektrum sezmeden elde edilen bilgiler, lisanssız kullanıcılar tarafından spektrum erişimini planlamak için kullanılır. Bu durumda, lisanssız kullanıcıların iletişim gereksinimleri de iletim parametrelerini optimize etmek için kullanılır. Spektrum kararında, spektrum boşlukları hakkında edinilen bilgiler analiz edilir. Örneğin, girişim tahmini, kullanılabilirlik süresi ve spektrum sezme hatası nedeniyle lisanslı bir kullanıcıyla çakışma olasılığı gibi bilgiler kullanılarak SU için en uygun frekans seçilerek kullanılacak spektruma karar verilir.

### 3.1.3. Spektrum hareketliliği

Spektrum hareketliliği, SU'nun çalışma frekans bantlarını değiştirme becerisiyle ilgili bir fonksiyondur. PU, başlangıçta SU tarafından kullanılmakta olan bir radyo kanalına eriştiğinde, SU boşta olan bir spektrum bandına geçebilir. Spektrum hareketliliği, SU'nun veri iletiminin yeni spektrum bandında da devam edebilmesini sağlamalıdır.

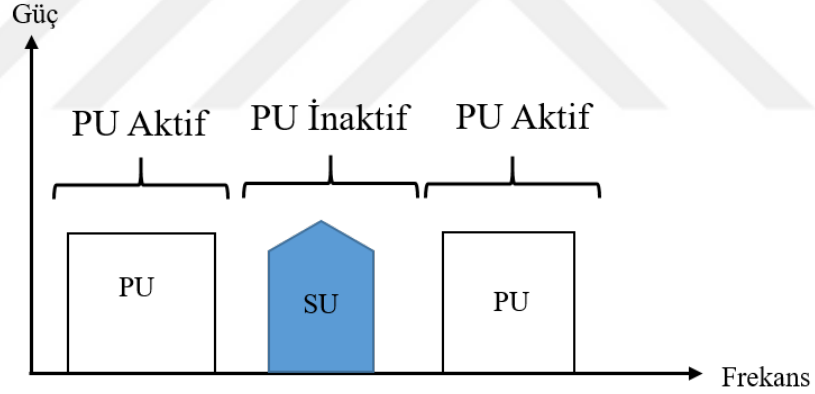




Şekil 3.3. Altına serme spektrum erişim tekniği.

### 3.2.3. Araya serme

Araya serme erişim tekniğinde SU, spektrumun PU tarafından kullanılmayan boşluklarında iletim yapar. Bir başka deyişle, PU'nun aktif olmadığı boşluklarda kendi iletimini gerçekleştirir. Böylece PU üzerinde herhangi bir girişim oluşturmaz. Diğer tekniklerden farklı olarak aynı anda hem PU hem SU birlikte bulunamaz. Araya serme tekniğinde SU ve PU'nun veri iletimi Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Araya serme spektrum erişim tekniği.

### 3.3. Altına Serme Bilişsel Radyo Ağının Matematiksel Modeli

UCRN, Şekil 3.5'te gösterildiği gibi birincil ve ikincil alıcı vericilerinden oluşmaktadır.  $T_x$  vericiyi,  $R_x$  alıcıyı temsil etmektedir. UCRN'de PU'nun servis kalitesi korunmalıdır. Servis kalitesindeki korumayı gerçekleştirmek için, ikincil verici iletim gücünü kabul edilebilir maksimum girişim seviyesine göre ayarlamalıdır;

$$E_s = \min \left( \frac{I_{\max}}{|h_{sp}|^2}, P_s \right) \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada  $E_s$  ikincil verici için izin verilen gücü,  $I_{\max}$  birincil alıcıda kabul edilebilir maksimum girişim seviyesini ifade eder, aynı zamanda girişim

gücü kısıtlaması (interference power constraint) olarak da isimlendirilir. İkincil verici ile birincil alıcı arasındaki sönümlenme kanal katsayısı  $|h_{sp}|^2$  olarak gösterilir. Son olarak da  $P_s$  ikincil kullanıcının maksimum kazancı ifade eder.

İkincil alıcıda alınan sinyal,

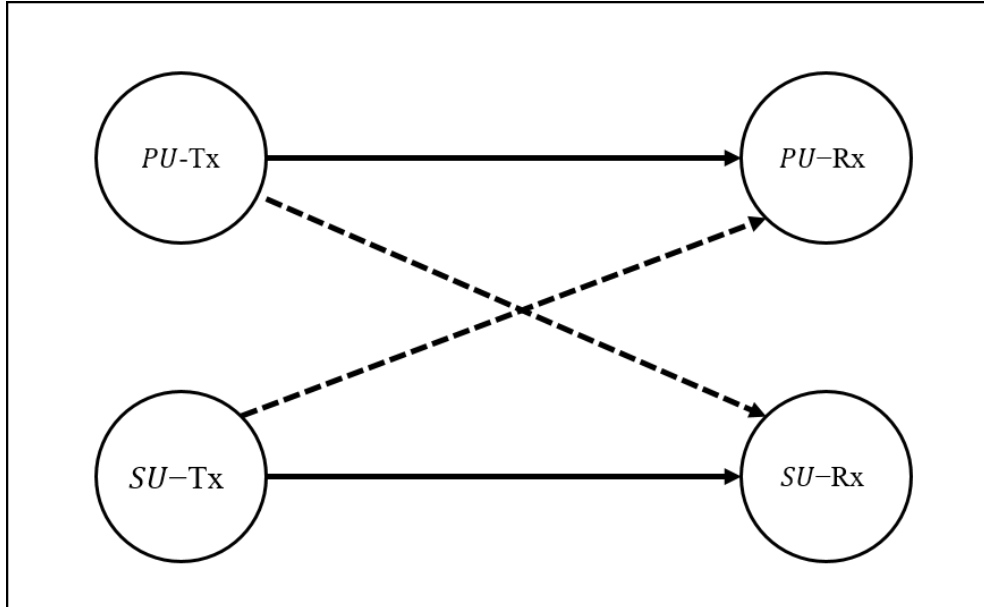
$$y_r(t) = \sqrt{E_S} h_{sr} x(t) + I_p + n_r, \quad (3.2)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (3.2)'de,  $h_{sr}$  ikincil verici ile alıcı arasındaki kanal katsayısını,  $x$  ikincil vericiden ikincil alıcıya iletilmek istenen sinyali,  $I_p$ , PN'nin SN üzerinde yarattığı girişimi ve  $n_r$ , AWGN gürültüsünü ifade etmektedir.

Denklem (3.2)'den eş değer SINR ( $\gamma_{eq}$ ) denklemi,

$$\begin{aligned} \gamma_{eq} &= \frac{\text{Sinyal Gücü}}{\text{Girişim Gücü} + \text{Gürültü gücü}}, \\ &= \frac{\min\left(\frac{I_{max}}{|h_{sp}|^2}, P_s\right)}{\gamma_p + N_0} |h_{sr}|^2, \end{aligned} \quad (3.3)$$

olarak ifade edilebilir. Burada  $\gamma_p$  PN'nin iletiminden dolayı SN'de oluşan girişim gücünü göstermektedir. Girişim oluşturan kaynak sayısı arttıkça ( $\gamma_{eq}$ ) azalır.



Şekil 3.5. Birincil ve ikincil alıcı vericiden oluşan UCRN sistem modeli.

## 4. UCRN SİSTEMİNİN FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ PERFORMANSI ANALİZİ

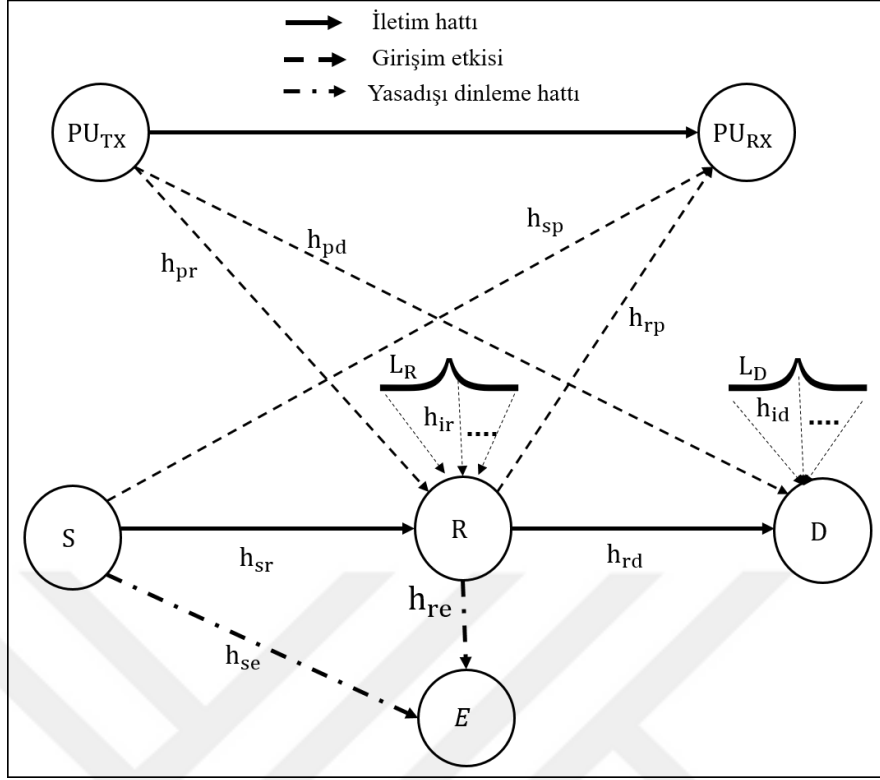
Bu bölümde, bu tezin de çalışma konusunu oluşturan PN girişimi ve CCI etkisi altındaki SN'de iki atlamalı işbirlikli haberleşme tekniği kullanan bir UCRN sisteminin SOP ve SPSC performansı türetilmiştir. İlk olarak ağ parametreleri ve kanallar hakkında bilgiler verilmiş ardından, alınan sinyallerin matematiksel formülleri sunulmuş ve ağın SOP ve SPSC denklemleri elde edilmiştir.

### 4.1. Sistem Modeli

SOP ve SPSC performanslarının incelenmesi amacıyla kullanılan sistem modeli Şekil 4.1'de gösterilmektedir. [21]'de tanımlanan bu sistem modeline yasadışı dinleyici düğümü bu tez çalışmasında eklenmiştir. S, R ve D sırasıyla SN'deki kaynak, röle ve hedef düğümünü temsil etmektedir. Buna ek olarak, E, SN'de yapılan iletimi dinlemeye çalışan yasadışı dinleyiciyi temsil etmektedir. Ayrıca  $P_{UTX}$  ve  $P_{URX}$  sırasıyla PN vericisini ve alıcısını temsil etmektedir. Her düğüm tek bir antene sahiptir ve yarı çift yönlü (half-duplex) olarak çalışmaktadır. İletim, S ile D düğümleri arasında LOS olmadığı için R düğümü aracılığıyla sağlanmaktadır ve R düğümünde DF tekniği kullanılmaktadır. Düğümler arasındaki tüm kanalların bağımsız ve özdeş olmayan (independent and non-identical, i.n.i.d ) Rayleigh kanalı olduğu kabul edilmiştir.

S-R ve R-D bağlantılarının karmaşık kanal katsayıları sırasıyla  $h_{sr}$  ve  $h_{rd}$ , S-E ve R-E bağlantılarının karmaşık kanal katsayıları ise sırasıyla  $h_{se}$  ve  $h_{re}$  olarak gösterilmiştir. Buna ek olarak, R ve D düğümleri üzerindeki PN girişim kanallarının katsayıları sırasıyla  $h_{pr}$  ve  $h_{pd}$  olarak gösterilmiştir. SN'deki S ve R düğümlerinin PN'de yarattığı girişim kanallarının katsayıları ise sırasıyla  $h_{sp}$  ve  $h_{rp}$  olarak gösterilmiştir.

$L_R$  ve  $L_D$  sırasıyla hem R hem de D düğümündeki CCI kaynaklarının sayısını temsil etmektedir. CCI kaynaklarının röle ve hedef düğümlerden yeterince uzakta olduğu kabul edilmiştir. CCI kaynakları coğrafi olarak rastgele dağılmış olsa da, CCI kaynaklarından röleye ve hedef düğümlere olan mesafenin aynı olduğu varsayılabilir. Bu nedenle röle ve hedef düğümlerinde CCI kaynaklarından alınan girişim sinyallerinin ortalama enerji bakımından özdeş olduğu varsayılabilir [58]. Bu kabul, tüm düğümlerin eşit sayıda düğümden girişim alacağını varsaymanın makul olduğu, deterministik



Şekil 4.1. Yasadışı dinleyicili bir UCRN sistem modeli.

düğüm sayısına sahip geleneksel bir ağda gözlemlenebilir [59, 60]. Bu tez çalışmasında girişim kanallarının bağımsız ve özdeş olduğu varsayılmıştır (independent and identical, i.i.d). CCI kaynaklarının R ve D düğümlerindeki girişim kanal katsayıları  $h_{ir}$  ve  $h_{id}$  olarak tanımlanmıştır. Kanalların Rayleigh dağılımına sahip olduğu varsayıldığından kanal kazançları sırasıyla  $|h_{sr}|^2$ ,  $|h_{rd}|^2$ ,  $|h_{sp}|^2$ ,  $|h_{rp}|^2$ ,  $|h_{ir}|^2$ ,  $|h_{id}|^2$ ,  $|h_{pr}|^2$  ve  $|h_{pd}|^2$  ile gösterilmiştir ve bu kanalların varyansları da sırasıyla  $\sigma_{sr}^2$ ,  $\sigma_{rd}^2$ ,  $\sigma_{sp}^2$ ,  $\sigma_{rp}^2$ ,  $\sigma_{ir}^2$ ,  $\sigma_{id}^2$ ,  $\sigma_{pr}^2$  ve  $\sigma_{pd}^2$  olarak tanımlanmıştır. Bu bölüm boyunca Şekil 4.1’de verilen sistem modeli için kullanılan parametreler Tablo 4.1’de verilmiştir.

SN’de röle destekli iletişimin kullanılması nedeniyle, iletim iki adımda gerçekleşir. İlk adımda, bilgi sinyali S’den R düğümüne iletilir. R düğümünde iletilen sinyal alınırken, istenmeyen  $L_R$  adet röleden girişim sinyali (CCI) ve gürültü sinyali de alınır. İkinci adımda, bu sinyali çözen R düğümündeki röle, sinyali tekrar D düğümüne iletir. D düğümünde ise  $L_D$  tane PN kaynağından CCI ve AWGN alınır. R ve D düğümünde alınan sinyallerin matematiksel gösterimleri,

$$y_r = \sqrt{E_S} h_{sr} x + \sqrt{E_{IR}} \sum_{j=1}^{L_R} h_{ir_j} x_{r_j} + \sqrt{E_{PR}} h_{pr} x_{pr} + n_r, \quad (4.1)$$

$$y_d = \sqrt{E_R} h_{rd} \hat{x} + \sqrt{E_{ID}} \sum_{l=1}^{L_D} h_{id_l} x_{d_l} + \sqrt{E_{PD}} h_{pd} x_{pd} + n_d, \quad (4.2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada,  $E_S$  ve  $E_R$  sırasıyla S ve R düğümlerinde iletim gücünü,  $E_{IR}$  ve  $E_{ID}$ , R ve D düğümlerindeki CCI kaynaklarının gücünü,  $E_{PR}$  ve  $E_{PD}$  R ve D düğümlerindeki PN girişiminin gücünü göstermektedir. Ayrıca, R ve D düğümlerindeki gürültü,  $n_r$  ve  $n_d$  olarak gösterilmiştir.

UCRN sisteminde, PN'nin iletimine zarar vermemek için SU iletim gücünü PN üzerinde yaratacağı girişim seviyesine göre ayarlamalıdır. Bu yüzden S ve R'deki iletim güçleri  $E_S = \min(P_{\max}, \frac{I_{\max}}{|h_{sp}|^2})$  ve  $E_R = \min(P_{\max}, \frac{I_{\max}}{|h_{rp}|^2})$  şeklinde yazılabilir. Burada,  $P_{\max}$  S ve R düğümlerindeki maksimum iletim gücünü göstermektedir. Buradan hareketle S-R ve R-D bağlantılarının SINR ifadesi,

$$\gamma_{sr}^{eq} = \frac{\frac{E_S}{N_0} |h_{sr}|^2}{1 + \frac{E_{IR}}{N_0} \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + \frac{E_{PR}}{N_0} |h_{pr}|^2}, \quad (4.3)$$

$$\gamma_{rd}^{eq} = \frac{\frac{E_R}{N_0} |h_{rd}|^2}{1 + \frac{E_{ID}}{N_0} \sum_{l=1}^{L_D} |h_{id_l}|^2 + \frac{E_{PD}}{N_0} |h_{pd}|^2}, \quad (4.4)$$

şeklinde yazılabilir. Buna ek olarak S-E ve R-E bağlantılarının SINR ifadesi,

$$\gamma_K^{eq} = \frac{E_T}{N_0} |h_K|^2, \quad (4.5)$$

olarak yazılabilir. Burada  $T \in \{S, R\}$  and  $K \in \{se, re\}$  şeklinde tanımlanmıştır. Tüm bağlantılardaki kanal kapasitesi Denklem (4.6)'daki gibi kolayca yazılabilir [37].

$$C_i = \log_2 (1 + \gamma_i^{eq}), \quad (4.6)$$

Tablo 4.1. Kullanılan sistem parametreleri ve sembollerin tanımı.

Sistem Parametreleri ve Sembolleri	Açıklama
$h_i$ $i \in \{sr, rd, sp, rp, pr, pd, ir, id\}$	Karmaşık Rayleigh kanal katsayısı
$ h_j ^2$ $j \in \{sr, rd, sp, rp, pr, pd, ir, id\}$	Rayleigh kanal kazancı
$\sigma_k^2$ $k \in \{sr, rd, sp, rp, pr, pd, ir, id\}$	Rayleigh kanal varyansı
$C_s$	Ulaşılabilir maksimum kapasite
$C_i^{eq}$ $i \in \{sr, rd, e2e\}$	Kanal gizlilik kapasitesi
$\gamma_i^{eq}$ $i \in \{sr, rd, re, se\}$	SINR
$P_{\max}$	İzin verilen maksimum iletim gücü
$I_{\max}$	Maksimum girişim gücü
$\gamma_{th}$	Ulaşılabilir gizlilik eşiği
$L_{R,D}$	R ve D'de CCI kaynaklarının sayısı

Burada  $C_i$ ,  $i$  bağlantısının kapasitesini temsil etmektedir ve  $i, \in \{sr, se, rd, re\}$  olarak tanımlanmaktadır.

Gizlilik kapasitesi, iletim hattı ile yasadışı dinleme hattı arasındaki kanal kapasitesinin farkı olarak tanımlanır. Bu ifadeden yola çıkarak, her bir iletim hattı düğümü için gizlilik kapasitesi ifadesi,

$$C_{sr}^{eq} = (\log_2 (1 + \gamma_{sr}^{eq}) - \log_2 (1 + \gamma_{se}^{eq})) = \log_2 \left( \frac{1 + \gamma_{sr}^{eq}}{1 + \gamma_{se}^{eq}} \right), \quad (4.7)$$

$$C_{rd}^{eq} = (\log_2 (1 + \gamma_{rd}^{eq}) - \log_2 (1 + \gamma_{re}^{eq})) = \log_2 \left( \frac{1 + \gamma_{rd}^{eq}}{1 + \gamma_{re}^{eq}} \right), \quad (4.8)$$

şeklinde yazılabilir. Sistem modelimizde DF yöntemi kullanıldığından, uçtan uca gizlilik kapasitesi ifadesi  $C_{e2e}$ , S-R ve R-D bağlantılarının minimum kapasitesine bağlıdır. Böylece,

$$C_{e2e} = \min (C_{sr}^{eq}, C_{rd}^{eq}). \quad (4.9)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $\min(\cdot)$  minimum operatorünü temsil etmektedir.

## 4.2. Gizlilik Performansı Analizi

### 4.2.1. Gizlilik kesinti olasılığı

SOP, telsiz haberleşme sistemlerinin gizlilik performansını değerlendirmede sık kullanılan bir performans ölçütüdür.  $C_{e2e}$ 'nin güvenli bir iletim için belirlenen anlık iletim hızının ( $R_s = \log(\gamma_{th})$ ) altına düşme olasılığı olarak tanımlanmaktadır. SOP ifadesi,

$$F_{SOP} = \Pr (C_{e2e} \leq \gamma_{th}), \quad (4.10)$$

olarak yazılabilir. Denklem (4.9) kullanılarak SOP ifadesi,

$$= \Pr \left( \min \left( \underbrace{\frac{1 + \gamma_{sr}^{eq}}{1 + \gamma_{se}^{eq}}}_{\gamma_{sr}}, \underbrace{\frac{1 + \gamma_{rd}^{eq}}{1 + \gamma_{re}^{eq}}}_{\gamma_{rd}} \right) \leq \gamma_{th} \right), \quad (4.11)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Denklem (4.11)'in toplam CDF ifadesi [40]'da,

$$= 1 - [1 - F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})] [1 - F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th})], \quad (4.12)$$

şeklinde verilmiştir. Burada,  $F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})$  ve  $F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th})$  sırasıyla birinci ve ikinci atlamannın CDF'sidir.  $\gamma_{th} = 2^{R_s}$  olarak tanımlanmıştır.  $R_s$  iletim hızını temsil etmektedir. Maksimum girişim ve güç limiti sınırlamasına göre  $F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})$  ifadesi,

$$F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th}) = \Pr \left( \overbrace{\left( \frac{1 + \frac{\frac{I_{\max}}{|\mathbf{h}_{sp}|^2} |\mathbf{h}_{sr}|^2}{\sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2 + 1}}{1 + \frac{I_{\max}}{|\mathbf{h}_{sp}|^2} |\mathbf{h}_{se}|^2}}{\leq \gamma_{th}}, \frac{I_{\max}}{|\mathbf{h}_{sp}|^2} < P_{\max}} \right)}^{P_1} \right) + \Pr \left( \overbrace{\left( \frac{1 + \frac{P_{\max} |\mathbf{h}_{sr}|^2}{\sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2 + 1}}{1 + P_{\max} |\mathbf{h}_{se}|^2}}{\leq \gamma_{th}} \right)}^{P_2} \right) \times \Pr \left( \overbrace{\left( \frac{I_{\max}}{|\mathbf{h}_{sp}|^2} > P_{\max} \right)}^{P_3} \right). \quad (4.13)$$

şeklinde toplam olasılık formülünden yararlanarak düzenlenebilir. Burada  $P_1$ ,  $P_2$  ve  $P_3$  ifadeleri ayrı ayrı hesaplanabilir.  $P_1$ , Denklem (4.14)'te gösterildiği gibi yeniden yazılabilir ve Denklem (4.15)'teki integralin çözülmesiyle elde edilir.

$$P_1 = \Pr \left( \frac{\frac{I_{\max}}{(\gamma_{th}-1)} |\mathbf{h}_{sr}|^2}{\sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2 + 1} - \frac{\gamma_{th} I_{\max}}{(\gamma_{th}-1)} |\mathbf{h}_{se}|^2 < |\mathbf{h}_{sp}|^2, |\mathbf{h}_{sp}|^2 > \frac{I_{\max}}{P_{\max}} \right). \quad (4.14)$$

$$= \int_{\frac{I_{\max}}{P_{\max}}}^{\infty} F_X(z) f_{\mathbf{h}_{sp}}(z) dz. \quad (4.15)$$

Denklem (4.15)'teki  $X$  ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$X = \left( \frac{\frac{I_{\max}}{\gamma_{th}-1} |\mathbf{h}_{sr}|^2}{1 + \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2} - \frac{\gamma_{th} I_{\max}}{\gamma_{th}-1} |\mathbf{h}_{se}|^2 \right).$$

Burada  $F_X$ ,  $X$ 'in CDF ifadesini  $f_{\mathbf{h}_{sp}}$  ise  $|\mathbf{h}_{se}|^2$ 'nin PDF ifadesini temsil etmektedir. Buradan hareketle,  $F_X(X)$  Denklem (4.16)'daki gibi elde edilmektedir:

$$F_X(z) = 1 - T_1 \exp(T_2 z) \Gamma \left( -L_R, T_3 \left( T_4 z + \sigma_{sr}^2 I_{\max} \right) \right). \quad (4.16)$$

Denklem (4.16)'nın elde edilmesindeki ara adımlar için Ek A'ya bakılabilir. Burada  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  ifadeleri sırasıyla şu şekilde ifade edilir:

$$T_1 = \exp\left(\frac{\sigma_{sr}^2 I_{max} + I_{max} \gamma_{th} \sigma_{se}^2}{\sigma_{ir}^2 \gamma_{th} I_{max} \sigma_{se}^2}\right) \times \frac{(\sigma_{sr}^2) (\sigma_{ri}^2 \gamma_{th})^{-L_R-1} (\gamma_{th} \sigma_{se}^2 + \sigma_{sr}^2)^{L_R}}{(\sigma_{se}^2)^{L_R-1}},$$

$$T_2 = \frac{\gamma_{th} - 1}{I_{max} \gamma_{th} \sigma_{se}^2},$$

$$T_3 = \frac{\sigma_{sr}^2 + \gamma_{th} \sigma_{se}^2}{\sigma_{ir}^2 \sigma_{sr}^2 \gamma_{th} I_{max} \sigma_{se}^2},$$

$$T_4 = \sigma_{ir}^2 (\gamma_{th} - 1).$$

Burada  $\Gamma(\cdot)$  fonksiyonu [61, eq. (8.2.2)] eşitliğinde tanımlanmış tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu (upper incomplete Gamma function) temsil etmektedir.  $P_1$ ,  $F_X(z)$  hesaplandıktan sonra Denklem (4.15)'teki integralin çözülmesiyle aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} P_1 &= \exp\left(-\frac{I_{max}}{\sigma_{sp}^2 P_{max}}\right) + \left(\frac{1}{a_1 \sigma_{sr}^2 L_R!}\right) \left(T_1 (-1)^{L_R} \exp\left(-\frac{I_{max} \left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2\right)}{P_{max}}\right)\right) \\ &\times \left(Ei(-c_1) - \exp\left(\frac{a_1 c_1}{b_1}\right) Ei\left(-c_1 - \frac{a_1 c_1}{b_1}\right)\right) + \sum_{n=0}^{L_R-1} \frac{T_1 (-1)^{L_R}}{T_3 T_4 \sigma_{sp}^2 L_R} (-1)^n n! \\ &\times \left(\frac{1}{T_3 T_4 \sigma_{sp}^2} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1\right)^n \exp\left(\frac{\left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2\right) \sigma_{sr}^2 I_{max}}{T_4}\right) \\ &\times \Gamma\left(-n, \left(\frac{1}{T_3 T_4 \sigma_{sp}^2} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1\right) \left(\sigma_{sr}^2 T_3 I_{max} + \frac{T_3 T_4 I_{max}}{P_{max}}\right)\right). \end{aligned} \quad (4.17)$$

$P_1$ 'in elde edilmesindeki ara adımlar için EK B'ye bakılabilir. Burada  $Ei(\cdot)$  fonksiyonu [61, eq. (6.2.25)] eşitliğinde tanımlanmış üstel integral fonksiyonunu (exponential integral function) temsil etmektedir. Denklem (4.17)'de  $a_1$ ,  $b_1$  ve  $c_1$  terimleri sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$a_1 = \frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2,$$

$$b_1 = T_3 T_4,$$

$$c_1 = T_3 T_4 \frac{I_{max}}{P_{max}} + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{max}.$$

$P_1$  tanımına benzer şekilde,  $P_2$  terimi de aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$P_2 = \Pr \left( \frac{|h_{sr}|^2}{1 + \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2} < \frac{(\gamma_{th} - 1)}{P_{max}} + \gamma_{th} |h_{se}|^2 \right), \quad (4.18)$$

$$= \int_0^\infty F_G \left( \frac{(\gamma_{th} - 1)}{P_{max}} + \gamma_{th} y \right) f_{h_{se}}(y) dy. \quad (4.19)$$

Denklem (4.19)'daki G ifadesi,

$$G = \left( \frac{|h_{sr}|^2}{1 + \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2} \right),$$

ile tanımlanır ve CDF'si Denklem (4.20)'deki gibi elde edilir.

$$F_G(g) = 1 - \exp \left( -\frac{g}{\sigma_{sr}^2} \right) \left( \frac{\sigma_{sr}^2}{\sigma_{sr}^2 + g \sigma_{pr}^2} \right) \left( \frac{\sigma_{sr}^2}{\sigma_{sr}^2 + g \sigma_{ir}^2} \right)^{L_R}. \quad (4.20)$$

$F_G(g)$ 'nin elde edilmesindeki adımlar Ek A'da açıklanmıştır.  $F_G(g)$  ifadesi Denklem (4.19)'da yerine yazılarak integral çözüldüğünde,

$$P_2 = 1 - \exp \left( \frac{\sigma_{ir}^2 (\gamma_{th} - 1) + P_{max} (\sigma_{sr}^2 + \gamma_{th} \sigma_{se}^2)}{\sigma_{ir}^2 \gamma_{th} \sigma_{se}^2 P_{max}} \right) \left( \frac{\sigma_{sr}^{2L_R+1} \sigma_{ri}^{2L_R-1}}{\sigma_{se}^2} \right) \times \left( \frac{\gamma_{th} \sigma_{se}^2 + \sigma_s^2}{\sigma_{sr}^2 \sigma_{se}^2} \right)^{L_R} \Gamma \left( -L_R, \left( \frac{(\sigma_{sr}^2 + \gamma_{th} \sigma_{se}^2) (\sigma_{ir}^2 (\gamma_{th} - 1) + \sigma_{sr}^2 P_{max})}{\sigma_{ir}^2 \gamma_{th} \sigma_{sr}^2 \sigma_{se}^2 P_{max}} \right) \right), \quad (4.21)$$

olarak elde edilir.  $P_3$  terimi  $|h_{sp}|^2$ 'nin CDF'si kullanılarak kolayca aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$P_3 = \Pr \left( |h_{sp}|^2 < \frac{I_{max}}{P_{max}} \right), \quad (4.22)$$

$$= 1 - \exp \left( -\frac{I_{max}}{\sigma_{sp}^2 P_{max}} \right). \quad (4.23)$$

$P_1$ ,  $P_2$  ve  $P_3$  hesaplandıktan sonra, birinci atlamının CDF ifadesi  $F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})$ , Denklem (4.24)'te yerine yazılarak elde edilir.

$$F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th}) = P_1 + (P_2 \times P_3). \quad (4.24)$$

$F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})$ 'in elde edilmesinde kullanılan sistem parametreleri;  $\sigma_{sr}^2$ ,  $\sigma_{sp}^2$ ,  $\sigma_{pr}^2$ ,  $\sigma_{ir}^2$  ve  $L_R$ 'nin

yerine  $\sigma_{rd}^2$ ,  $\sigma_{rp}^2$ ,  $\sigma_{pd}^2$ ,  $\sigma_{id}^2$  ve  $L_D$  parametreleri yazılarak ikinci atlamamın  $F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th})$  elde edilebilir.

#### 4.2.2. Pozitif gizlilik kapasitesi

SPSC, anlık gizlilik kapasitesinin sıfırdan büyük olma olasılığı olarak tanımlanmaktadır. Eşik değeri sıfır olarak seçildiğinde, SPSC için Denklem (4.11) kullanılarak,

$$SPSC_{e2e} = \Pr \left( \min \left( \underbrace{\log_2 \left( \frac{1 + \gamma_{sr}^{eq}}{1 + \gamma_{se}^{eq}} \right)}_{C_{sr}}, \underbrace{\log_2 \left( \frac{1 + \gamma_{rd}^{eq}}{1 + \gamma_{re}^{eq}} \right)}_{C_{rd}} \right) > 0 \right), \quad (4.25)$$

$$= \left[ 1 - F_{\gamma_{spscSR}}(\gamma) \right] \left[ 1 - F_{\gamma_{spscRD}}(\gamma) \right], \quad (4.26)$$

olarak yeniden yazılabilir. Burada  $F_{\gamma_{spscSR}}(\gamma)$  ve  $F_{\gamma_{spscRD}}(\gamma)$  sırasıyla birinci ve ikinci atlamamın CDF ifadesini temsil etmektedir.

$F_{\gamma_{spscSR}}(\gamma)$ 'nin hesaplanması : Denklem (4.25) kullanılarak birinci atlamamın SPSC ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{spscSR}} &= P(C_{SR} > 0), \\ &= \Pr(\gamma_{sr}^{eq} > \gamma_{se}^{eq}), \\ &= \Pr \left( \frac{|h_{sr}|^2}{1 + \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2} > |h_{se}|^2 \right). \end{aligned} \quad (4.27)$$

Denklem (4.27)'nin CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_{spscSR}} = \int_0^\infty F_G(y) f_{h_{se}}(y) dy, \quad (4.28)$$

olarak yazılabilir. Buradan hareketle  $F_{\gamma_{spscSR}}$  Denklem (4.28)'deki integralin çözümüyle aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_{spscSR}} = 1 - \frac{\exp \left( \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{se}^2}{\sigma_{ir}^2 \sigma_{se}^2} \right)}{\sigma_{se}^2} \left( \frac{1}{\sigma_{sr}^2} + \frac{1}{\sigma_{se}^2} \right)^{L_R} \left( \frac{\sigma_{ir}^2}{\sigma_{sr}^2} \right)^{-1-L_R} \Gamma \left( -L_R, \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{se}^2}{\sigma_{ir}^2 \sigma_{se}^2} \right) \quad (4.29)$$

Denklem (4.29)'daki parametreler  $F_{\gamma_{spscRD}}(\gamma)$  parametreleri ile değiştirilerek  $F_{\gamma_{spscRD}}(\gamma)$  elde edilebilir.

## 5. BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde bir önceki bölümde anlatılan CCI ve PN girişimi etkisi altındaki iki atlamalı bir UCRN sisteminin SOP ve SPSC benzetim sonuçları verilmiştir. Teorik sonuçlar MATHEMATICA programı yardımıyla hesaplanmıştır. Bilgisayar benzetimleri ise MATLAB programı yardımıyla  $10^6$  iterasyon için Monte Carlo yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır.

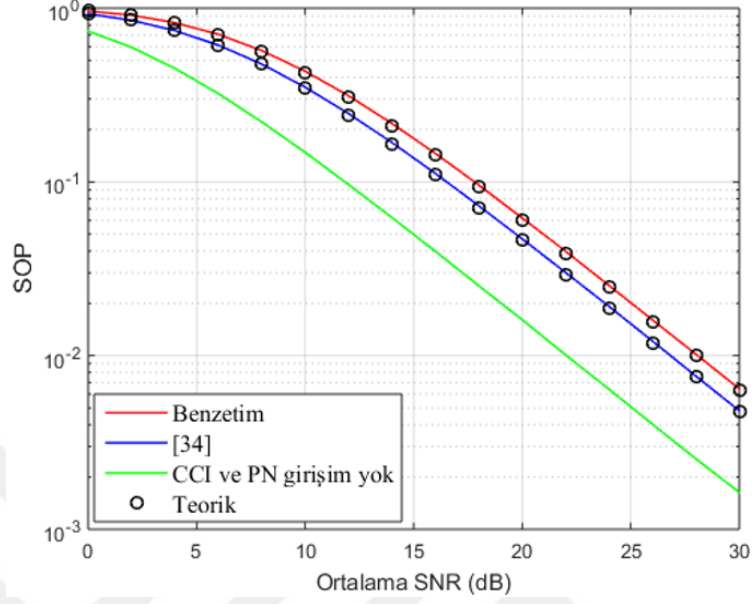
Bu bölümde Şekil 5.1-5.3 ve 5.6-5.7 için sistem parametreleri  $P_{\max} = 1\text{dB}$ ,  $I_{\max} = 2\text{dB}$  olarak alınmıştır. Ayrıca tüm şekillerde  $\gamma_{\text{th}} = 1\text{dB}$  ve AWGN ( $N_0$ ) gürültüsünün varyansı 1 olarak seçilmiştir. Yasadışı dinleyici ile SU düğümlerinin varyanslarının oranı ortalama SINR olarak tanımlanmıştır. Yasadışı dinleyici düğümünün varyansı  $\sigma_{\text{se}}^2 = \sigma_{\text{re}}^2 = 1$  olarak alınmıştır. Şekil 5.1-5.3'teki teorik çözümler Denklem (4.24) kullanılarak, Şekil 5.6 ve 5.7'deki teorik çözümler ise Denklem (4.26) kullanılarak elde edilmiştir.

### 5.1. SOP Benzetim Sonuçları

Şekil 5.1 ortalama SINR karşısında SOP değişimini göstermektedir. [34]'te ele alınan sistemde sadece CCI etkisi dikkate alınırken, bu çalışma kapsamında (kırmızı eğri) hem CCI hem de PN girişim etkisi dikkate alınmıştır. Aynı zamanda CCI ve PN girişiminin olmadığı sistem için SOP değişimi verilmiştir. Şekil 5.1'de kanal varyansları  $\sigma_{\text{sr}}^2 = \sigma_{\text{rd}}^2 = \sigma_{\text{sp}}^2 = \sigma_{\text{rp}}^2 = 2$ , benzer şekilde girişim kanallarının varyansları ise  $\sigma_{\text{pr}}^2 = \sigma_{\text{pd}}^2 = \sigma_{\text{ir}}^2 = \sigma_{\text{id}}^2 = 1$  alınmıştır. CCI kaynaklarının sayısı hem röle hem hedef düğümünde,  $L_R = L_D = 2$  seçilmiştir. Hesaplama sırasında hem CCI'nın hem de PN girişiminin sistem performansı üzerindeki etkisinin dikkate alınması gerektiğini [34]'teki çalışma ile karşılaştırmalı olarak gösterebilmek için aynı sistem parametreleri kullanılmıştır. SOP performansı Şekil 5.1'de görüldüğü gibi [34]'te verilen sonuçtan daha kötüdür. Bu durum SOP performansının daha gerçekçi bir yaklaşımla incelenmesi için CCI ve PN girişiminin dikkate alınması gerektiğini göstermektedir. Örneğin,  $\text{SINR} = 20\text{dB}$  için, sadece CCI varlığında SOP değeri 0.0474, hem CCI hem PN girişimi varlığında SOP değeri 0.0625'dir.

Şekil 5.2, oluşturulan sistem modelinin farklı  $\sigma_{\text{sr}}^2$ ,  $\sigma_{\text{rd}}^2$  değerleri için ortalama SNR'a göre SOP performansını göstermektedir. Burada girişim kanallarının varyansı

$\sigma_{pr}^2 = \sigma_{pd}^2 = \sigma_{ir}^2 = \sigma_{id}^2 = 1$  alınmıştır. Röle ve hedef düğümlerindeki CCI kaynaklarının sayısı  $L_R = L_D = 2$  seçilmiştir.



Şekil 5.1. CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin Rayleigh kanalda SNR'a göre SOP performansı.

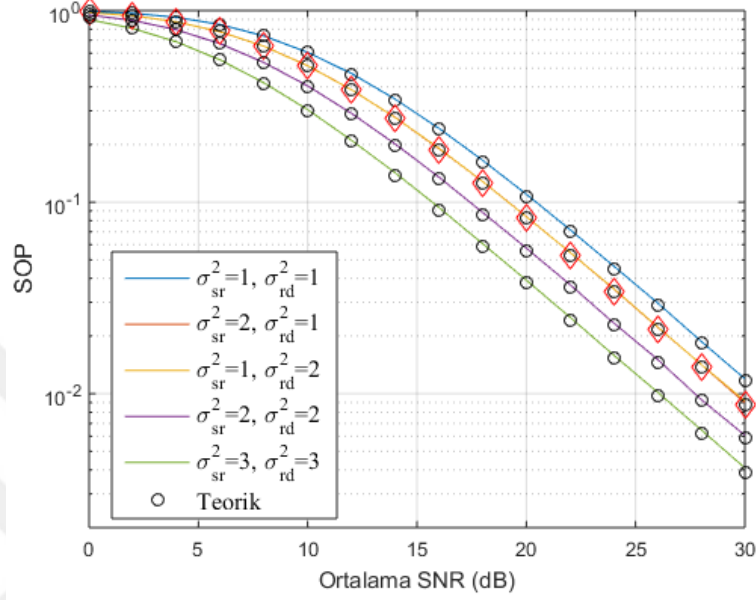
SOP eğrilerinden de görüldüğü gibi sistem performansı varyans arttıkça iyileşmektedir. Örneğin SINR = 20dB deki SOP değerlerine bakıldığında,  $\sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = 3$  için elde edilen SOP performansı,  $\sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = 2$  için elde edilen SOP performansından daha iyidir. DF stratejisi kullanıldığı için  $\sigma_{sr}^2 = 1$ ,  $\sigma_{rd}^2 = 2$  ve  $\sigma_{sr}^2 = 2$ ,  $\sigma_{rd}^2 = 1$  için sistem performansı değişiklik göstermez.

Şekil 5.3'te CCI kaynaklarının sayısı ile girişim kanallarının varyansı artırılarak CCI ve PN girişiminin SOP performansı incelenmiştir. S-R ve R-D bağlantılarının kanal varyansları  $\sigma_{sr}^2 = 2$ ,  $\sigma_{rd}^2 = 2$  seçilmiştir. Şekil 5.3'te görüldüğü gibi girişim kaynağı sayısının artması sistem performansını kötüleştirmektedir.

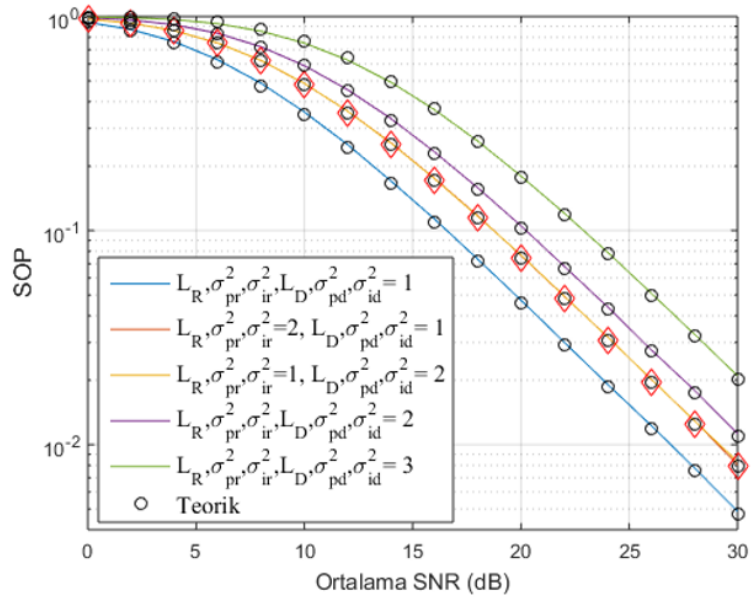
Şekil 5.4'te SOP değerinin  $P_{max} = 20$ dB'den sonra girişim kısıtlanmasından dolayı doyuma ulaşarak sabit kaldığı görülmektedir. Ayrıca CCI kaynaklarının sayısı doyum noktasındaki SNR değerini değiştirmemekle birlikte doyuma ulaştığı SOP değerini kötüleştirmektedir. Şekil 5.5'te kabul edilebilir maksimum girişim eşiği  $I_{max} = 20$ dB olarak seçilmiştir.

Şekil 5.5'te ise  $I_{max}$  değişimine göre sistemin SOP performansı incelenmiştir.  $I_{max}$  değeri arttıkça sistemin doyuma ulaştığı SNR değeri de artmaktadır. Örneğin SOP

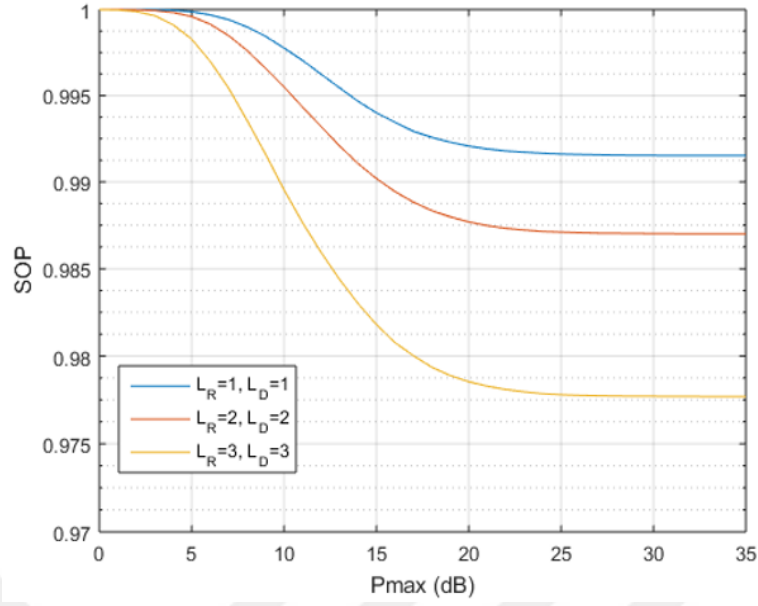
değeri,  $P_{\max} = 15\text{dB}$  noktasında  $I_{\max} = 5, 10\text{dB}$  değerleri için doyuma ulaşmışken,  $I_{\max} = 20\text{dB}$  için henüz doyuma ulaşmamıştır. Şekil 5.4 ve 5.5'te iletim kanallarının varyansları  $\sigma_{sr}^2 = 2.8$  ve  $\sigma_{rd}^2 = 2.4$  olarak kullanılmış, girişim kanallarının varyansı ise  $\sigma_{sp}^2 = 0.8$ ,  $\sigma_{rp}^2 = 0.6$ ,  $\sigma_{ir}^2 = \sigma_{id}^2 = \sigma_{pd}^2 = \sigma_{pr}^2 = 1$  olarak alınmıştır.



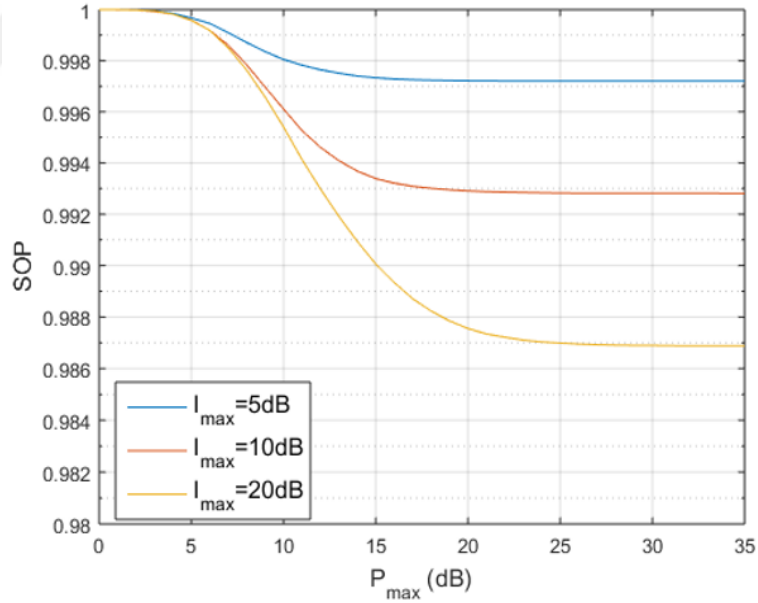
Şekil 5.2. Farklı  $\sigma_{sr}^2$  ve  $\sigma_{rd}^2$  değerleri için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SOP performansı.



Şekil 5.3. Farklı CCI kaynağı sayısı ve PN girişim kanalı varyansı için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SOP performansı.



Şekil 5.4. Farklı CCI kaynağı sayısı için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin  $P_{\max}$ 'a göre SOP performansı.

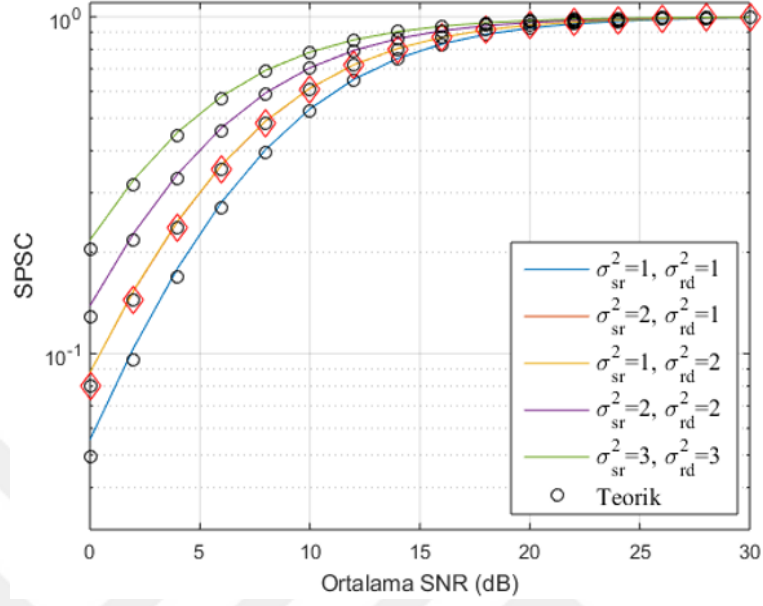


Şekil 5.5. Farklı  $I_{\max}$  değerlerine göre CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin  $P_{\max}$ 'a göre SOP performansı.

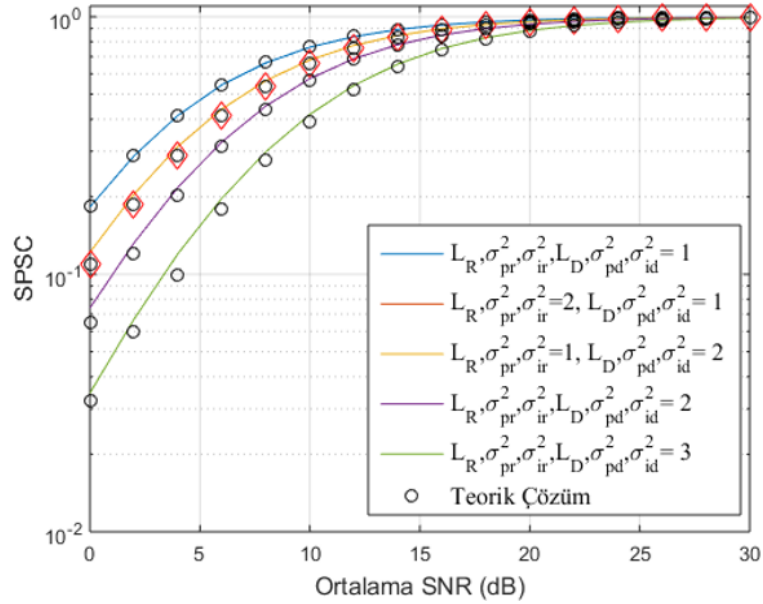
## 5.2. SPSC Benzetim Sonuçları

Şekil 5.6'da S-R ve R-D düğümlerinin kanal varyanslarının farklı değerleri için SPSC performansının değişimi gösterilmiştir. Şekil 5.6'dan görüldüğü gibi kanal varyansı arttıkça SPSC performansı iyileşmektedir. Örneğin SINR = 10dB'de kanal parametreleri

karşılaştırılırsa en iyi performansı  $\sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = 3$  için göstermektedir. SINR = 20 dB ile birlikte SPSC eğrileri birbirine yaklaşmaktadır.



Şekil 5.6. Farklı  $\sigma_{sr}^2$  ve  $\sigma_{rd}^2$  değerleri için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SPSC performansı.



Şekil 5.7. Farklı CCI kaynağı sayısı ve PN girişim kanalı varyansı için CCI ve PN girişimi varlığında iki atlamalı UCRN sisteminin SNR'ye göre SPSC performansı.

Şekil 5.7'de ise SPSC performansı CCI kaynaklarının sayısı ile interferans kanallarının varyansı artırılarak CCI ve PN girişiminin SPSC performansının değişimi gösterilmiştir.

S–R ve R–D düğümleri arasında kanal varyansları  $\sigma_{sr}^2 = 2, \sigma_{rd}^2 = 2$  alınmıştır. Şekil 5.3'e benzer şekilde CCI kaynaklarının sayısının artırılmasıyla, beklenen şekilde, SPSC performansı da kötüleşmektedir. Örneğin SINR = 20dB için,  $L_R = L_D = 2$  için SPSC değeri 0.4502 iken,  $L_R = L_D = 3$  için SPSC değeri 0.2996 olarak hesaplanmıştır.



## 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

CRN teknolojisi, radyo spektrum kıtlığının üstesinden gelmek ve spektrum kullanım verimliliğinin artırılması için iyi bir çözümdür. Bu teknolojiye amaç SN'nin PN'deki iletimi etkilemeden spektrumunu kullanabilmesini ve bu sayede spektrum verimliliğinin artırılmasıdır. Spektruma erişim tekniklerden biri olan UCRN sisteminde SU'nun spektrumunu kullanabilmesi, PN üzerinde yaratacağı girişim seviyesine bağlıdır. PN üzerinde yaratılan girişim belirli bir seviyede tutularak PN'deki iletim etkilenmeden SN'de iletim yapılabilir. Fakat ikincil verici ve alıcı arasındaki mesafe arttıkça, sinyalin uzak mesafelere gönderilebilmesi için verici gücünün artırılması gerekmektedir. Fakat hem UCRN'deki girişim seviyesi sınırlaması hem de fazla güç kullanmanın getireceği maliyet uzak mesafelerde UCRN kullanımını zorlaştırabilir. Bu durumda SN'de işbirlikli röle haberleşmesi kullanımı hem kapasamayı genişletebilir hem de iletim için harcanacak güç gereksinimini azaltabilir. Bunun sonucu olarak, PN üzerinde yaratılacak olan girişim gücü seviyesi düşürülebilir.

Telsiz haberleşmede karşılaşılan bir başka problem de girişimdir. Spektrum kıtlığının üstesinden gelmek amacıyla agresif bir şekilde kullanılan frekansın yeniden kullanımı stratejisi aynı frekans kullanan röle ve alıcı düğümlerinde CCI oluşumuna neden olmaktadır. CCI, UCRN sistemindeki aynı frekans kullanan rölelerden kaynaklı oluşabileceği gibi ortamdaki aynı frekans kullanan telsiz cihazlarından da kaynaklanabilir. UCRN sisteminde CCI dışında bir diğer girişim kaynağı da PN girişimidir. PU'nun ve SU'nun eş zamanlı iletim yapmasından dolayı SN üzerinde PN girişimi etkili olur. CCI ve PN girişimi UCRN sisteminin performansını önemli ölçüde etkilemektedir.

Telsiz haberleşme teknolojisi sadece spektrum kısıtlılığı ile değil aynı zamanda güvenlik problemiyle de baş etmek zorundadır. Kablosuz iletim yapan cihaz sayısı ve çeşitliliğinin artması gizliliğin önemini artırmıştır. Vericiden çıkan sinyal hava arayüzünde ortamdaki her alıcıya ulaştığı için bilgiler yasadışı dinleyici tarafından ele geçirilebilir. Bunu önlemek amacıyla kullanılan güvenlik algoritmalarına bir alternatif olarak PLS kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında Şekil 4.1'de SN'de DF tekniği kullanılan UCRN sisteminin CCI ve

PN girişimi varlığında PLS performansı SOP ve SPSC ölçütleri kullanılarak incelenmiştir. İlk olarak uçtan uca kapalı formda SOP'nin ve SPSC'nin teorik sonuçları hesaplanmıştır. Hesaplanan teorik sonuçların bilgisayar benzetim sonuçlarıyla uyuştuğu gösterilmiştir. SN'nin CCI ve PN girişimi varlığındaki SOP performansı, sadece CCI varlığındaki SOP performansına göre daha kötüdür. Örneğin, Şekil 5.1'de 20dB için CCI ve PN girişimi varlığındaki SOP performansı sadece CCI varlığındaki SOP performansına göre yaklaşık %2 oranında daha yüksektir. Sonuçlar, CRN sisteminde gerçekçi bir sistem analizi yapabilmek için CCI ve PN girişimin birlikte dikkate alınması gerektiğini göstermiştir.

Ayrıca UCRN sisteminde PU'nun iletimi, SU'dan gelecek olan girişim seviyesinin kısıtlanmasıyla garanti altına aldığı için Şekil 5.4 ve 5.5'ten de görülebileceği gibi sistemdeki güç  $I_{max}$  değerini geçmeye başladığında SOP değeri doyuma ulaşmaktadır. Dolayısıyla SOP performansı, kaynak ve röledeki güç artırılarak belirli bir seviyeye kadar iyileştirilebilir.

İleride yapılacak çalışmalar röl sayısının ve yasadışı dinleyicinin artırılması ile genelleştirilebilir. Buna ek olarak, son dönemde popüler araştırma konuları olan Dik Olmayan Çoklu Erişim (Non Orthogonal Multiple Access, NOMA), çok kullanıcılı MIMO (Multi-user MIMO, MU-MIMO), milimetre dalga (Milimeter Wave, mmWave) haberleşmesi kullanan CR ağlarında PLS'nin araştırılması literatüre önemli katkılarda bulunacaktır.

## KAYNAKLAR

- [1] Ericsson Mobility Report, *Ericsson*, 2020.
- [2] Spectrum Policy Task Force, *Federal Communications Commission*, 2002.
- [3] Goldsmith A., Jafar S. A., Maric I., Srinivasa S., Breaking Spectrum Gridlock with Cognitive Radios: An Information Theoretic Perspective, *Proceedings of the IEEE*, 2009, **97**(5), 894–914.
- [4] Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B., User Cooperation Diversity Part I. System description, *IEEE Transactions on Communications*, 2003, **51**(11), 1927–1938.
- [5] Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B., User Cooperation Diversity Part II. Implementation aspects and performance analysis, *IEEE Transactions on Communications*, 2003, **51**(11), 1939–1948.
- [6] Laneman J. N., Tse D. N. C., Wornell G. W., Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior, *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, **50**(12), 3062–3080.
- [7] Hasna M. O., Alouini M. S., End to End Performance of Transmission Systems with Relays over Rayleigh Fading Channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, **2**(6), 1126–1131.
- [8] Hasna M. O., Alouini M. S., Performance Analysis of Two Hop Relayed Transmissions over Rayleigh Fading Channels, *IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, 2002, 1992–1996.
- [9] Boyer J., Falconer D. D., Yanikomeroglu H., Multihop Diversity in Wireless Relaying Channels, *IEEE Transactions on Communications*, 2004, **52**(10), 1820–1830.
- [10] Bletsas A., Khisti A., Reed D.P., Lippman A., A simple Cooperative Diversity Method Based on Network Path Selection, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, **24**(3), 659–672.
- [11] Michalopoulos D. S., Karagiannidis G. K., Performance Analysis of Single Relay Selection in Rayleigh Fading, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, **7**(10), 3718–3724.
- [12] Ikki S. S., Ahmed M. H., On the Performance of Cooperative Diversity Networks with the Nth Best Relay Selection Scheme, *IEEE Transactions on Communications*, 2010, **58**(11), 3062–3069.

- [13] Ikki S. S., Ahmed M. H., Performance Analysis of Adaptive Decode and Forward Cooperative Diversity Networks with Best Relay Selection, *IEEE Transactions on Communications*, 2010, **58**(1), 68–72.
- [14] Beres E., Adve R., Selection Cooperation in Multi source Cooperative Networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, **7**(1), 118–127.
- [15] Sakran H., Shokair M., Nasr O., El-Rabaie S., A. A. El-Azm, Proposed Relay Selection Scheme for Physical Layer Security in Cognitive Radio Networks, *IET Communications*, 2012, **6**(16), 2676–2687.
- [16] Tukmanov A., Boussakta S., Ding Z., Jamalipour A., Outage Performance Analysis of Imperfect-CSI-Based Selection Cooperation in Random Networks, *IEEE Transactions on Communications*, 2014, **62**(8), 2747–2757.
- [17] Tran T., Bao V. N. Q., Thanh V. D., Nguyen T., Performance Analysis of Spectrum Sharing Based Multi-Hop Decode and Forward Relay Networks Under Interference Constraints, *2012 Fourth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2012, 200–205.
- [18] Costa D. B., Elkashlan M., Yeoh P. L., Yang N., Yacoub M. D., Dual Hop Cooperative Spectrum Sharing Systems with Multi-Primary Users and Multi-Secondary Destinations over Nakagami-m Fading, *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)*, 2012, 1577–1581.
- [19] Hussein J. A., Ikki S. S., Boussakta S., Tsimenidis C. C., Performance Analysis of Opportunistic Scheduling in Dual-Hop Multiuser Underlay Cognitive Network in the Presence of Co-Channel Interference, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, **65**(10), 8163–8176.
- [20] Hussein J. A., Ikki S. S., Boussakta S., Tsimenidis C. C., Performance Study of the Dual-Hop Underlay Cognitive Network in the Presence of Co-Channel Interference, *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2015, 1–5.
- [21] Hussein J. A., Boussakta S., Ikki S. S., Performance Study of a UCRN Over Nakagami-m Fading Channels in the Presence of CCI, *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2017, **3**(4), 752–765.
- [22] Hussein J. A., Ikki S. S., Boussakta S., Tsimenidis C. C., Al-Mathehaji Y., Study of A Multi-Relay Scheme and Co-Channel Interference within an Underlay Cognitive Radio Network, *2016 Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, 2016, 25–29.
- [23] Hussein J. A., Ikki S. S., Boussakta S., Tsimenidis C. C., Chambers J., Performance Analysis of a Multi-Hop UCRN with Co-Channel Interference, *IEEE Transactions on Communications*, 2016, **64**(10), 4346–4364.
- [24] Hellman M. E., An Overview of Public Key Cryptography, *IEEE Communications Magazine*, 2002, **40**(5), 42–49.

- [25] Kartalopoulos S. V., A Primer on Cryptography in Communications, *IEEE Communications Magazine*, 2006, **44**(4), 146–151.
- [26] Wyner A. D., The Wire-tap Channel, *The Bell System Technical Journal*, 1975, **54**(8), 1355–1387.
- [27] Sibomana L., Tran H., Zepernick H., On Physical Layer Security for Cognitive Radio Networks with Primary User Interference, *MILCOM 2015 - 2015 IEEE Military Communications Conference*, 2015, 281–286.
- [28] Zou Y., Zhu J., Yang L., Liang Y., Yao Y., Securing Physical Layer Communications for Cognitive Radio Networks, *IEEE Communications Magazine*, 2015, **53**(9), 48–54.
- [29] Pei Y., Liang Y., Zhang L., Teh K. C., Li K. H., Secure Communication over MISO Cognitive Radio Channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, **9**(4), 1494–1502.
- [30] Elkashlan M., Wang L., Duong T. Q., Karagiannidis G. K., Nallanathan A., On the Security of Cognitive Radio Networks, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, **64**(8), 3790–3795.
- [31] Lei H., Zhang H., Ansari I. S., Ren Z., Pan G., K. A. Qaraqe, M. Alouini, On Secrecy Outage of Relay Selection in Underlay Cognitive Radio Networks Over Nakagami-  $m$  Fading Channels, *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2017, **3**(4), 614–627.
- [32] R. Zhao, Y. Yuan, L. Fan, Y. He, Secrecy Performance Analysis of Cognitive Decode-and-Forward Relay Networks in Nakagami-  $m$  Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, 2017, **65**(2), 549–563.
- [33] H. Lei, C. Gao, Y. Guo, G. Pan, On Physical Layer Security Over Generalized Gamma Fading Channels, *IEEE Communications Letters*, 2015, **19**(7), 1257–1260.
- [34] Qiqing Yang, Jie Ding, Anguo Hu, Secrecy Outage Performance Analysis of DF Cognitive Relay Network With Co-channel Interference, *Wireless Personal Communications*, 2019, **107**(), 549–564.
- [35] Rappaport T., *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd, Prentice Hall PTR, USA, 2001.
- [36] Goldsmith A., *Wireless Communications*, Cambridge University Press, UK, 2005.
- [37] Tse D., Viswanath P., *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, USA, 2005.
- [38] Sklar B., Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems .I. Characterization, *IEEE Communications Magazine*, 1997, **35**(7), 90–100.
- [39] Proakis J. G., Salehi M., *Digital communications*, 6th ed., McGraw-Hill, USA, 2008.

- [40] Ross S. M., *Introduction to Probability Models*, 11th ed., Academic Press, USA, 2019.
- [41] Jiani X., Zen X., Yui A., Yei C., Yang J., Finite Series Representation of Rician Shadowed Channel with Integral Fading Parameter and The Associated Exact Performance Analysis, *China Communications*, 2015, **12**(3), 63–72.
- [42] Nakagami M., The m-Distribution: A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading, Editors: Hoffman W.C., *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Pergamon, 3–36, 1960.
- [43] Simon M. K., Alouini M.S., *Digital Communication over Fading Channels*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Ltd, USA, 2005.
- [44] Shannon C. E., A Mathematical Theory of Communication, *Bell System Technical Journal*, 1948, **27**(3), 379–423.
- [45] Shannon C. E., Communication Theory of Secrecy Systems, *The Bell System Technical Journal*, 1949, **28**(4), 656–715.
- [46] Li Q., Hu R. Q., Qian Y., Wu G., Cooperative Communications for Wireless Networks: Techniques and Applications in LTE-Advanced Systems, *IEEE Wireless Communications*, 2012, **19**(2).
- [47] Meulen E. C. V., Three Terminal Communication Channels, *Advances in Applied Probability*, 1971, **3**(1), 120–154.
- [48] Liu K. J. R., Sadek A. K., Su W., Kwasinski A., *Cooperative Communications and Networking*, Cambridge University Press, Cambridge, 2008.
- [49] Ikki S., Performance Analysis of Cooperative-Diversity Networks With Different Relaying and Combining Techniques, Doktora Tezi, Memorial University of Newfoundland, 2008.
- [50] Altunbaş İ., Koç A., Tam Çift Yönlü AF Röle Seçim Sistemlerinin Nakagami-m Kanallardaki Performansı, 2017.
- [51] Laneman J. N., Wornell G. W., Energy Efficient Antenna Sharing and Relaying for Wireless Networks, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, 2000, 7–12.
- [52] Papoulis A., Pillai U., *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, USA, 2001.
- [53] Gradshteyn I. S., Ryzhik I. M., *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th ed., Elsevier/Academic Press, Amsterdam, 2007.
- [54] Cabric D., O'Donnell I. D., Chen M. S. W., Brodersen R. W., Spectrum Sharing Radios, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2006, **6**(2), 30–45.
- [55] Mitola J., Cognitive Radio An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio, 2000.

- [56] Haykin S., Cognitive Radio: Brain Empowered Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, **23**(2), 201–220.
- [57] Shweta Pandit, Ghanshyam Singh, *Spectrum sharing in cognitive radio networks: medium access control protocol based approach*, Springer, 2017.
- [58] H. Yu, I. Lee, G. L. Stuber, Outage Probability of Decode-and-Forward Cooperative Relaying Systems with Co-Channel Interference, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, **11**(1), 266–274.
- [59] S. S. Ikki, P. Ubaidulla, S. Aissa, Performance Study and Optimization of Cooperative Diversity Networks with Co-Channel Interference, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, **13**(1), 14–23.
- [60] K. T. Hemachandra, N. C. Beaulieu, Outage Analysis of Opportunistic Scheduling in Dual-Hop Multiuser Relay Networks in the Presence of Interference, *IEEE Transactions on Communications*, 2013, **61**(5), 1786–1796.
- [61] Frank W. Olver, Daniel W. Lozier, Ronald F. Boisvert, Charles W. Clark, *NIST Handbook of Mathematical Functions*, 1st, Cambridge University Press, USA, 2010.



**EKLER**

## EK-A

### $F_X(z)$ ve $F_G(g)$ 'nin Hesaplanması

$P_1$ 'in CDF ifadesinin hesaplanabilmesi için, Denklem (4.14)'ten de anlaşılacağı gibi öncelikle  $F_X(z)$ 'in hesaplanması gerekmektedir.  $X$  ifadesinin CDF denklemi aşağıda verilmiştir:

$$F_X(z) = \Pr(X < z), \quad (\text{A.1})$$

$$P_1 = \Pr \left( \frac{|h_{sr}|^2}{1 + \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2} < \frac{(\gamma_{th} - 1)}{I_{max}} z + \gamma_{th} |h_{se}|^2 \right), \quad (\text{A.2})$$

$$= \int_0^\infty F_G \left( \frac{(\gamma_{th} - 1)}{I_{max}} z + \gamma_{th} y \right) f_{h_{se}}(y) dy. \quad (\text{A.3})$$

Burada  $G$  ve  $f_{h_{se}}$  ifadeleri aşağıdaki gibi gösterilir:

$$G = \left( \frac{|h_{sr}|^2}{1 + \sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2 + |h_{pr}|^2} \right),$$

$$f_{h_{se}}(y) = \frac{1}{\sigma_{se}^2} \exp \left( -\frac{y}{\sigma_{se}^2} \right).$$

$G$  ifadesi,

$$G = \left( \frac{X}{1 + A + B} \right), \quad (\text{A.4})$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $X$ ,  $A$  ve  $B$  sırasıyla  $\frac{|h_{sr}|^2}{N_0}$ ,  $\sum_{j=1}^{L_R} |h_{ir_j}|^2$  ve  $\frac{|h_{pr}|^2}{N_0}$  rastsal değişkenleri ifade etmektedir. Sırasıyla  $X$ ,  $A$  ve  $B$ 'nin PDF ifadeleri aşağıdaki denklemlerde gösterilmiştir;

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_{sr}^2} \exp \left( -\frac{x}{\sigma_{sr}^2} \right), \quad (\text{A.5})$$

$$f_A(a) = \frac{a^{L_R-1}}{\sigma_{ir}^{2L_R} \Gamma(L_R)} \exp \left( -\frac{a}{\sigma_{ir}^2} \right), \quad (\text{A.6})$$

$$f_B(b) = \frac{1}{\sigma_{pr}^2} \exp \left( -\frac{b}{\sigma_{pr}^2} \right). \quad (\text{A.7})$$

$F_G(g)$ 'i hesaplamak için öncelikle  $A+B$ 'nin PDF'si hesaplanmalıdır. Burada  $A+B = U$

şeklinde dönüşüm yapılırsa G ifadesi  $G = \frac{X}{1+U}$  şeklini alır. İki rassal değişkenin toplamının PDF formülü aşağıda verilmiştir [52]:

$$f_U(u) = \int_0^u f_A(a)f_B(u-a)da. \quad (A.8)$$

A ve B ifadeleri Denklem (A.8)'e göre çözüldüğünde  $f_U(u)$  ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$f_U(u) = \frac{\exp\left(-\frac{g}{\sigma_{pr}^2}\right) \left(\frac{\sigma_{pr}^2}{\sigma_{pr}^2 - \sigma_{ir}^2}\right)^{L_R}}{\sigma_{pr}^2 \Gamma(L_R)} \gamma\left(L_R, \frac{(\sigma_{pr}^2 - \sigma_{ir}^2)u}{\sigma_{pr}^2 \sigma_{ir}^2}\right). \quad (A.9)$$

Burada  $\gamma(.,.)$  fonksiyonu [61, eq. (8.2.1)] eşitliğinde tanımlanmış tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu (lower incomplete Gamma function) temsil etmektedir.

Bir sonraki adımda ise  $G = \frac{X}{1+U}$  ifadesinin CDF'si alınarak  $F_G(g)$  hesaplanır. İki rassal değişkenin bölümünün CDF denklemi aşağıda verilen integral yardımıyla bulunabilir [52]:

$$F_G(g) = \int_0^\infty f_X(g(u+1))f_U(u)du. \quad (A.10)$$

Denklem (A.10)'da verilen integralin çözümüyle,

$$F_G(g) = 1 - \exp\left(-\frac{g}{\sigma_{sr}^2}\right) \left(\frac{\sigma_{sr}^2}{\sigma_{sr}^2 + g\sigma_{pr}^2}\right) \left(\frac{\sigma_{sr}^2}{\sigma_{sr}^2 + g\sigma_{ir}^2}\right)^{L_R}, \quad (A.11)$$

elde edilir.  $F_G(g)$ , Denklem (A.3)'te yerine koyularak integral hesaplanırsa  $P_1$  değeri bulunur.

## EK-B

### $P_1$ 'in Hesaplanması

Denklem (4.15)'in hesaplanabilmesi için öncelikle  $F_X(z)$ 'in sadeleştirilmesi gerekir. Bunun için Gamma fonksiyonu [61, eq. (8.4.15)] eşitliğindeki gibi sadeleştirilebilir:

$$\Gamma\left(1-L_R, T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}\right) = \underbrace{-\frac{(-1)^{L_R}}{L_R!} \text{Ei}\left(-\left(T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}\right)\right)}_{B_1} - \underbrace{\frac{(-1)^{L_R}}{L_R!} \sum_{n=0}^{L_R-1} \frac{\exp\left(T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}\right) (-1)^n n!}{\left(T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}\right)^{n+1}}}_{B_2}, \quad (\text{B.1})$$

$$= -B_1 - B_2. \quad (\text{B.2})$$

Denklem (B.2), Denklem (4.15)'te yerine yazılırsa  $P_1$  ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P_1 = \underbrace{\int_{\frac{I_{\max}}{P_{\max}}}^{\infty} \frac{1}{\sigma_{sp}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{sp}^2} z\right) dz}_{I_1} + \underbrace{\int_{\frac{I_{\max}}{P_{\max}}}^{\infty} T_1 B_1 \frac{1}{\sigma_{sp}^2} \exp\left(\left(T_2 - \frac{1}{\sigma_{sp}^2}\right) z\right) dz}_{I_2} + \underbrace{\int_{\frac{I_{\max}}{P_{\max}}}^{\infty} T_1 B_2 \frac{1}{\sigma_{sp}^2} \exp\left(\left(T_2 - \frac{1}{\sigma_{sp}^2}\right) z\right) dz}_{I_3}, \quad (\text{B.3})$$

$$= I_1 + I_2 + I_3. \quad (\text{B.4})$$

Burada  $I_1$ ,

$$I_1 = \exp\left(-\frac{I_{\max}}{\sigma_{sp}^2 P_{\max}}\right), \quad (\text{B.5})$$

şeklinde kolayca elde edilir.

$I_2$  düzenlendiğinde Denklem (B.6)'daki gibi yazılabilir:

$$I_2 = \frac{T_1 (-1)^{L_R}}{L_R! \sigma_{sp}^2} \exp\left(-\left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2\right) \frac{I_{\max}}{P_{\max}}\right) \times \underbrace{\int_0^{\infty} \exp\left(-\left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2\right) w\right) \text{Ei}\left(-T_3 T_4 w - \left(T_3 T_4 P_{\max} + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}\right)\right) dw}_{P}. \quad (\text{B.6})$$

Denklem (B.6)'da verilen  $P = \int_0^{\infty} \text{Ei}(-bx-c) \exp(-ax) dx$  biçiminde ifade edilebilir. P Denklem (B.7)'de verilen formül ile çözülebilir [34].

$$\int_0^{\infty} \text{Ei}(-bx-c) \exp(-ax) dx = -\frac{1}{a} \left[ \exp\left(\frac{ac}{b}\right) \text{Ei}\left(-c - \frac{ac}{b}\right) + \text{Ei}(-c) \right]. \quad (\text{B.7})$$

Denklem (B.7) yardımıyla  $I_2$  aşağıdaki gibi bulunur:

$$I_2 = \left( \frac{T_1(-1)^{L_R}}{L_R! \sigma_{sp}^2} \exp\left(-\left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2\right) \frac{I_{\max}}{P_{\max}}\right) \right) \left( \frac{1}{a_1 \sigma_{sr}^2 L_R!} \right) \times \left( \text{Ei}(-c_1) - \exp\left(\frac{a_1 c_1}{b_1}\right) \text{Ei}\left(-c_1 - \frac{a_1 c_1}{b_1}\right) \right). \quad (\text{B.8})$$

Burada,  $a_1 = \frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2$ ,  $b_1 = T_3 T_4$ ,  $c_1 = T_3 T_4 \frac{I_{\max}}{P_{\max}} + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}$  olarak tanımlanmıştır.

Bir sonraki adımda  $I_3$  aşağıdaki şekilde düzenlenebilir:

$$I_3 = \underbrace{\sum_{n=0}^{L_R-1} \frac{T_1(-1)^{L_R}}{\sigma_{sp}^2 L_R!} (-1)^n n!}_{G_1} \int_{\frac{I_{\max}}{P_{\max}}}^{\infty} \exp\left(\left(T_2 - \frac{1}{\sigma_{sp}^2}\right) z\right) \times \frac{\exp(T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max})}{(T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max})^{n+1}} dz. \quad (\text{B.9})$$

Denklem (B.9)'u daha sade hale getirebilmek için  $s = T_3 T_4 z + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}$  şeklinde bir değişken dönüşümü yapılır. Bu durumda elde edilen denklem aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$I_3 = \underbrace{G_1 \exp\left(\left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2} - T_2\right) \frac{\sigma_{sr}^2 I_{\max}}{T_4}\right) \frac{1}{T_3 T_4}}_{G_2} \times \int_{T_3 T_4 \frac{I_{\max}}{P_{\max}} + T_3 \sigma_{sr}^2 I_{\max}}^{\infty} \frac{\exp\left(-\left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2 T_3 T_4} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1\right) s\right)}{s^{n+1}} ds. \quad (\text{B.10})$$

Denklem (B.10)'da  $t = \left(\frac{1}{\sigma_{sp}^2 T_3 T_4} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1\right) s$  dönüşümü yapılması sonucunda  $I_3$  aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir:

$$\begin{aligned}
I_3 &= \underbrace{G_2 \left( \frac{1}{\sigma_{sr}^2 T_3 T_4} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1 \right)}_{G_3}^n \\
&\times \int_0^{\infty} \frac{\exp(-t)}{t^{n+1}} dt. \tag{B.11} \\
&\left( \frac{1}{\sigma_{sp}^2 T_3 T_4} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1 \right) \left( T_3 T_4 \frac{I_{max}}{P_{max}} + T_3 \beta_1 I_{max} \right)
\end{aligned}$$

Son olarak, [53, eq. (8.350.2)] formülüne göre  $I_3$ ,

$$\begin{aligned}
I_3 &= \sum_{n=0}^{L_R-1} \frac{T_1 (-1)^{L_R} (-1)^n n!}{T_3 T_4 \sigma_{sp}^2 L_R} \times \left( \frac{1}{T_3 T_4 \sigma_{sp}^2} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1 \right)^n \\
&\times \Gamma \left( -n, \left( \frac{1}{T_3 T_4 \sigma_{sp}^2} - \frac{T_2}{T_3 T_4} + 1 \right) \left( \sigma_{sr}^2 T_3 I_{max} + \frac{T_3 T_4 I_{max}}{P_{max}} \right) \right), \tag{B.12}
\end{aligned}$$

şeklinde elde edilir.

## KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

**Bayat E.**, Aldırmaz-Çolak S., Secrecy Capacity Analysis of an Underlay Cognitive Radio Network in the Presence of Co-channel and Primary Network Interference, *Electrica*, DOI: 10.5152/electrica.2021.20054.



## ÖZGEÇMİŞ

2015 yılında Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. 2017 yılında Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı. Yüksek lisans tez çalışmasında işbirlikli haberleşme, bilişsel radyo ağları, fiziksel katman güvenlik konularında araştırmalar ve çalışmalar yaptı. 2015 yılından beri P.I Works firmasında Mobil Şebeke Optimizasyon Mühendisi olarak görev yapmaktadır.

