



**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**



DOKTORA TEZİ

RÖLE DESTEKLİ KABLOSUZ AĞLARDA FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Parvaneh SHAMS

DANIŞMAN

Prof. Dr. B. SİDDİK YARMAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

İSTANBUL-2020

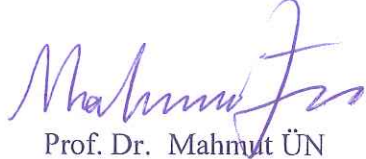
Bu çalışma, 24.01.2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi


Prof. Dr. B. Sıddık YARMAN(Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Mühendislik Fakülte


Prof. Dr. AHMET AKSEN
Işık Üniversite
Mühendislik Fakülte


Prof. Dr. Mahmut ÜN
İstanbul Yeniüzyıl Üniversite
Mühendislik Fakülte


Prof. Dr. Aydın AKAN
İzmir Kâtip Çelebi Üniversite
Mühendislik Fakülte



20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’ de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa’nın abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Lisansüstü Eğitim Enstitüsü’nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

Bu tez, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin numaralı projesi ile desteklenmiştir.

Bu tez, ... numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde, değerli bilgilerini benimle paylaşan, bana kıymetli zamanını ayırıp sabırla ve büyük bir ilgiyle bana elinden gelenden fazlasını sunan ve danışman hocam Prof. Dr. B. Sıddık Yarman teşekkürü bir borç biliyor ve şükranlarımı sunuyorum. Sadece bir araştırma danışmanı değil, aynı zamanda çeşitli konuları tartışabileceğim harika bir kişiydi. İkincisi, samimiyetini benden esirgemeyen ve gelecekteki mesleki hayatımda da bana verdiği değerli bilgilerden faydalanacağımı düşündüğüm kıymetli Dr. Volkan Ozduran'a rehberliği, teşviki ve desteği için teşekkür ediyorum. Yine çalışmamda konu, kaynak ve yöntem açısından bana sürekli yardımda bulunarak yol gösteren ve gelecekteki hayatında çok daha başarılı olacağına inandığım kıymetli Prof. Dr. Ali Güneş den sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca kıymetli zamanını benim hazırladığım bitirme projesine ayırıp değerlendireceği için ve üniversite hayatımın bu son döneminde bana kattığı her bilgi için Dr. Ali Olamat dan teşekkürü borç bilirim. Teşekkürlerimi diğer üniversite hocalarımdan başta, Prof. Dr. Murat Uysal'ın bana 4 yıllık üniversite hayatım boyunca kazandırdıkları her şey için ve beni gelecekte söz sahibi yapacak bilgilerle donattıkları için hepsine teker teker teşekkürlerimi sunuyorum. Tez komitesi üyelerimden Prof. Dr. Hakan Çırpan, Prof. Dr. Ahmet Aksen, Prof. Dr. Aydın Akan, Prof. Dr. Osman Nuri Uçan ve Profesör Dr. Mahmut Ün Gelecekte çalıştığım kişilerle, özellikle de İstanbul Üniversitesi Laboratuvarı'na bağlı herkese teşekkür ediyorum. Ve son olarak çalışmamda desteğini ve bana olan güvenini benden esirgemeyen Eşim ve beni bu günlere sevgi ve saygı kelimelerinin anlamlarını bilecek şekilde yetiştirerek getiren ve benden hiçbir zaman desteğini esirgemeyen bu hayattaki en büyük şansım olan aileme Mehdi Jabari ve Sahand Jabari 'nin sonsuz teşekkürler.

Ocak 2020

Parvaneh SHAMS

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	iv
İÇİNDEKİLER	v
ŞEKİL LİSTESİ	vii
TABLO LİSTESİ	viii
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	ix
ÖZET	xii
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1. FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ TEORİSİ	4
1.2. GÜVENLİ VE GÜVENİLİR BİR FİZİKSEL KATMAN	7
2. GENEL KISIMLAR	9
2.1. KOOPERATİF RÖLE SİSTEMLERİ	9
2.1.1. Yarı Zamanlı Röle	10
2.1.2. Tam Zamanlı Röle	12
2.2. RÖLE ŞEMALARI	13
2.2.1. Tek yönlü röle sistemleri	13
2.2.1.1. Yükselt-ve-ilet	14
2.2.1.2. Deşifrele-ve-ilet	15
2.2.2. İki Yönlü Röle Sistemleri	16
2.2.2.1. Yükselt-ve-ilet	16
2.2.2.2. Deşifrele-ve-ilet	18
2.3. GÜVENİLİR VE GÜVENİLMEZ RÖLELER	18
2.3.1. Gizli Dinleyiciler	19
2.3.2. Yasal dinleyiciler	20
3. MALZEME VE YÖNTEM	22
3.1. RÖLE SEÇİM TEKNİKLERİ	22
3.1.1. Seçimsiz Röle Tekniği	24
3.1.2. Maks-Min. Tekniğinle Röle Seçimi	24
3.1.3. Toplam-Oran Tabanlı Röle Seçimi	24
3.1.4. Hibrit Röle Seçimi	25
3.1.5. Optimal Röle Seçimi	25

3.2. SÖNÜMLEMELİ KANAL.....	26
3.2.1. Rayleigh Sönümlemeli Kanal Modelleri	26
3.3. KOPRATIF BOZUCULAR RÖLE AĞLARINDA.....	27
3.4. ETKİLEŞİMLER	28
3.4.1. Döngü Etkileşimler / Öz Etkileşimler	28
3.4.2. Eş-Kanal Etkileşimler.....	30
3.5. SİSTEM MODELİ VE KANAL İSTATİSTİKLERİ	31
3.6. PERFORMANS ANALIZI.....	39
3.6.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı	40
3.6.2. Güvenilir-Elde Edilebilir Toplam-Oranı	55
3.6.3. Hata Olasılığı.....	61
3.6.4. Kesişim Olasılığı	61
3.6.5. Güvenilir Verim Analizi.....	63
3.7. BÖLÜM ÖZETİ.....	64
4. BULGULAR	65
4.1. SAYISAL SONUÇLAR	65
4.2. SİMÜLASYON SONUÇLAR.....	67
4.3. ANALİTİK ANALİZ.....	70
4.4. ÇEŞİTLİLİK ORANI.....	71
4.5. BÖLÜM ÖZETİ.....	71
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	73
5.1. SONUÇLAR	74
5.2. GELECEK İŞ	75
6. KAYNAKLAR.....	77
EKLER	87
MATEMATİKSEL DÖNÜŞÜM	87
PDF'NİN TÜRETİLMESİ	87
CDF'NİN TÜRETİLMESİ.....	88
BEKLENEN DEĞER TEOREMİ.....	88
KİSMİ KESİR TÜREVİ	88
MEIJER G İŞLEVİ	89
ÖZGEÇMİŞ	90

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1-1: Gaussian wire-tap kanalının blok şeması.	6
Şekil 1-2: Fiziksel katman güvenliği teknolojisi.....	6
Şekil 2-1: İşbirlikli röle ağı.	9
Şekil 2-2: Yarı Zamanlı Röle Ağı	11
Şekil 2-3: Tam Zamanlı Röle Ağı.....	12
Şekil 2-4: Kablosuz Ağlarda Tek Yönlü Şema	14
Şekil 2-5: Kablosuz ağda iki yönlü şema.....	16
Şekil 2-6: İşbirliği Sistemdeki çift yönlü FD tabanlı röle	17
Şekil 3-1: Röle seçim yaklaşımlarının sınıflandırılması	23
Şekil 3-2: Döngü Etkileşimlerin etki altında kalan tam zamanlı çift yönlü istasyonlar.	29
Şekil 3-3: İki düğümlü çok röleli tam-zamanlı iki yönlü kablosuz röleli ağ modeli.	31
Şekil 3-4: Kaynak düğümün S_1 ile sistem modelindeki röle arasındaki kapasite oranı.....	36
Şekil 3-5: Kaynak düğümün S_2 ile sistem modelindeki röle arasındaki kapasite oranı.....	37
Şekil 3-6: İki düğümün ve röle istasyonun arasındaki kapasite oranı.....	38
Şekil 4-1: Servis dışı kalma olasılığı, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).	67
Şekil 4-2: Güvenilir- elde edilebilir toplam oranı, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).	68
Şekil 4-3: Kesişim olasılığı, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).	69
Şekil 4-4: Güvenilir verim, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).	70

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Algorithm 1 Güvenilmez Röle Seçimi: FD Tabanlı TWR Durumda.....39



SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
a	: Loop interference in S_1
b	: Loop interference in relay
B	: Beacon
c	: Loop interference in S_2
D	: Destination
d	: CCI number in relay
E	: Dinleyeci
J	: Röle Sayısı
k	: Friendly jammer in relay
m	: CCI number in S_1
N	: Network
n	: CCI number in S_2
P	: Power
R	: Rate
S	: Source
T	: Terminal
γ	: SNR
τ	: Throughput
μ	: Mean
φ	: Assumption variable
Δ	: Assumption variable
Γ	: Gamma Function
Ψ	: Assumption variable
Φ	: Assumption variable
$\Re$	: Real Number
$\mathbb{E}$	: Expected value
Σ	: Sumation
$\mathcal{N}$	: Noise
Π	: Multiplication

Kısaltmalar**Açıklama**

AES	: Advances Encryption Standards
AF	: Amplify-and-forward
AR	: Achievable rate
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Error Rate
BS	: Base Station
CCI	: Co-channel interference
CDF	: Cumulative Distribution Function
CDMA	: Code Division Multiple Access
CEE	: channel estimation error
CJ	: Cooperative Jamming
CRS	: Cooperative Relay Systems
CSI	: Channel state information
DES	: Data Encryption Standard
DF	: Decode-and-forward
DoS	: Denial of Service
EH	: Energy Harvesting
FD	: Full duplex
FDJ	: Full-duplex jammer
FJ	: Friendly jammer
HD	: Half duplex
HDJ	: Half-duplex jammer
i.i.d.	: Independent and Identically Distributed
IP	: Intercept probability
LI	: Loop-interference
MAC	: Media Access Control
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output
NOMA	: Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDM	: Orthogonal frequency-division multiplexing

OFDMA	: Orthogonal frequency-division multiple access
OR	: Opportunistic Relaying
OWR	: One-Way Relay
PDF	: Probability Density Function
PHY	: Physical Layer
PLS	: Physical layer security
RF	: Radio frequency
RS	: Relay selection
RSA	: Rivest-Shamir Adleman
RV	: Random Variable
SASR	: Secrecy Achievable Sum Rate
SER	: Symbol error rates
SI	: Self-interference
SINR	: Signal-to-Interference-and-Noise Ratio
SISO	: Single-Input-Single-Output
SNR	: Signal to noise ratio
SOP	: Secrecy Outage Probability
STA	Secrecy Throughput Analysis
TWR	: Two-way relay

ÖZET

DOKTORA TEZİ

RÖLE DESTEKLİ KABLOSUZ AĞLARDA FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Parvaneh SHAMS

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. B. SİDDİK YARMAN

Bu tezde, eş kanal etkileşimi, tam zamanlı iki yönlü, fırsatçı çoklu erişime sahip bir röle seçim modeli geliştirilmiş ve bunun ileriye doğru etkisi araştırılmıştır. Geliştirilen sistem modeli, S_1 ve S_2 gibi, iki kaynak terminalinin, sınırlı sayıda eş kanal etkileşimi olması durumunda J sayıda rölenin işbirliği ile iletişim kurması üzerinedir. Ayrıca, modelde yapay/gürültü sinyali, sızıntı bilgisini azaltmak için sınırlı sayıda dost bozucu (friendly jammer) tarafından gönderilmektedir. Röle seçim yöntemi, bütün röle terminallerinde minimum sinyal-gürültü oranını maksimize etmeye dayanan max-min tekniğini kullanmaktadır. Modelin simülasyon sonuçları, eş kanal etkileşimi etkisi, servis dışı kalma olasılığı (secrecy outage probability), ulaşılabilir güvenilirlik toplam oranı (achievable secrecy sum rate), hata olasılığı (error probability), güvenilir verim analizi (secrecy throughput analysis) ve kesişim olasılığının (intercept probability) performans sınırları ölçmektedir. Buna göre, önerilen model güvenilirlik oranının es-kanal müdahalesinden nasıl etkilendiği açıklanmaktadır. Ayrıca, analitik ve simülasyon sonuçları arasındaki farklarda belirtilmiştir. Öte yandan, Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinde eş-kanal etkileşim etkilerini elde etmek için güvenli olmayan röle bir ağ model önerilmiştir. Bu sistem modelinin performans analiz parametreleri, eş kanal etkileşiminin varlığı ve yokluğu olarak iki şema altında incelenmiştir. Hem röle hem de iki düğümü, fiziksel katman güvenliğini artırmak için sınırlı sayıda eş kanal etkileşim ve dost bozucularla çalışmaktadır. Ek olarak, simülasyon sonuçları eş kanal etkileşimin sistem performansını etkilediği göstermektedir; öyle ki, eş kanal etkileşiminin olduğu durumda ulaşılabilir güvenilirlik toplam oranının performansı artışı gözlemlenmiştir. Ayrıca, yapılan analitik çalışmada, eş kanal etkileşimin etkilerini ulaşılabilir çeşitlilik oranını (achievable diversity order) bozduğu ve yüksek SNR rejimlerinde sistem kodlama kazancının kaybına neden olduğunu anlaşılmaktadır. Monte-Carlo

simülasyonu ve sayısal sonuçlar ayrıca röle seçim stratejisinin güvenilirlik elde edilebilir oranı, güvenilirlik verimi ve kesişme olasılığı açısından sistem güvenilirlik performansını artırdığını göstermiştir. Ayrıca eş kanallı etkileşimin varlığının, bilgi alışverişi sürecine egemen olduğu ve bu da yüksek SNR rejimlerinde doymuş performans eğrileriyle sonuçlandığı ve gürültü olmayan ağlarda sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olduğu belirtilmektedir.

Ocak 2020, 106 sayfa.

Anahtar kelimeler: Fiziksel Katman Güvenliği, Tam Zamanlı İki Yönlü Fırsatçı Röle Ağlar, Max-Min Röle Seçim Tekniği, Sızdırma Oranı, Eş-Kanal Etkileşimleri



SUMMARY

Ph.D. THESIS

Physical Layer Security Enhancements on Relay Assisted Wireless Networks

Parvaneh SHAMS

İstanbul University-Cerrahpasa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Prof. Dr. B. SIDDIK YARMAN

This thesis investigates the impact of co-channel interference on a full duplex amplify-and-forward two-way multiple access untrustworthy relay selection over Rayleigh fading channel. The system model considers that two source terminals S_1 and S_2 communicate with a cooperation of J relay in the presence of a limited number of co-channel interference. In addition, a bunch of artificial-noise signals are sending by a finite number of friendly jammers to mitigate the information leakage. The relay selection procedure follows the max-min technique, which is based on maximizing the minimum signal-to-noise-ratio overall relay terminals. The simulation results show that in the presence of the co-channel interference, the secrecy outage probability, achievable secrecy rate, error probability and intercept probability exhibit a degrading performance. Accordingly, the proposed model explains how the secrecy rate is affected by co-channel interference. Furthermore, the agreement between analytical and simulation results are illustrated. On the other hand, it proposed a model in the presence of untrustworthy relay to obtain the co-channel interference effects over Rayleigh fading channel. The performance analysis parameters of this system model are studied under two schemes, the presence of co-channel interference and interference-free. Both the relay and two source nodes operate in a limited number of co-channel interference and friendly jammers to enhance the physical layer security by reducing the rate of leakage information. In addition, the simulation results show that the co-channel interference affects the system performance, such that, for the co-channel interference interference case. Also, the anlalytic analysis shows that the co-channel interference effects degrade the achievable diversity order and causes system coding gain losses in high SNR regimes. It is also observed that under the free-interference case, all the

performance curves saturate in high SNR regimes because of the friendly jammer and loop interference effects. Monte-Carlo simulation and numerical results also showed that the relay se-lection strategy enhances the system secrecy performance in terms of secrecy achievable rate, secrecy throughput, and intercept probability. It is also noted that existence of CCI dominates the information exchange process, which in turn results in saturated performance curves in high SNR regimes and causes system coding gain losses on free-interference case.

January 2020, 106 pages.

Keywords: Physical Layer Security, Full Duplex Two Way Untrustworthy Relay Network, Max-Min Relay Selection Techniques, Rayleigh Fading Channel, Co-Channel inteference.



1. GİRİŞ

Mobil terminaller bilgi alışverişi için açık bir kablosuz ortam kullandığından, iletişim süreci siber saldırılara karşı savunmasızdır. İki düğüm arasındaki iletişim bağlantısını kulak misafiri erişimine karşı güvence altına almak için “Fiziksel katman(Physical layer: PHY)” koruması önerilmektedir.

Wyner’in [1] wire-tap kanalları, daha yüksek katman şifreleme teknikleri sayesinde siber saldırılar azaltılabilir. Wyner, “fiziksel katman güvenliğinin (Physical Layer Security: PLS)” yukarıda bahsedilen saldırıları, aşırı işitme sürecini azaltmak için yapay gürültü kullanarak önlemek için alternatif bir çözüm olabileceğini göstermiştir. [2] Kablosuz sönümleme kanalları nedeniyle, güvenilirlik oranı son derece sınırlı olduğunda iletim bilgisinin kesişmesinin arttığını kanıtlamaktadır.

Şifreleme, yetkisiz erişimi önlemek için bilgi veya veri kodlama işlemidir. Günümüzde bilgisayarda depolanan veya internet üzerinden iletilen bilgileri saldırılara karşı korumamız gerekmektedir [3]. Kullanılabilecek farklı şifreleme yöntemleri vardır. Temel olarak, seçilen şifreleme yöntemi, yanıt süresi, bant genişliği, güvenilirlik ve bütünlük gibi uygulama taleplerine bağlıdır. Bununla birlikte, kriptografik algoritmaların her birinin kendi zayıf ve güçlü noktaları vardır. Bunlar, DES, 3DES, AES, RSA ve blowfish gibi çeşitli şifreleme algoritmalarına uygulanan uygulama ve analizlerin sonuçlarını olabilir. Ayrıca, önceki kriptografik teknikler arasındaki performans, zayıflık ve güçlü yönler arasındaki karşılaştırmaları önemlidir [3].

Dost bozucu destekli bilgi iletimi, yeni nesil kablosuz ağların güvenliği için umut verici bir çözüm haline gelmiştir. Bunun nedeni, gizli dinleyicilerin ulaşılabilir oranını en aza indirmenin yanı sıra dost bozucuların yasal mobil terminaller için güvenli bir bilgi alışverişi sağlamasıdır. İşbirlikli geçiş sistemi, kablosuz ağlarda PLS'yi geliştirmek için etkili bir stratejiye sahiptir. Bunun nedeni, gizli dinleme saldırısının varlığında, röle seçim şemalarının geleneksel yöntemlerden daha iyi performansa yaklaşmasıdır [4]. Bu tip sistemlerde ayrıca, sistem modelindeki PLS'yi geliştirmek için hem, “yükseltme ve iletme (Amplify-and-Forward: AF)” hem de, “deşifreleme-ve-ilet (Decode-and-Forward: DF)” protokolleri olan çoklu röle terminalleri göz önünde bulundurulur [4]. Benzer bir çalışmada, İşbirlikli iletişim sistemleri [5], kaynak kanalların ve seçilen güvenilir olmayan rölenin ortalama gücünü artırarak değiştirilen

mesajların güvenilirliği daha iyi sağlanmaktadır. Güvenirlilik kapasitesini artırmak için, gizli dinleme saldırısı varlığında çoklu antenler, “çoklu giriş ve çoklu çıkış (Multi-input Multi-outpput: MIMO)” yayın kanalı uygulanması önerilmektedir [6- 7].

İşbirlikli “iki yönlü röle (Tow-way relay: TWR)” sisteminde, jammer protokolleriyle PLS'yi geliştirmek için bazı geliştirme teknikleri önerilmiştir [8]. Jammer gücünü ayarlayarak iletişimin güvenlik seviyesini artırmak amacıyla, kaynak ve hedef terminaller için, yarım jammer protokolünü kullanmaktadır [9-10]. Ayrıca, iki şema DF ve AF tabanlı röle, tek bir hop AF rölesinin güvenilirlik oranının DF tabanlı röle sisteminden daha yüksek olduğunu göstermek için karşılaştırılmıştır [9]. Bununla birlikte, aynı amaç için bir sarj edilebilir enerji rölesi ve bir bozucunun diğer özelliklerini kullanmakta, bir “tam zamanlı jammer (Full-duplex jammer: FDJ)” ve “yarı zamanlı jammer (Half-duplex jammer: HDJ)” protokolünü karşılaştırmaktadır [10]. FDJ, HDJ üzerindeki güvenilirlik oranını artırılmaktadır. [10] tam jammer kullanmanın avantajı, rölenin döngü etkileşimini (LI) kaldırabilmesi ve kaynak terminalleri üzerinde hiçbir etkisinin olmamasıdır. İşbirlikli dinleme modelinde gizliliği artırıcı üç teknik önerilmiştir [11-12]. Birincisi, kulak misafiri oranını azaltan yeni bir metrik önerilmektedir. İkinci olarak, veri aktarımı için iki rölenin seçildiği yeni bir röle seçim şeması getirmektedirler. Son olarak, kulak misafiri makinelerinde daha fazla karışıklığa neden olan jammer düğümleri için bir ideal olmayan güç tahsis yöntemi önerilmektedir.

Sonuç olarak, aktif jammer kabiliyetleri ile güvenilirlik oranı arttırılabilir ve yüksek derecede PLS elde edilebilir. Yüksek PLS'yi ulaşmak için iki fırsatçı röle seçim tekniği önerilmektedir [13]. Bunlardan biri, ulaşılabilir en düşük orana sahip röleyi seçerek, gizli dinleyicinin sızıntı oranını (LR) en aza indirmekte ve diğer şema, hedef düğümde ulaşılabilir maksimum oranla röleyi seçmektedir. [14] 'de, kooperatif fazındaki güvenilirlik performansını arttırmak için uygulama karmaşıklığını azaltan röle seçiminin en uygun ve en uygun yöntemini dikkate almaktadır. [15] 'te AF, DF, doğrudan iletim ve sıkıştır ve ileri (CF) geçiş şemaları için güvenilirlik oranını karşılaştırmaktadır. [15] 'te ayrıca, en iyi röle tekniğinin rölenin konumuna bağlı olduğunu kanıtlamaktadır. Röle kaynak-hedef terminaline yardım ettiğinde, röle kablo bağlantısına yardım ettiğinde hâlihazırda genişlemez.

PLS'yi güçlendirmek için İşbirlikli jammer protokolüne dayanan çeşitli çalışma türleri farklı teknikler önerilmiştir. [16] 'de, röle terminalinin anahtar sözcükleri göndermeye çalıştığı PLS'yi, kulak misafiri veya güvenilmez röle terminalini karıştırmak için PLS'yi geliştirmek için işbirliği tekniğini kullanmaktadır.

“İşbirlikli jammer (Cooperative jammer: CJ)” için dağıtılmış röleler [17] 'de PLS'yi arttırmayı düşündürmektedir. Ayrıca [17] 'de, her röle grubu için güç kısıtlamalarına dayalı olarak optimum CJ elde etmek için bir algoritma önerilmektedir. Sinyal iletiminde yeterli bir güvenlik seviyesi elde etmek için, röle aynı anda CJ protokolünü göndermekten etkilenmekte ve bu da [18]'deki gizli dinleme etkisini azaltmaktadır. Ayrıca dikey olmayan çoklu erişim (NOMA) tabanlı TWR şebekesinde [18], aktif bir “tam zamanlı (Full-duplex: FD)” tabanlı kulak misafiri olan bir İşbirlikli jammer, çok girişli tek çıkışlı iletişim sistemi edinmektedir. [19] 'de, tek bir “yarı iki katlı (Half-duplex: HD)” röle ve tek kulak misafiri ile iki güvenli iletim algoritması önerilmektedir. Bu algoritmalar, yapay gürültünün ve bilgi sinyallerinin karışımı olan güç iletimini kullanmaktadırlar. Fiziksel katmanın güvenlik seviyesini artırmanın etkili bir yolu kulak misafiri kod çözme yeteneğini azaltmak için yapay gürültü eklemektir [20]. Ek olarak, [20] 'da bozucu, daha iyi bir PLS performansı elde etmek için FD tabanlı senaryoya kıyasla aktif bir dinleyiciye yeterince yakın yerleştirilebileceği ifade edilmektedir.

Pozitif bir güvenilirlik oranı elde etmek için [21] hedefe dayalı jammer tekniğini güvenilir olmayan tekli / çoklu röle senaryosunda bir AF mod da uygulanır. Ulaşılabilir güvenilirlik toplam oranını en üst düzeye çıkarabilen önerilen güvenli röle seçim şeması, röle düğümleri güvenilir olmadığında, röle sayısı arttıkça sistem performansının kötüleştiğini gösterir. [22] 'de gizli dinleyicinin kusurlu “kanal durumu bilgisi (Channel state information: CSI)” altında TWR-FD tabanlı bir sistem kullanılmaktadır. CSI hata dağılımı ile önerilen tasarım, sağlam olmayan tasarıma kıyasla güvenilirlik toplam oranını en üst düzeye çıkararak güvenilirlik performansını sağlamlaştırmaktadır.

Sistem performansını etkilemenin bir diğer önemli parametresi, ağ geliştiricileri tarafından dikkate alınması gereken, “eş kanal etkileşimidir (Co-channel interference: CCI)”. Bu konudaki yazar, kablosuz ağların PLS üzerindeki CCI etkilerini araştıran çeşitli çalışma türleri içermektedir. [23] 'de, PLS altında güvenli iletişim sistemini sağlayan maksimum Sinyal-Gürültü oranına (SNR) dayalı en iyi röle seçimini göz önünde bulundurmaktadır. CCI yüksek olduğunda, bu sistem performansını ciddi şekilde etkiler ve güvenilir iletişim sağlamaz. [24] 'te bilgi güvenliği, bilgi sızıntısını en aza indirmek için sınırlı sayıda dost bozucu kullanılarak sağlanmaktadır.

Ayrıca, bu çalışmada, CCI varlığında, FD tabanlı rölenin hybrid çalışma mod da göre daha yüksek güvenlik performansı sunduğu gösterilmiştir. [25] 'te Rayleigh sönmleme kanalları üzerinde sınırlı sayıda CCI varlığında TWR-AF tabanlı röle destekli kablosuz ağ dikkate

alınmıştır. Gürültü sinyallerinin sayısını arttırarak, orta ila yüksek SNR'de ulaşılabilir oran azalmaktadır. [26] CCI ve kanal tahmin hatasının sistem performansı üzerindeki etkisini araştırmaktadır. Sistem performansı, kaynak terminallerindeki yüksek güç seviyelerinde ve geçiş ağlarındaki röle terminallerindeki küçük güçte artabilmektedir. Bu çalışma [27], CCI ve kulak misafiri olmasının güvenilir birçok sekmeli geçiş ağı üzerindeki etkisini ele almaktadır. Ayrıca, [27] her kümede güvenli bir iletim için en uygun röleyi seçmektedir. [28], çift sekmeli çoklu FD tabanlı röle seçim ağına iki şema sunmaktadır. Bunlar, toplam oranı ve maks-min tabanlı röle seçimidir. Ayrıca, [28] CCI'nın sisteme ulaşılabilir oran performansını önemli ölçüde etkilediğini ve yüksek SNR rejimlerinde sistem performansını düşürdüğünü göstermektedir. [29] 'de, TWR-AF tabanlı sistemin kaynak düğümlerinde bir maksimum oran iletim (MRT) parametresi sağlamaktadır. Röle terminali çoklu CCI etkisi altındadır. Ayrıca [29] 'de, MRT faktörüne ulaşarak, iletilen sinyallerin ölçeklendirme ağırlıkları güvenilir iletişime sahip olacak şekilde ayarlanmaktadır.

Benzer şekilde [30] 'da CCI'nın DF geçiş ağı ile sistem gizliliği performansı üzerindeki etkisi kullanılmaktadır. Ayrıca [30] 'da, sistem modelinde seçilen en kötü röleye izin veren CJ tekniğini kullanarak PLS geliştirmesini araştırmaktadır. Çoklu AF röle ağlarındaki güvenlik performansını artırmak için [31] çoklu CCI etkisi altında çoklu röle arasındaki röle seçim teknikleri kullanılmaktadır. En iyi J rölesi, servis dışı kalma olasılığı (SOP) üzerindeki alt sınır türetilerek seçilir. [32] 'de, rölelerde çoklu hedef CCI, hedef ve kooperatif kablosuz ağda kulak misafiri etkisi altında PLS üzerinde çalışmaktadır. Ayrıca [32] 'de, röle ve CCI sayısını artırarak güvenlik-güvenilirlik faktörünün etkili bir şekilde iyileştirilebileceğini göstermektedir.

1.1. FİZİKSEL KATMAN GÜVENLİĞİ TEORİSİ

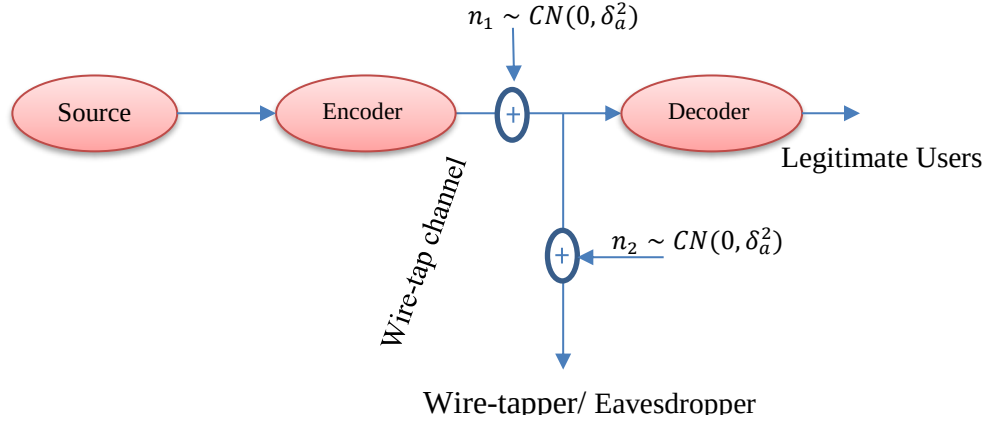
Kablosuz iletişim sistemini korumak ve kulak misafiri tarafından güvenli mesaj oluşturmak için fiziksel katman güvenliği (PLS) sağlanmıştır [33] ve [34]. Güvenlik performansı, tipik karmaşık şifreleme protokollerine ihtiyaç duyulmadan kablosuz kanalların fiziksel özellikleri kullanılarak artırılmaktadır [34].

Kablosuz ağdaki terminaller arasında bilgi alışverişi güvenli değildir ve gizli dinleme saldırılarına açıktır.

Kablosuz ortamın yayın niteliği nedeniyle, kablosuz ağ üzerinden kötü amaçlı düğümlerden gelen gizli dinleme saldırılarına karşı savunmasızdır. Sonuç olarak, kötü niyetli düğüm saldırılarına karşı güvenlik sağlamak, kablosuz ağların tasarımındaki ana sorunlardan biri

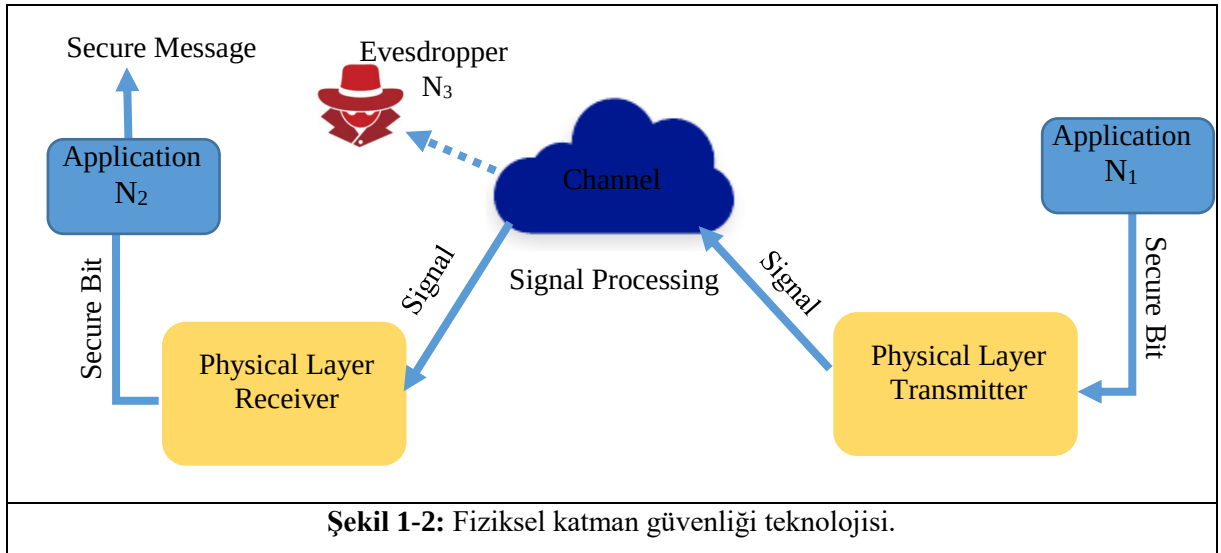
haline gelmektedir [35]. Veri iletimini kablosuz iletişim sistemi üzerindeki gizli dinleme saldırılarından korumak ve korumak için geleneksel şifreleme yöntemi kullanılır. Veriyi, örneğin Şifreleme Standardı (DES) ve RSA algoritması gibi farklı şifreleme protokolleri aracılığıyla gizli anahtarlarla şifreleyen bir yöntemdir [36]. Şifrelemede, gizli dinleyicilerin sınırlı hesaplama gücüne sahip olduğu varsayılır, böylece şifrelenmiş bilgileri dinleseler bile, gizli anahtarlar olmadan şifresini çözemezler. Bununla birlikte, kulak misafiri bilgi işlem gücü oranla büyürken, bu çözümler acımasız kulak misafiri saldırıları tarafından kırılma riski yüksektir [37]. Ayrıca, merkezi kontrol eksikliği, kablosuz ağlarda, özellikle merkezi olmayan kablosuz ağlarda, gizli anahtar yönetimini ve dağıtımını çok maliyetli ve karmaşık hale getirmektedir.

Bu durum, kablosuz ağ güvenliğini sağlamak için daha güçlü yaklaşımların kullanılmasını gerektirmektedir. PLS, kablosuz ağlar için güçlü bir güvenlik garantisi sağlamak amacıyla bu yaklaşımlardan biri olarak kabul edilmiştir [37]. PHY güvenliğinin temel ilkesi, bilgi işlem gücüne bakılmaksızın herhangi bir kulak misafiri karşısında bilginin gizliliğini sağlamak için gürültünün ve kablosuz kanalların doğal rasgel eliğinden yararlanmaktır [38]. Kartografi tabanlı çözümlere kıyasla, PHY güvenliği bazı benzersiz avantajlar sunabilir, sonsuz bir güvenlik garantisi gibi, masraflı gizli anahtar yönetimine/dağıtımına ve karmaşık şifreleme protokollerine ve yeni nesil kablosuz iletişim için yüksek ölçeklenebilirliğe gerek yoktur [39]. PHY güvenliği ile ilgili ilk çalışma, Şekil 1-1'de gürültülü wire-tap kanalı modelini tanıtan Wyner'in araştırmasına [1] dayanmaktadır. Bu modelde, yasal bir verici, telli bir ana kanal üzerinden kulak misafiri tarafından, kulak misafiri kanalı adı verilen başka bir gürültülü kanaldan yasal bir alıcı ile güvenli bir şekilde iletişim kurmak istemektedir. Wyner'in sonuçları, gizli dinleme kanalı ana kanalın bozulmuş bir sürümü ise, yasal iletim çifti arasında herhangi bir gizli anahtar kullanılmadan sıfır olmayan bir güvenilirlik oranına ulaşılabilceğini göstermiştir. Wyner'in sonuçları, kulak misafiri kanalının ana kanala göre mutlaka bozulmadığı genel bir telekomünikasyon kanalını genelleştirmiştir [40].



Şekil 1-1: Gaussian wire-tap kanalının blok şeması.

Bu çalışmanın sonuçları göstermiştir ki, gizli dinleme kanalının bozulması olmadığında, hem ana hem de gizli dinleme kanallarına ek rasgeleli enjekte etmek için kanal ön tekniği kullanılarak sıfır güvenilirlik oranının hala elde edilebilmektedir. Yukarıdaki gözlemlerle uyarılan, ana kanal için bir kanal avantajı sağlayacak şekilde hem ana hem de kulak misafiri kanallarının rasgele değiştirme fikrine dayanan PHY güvenlik tekniklerini geliştirmeye yönelik kapsamlı araştırmalar yapılmıştır [40] ve [41]. Bu teknikler esas olarak İşbirlikli jammer [42] röle seçimi [43] ve ışın oluşturma / ön kodlama [44] içermektedir.



Şekil 1-2: Fiziksel katman güvenliği teknolojisi.

PLS teknolojinin genel kavramı göstermek için, Şekil 1-2, N_1 düğümünden N_2 uygulama katmanına iletimin bir üçüncü taraf kötü amaçlı düğümü N_3 tarafından gizlice dinlendiği, güvenli olmayan bir kanalın tipik örneğini göstermektedir. N_1 'den N_2 'ye iletişim kanalı ana kanal, N_1 'den N_3 'e kanal kulak misafiri kanalı olarak adlandırılır. İki alıcı (N_2 ve N_3) farklı

yerlerde bulunduğundan, aldıkları sinyaller genellikle farklıdır. Bunun asıl nedeni, sinyallerin geçtiği iki kanalın farklı sönümlenme etkilerine sahip olmasıdır [45].

Farklı wire-tap kanalı modelleri arasında, sönümlenme kanalı modelinin, kablosuz kanalların zamanla değişen özellikleri nedeniyle yakalanmış olması dikkat çekicidir. Sönümlenme kanalı modelinin fiziksel katman güvenlik çalışmaları ile ilgili mevcut çalışmalar esas olarak vericiden yasal alıcıya kanalın vericiden kulak misafiri olan kanaldan bağımsız olduğu varsayımına dayanmaktadır. Ancak uygulamada, bir vericiden farklı alıcılara kanallar sıklıkla ilişkilidir. Bu ilişki, iletişim ortamında verici ve alıcıların etrafındaki saçılmaların varlığı veya yokluğu, sinyal yolunun temizlenmesi ve alıcı antenlerin fiziksel olarak yerleştirilmesi gibi birçok faktöre bağlıdır.

Dahası, yukarıda bahsedilen ilişki kasıtlı olarak da oluşabilir. Örneğin, kulak misafiri yasal bir alıcıya yaklaşarak aktif olarak ilişkiye neden olabilir [45]. Bu nedenle, PLS'nin pratik ilişkili sönümlenme kanalları altında performansının anlaşılması, kablosuz ağlarda fiziksel katman güvenliğinin pratik uygulamaları için büyük önem taşımaktadır. Yüksek iletim gücü rejiminde kablosuz sönümlenme kanalları üzerinden güvenli iletimin bilgi teorik bir formülasyonu sağlamak, güvenilirlik kapasitesinin sınırlı olduğunu göstermektedir. Ana ve kulak misafiri kanalların kanal kazanç oranı, Shannon'nın iletim gücüyle artan kapasitesinden farklı olan iletim gücünden ziyade sınırlıdır. Analitik kesinti olasılığı karakterize edilir ve ayrıca iletim gücü sonsuzluğa ulaştığında ilişkili sönümlenme kanalı için asimptotik kesinti güvenilirlik oranı, kanal başına ana ve kulak misafiri özel durumlar olarak bağımsız olduğunda karşılık gelen sonuçları kapsamaktadır. Hem sönümlenme wire-tap kanalları üzerinden güvenli ve güvenilir bilgi iletimini sağlamak için fiziksel katman güvenlik yönteminin benimsenmesi, hem bağımsız kanallar senaryosu hem de ilişkili kanallar senaryosu için kapsamlı bir şekilde incelenmiştir.

1.2. GÜVENLİ VE GÜVENİLİR BİR FİZİKSEL KATMAN

Fiziksel katman güvenliği yakın zamanda güvenli kablosuz iletişim sağlamak için kriptografi yönteminin bir tamamlayıcısı olarak önerilmiştir [46]. Kablosuz iletişim sisteminin fiziksel katman özelliklerinden, özellikle de gürültü ve sönümlenme yararlanarak gizliliğin sağlandığı çok farklı bir paradigmadır. Son on yılda birçok önemli fiziksel katman güvenlik tekniği araştırılmıştır [38]. Güvenirlik kısıtlamaları olmadan İşbirlikli iletişimden esinlenen kullanıcı işbirliği, güvenilirlik performansını artırmak için umut verici bir stratejidir. Esas olarak iki tür

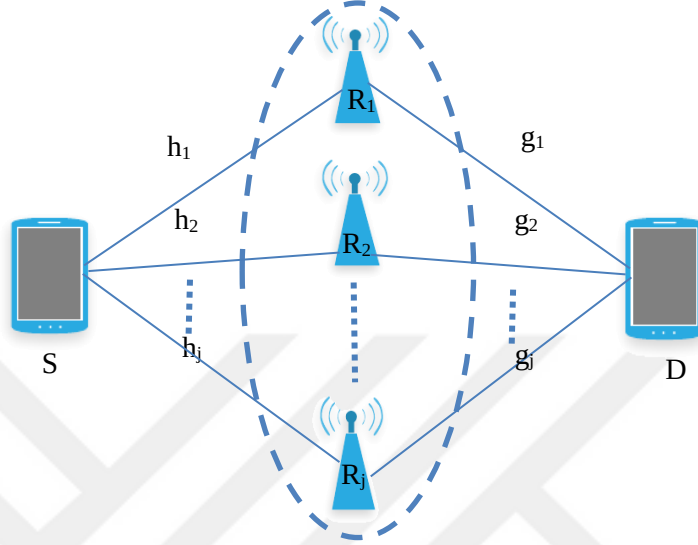
işbirliği vardır: İşbirlikli geçiş ve İşbirlikli jammer. İşbirlikli geçişe gelince, iyi bilinen DF ve AF şemaları [47] 'de güvenilirlik hususlarıyla tartışılmıştır. Yapay gürültü fikrini takiben [48], güvenilirliğini artırmak için etkili bir yöntem olarak İşbirlikli jammer araştırılmıştır [17]. Bu yapıda, dost bozucu, kaynak mesaj sinyalini ilettiğinde aynı anda kulak dinleme cihazının sinyal alımına müdahale etmek için bir jammer sinyali iletir. [17] ve [49] 'da, çoklu tek antenli bozucuların dağıtılmış İşbirlikli jammer sinyalleri ürettiği düşünülmüştür. [50] 'de yazarlar, güvenli kablosuz ağlarda çok antenli bozucu ([50] 'de röle denir) üzerinde çalışmışlardır. Bu çalışma tarafından motive edilen [42] 'deki yazarlar MIMO ağlarında çok antenli sinyal bozucuları düşünmüşlerdir.

Bilgilerin iletimi bir kablosuz iletişim ortamında güvence altına alınmamıştır. Fiziksel katman teknolojinin verimliliği artırması ve kablosuz bir ortamda güvenli iletişimi artırması gerekmektedir. Fiziksel katman güvenliği, çeşitli röle teknikleri kullanılarak daha fazla geliştirme için de uygulanabilmektedir. Bu tez, eş kanal etkileşiminin Rayleigh sönmleme ortamı üzerinde FD-AF tabanlı iki yönlü güvenilir röle seçimi üzerindeki etkisini araştırmaktadır. Araştırma, iki kaynak terminalinin CCI etkilerinin varlığında J'inci röle vasıtasıyla veri alışverişi yapmaktadır. Buna ek olarak, sınırlı sayıda dost bozucu bilgi sızıntısını azaltmak için yapay gürültü sinyalleri üretmektedir.

Röle seçimi, röle terminalleri üzerinden minimum güvenilirlik oranının maksimize edilmesine dayanan maks-min kriterleri ile yapılır. Monte-Carlo tabanlı simülasyon ve sayısal sonuçlara göre, eş kanal etkileşiminin varlığında, en önemli sistem performans parametreleri araştırılmaktadır. Sistem performansındaki bozulmanın, simülasyon ve sayısal analiz yöntemleri kullanılarak elde edilen sonuçlarla örtüştüğü de gösterilmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. KOOPERATİF RÖLE SİSTEMLERİ



Şekil 2-1: İşbirlikli röle ağı.

İşbirlikli röle tabanlı iletişim sistemleri, kablosuz ortamın yayın niteliğinden yararlanır ve düğümlerin iletim kapasitesini ve performansını artırmak için röle yoluyla ortak bilgi aktarmasına izin verir [51]. Geçiş sorununun ilk formülasyonu bilgi teorisi topluluğunda ortaya çıkmıştır [52]. Geleneksel röle kanalı modeli, Şekil 2-1’de gösterildiği gibi üç düğümden oluşur; bilgi ileten bir kaynak (S), bilgi alan bir hedef (D) ve kaynak ile iletişimi geliştirmek için bilgi alan ve ileten bir röle (R) hedef.

Kablosuz ortaklar arasında İşbirlikli bilgi aktarımı, kablosuz ağların sorumluluğunu ve kapsamını geliştirmede güçlü bir tekniktir. Popüler ve yaygın olarak kullanılan bir sistem yapısı olarak, kooperatif geçiş ağlarında iletişim güvenliği de önemli bir konudur. Kaynak veya kısmi kaynak olarak hareket eden artan röle düğümü sayısı arttıkça, kötü niyetli saldırganların iletimden kopma olasılığı da artar. Sonuç olarak, kaynak düğüm tarafından gönderilen bilgiler kaçınılmaz olarak kulak misafiri olur. Bu nedenle, amaçlanan alıcıya kabul edilebilir iletim oranını korurken kulak misafiri bilgi sızıntısını azaltmak veya ortadan kaldırmak için bir yöntem oluşturmak büyük önem taşımaktadır. İletim tarafları arasında iletim oranını en üst düzeye çıkarma gibi performansı artırmak için bazı çalışmalar yapılmıştır [53]. Ancak, iyileştirme kulak misafiri olup olmadığı dikkate alınmadan gerçekleştirilmektedir. Güvenlik konusunu dikkate alırken, bu performans geliştirmeleri pratik duruma dayandırılabilir veya

olumsuz bir etkisi olabilir. Kulak misafiri varsa, kulak misafiri veya herhangi bir kötü niyetli saldırganda sinyal alımı, röle düğümleri yasal alıcının alıcılığını arttırdığında büyük olasılıkla iyileştirilir. Bu nedenle, gizli dinleyiciler varlığında İşbirlikli röle ağının iyileştirilmesi düşünülmelidir [53].

Multimedya hizmetleri ve web ile ilgili içerik için sürekli artan taleplerle, yüksek veri oranı, yeni nesil kablosuz iletişim sistemlerinin en önemli özelliklerinden biri haline gelmektedir [54]. Ancak, kablosuz iletişim bağlantılarının doğal bir özelliği olan kanal sönümleme, veri oranındaki artışı ciddi şekilde sınırlamaktadır. İletişim performanslarını iyileştirmek ve kanal geçişi ile mücadele için kullanılabilecek birçok çeşitlilik tekniği arasında, mekânsal çeşitlilik teknikleri, iletim süresi ve bant genişliği için ekstra maliyetler ödemediği çeşitlilik kazancı sağladığından özellikle caziptir. Geleneksel olarak, uzamsal çeşitlilik verici ve / veya alıcıda birden fazla anten kullanılarak elde edilmekte, burada antenler arasındaki mesafe dalga boyunun yarısına eşit olmaktadır [54].

Bu çalışma, kablosuz sistemde güvenliği artırmak için İşbirlikli rölesinin fonksiyon seçim stratejisini önermektedir. Önerilen yapı, sistem modelinin İşbirlikli ağlarda çalıştığı senaryosunu dikkate almaktadır. Birçok hibrit İşbirlikli düğümü iletim sırasında röle veya bozucu olarak çalışabilmektedir.

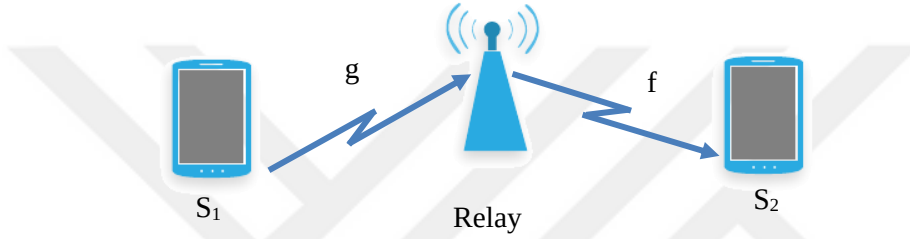
Herhangi bir ortak düğümün işlevini düzgün bir şekilde seçerek, oluşturulan yapı her bir alt taşıyıcı kanal üzerindeki genel güvenirlilik kapasitesini en üst düzeye çıkarmayı amaçlamaktadır. Önerilen yapı, hem İşbirlikli bozucu hem de İşbirlikli röle ağlarının avantajlarını birleştirmektedir. İşbirlikli röle düğümlerini kullanarak iletim oranını arttırırken, İşbirlikli bozucu düğümlerini kullanarak ağın güvenliğini de garanti edilebilmektedir.

2.1.1. Yarı Zamanlı Röle

Kablosuz ağların yayın niteliği nedeniyle mesajlar gizlice dinlenmeye açıktır. Son zamanlarda, röleler [16] yoluyla İşbirlikli iletim, bu sorunu çözmek için etkili fiziksel katman güvenlik planlarından biri olarak ortaya çıkmıştır.

Yarı zamanlı röleler, aynı anda iletim ve alım yapamayan röleler, son zamanlarda sadelik ve maliyet verimliliği nedeniyle büyük ilgi görmüştür. Tek bir yarı zamanlı röle için bazı kapasite sonuçları [55] 'de sunulmuştur. Ekipmanların ağırlığını ve boyutunu arttırmadan çoklu anten avantajlarını gerçekleştirmek için çoklu röleler devreye girmektedir. Birden fazla rölenin potansiyel faydalarını araştırmak için basit bir model Şekil 2-2'te gösterilmiştir. Bu konuda

literatürlerde yaygın olan varsayım, rölenin ilgili iletim için iki dikey zaman aralığının veya eşdeğer olarak iki dikey frekans bandının tahsis edildiği HD modunda çalışması şeklindedir. Bu yapı, doğrudan iletim ile karşılaştırıldığında sistem kapasitesini düşüren alımdır. Bu durumlarda, röle kullanımı ağ kapsamını genişletmek, gölgeleme etkileriyle mücadele etmek ve ağ verimini artırmak için umut verici bir tekniktir [56]. Bu pratik sistemlerde, röleler aynı frekans bandında ve aynı zaman dilimi içinde iletim ve alım ile ilgili önemsiz uygulama problemleri nedeniyle yarı zamanlı mod da çalışır [57].



Şekil 2-2: Yarı Zamanlı Röle Ağı

Yarı zamanlı bir röle iki zaman dilimi boyunca bir mesajı kaynaktan hedefe iletebildiğinden, radyo kanalı kaynağını verimsiz kullanılmaktadır. Alternatif olarak, röleler tam zamanlı mod da çalışabilir ve bir sonraki zaman diliminde iletilecek yeni veri alırken veri iletir. Bununla birlikte, tam zamanlı rölelerin uygulanması, RF zincirlerinin iletilmesi ve alınması arasındaki önemli miktarda döngü etkileşimi nedeniyle pratikte oldukça zordur. Örneğin, WiFi sinyalleri ortalama 20 dBm güçte iletilir ve gürültü tabanı -90 dBm civarındadır. Bu nedenle, döngü etkileşiminin gürültü tabanına indirgenmesi için 110 dB. ile iptal edilmesi gerekir. Aksi takdirde, gürültü olarak değerlendirilen herhangi bir artık gürültü performansı düşürecektir.

Sinyal iki dik zaman dilimi üzerine yayılır, kaynağın çift yuvalar sırasında $x[2i]$ ilettiğini ve röle çift yuvalar sırasında $r[2i]$ alırken, tek yuvalar sırasında $z[2i + 1]$ alır. Bu nedenle R_k , hedef D ve kulak misafiri E 'de alınan sinyaller $r[2i] = h_{r_k}x[2i] + n_{r_k}[2i]$ tarafından verilir.

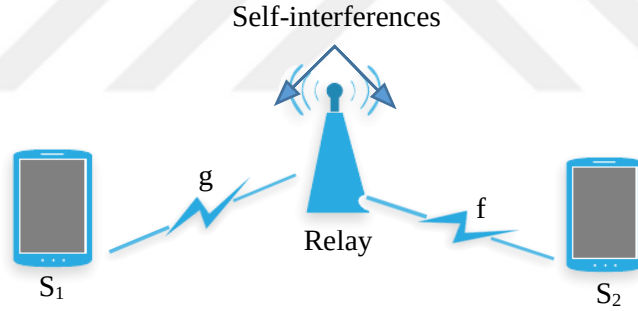
Güç kısıtlaması nedeniyle, $[2i + 1] = \sqrt{pr/psx[2i]}$ olmaktadır.

Daha yeni bir alternatif [58], verici portu ve alıcı portu arasında yeterli izolasyon sağlarken, tek bir anteni ve verici zincirini antene ve anteni alıcı zincirine bağlayan bir sinyal ayırıcıyı kullanır. Antenlerin fiziksel olarak ayrılmış düğümlere ait olduğu bu yaklaşımın vericisinden alıcının izolasyonu ile başa çıkmak için birden fazla anten kullanma fikri üzerine inşa edilmiştir. Bunun avantajı, bu tür düğümlerin her birinin geleneksel yarı zamanlı mod da çalışmasıdır. Ayrıca,

düğümlemler arasında büyük bir fiziksel ayırmaya izin verilerek, alıcı doygunluğu sorunu ortadan kaldırılır (bkz. Şekil 2-2).

2.1.2. Tam Zamanlı Röle

Kablosuz iletişimin temel ilkesi, bir radyonun, sonuçta ortaya çıkan döngü etkileşimi müdahaleler nedeniyle aynı anda aynı frekansta iletim ve alım yapamamasıdır. Sonuç olarak, kooperatif sistemlerinde çok sayıda mevcut çalışma, yarı-iki katlı operasyonlu bir sisteme bürünmüştür. Yarı-iki katlı kısıtlamayla mücadele etmek için birkaç röle seçim yöntemi ve TWR sistemi önerilmiş ve araştırılmıştır [59]. Ancak bu sistemler yine de bant genişliği kaybından zarar görebilir. [60] 'da yarı-iki katlı varsayımına meydan okunmuş ve tek kanallı tam-iki katlı kablosuz alıcı-vericinin tasarımı tartışılmıştır. Tam zamanlı iletim her iki yönde de iletişime izin verir ve yarım zamanlı baskıdan farklı olarak, bunun aynı frekansta ve aynı zamanda gerçekleşmesini sağlar (bkz. Şekil 2-3). Sonuç olarak, sistem uçtan uca iletim için yalnızca bir kanala ihtiyaç duyar.



Şekil 2-3: Tam Zamanlı Röle Ağı.

Bu nedenle, bir kooperatif sisteminde tam zamanlı tekniği uygulayarak muazzam bir bant genişliği kaydedilebilir. Bununla birlikte, kanal bant genişliği için kullanılan bu alternatif etkinlik, röle çıkışı ve girişi arasındaki sinyal sızıntısından kaynaklanan döngü etkileşiminden zarar görmektedir. Geçmişte bu girişim, tam iki katlı pratik uygulamasını ve çalışmasını çok zor ve hatta imkânsız hale getirmişti, ancak bugün anten ve sinyal işlemedeki gelişmeler onu mümkün kılmıştır [60]. Bu yaklaşım için, biri verici ve diğeri bir röle düğümünde almak için iki uzamsal olarak ayrılmış antenin kullanılması, döngü etkileşimi önemli ölçüde azaltılabilir [61]. Ancak, hala kusurlu yalıtkan veya iptal nedeniyle kalıntı döngü etkileşiminden mustarip olabilir. Bir AF ağındaki bir FD röle kooperatif sisteminin kesinti performansı [62] 'de değerlendirilmiştir. Hem AF hem de DF ağları altında tam zamanlı kooperatif sistemi için

ulaşılabilir iletim oranı, [63] 'te türetilmiştir. FDR sistemlerine bir röle seçim şeması uygulamak, çeşitlilik faydalarını daha yüksek spektral verimlilikle birleştirmek için daha verimli bir yaklaşım sağlamaktadır. Tam-iki katlı operasyonlu bir AF kooperatif sistemindeki farklı röle seçim şemaları [60] 'da incelenmiştir.

2.2. RÖLE şEMALARI

Elde edilen bilgileri işlemek için sistemde kullanılabilen bir röle işbirlikli ağında iki ana röle şeması vardır. Genellikle, bu şemalar iki türe ayrılabilir [64]. Bunlar:

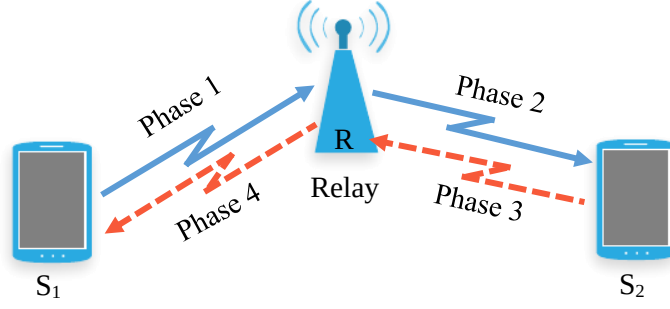
Yükselt-ve-ilet: AF, rölenin esasen iletilen sinyali güçlendirdiği ve ölçeklendirilmiş bir sürümün hedefe iletildiği temel bir röle sistemidir. Bu şemanın yararı verimliliğidir, çünkü röle düğümündeki sinyali kodlamak ve kodunu çözmek gerekli değildir. Bununla birlikte, rölede gürültü yükseltmenin basitlik ve düşük maliyetin yanı sıra büyük bir dezavantajdır [65].

şema 1: DF 'de, bir röle hedefe gönderilmeden önce kaynaktan gönderilen sinyalin kodunu çözer. Sinyal deşifre edildikten sonra röle sinyali yeniden kodlamalı ve sonra kaynağa iletmelidir. DF röle sistemi, AF rölesinin aksine, yararlı sinyalleri sadece iletim düğümüne iletir, ancak bu ek zaman işleme ile gerçekteşir.

şema 2: Röleler bu şemadaki alınan sinyalleri tanımlar ve tanımlanan sembolleri terminal düğümüne iletir. Literatürde farklı tipte röle sistemleri tanıtılmaktadır, ancak bunların tümü esas olarak bu iki temel şema olan AF ve DF modalarından geliştirilmiştir [66].

2.2.1. Tek yönlü röle sistemleri

“Tek yönlü röle (One-way relay: OWR)” şemaları literatür bölümünde geniş çapta incelenmiş ve kooperatif ağını analiz etmek için en yaygın ve en açık stratejilerden biridir. OWR sisteminin analizi için, şekil 2-4’da verilen S_1 ile S_2 arasındaki doğrudan bağlantının sönümleme nedeniyle uygun olmadığı varsayılır. şekil 6’da, röle terminali R üzerinden toplam iletim için, sistemin S_1 'den R'ye, R'den S_2 'ye, S_2 'den R'ye ve R'den S_1 'e veri iletimi de dâhil olmak üzere dört farklı fazda (dört faz aralığı) gerçekteştirmesi gerektiği gösterilmiştir.



Şekil 2-4: Kablosuz Ağlarda Tek Yönlü Şema

2.2.1.1. Yükselt-ve-ilet

OWR seçim sistemli AF tabanlı bir röle terminalini düşünelim. Faz 1'de, S_1 kaynağı röle terminaline R bir veri sinyali göndermek için bilgi alışverişi yapar. Röle seçim aşında elde edilen sinyal şu şekilde elde edilebilir:

$$y_x = \underbrace{\sqrt{P_s} x h_j}_{S_1\text{'s information}} + \underbrace{n_1}_{\text{Thermal noise at } j^{th} \text{ relay}} \quad 2-1$$

Burada h_j , Şekil 2-4 'de S_1 ve R arasındaki katsayı kanalı kazancıdır, x sıfır ortalama ve güç $E[|x|^2] = 1$; olan RV olduğu varsayılan kaynak yayın sembolü, P_s kaynak terminallerinde iletim gücüdür. Ayrıca, $n_1 \sim N(0, \sigma^2)$ ve j^{th} röle düğümünde toplanan beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) gürültüsüdür. Daha sonra röle düğümü, mesajı çıkış noktasına göndermeden önce, alınan verici sinyalini kaynak düğümünden bir kazanç faktörü G vasıtasıyla güçlendirir. Aktarılan verilerin R rölesi yoluyla kopyalanan dönüştürülmüş veri $\Re < (y_r) = G y_r$ tarafından verilir burada,

$$G = \sqrt{\frac{P_r}{P_s |h|^2 + \sigma^2}} \quad 2-2$$

Ve P_r röle terminalin iletim gücüdür. Faz 2'de, normalleştirilmiş sinyal $\Re < (y_r)$ yönlendirilir ve hedef düğüm S_2 'ye iletilir. Sonuç olarak, hedef R ve S_2 arasındaki karmaşık kanal katsayı faktörünü alır,

$$G = \sqrt{P_s} x h_j g_j + G n_1 g_j + n_2 \quad 2-3$$

Şöyle ki g_j röle ve S_2 arasındaki kanalın katsayı faktörü olduğu durumlarda ve n_2 , hedefteki termal gürültü $n_2 \sim N(0, \sigma^2)$ 'dir. (2-1) 'de (2-2) değiştirilerek, kaynak röle-hedef bağlantısı için SNR, S_1 ila R ve R ila S_2 , kaynağın röleye gönderilmesi için SNR'nin (2-4) değiştirilmesi ile elde edilir ve hedef düğüme röle, hesaplanabilir.

$$\gamma_{AF} = \frac{P_s P_r |g_j|^2 |h_j|^2}{+P_s |g_j|^2 \sigma^2 + P_r |h_j|^2 \sigma^2 + \sigma^2} \quad 2-4$$

Basit aritmetik işlemlerle (2-5) eşittir:

$$\gamma_{AF} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \quad 2-5$$

Burada $\gamma_1 = \frac{P_s |h|^2}{\sigma^2}$ ve $\gamma_2 = \frac{P_s |g|^2}{\sigma^2}$ dır.

S_1 , R ve S_2 arasındaki kanal oranı şu şekilde verilir:

$$C = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \right) \quad 2-6$$

Burada $\frac{1}{2}$, değişkenini S_1 'den S_2 'ye bilgi alışverişi için iki kanal takip eder.

2.2.1.2. Deşifrele-ve-ilet

İlk önce DF tabanlı röle düğümünde, S_1 sinyali röle düğümü R 'ye iletir. Röle terminalinde alınan mesaj (2-1) ile verilir. Faz 2'de, röle x sembol sinyalini tamamen çözer ve ardından yeniden şifrelenmiş verileri $\mathfrak{R} < (y_r) = X$ ile S_2 olarak iletir; burada X , x 'in şifresi çözülmüş halidir.

Bu nedenle, DF tabanlı röle yoluyla alınan mesaj şu şekilde elde edilir:

$$y_y = \underbrace{\sqrt{P_s} X g_j}_{S_2\text{'s information}} + \underbrace{n_2}_{\text{Thermal noise at } j^{\text{th}} \text{ relay}} \quad 2-7$$

DF temel röle şemalarında, alınan verinin kodunu çözen ve ileriye doğru ileten röle terminali R aracılığıyla S_1 ve S_2 arasındaki iletim iki farklı fazda gerçekleşir ve sistem çıkışı azalmak için en faz tarafından kontrol edilir.

Kanal oranı $S_1 \rightarrow R \rightarrow S_2$ bağlantısından eşittir,

$$C = \frac{1}{2} \min [\log_2(1 + \gamma_{S_1}), \log_2(1 + \gamma_{S_2})] \quad 2-8$$

Burada, $\gamma_{S1} = \frac{P_S|h|^2}{\sigma^2}$ ve $\gamma_{S2} = \frac{P_S|g|^2}{\sigma^2}$ dir [67].

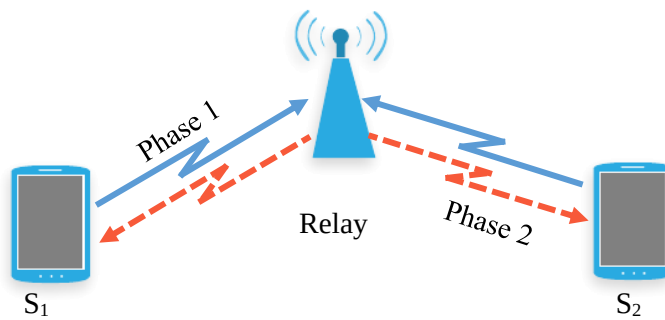
2.2.2. İki Yönlü Röle Sistemleri

İşbirliği teknolojileri, iki yönlü sistemleri olarak kabul edilen TWR'ye ve FD tabanlı sistemler olarak ayrılabilir. TWR'de, iki kaynak aynı anda FDR'de mesajlarını birbiriyle değiştirir, röle terminali aynı frekans ve zamanda bir mesaj alır ve iletir. Bununla birlikte, bir OWR şemasında, verilerin kaynak ve hedef arasında iletilmesi için gereken dört aşama vardır. Her aşamada, bir terminal düğümü verileri gönderebilir ve kanalda bilgi iletebilir.

Bir TWR şeması [68] sinyallerini sürekli olarak birbirine ileten iki düğüm olarak, yarı zamanlı röle sistemlerine karşı spektral verimliliği arttırmanın etkili bir yoludur. Şekil 2-5'de gösterildiği gibi, röle düğümü R kullanılarak S1 ve S2'nin iletilen verileri, sırasıyla iki aşamada S2 ve S1 ile değiştirilir.

Faz 1'de, kaynak S1 ve S2 bilgilerini bir kerede R röle düğümü R'ye bildirir. Röle düğümü, sinyalleri aldıktan sonra doğru frekans izlemeyi gerçekleştirir ve neden sinyali Faz 2'de S1 ve S2'ye iletir. Veri sembolü, her kaynak düğümünde döngü etkileşimi oluşturur, ancak yalnızca kendi sinyaliyle iptal edilebilir [68].

Bu olay iki aşamada iki yönlü iletişime izin verirken, tek yönlü iletim aynı verilerin değiştirilmesi için dört aşama gerektirir. TWR kooperatif ağlarının bir özeti son zamanlarda kooperatif sistemlerinde bulunabilir [69].



Şekil 2-5: Kablosuz ağda iki yönlü şema

2.2.2.1. Yükselt-ve-ilet

TWR ağının verimliliğini görünce, sönmleme kanalı nedeniyle S₁ ve S₂ arasındaki doğrudan bağlantıya erişilmemesi beklenen AF röle düğümünün olduğunu kabul edelim. Ek olarak,

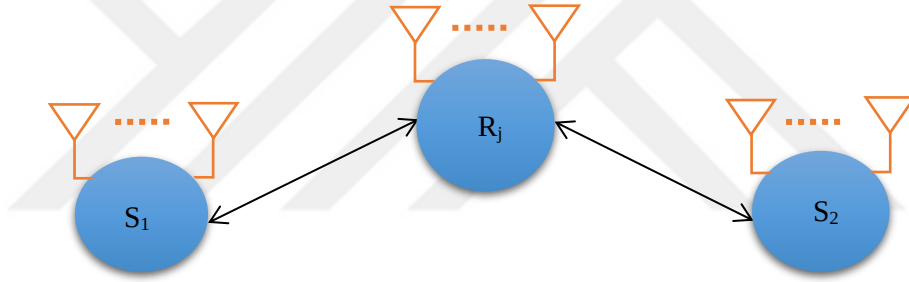
iletilen tüm terminallerin yarı zamanlı mod da çalışması ima edilir. Faz 1'de, hem S_1 hem de S_2 sembollerini aynı zamanda R rölesine iletir.

Böylece röle düğümünden alınan sinyal aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$y_r = \underbrace{\sqrt{P_s}xh_j}_{S_1\text{'s information}} + \underbrace{\sqrt{P_s}yg_j}_{S_2\text{'s information}} + \underbrace{n_1}_{\text{Thermal noise at } j^{\text{th}} \text{ relay}} \quad 2-9$$

Burada x ve y , $E[|x|^2] = 1$ ve $E[|y|^2] = 1$ enerji kanalı ile birlikte, S_1 ve S_2 terminallerinin iletilmiş sembolüdür. Ayrıca P_s ve P_r güç olup, sırasıyla terminal kaynak düğümleri ve rölesi iletilir. İkinci aşamada, röle terminali alınan verileri güçlendirir ve her iki kaynak terminaline iletir. S_2 'de alınan sinyaller şu şekilde hesaplanır.

TWR ağında, iki terminal düğümü bir röle terminali kullanarak paylaşılan bir kablosuz HD / FD tabanlı kanal üzerinden bilgi alışverişi yapar.



Şekil 2-6: İşbirliği Sistemdeki zamanlı FD tabanlı röle

Şekil 2-6, iki yönlü bir işbirliği cihazıdır. İletişim düğümünün aynı frekans aralığında sürekli olarak sinyal iletmeye ve almasına izin veren tam zamanlı teknik, geleneksel HD tekniğine kıyasla maksimum verimi iki katına çıkarma potansiyeline sahiptir. Bununla birlikte, FD düğümünün iletiminden alımına olan sızıntı oranı, FD bilgi paylaşım performansı üzerinde olumsuz etkiye sahiptir.

İletim verileri faktör $1/2$ 'den etkilenmeye devam eder, çünkü uçtan uca iletim için iki zaman aralığına ihtiyaç duyar. Yarı iki katlı tabanlı olsa da, burada S_1 ve S_2 düğüm terminalleri arasında iki yönlü bir bağlantı oluşturmak ve ağın toplam oranını artırmak için kullanılabilir.

2.2.2.2. Deşifrele-ve-ilet

DF rölesinin üzerinde iletişim, röle düğümünün S_1 'den alınan sinyalin kodunu çözmesi ve ardından bunu S_2 'ye iletmesi haricinde Bölüm 2.2.2.1'de tartışılan AF ile benzer bir işlemi takip eder. Bu kapasitesi $S_1 \rightarrow R \rightarrow S_2$ bağlantısı 2-10 gibi elde ediliyor:

$$C = \min \left[\log_2 \left(1 + \frac{\gamma_{S_1}}{\gamma_{S_1} + 1} \right), \log_2 (1 + \gamma_{S_2}) \right] \quad 2-10$$

2.3. GÜVENİLİR VE GÜVENİLMEZ RÖLELER

Kaynak ve hedef arasında gizli bilgileri iletmek için röle düğümlerinin kullanımı büyük çaba sarf ederken, PLS bağlamında güvenilmeyen röle ağlarına da dikkat edilmiştir. Bu tür bir ağda, röle kaynağın gizli sinyalinin kodunu çözmeye çalışabilir. Bu durumda çok önemli bir soru gündeme gelebilir: güvenilmeyen bir röle ile işbirliği faydalı olabilir mi? İlginçtir, cevap olumludur [70]. Özellikle, güvenilmeyen röleyi, yalnızca güvenilmeyen röleyi bir gizli dinleme olarak düşünmek yerine, bilgiyi iletmek için bir yardımcı olarak ve bilgileri kulaktan çıkarmak için bir kulak misafiri olarak ele alarak daha yüksek bir güvenilirlik oranı elde edebiliriz.

Kuşkusuz, kablosuz ağların fiziksel katmanındaki güvenliği artırmak için İşbirlikli geçişin sağladığı faydalar önemlidir. Bununla birlikte, bu yeni ortaya çıkan alanda son zamanlarda birkaç gelişme kaydedilmiş olsa da, kablosuz bir röle ağında yeni bir PHY güvenlik tedavisi için ele alınması gereken bir takım sorunlar ve zorluklar bulunmaktadır. Örneğin, iletişimi güvence altına almak için rölenin mevcut tüm uygulamaları, kaynak ve rölenin dikey kanallar üzerinden bilgi aktardığını varsayar. Kaynak ve röle (ler) in aynı anda dikey olmayan bir şekilde iletilmesine izin verilerek, yayın ve alıcı çarpışma dereceleri en üst düzeye çıkarılır ve güvenlik performansı daha da geliştirilebilir. Ne yazık ki, PHY güvenliğini arttırmak için bu tür gelişmiş röle protokollerinin benimsenmesi, çok az dikey olmayan aktarma protokolü için, karşılık gelen maksimum ulaşılabilir oranların hala bilinmemesi nedeniyle basit bir iş değildir [71].

Güvenilmeyen geçiş, kaynak ve hedef terminalin bir veya daha fazla röle düğümünden (R) bilgileri iletmek için yardımcı olduğu birkaç kooperatif ağı tarafından motive edilir, ancak aynı zamanda kaynak-hedef çifti bilgiyi bu düğümlerden gizli tutmak ister. Bu tür bir ağa örnek olarak, her düğümün aynı düzeyde güvenlik izni olmadığı bir devlete veya finans kuruluşuna ait ağlar verilebilir. Benzer şekilde, geçici ağlarda, bağlantı için geçiş düğümlerine ihtiyaç vardır, ancak bunların kimliği doğrulanmaz. Bu ağlarda, röle belirlenen röle düzenini

yürütmeye istekliyen, rölenin gözlemi mesaj hakkında bilgi çıkaramaz. Sorunun doğası göz önüne alındığında, AF ve CF geçişi özellikle ilgi çekicidir. DF, rölenin mesajı gözleminden deşifre etmesini gerektirdiği için engellenir. Bu araştırma çizgisi altında, güvenilmeyen düğümlerle röle işbirliğinden yararlanarak güvenlik performansını artırabilecek çok ilginç bir yöntemdir [71].

Güvenilir röleler: Şimdi dikkatimizi güvenlik iyileştirmeleri için güvenilir düğümler durumuna çevirelim. Güvenilir geçiş senaryolarında, kaynağa, yasal taraflara ek olarak, pasif bir dinleyici varlığında gizli bilgileri hedefe iletmek için tek veya birden fazla güvenilir röle yardımcı olur. Güvenilmeyen durumdan farklı olarak, röleler güvenilir düğümlerdir ve güvenliği önemli ölçüde artırmak için tamamen kullanılabilir. Bu güvenilir senaryo daha ilgi çekicidir ve literatürde büyük ilgi görmüştür. Aşağıda, güvenliği artırmak için güvenilir rölelerin kullanılabileceği farklı yollar verilmektedir [71].

2.3.1. Gizli Dinleyiciler

Alıcı, iletilen veriyi gözetleyerek bir ağdan bilgi toplama yöntemidir. Yine de kulak misafiri, lisanssız bir gizli temas üzerinden özel bir konuşmayı gizlice gölgede bırakmak anlamına gelir. Bilgiler değişmeden kalır, ancak gizliliği tehlikeye girer.

Bu yapı kablolu ağlar ve kablosuz ağlar üzerinden gerçekleştirilebilir. Kablolu bir ağda gizlice dinleme işlemi daha zordur, çünkü kulak misafiri ağdan akan verilere erişmek için bir donanım aracı olan bir ağ musluğu kullanarak ağa dokunmak zorundadır. Kulak misafiri ağın kablosuyla temas etmediği sürece, elbette bu yapılamaz ki bu diğer zamanlarda karmaşık ve pratik değildir. Kulak misafiri, kulak misafiri saldırıya uğramanın tehlikeli bir konumda olması gerekmeyen kablosuz ağlarda da meydana gelebilir. İhtiyaç duyulan her şey, bir ağ cihazının diğer ağ adresleriyle birlikte gelen her ağ paketini yakalamasını ve okumasını, kablosuz ağı örtmesini ve yazılım cihazlarından birini kullanmasını sağlayan, Wi-Fi üzerinden kulak misafiri, karışık mod dada çalışan bir kablosuz ağ adaptörüne sahip bir bilgisayardır [72].

Dinlemenin bir örneği, kablosuz iletimi kesintiye uğratan veya kablosuz iletişime dokunarak aygıtları keserek kredi kartı numaralarının algılanmasıdır. Gizli dinleme, şifrelenmiş veya bilinen şifresi çözülmüş, şifrelenmiş bilgileri toplamazken yardımcı olabilir, ancak verilerin bilinmeyen şifrelenmesi yararlı olmaz.

Ağ yöneticileri, ağlarda hata ayıklamak ve Wi-Fi iletişiminde dalgalanma gerektirebilecek yasa dışı ağ erişim noktalarını bulmak için ağlardaki trafiği analiz etmelidir. Bu amaçla kullanılan

birkaç yazılım ve cihaz vardır ve bundan önce Wi-Fi iletimlerini görür ve duyar. Yazılım paketlerinin çoğu tamamen yasal ağ analizörleridir. [73] Kulak misafiri, genel olarak herkesin erişebileceği e-iletişimleri kasıtlı olarak araya giren, araya girmeye çalışan veya başka herhangi bir kişiyi ele geçirmeyi veya araya girmeyi dener [73].

Dinlemenin bir örneği, kablosuz yayın iletişimlerini kesintiye uğratan aygıtları kullanan veya gizlice dinleyen kişiler için tercih edilen tel iletişimine dokunarak kredi kartı numaralarına müdahale etmektir.

2.3.2. Yasal dinleyiciler

Kamu güvenliğini artırmak için, teröristler ve suçlular gibi şüpheli kullanıcılar arasındaki iletişimi yasal bir şekilde dinlemek gerekir. Bu çalışmada, kablosuz güçle çalışan şüpheli bir iletişim ağında, kablosuz çalışan şüpheli bir vericiyle ve kablosuz çalışan dost jammer yardımıyla yasal olarak izlenen bir şüpheli alıcıyla yasal gizlice dinlemeyi araştırıyoruz. Bu protokolü, kablosuz enerji aktarımı ve bilgi aktarımını koordine etmek için şüpheli iletişim tarafından kabul edilir. Hem şüpheli alıcı hem de yasal monitör, şüpheli verici ve sinyal bozucu için güç kaynağı görevi görebilir. Yasal monitör güç sinyallerini yayınlamaya şüpheli iletişim oranını kontrol edebilirken, jammer enerji toplayabilir ve daha sonra yasal monitörle işbirliği içinde şüpheli iletişime müdahale edebilir. Farklı uygulama gereksinimlerine göre gizli dinleme performansını değerlendirmek için dört farklı ölçüm benimsenmiştir ve bunlar başarılı dinleme dinleme olasılığı, ortalama dinleme dinleme oranı, göreceli dinleme dinleme ve dinleme dinleme enerji verimliliğidir. Her performans metriği için, monitördeki enerji aktarımı için en uygun iletim gücünü ve monitördeki tepe iletim gücü kısıtlamasının altındaki performans metriğini ve jammerdeki enerji nedensellik kısıtlamasını en üst düzeye çıkarmak için en iyi jammer iletim gücünü elde ederiz. Bazı önemli bilgiler, bu optimum güç kontrol politikalarından türetilmiştir [74].

Kablosuz güçle çalışan şüpheli bir iletişim ağındaki fiziksel katman güvenlik sorunları da büyük ilgi gördü. Özellikle, yasal iletişimin kablosuz güçle çalışan şüpheli bir iletişim ağın 'da kötü niyetli kullanıcılar tarafından gizlice dinlenmesini önlemek pratik bir gerekliliktir. Bu bağlamda, kulak misafiri olunca kaynaktan hedefe mükemmel şekilde güvenli bir şekilde gönderilir. Bilginin ulaşılabilir oranı olarak tanımlanan güvenilirlik oranı, fiziki değerlendirme için genellikle temel bir performans ölçütü olarak benimsenir uydu-karasal ağlar, bilişsel radyo ağları gibi birçok iletişim ağında katmanlı güvenlik performansı sağlar.

Spesifik olarak, enerji alıcılarının potansiyel dinleyiciler olduğu varsayılmıştır ve verimli şemaların, çeşitli pratik kurulumlarda enerji alıcılarına müdahale etmek için enerji sinyallerini yararlı bir girişim olarak kullanmaları önerilmiştir. [75], kendinden bağımsız bir kablosuz beslemeli jammer kullanarak güvenli iletişim sağlamak için bir kaynak düğümü ve bir kulak misafiri mevcudiyetinde bir hedef düğüm ile yasal bir iletişim bağlantısı önerilmiştir. [73] deki çalışma da frekans bölmeli çoğul OFDM bazında genişletildi; böylece birden fazla kulak misafiri mevcudiyetinde yasal bir iletişim bağlantısı, kendi iletişim fırsatları karşılığında yasal iletişime yardımcı olan kablosuz destekli jammerler kullanarak daha yüksek düzeyde güvenli iletişim sağlamak için önerilmiştir. [75] 'te, birden fazla kulak misafiri bulunan bir kablosuz güç kaynağı düğümü, bir hedef düğümü ve bir güç kaynağı düğümü olan bir WPCN düşünülmüş. Böylece güç kaynağı düğümünden jammer yardımı ile güvenilirlik verimi en üst düzeye çıkarılmıştır. [74] 'te, birden çok kablosuz güç kaynağı düğümü ve kablosuz güç kaynaştırıcısı bulunan bir WPCN göz önünde bulunduruldu ve güvenilirlik oranı maksimizasyonu için kaynak tahsisi sorunu araştırıldı.

3. MALZEME VE YÖNTEM

Kablosuz iletişim çok oranlı bir şekilde büyümüş ve insanların günlük yaşamında önemli bir rol oynamaya başlamıştır. Yıllar boyunca, kablosuz iletişim sistemlerinin tasarımındaki temel zorluğun, yüksek güvenilirlik ve aynı zamanda düşük güç tüketimi gibi, üstesinden gelmek için önemli çabalar sarf edilmiştir. Çeşitli çözümler arasında, İşbirlikli geçiş, kablosuz ağlardaki menzili ve güvenilirliği artırmak için etkili bir yöntem olarak kabul edilmiştir. İşbirlikli geçiş ile ilgili araştırmalar hala aktif bir alan olmakla birlikte, geçişin sunduğu büyük faydalar nedeniyle büyük kablosuz standartlarda birkaç geçiş stratejisi benimsenmiştir.

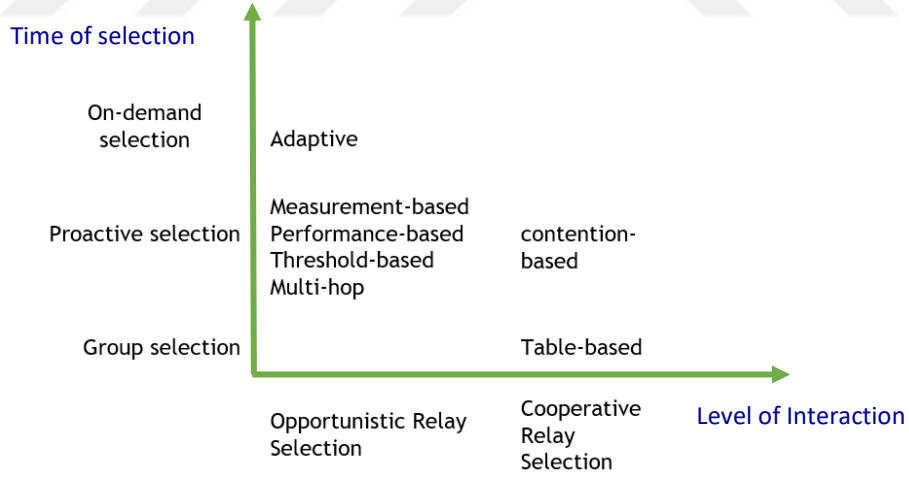
Bir kanalda bir verici, kulak misafiri varlığında alıcıya gizli bir mesaj göndermek istediğini kabul edelim. Wyner, varış noktasında ulaşılabilir oran ile kulak misafiri olarak bilgisizlik seviyesi arasındaki ödünleşimi karakterize etmiştir. Özellikle, mükemmel güvenilirlik içinde sıfır olmayan bir oranın elde edilebileceğini göstermiştir. Böyle bir oran güvenilirlik oranı olarak tanımlanır ve maksimum güvenilirlik oranına güvenilirlik kapasitesi denir. Yukarıda bahsedilen çalışmalardan farklı olarak, bu tezde, çift sekmeli çoklu güvenilmez tam iki katlı iki yönlü kablosuz röle sistemi yapısını ele almaktadır. Bu tez aynı zamanda bilgi sızıntısını en aza indirmek için sonsuz sayıda dost jammer güvenilmez röle terminallerini etkilediğini de göz önünde bulundurmaktadır. Yapılan araştırmalar sonucunda, sistem modelinde bir FD-TWR'yi ele alınmıştır. Araştırmada aynı zamanda ana performans metriklerini de ölçülmüştür. Ayrıca, araştırmada yasal/gayri yasal terminallerin CCI terminalleri tarafından etkilendiğini göz önüne alınmıştır. Monte-Carlo bazında bilgisayar simülasyonları ve sayısal sonuçlar, maks-min tabanlı güvenilmez röle seçim stratejisinin yüksek SNR rejiminde işbirliği çeşitliliği sağladığını ortaya koymuştur. Ayrıca, CCI 'in varlığının, yüksek SNR rejimlerinde doymuş performans eğrileriyle sonuçlanan ve gürültü olmayan durumda sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olan bilgi alışverişi sürecinin baskın olduğu görülmektedir.

3.1. RÖLE SEÇİM TEKNİKLERİ

Yalnızca bağlantı katmanında veya fiziksel katmandaki kooperatif çeşitlilik şemaları ile birleşim halinde çalışmasından bağımsız olarak, kooperatif rölenin performansı büyük ölçüde bir veya daha fazla röle seçmek için kullanılan işlemin verimliliğine bağlıdır. Röle seçim mekanizmalarıyla ilgili olarak, [76] 'te önerilen temel mekanizma, aşırı ısıtma düğümlerinin CSI 'ların tahmin ettikleri, daha iyi kanal koşullarına sahip düğümlerin ilk önce röle, hatta veri

olarak yayınlanacakları bir zamanlayıcı ayarladıkları bir fırsatçı davranış tanımlar. Başka bir basit öneri [77] ölçülen SNR'yi kullanır, aşırı işitme düğümleri meşgul sesi gönderir. Bu tür mekanizmalar yüksek bir çarpışma olasılığı sunar. Bununla birlikte, etkinliğini artırmak amacıyla fırsatçı röle modifiye edilmiştir (Bkz. Şekil 3-1).

Beş röle seçim şeması, seçimsiz (NS), maks-min röle seçim (MMS), maksimum toplam oran röle seçimi (TOS), hibrit Röle Seçimi (HRS), optimal röle Seçimi (ORS). İlk başta, farklı sayıda röle ve iletim oranı için, beş röle seçim şemasının kesinti olasılığı TW-AF röle ağlarında karşılaştırılır. Simülasyon sonuçları, MMS, OS ve HS şemalarının performansının yaklaşık olarak eşit olduğunu ve performanslarının diğer iki şemadan (MSS ve NS) daha yüksek olduğunu göstermektedir. Bu sonuçlar, röle seçim şemasının DF durumundan elde edilen sonuçlarla tam olarak aynı olmayan TW-AF durumu üzerindeki etkisini göstermektedir. Araştırmanın ikinci bölümü olarak farklı güç dağıtım senaryoları incelenmiştir. Simülasyon sonuçları, düşük güç olasılığı sunan her iki AF ve DF rölesi için en iyi güç tahsis senaryosunun, toplam gücün yarısının seçilen röle düğümüne atandığı ve diğer yarısının iki alıcı-verici arasında eşit olarak bölünmesiyle elde edilebildiğini göstermektedir.



Şekil 3-1: Röle seçim yaklaşımlarının sınıflandırılması

3.1.1. Seçimsiz Röle Tekniği

Kablosuz iletişim sistemlerinde birden fazla anten kullanmak, ağ trafiğini desteklemek, hizmet kalitesini ve kapsama alanını artırmak, kapasiteyi ve veri iletim oranını birlikte geliştirmek ve aynı zamanda sönümlleme kanalın etkisini azaltmak için etkili bir yoldur. Mobil cihazlarda birden fazla anten kullanmak mümkün olmadığından, tam çeşitlilik ve düşük tüketilen güç sağlayan akustik bir ağ gereklidir.

3.1.2. Maks-Min. Tekniğinle Röle Seçimi

Maks-min (MM) tabanlı seçim stratejisi, elde edilebilen minimum e2e güvenilirlik oranını seçer ve en üst düzeye çıkarır. Güvenilmez röle seçim stratejisi şu şekilde yazılabilir:

$$SS_{FD, R_j, S_1}^{TWR} = \arg \max_{j=1, \dots, J} \min \left(SR_{R_j, S_1}^{up}, SR_{R_j, S_2}^{up} \right) \quad 3-1$$

Maks-min röle seçim tekniği, tüm röle terminalleri üzerinden $S_1 \rightarrow R_j \rightarrow S_2$ ve $S_2 \rightarrow R_j \rightarrow S_1$ bağlantılarının minimum SNR değerini maksimuma çıkaran en iyi röleyi seçmek için kullanılır. Özellikle, iki yönlü ağların çalışmasında yaygın olarak kullanıldığı ve tam çeşitlilik sırasına ulaştığı gösterildiğinden, maks-min röle seçim şemasının performansı kullanılmaktadır [44]. Bununla birlikte, maksimum-röle seçim şemasının her zaman en verimli yaklaşım olmadığı unutulmamalıdır.

3.1.3. Toplam-Oran Tabanlı Röle Seçimi

İlk zaman diliminde, kaynak düğümleri aynı anda verilerini röleye iletir. İkinci zaman diliminde, röle düğümü verileri işler ve işlenen bilgileri iki kaynağa iletir. Dört zamanlı yarık protokolünde dört zaman dilimi vardır. İlk zaman diliminde, S_1 verilerini röle düğümüne gönderir. İkinci zaman diliminde, röle düğümü giriş verilerini işler ve işlenen verileri S_2 'ye gönderir. Üçüncü zaman diliminde, S_2 verilerini röle düğümüne gönderir.

Dördüncü zaman diliminde, röle düğümü giriş verilerini işler ve işlenen verileri S_1 'e gönderir [78]. Hem spektral verimliliği hem de iletim oranını arttırmak ve ayrıca ek işlem süresini azaltmak için, önceki araştırma çalışmalarında çoğunlukla kullanılan iki zaman aralığı protokolü seçilir. [79] 'da, tüm röle düğümleri işbirliği için kullanılır, ancak mükemmel senkronizasyona ihtiyaç duyar. Uygulamanın zorluğu nedeniyle, verileri göndermek için yalnızca bir röle kullanan iki yönlü röle ağı tanıtılır.

Bir röle listesinden uygun röleyi bulmak için birkaç röle seçim şeması vardır. Bilinen beş şema seçim, minimum seçim, minimum SNR değerlerini en üst düzeye çıkarmak, minimum SNR 'yi maksimuma çıkarmak ve toplam oran iletim şemalarını maksimuma çıkarmak için toplam iletim oranını ve hibrid seçim şemasını maksimuma çıkarmaktır [53].

3.1.4. Hibrit Röle Seçimi

Son zamanlarda, hibrid röle protokolü (HRP) çok dikkat çekmektedir. Doğru kod çözme durumunda temiz paketleri DF'ye ileterek ve yanlış kod çözme durumunda AF'de yumuşak temsil edilen paketleri ileterek hem DF hem de AF'nin değerlerini uyumlu bir şekilde birleştirir [24].

Hibrit röle seçimi (HRS) olarak adlandırılan HRP'ye röle seçimi dahil edilerek performansı daha da geliştirilebilir [80]. HRS şemasında, her iletim için tüm röleler bir DF grubu ve bir AF grubu olmak üzere iki gruba ayrılır. Bir röle, doğru kod çözme durumunda DF grubuna veya yanlış kod çözme durumunda AF grubuna dahil edilir. Hedef düğüm, paketi iletmek için DF grubundan veya AF grubundan maksimum hedef SNR'ye sahip tek bir optimal röle düğümü seçer. HRS şemasının prensibi basit olsa da, analitik FER'in hesaplanması tek röle kooperatif ağları için bile önemsiz değildir. Bu nedenle, daha önceki çalışmaların çoğu yaklaşık ortalama FER analizine odaklanmıştır. Bununla birlikte, literatürde şimdiye kadar hala çok sınırlı sonuçlar bildirilmiştir. [80] 'de, Rayleigh sönümlleme kanalında hibrid ileri şema kullanılarak tek röle ağlarının FER'i analiz edilmiştir. [77] 'de hibrid iletim ve röle seçimini birleştirerek hibrit röle seçim şemasını önermiştir. [77] 'de HRS şemasını diferansiyel modülasyon ile genişletmiştir. HRS şemasının FER'i için sadece çok gevşek üst sınırlar sağlanmıştır. Tüm rölelerin kaynaktan gelen sinyalleri iletmeye katıldığı, röle seçimi olmadan tüm katılım şemasındaki FER analizleri yapılmıştır.

3.1.5. Optimal Röle Seçimi

İşbirliği senaryolarında, cevaplanması gereken iki ana soru vardır: Bunlar: a) işbirliği için optimal röle düğümünün nasıl belirleneceği ve b) ne zaman işbirliği yapılacağının nasıl belirleneceğidir. Bu soruların cevabı, algılanan parametreler ve her bir parametre değerine göre alınan kararların yanı sıra iletilen trafiğin özellikleri ile doğrudan ilgilidir. Bu nedenle, algılama parametrelerinin seçimi genel sistem performansını etkiler. Bu makalenin temel amacı, kablosuz ağlar için işbirliği protokollerinde performansı artırmak için kullanılabilecek birkaç

algılama parametresinin etkisini önermek ve değerlendirmektir. TCP/IP iletişim yığını kullanan kullanıcı uygulamaları tarafından algılanan performansı artırmayı hedeflediğimize dikkat edilmelidir [76].

3.2. SÖNÜMLEMELİ KANAL

Farklı wire-tap kanalı modelleri arasında, sönümleme kanalı modelinin, kablosuz kanalların temel zamanla değişen özelliklerini etkin bir şekilde yakalamak için önemli bir model olması dikkat çekicidir [81]. Kablosuz iletişimin ana özelliği sinyal zayıflamasının (sönümleme) rastgele olmasıdır. Bu alt bölümde, bu rastgele, hatadan etkilenme ve kanaldan etkilenen kanallar üzerinden iletim kapasitesini nasıl etkilediğini ele alınacaktır. Aslında, aynı bilgi çeşitli iletim yollarından aktarılırsa, bu çeşitlilik alımının güvenilirliğinin artmasına izin verecektir [82]. Bu durumda, iletilen sinyaldeki tüm frekans bileşenleri aynı rastgele zayıflama ve faz kaymasından etkilenir ve kanal frekans düzdür. Bu, solmanın iletilen sinyali çarparak etkilemesini gerektirir: yani, $x(t)$ iletilirse ve $z(t)$ ilave gürültüyü gösterirse, alınan sinyal formuna sahiptir.

$$y(t) = Rx(t) + z(t) \quad 3-2$$

Buradaki y, x, z , kolon n -vektörleridir ve R , diyagonal bir matristir. Aşağıda, hesaplamaların çoğu R 'nin ve R 'nin ana köşegeninin elemanlarının $\mathbb{E}[R^2] = 1$, yani Rayleigh sönümleme kanalı olan bir Rayleigh PDF 'sine sahip olduğu varsayımı altında yapılacaktır [82].

3.2.1. Rayleigh Sönümlemeli Kanal Modelleri

Sistem performans analizinde Rayleigh sönümlemeli kanal modelini kullanmaktadır. Rayleigh kanallar, iki düğümün arasında direk bir kanal olmadığında ortaya çıkan bir sönümleme formunu tanımlamak için kullanılabilecek bir modeldir [83]. Tüm yolların bağımsız ve aynı şekilde dağılmış (yani dairesel olarak simetrik Gauss değişkenleri) olduğu çok sayıda yol olduğunda, merkezi sınır teoremi uygulandığında çok sayıda bağımsız RV'nin ortalaması yaklaşık Gauss dağılımı olacaktır [84]. Merkezi limit teoremi, çok sayıda i.i.d.'nin toplamının (veya ortalamasının) dağılımını belirtir. Değişkenler orijinal dağılımdan bağımsız olarak yaklaşık normal olacaktır. Normal dağılımın büyüklüğü Rayleigh dağılımıdır, bu nedenle sönümleme kanal genliği X

$$f_X(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{\frac{-x^2}{\Omega}} \quad 3-3$$

Burada $\Omega = \mathbb{E}[X^2]$ ve $\mathbb{E}[\cdot]$ beklenen operatörünü belirtir.

Etkileşim olmadığında ve fading üzerinden iletişim durumunda, $\gamma = X^2 P_t / N_0$ tarafından verilen anlık SNR $f(\gamma)$ ve ortalama $\bar{\gamma} = \Omega P_t / N_0$ PDF olan bir RV 'dir; burada RV X^2 anlık sinyal gücüdür ve N_0 (W/Hz) AWGN 'nin tek taraflı güç spektral yoğunluğudur.

Simetrik bir karmaşık Gauss RV, $Z = a + jb$ düşünelim, burada a ve b Gaussian $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ N ile dağılmıştır. Magnitude $Z, |Z|$, Rayleigh soluktur ve $|Z|^2$ üstel dağılıma sahiptir. Matlab'da “randn” işlevi ortalama $\mu = 0$ ve varyans $\sigma^2 = 1$ ile birim Gauss rasgele sayı $\mathcal{N}(0,1)$ üretir. Değerin M ve σ ile Z bileşeni oluşturmak için, “randn” çıktısının σ ile çarpılması ve μ ile eklenmesi gerekir. Bu nedenle, $Z = \mu + \sigma$ dir.

3.3. KOPRATIF BOZUCULAR RÖLE AĞLARINDA

Kooperatif jammer teknikleri, iletmeyen yardımcı düğümlerin, belirli bir verici-alıcı çiftinin güvenliğini artırmak için jammer sinyalleri göndermesine izin verir. Jammer sinyali, amaçlanan bilgi sinyalinden bağımsız olarak Gauss gürültüsü olabilir, bu da hem hedeflenen alıcıya hem de kulak misafiri için gürültüye neden olur ve muhtemelen hedeflenen alıcı için net bir kanal kazancı sağlar [85]. Jammer sinyali, sadece yasal alıcı tarafında elimine edilebilen belirli bir yapıya sahip bazı kod sözcükleri de olabilir [86].

Gauss gürültüsü ile İşbirlikli bozucunun uygulanması kolaydır ve kanal başına kulak misafiri hakkında hiçbir kanal durumu bilgisi (CSI) gerektirmez, ancak ana kanala da zarar verebilir. Yapılandırılmış kod sözcüğü ile İşbirlikli jammer, güvenliğini kesinlikle artırabilir, ancak genellikle kod sözcüğünün karmaşık bir tasarımına ihtiyaç duyar ve özellikle uygulamada, özellikle herhangi bir sinyal göndermeden gizlemek için, bilgi dinleyen pasif kulak misafiri için, kulak misafiri kanallarının CSI'sine dayanır.

Bilgi güvenliğine temel bir yaklaşım, bilgi dinlemesinde, gizli dinleme düğümünden gizli tutulurken güvenilir iletişimin sınırlarının belirlenebileceği bilgi teorisinde kurulmuştur. Bu tezde, kulak misafiri CSI'sini bilmeden pratikte uygulanabilme olasılığını göz önünde bulundurarak, kablosuz iletişimin güvenliğini sağlamak için Gauss gürültüsü ile İşbirlikli jammer benimsenmiştir. Amacımız, İşbirlikli jammer ile kablosuz ağların PHY güvenlik performanslarını tam olarak araştırmaktır. Bu amaçla, güvenilir olmayan röle ağlarındaki PLS performanslarını, bu sinyal ile bağımsız olarak kendi sinyallerine dayanarak inceliyoruz. Daha

sonra güvenilir röle ağının PLS performanslarını,  şbirlikli olarak bilgileri kesmek için sinyallerini alıp verebilen ve birleştiren gizli dinleme cihazları ile araştırılmıştır. Ardından, yüksek SNR rejimlerinde kooperatif jammer tasarımı konusunu incelenmiştir. Yaygın olarak kullanılan bazı PLS performans metrikleri, gizli dinleyici tolerans yeteneği [87], servis dışı kalma olasılığı ve güvenirlilik verim analizi yönleriyle ilgi çekicidirler.

3.4. ETKİLEşİMLER

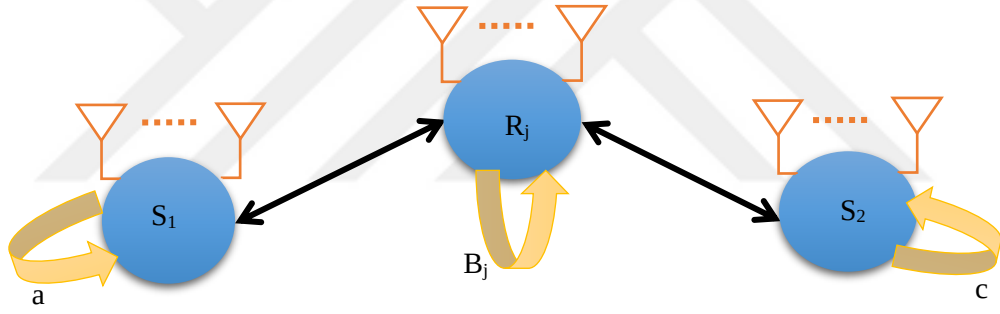
Çoğu kablosuz iletişim durumunda, gürültü her zaman istenmeyen faktörler olarak kabul edilir. Girişim yönetimi ve kaçınma da çok kullanıcılı bir sistemde kabul edilebilir bir sistem performansı oluşturmak için kilit bir süreçtir [88]. Genel olarak ifade edilirse, kablosuz iletim sırasında sistemin performansını artırmanın genel yolu her türlü gürültüyü sınırlamaktır. Ancak, güvenli iletim söz konusu olduğunda, gürültü de sistem güvenliliğini artırmak için yararlı bir araç olarak kullanılabilir. Müdahale ve gürültünün faydalarını araştırarak, araştırmacılar son zamanlarda kooperatif sisteminde yeni kooperatif jammer stratejileri geliştirmişlerdir [89]. Esas olarak, kulak misafiri istenen alıcıdan daha az bilgi alabilen bir duruma koymaktır. Kooperatif röle sistemi, kablosuz iletişim sistemlerinin kapsama alanını, güvenliliğini ve verimini artırmak için umut verici bir teknik olarak ortaya çıkmıştır.

Etkileşimlerin kablosuz bir sistemin performansı üzerinde büyük bir etkisi vardır ve performansın düşmesine neden olur. Mahalledeki cihazlar aynı anda ve aynı frekans kanalında iletim yaparsa,  şbirlikli bir röle sistemi eş kanal etkileşimlilerinden (CCI) etkilenebilir. CCI'lerin yanı sıra,  şbirlikli röle sistemleri de eş kanal etkileşiminden etkilenebilir. Sistem performansının gürültülere göre değerlendirilmesi literatürde incelenmiştir, ancak yine de bazı önemli çözülmemiş sorunlar bulunmaktadır. Bu tezde, etkileşimlerdeki kooperatif röle sistemlerinin performansını analiz etmek için birkaç yeni birleştirilmiş matematiksel yöntem önerilmiştir. Önerilen bu matematiksel modeller pratik uygulamalar için uygun çözümler sunmaktadır.

3.4.1. Döngü Etkileşimler /  z Etkileşimler

Dijital dünya ekonomisindeki sürekli ilerleme ve mobil hücresel ve kablosuz ağların gelişimi küresel mobil trafiğin artmasına neden olmuştur [90]. Akıllı cihazların yükselmesi ve gelişmiş aşamada 5G yarışıyla, kablosuz iletişim sistemlerinde kapasite sorunlarının ele alınması gerekmektedir [90].

Bu bağlamda gelecek vaat eden yeni bir teknoloji, mevcut kablosuz iletişim sistemlerinin kapasitesini iki katına çıkarabilen bant içi FD tabanlı sistemdir. FD işlemi, kablosuz terminallerin aynı anda aynı frekans bandı üzerinden sinyal iletmesini ve almasını sağlar. Kablosuz bir ağda FD işleminin etkinleştirilmesi, FD madunda çalışan radyoları içerir. Bu mod da, öz etkileşimler (SI) ortaya çıkar. Burada SI, kendi verici antenlerinden müdahale eden sinyalleri yakalayan ve diğer terminallerinden gürültü ve faydalı sinyalleri alan alıcı antenleri ifade etmektedir. Şekil 3-2, her ikisi de aynı frekansta - biri S_1 olarak adlandırılan aşağı bağlantıda, diğeri S_2 olarak adlandırılan yukarı bağlantıda çalışan iki HD kullanım takımına hizmet eden tek hücreli bir FD taban istasyonunu (BS) göstermektedir. Gönderim yolundan alma yoluna sızan SI ve değişim bilgisi müdahalesi kullanıcılar için sıkıntı yaratır. BS 'deki gönderme ve alma antenleri arasındaki kısa mesafe nedeniyle istenen sinyalden birkaç milyon daha güçlü olabilecektir [91].



Şekil 3-2: Döngü Etkileşimlerin etki altında kalan tam zamanlı çift yönlü istasyonlar.

Mevcut HD kablosuz ağlarda gürültüyü yönetmek, MIMO kanallarını içeren daha belirgin ve zorlu heterojen hücresel dağıtım senaryoları haline gelen önemli bir konudur. Kablosuz iletişim ağlarında FD işleminin etkinleştirilmesi, SI nedeniyle bu sorunu daha da kritik hale getirecektir. FD sistemlerinin HD sistemler üzerindeki faydaları çok büyük. FD sistemleri, ağın spektral verimliliğini iki katına çıkarabilir. Bununla birlikte, bu teknolojinin pratik mobil iletişim sistemlerinde uygulanmasını engelleyen en büyük zorluk, iletim zincirinden alıcı zincirine sinyal sızıntılarının çok yıkıcı etkileridir. Bu sızıntı, alınan sinyalden birkaç milyon (> 100 dB) daha fazla olabilir, böylece istenen yararlı sinyaller bastırılır. FD kazanımlarını kullanmak için SI hafifletilmeli ve alıcı gürültü tabanına veya neredeyse gürültü tabanına bastırılmalıdır.

3.4.2. Eş-Kanal Etkileşimler

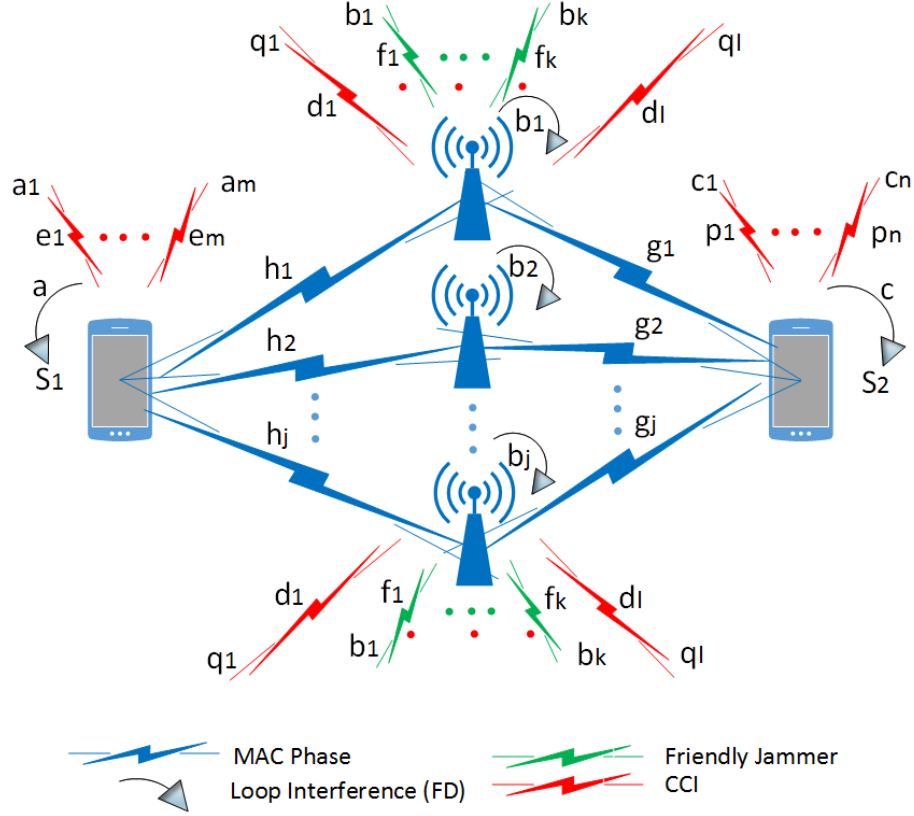
Kapsam ve Kapasite, bir hücrel sistemin performansını tanımlayan temel parametrelerdir. Ancak, bunlar sisteme müdahale ile sınırlıdır. Ortak kanal girişimi (CCI), esas olarak frekansın yeniden kullanımı kavramı nedeniyle var olan başlıca girişim kaynaklarından biridir [92]. CCI'nin etkisi kod bölmeli çoklu erişim (CDMA) tabanlı sistemlerde daha fazladır, çünkü frekans yeniden kullanım oranı bu sistemlerde birliktir. Bu tezde CCI'nin etkisi altında PLS'deki güvenlik kapasitesini yaklaşık olarak belirlemek için yeni bir yöntem önerilmiştir. CCI'nin etkisi CCI olasılığı açısından açıklanmaktadır. CCI'nin koşullu olasılığı Rayleigh dağıtılmış sinyalleri altında analiz edilmektedir.

Hücrel sistemlerde kapasite ve kapsama alanında CCI azaltımıdır. Kapasite ve kapsama alanı, farklı sayıda CCI, anten kazanç oranı, ses aktivite faktörü, E_b/N_0 ve çeşitli veri oranları açısından değerlendirilir. Kapasitenin, daha az sayıda etkin Ortak Kanal müdahalesi ve düşük veri oranının arttığı gösterilmiştir. CDMA'nın hücrel kapsama alanı, temel istasyonu anten yüksekliği artırılarak geliştirilir. Bu çalışmada önerilen şema PLS'deki kapasite ve kapsamı değerlendirmek için de başarılı bir şekilde uygulanabilir.

CCI modelleri kablosuz ağ oluşturmada giderek önem kazanmaktadır [93]. Bu özellikle, tek bir cihazın aynı cihazda bulunmasına rağmen fark radyo erişim teknolojilerini kullanarak birden fazla radyo arasında istenmeyen etkileşimlere neden olabileceği heterojen ağlarda geçerlidir. Şu anda simülasyon araçları, bu fenomenin çeşitli modellemelerini sunmaktadır.

Etkileşimlerin kablosuz bir sistemin performansı üzerinde büyük bir etkisi vardır ve performansın düşmesine neden olur. Mahalledeki cihazlar aynı anda ve aynı frekans kanalında iletim yaparsa, kooperatif bir röle sistemi ortak kanal girişimlerinden (CCI) etkilenebilir. CCI'lerin yanı sıra, İşbirlikli röle sistemleri de eş kanal etkileşiminden etkilenebilir. Sistem performansının gürültülere göre değerlendirilmesi literatürde incelenmiştir, ancak yine de bazı önemli çözülmemiş sorunlar bulunmaktadır. Bu tezde, gürültü varlığında İşbirlikli röle sistemlerinin performansını analiz etmek için birkaç yeni evrensel matematiksel yöntem önerilmiştir. Önerilen bu matematiksel modeller pratik uygulamalar için uygun çözümler sunmaktadır.

3.5. SİSTEM MODELİ VE KANAL İSTATİSTİKLERİ



Şekil 3-3: İki düğümlü çok röleli tam-zamanlı iki yönlü kablosuz röleli ağ modeli.

Şekil 3-3, güvenilir olmayan röle destekli kablosuz ağ modelini göstermektedir. Burada, kaynak S_1 ve S_2 olan yasal mobil terminaller, J sayısında tek bir tam zamanlı amplifikatör ve ileriye dayalı iki yönlü güvenilir röle terminali seçilerek bilgi alışverişi yapmaktadır. Şekil 3-3, olası engel nedeniyle S_1 ve S_2 'nin doğrudan bir bağlantıya sahip olmadığını ve tüm bilgi alışverişi işlemlerinin seçilen güvenilir olmayan röle terminali yoluyla tamamlandığını göz önüne almaktadır. Bilgi sızıntısını en aza indirmek için güvenilir röle terminallerinden sınırlı sayıda dost bozucu etkilenir. Buna ek olarak, Şekil 3-3 ayrıca yasal/yasa dışı mobil terminallerin sınırlı sayıda ortak kanal girişiminden etkilendiğini kabul etmektedir. Şekil 3-3 ayrıca yasal ve gayri yasal terminallerin tek birçok yönlü antene sahip olduğunu göz önüne almaktadır. Yasal / yasadışı mobil terminaller FD tabanlı çalıştığından, her bir terminal, aynı zamanda bilgi iletimi ve almasından kaynaklanan LI veya artık döngü etkileşimine (SI) maruz kalır.

Burada, $h_j \sim CN(0, \delta_{h_j}^2)$ and $g_j \sim CN(0, \delta_{g_j}^2)$, $\forall j = 1, \dots, j$ arasındaki kanal dürtü yanıtlarını temsil eder $S_1 \rightarrow j^{th}$ güvenilir olmayan röle ve $S_2 \rightarrow j^{th}$ untrustworthy relay, sırasıyla gösterir. $e_m \sim CN(0, \delta_{e_m}^2)$, $\forall m = 1, \dots, M$, $d_l \sim CN(0, \delta_{d_l}^2)$, $\forall l = 1, \dots, L$, ve $p_n \sim CN(0, \delta_{p_n}^2)$, $\forall n = 1, \dots, N$, kanal dürtü yanıtlarını gösterir m^{th} CCI $\rightarrow S_1$, l^{th} CCI $\rightarrow j^{th}$ arasında, güvenilir olmayan röle istasyonu, ve n^{th} CCI $\rightarrow S_2$, sırasıyla. Dahası, a , $a \sim CN(0, \delta_a^2)$, b_j , $b_j \sim CN(0, \delta_{b_j}^2)$, ve c , $c \sim CN(0, \delta_c^2)$ are the LIs at S_1 , j^{th} güvenilirmez röle e istasyonlarının ve S_2 , sırasıyla. Güvenilmez röleler ayrıca veri koruma ve güvenlik amaçları için yapay gürültülerin gönderilmesiyle gerçekleştirilebilen sınırlı sayıda dost bozucu tarafından sağlanır, $f_k \sim CN(0, \delta_{f_k}^2)$, $\forall k = 1, \dots, K$ kanal impuls tepkisini temsil eder arasında k^{th} dost bozucu $\rightarrow$ güvenilirmez röle terminali. Dost bozucu ile yapay sesler eklemek, iletişim sistemlerini korumanın uygun bir yoludur. Tüm kanalların genlikleri Rayleigh dağılımına göre dağıtılır. Alınan sinyal j^{th} sayısında güvenilir olmayan röle terminalinde şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
 Z_{r_j} = & \underbrace{x\sqrt{P_s}h_j}_{S_1\text{'s information}} + \underbrace{y\sqrt{P_s}g_j}_{S_2\text{'s information}} + \underbrace{\sum_{k=1}^K f_k\sqrt{P_j}b_k}_{\text{Friendly jammer}} + \underbrace{\sum_{l=1}^L d_l\sqrt{P_e}q_l}_{\text{CCI at } j^{th} \text{ relay}} \\
 & + \underbrace{b_j\sqrt{P_{r_j}}}_{\text{LI at } j^{th} \text{ relay}} + \underbrace{n_{r_j}}_{\text{Thermal noise at } j^{th} \text{ relay}}
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

Burada sırasıyla, $x, E[|x|^2] = 1$ ve $y, E[|y|^2] = 1$, $b_k, E[|b_k|^2] = 1$ ve $q_l, E[|q_l|^2] = 1$, karşılık gelen iletim bilgileri S_1 , S_2 , k^{th} dost bozucu ve l^{th} CCI.

Karşılık gelen iletim güçleri P_s deki S_1 ve S_2 , sırasıyla. Burada P_{r_j} , P_j ve P_c iletim gücü güvenilirmez röle terminali, k^{th} dost bozucu ve l^{th} CCI, sırasıyla.

Katılacak beyaz gürültü (AWGN) eşittir n_{r_j} , sıfır ortalama ve varyans ile δ^2 de j^{th} güvenilirmez röle terminali. Güvenilmez röle terminalleri AF modunda çalıştığından, j^{th} güvenilirmez röle terminalleri amplifikasyon faktörü, hangisi G_j , (3-4) yardımı ile hesaplanabilir aşağıdaki ifadede olduğu gibi.

$$G_j = \sqrt{\frac{P_{r_j}}{[P_s|h_j|^2 + P_s|g_j|^2 + \sum_{k=1}^K P_j|f_k|^2 + \sum_{l=1}^L P_c|d_l|^2 + P_{r_j}|b_j|^2 + \delta^2]}} \tag{3-5}$$

Bu amplifikasyon işleminden sonra, kaynak S_1 ve S_2 'de alınan sinyaller şu şekilde verilir:

$$Z_{S_1} = \underbrace{G_j Z_{r_j} h_j}_{\text{Amplified signal at } S_1} + \underbrace{\sum_{m=1}^M \sqrt{P_C} e_m a_m}_{\text{CCI at } S_1} + \underbrace{\sqrt{P_S} a}_{\text{LI at } S_1} + \underbrace{n_{s_1}}_{\text{Thermal noise at } S_1} \quad 3-6$$

$$Z_{S_2} = \underbrace{G_j Z_{r_j} g_j}_{\text{Amplified signal at } S_2} + \underbrace{\sum_{n=1}^N \sqrt{P_C} p_n c_n}_{\text{CCI at } S_2} + \underbrace{\sqrt{P_S} c}_{\text{LI at } S_2} + \underbrace{n_{s_2}}_{\text{Thermal noise at } S_2} \quad 3-7$$

Burada, n_{s_1} ve n_{s_2} AWGN olarak modellenmiştir. (3-5) 'in (3-6) ve (3-7)' e ikame edilmesi ile S1 ve S2'de alınan sinyal-gürültü oranları (SINR'ler), (3-8) ve (3-9)'da olduğu gibi ifade edilebilir.

$$Y_{S_1} = G_j \left[x \sqrt{P_S} h_j + y \sqrt{P_S} g_j + \sum_{k=1}^K f_k \sqrt{P_j} b_k + \sum_{l=1}^L d_l \sqrt{P_C} q_l + \sqrt{P_{r_j}} b_j + n_{r_j} \right] h_j + \sum_{m=1}^M e_m \sqrt{P_C} a_m + \sqrt{P_S} a + n_{s_1} \quad 3-8$$

$$Y_{S_2} = G_j \left[x \sqrt{P_S} h_j + y \sqrt{P_S} g_j + \sum_{k=1}^K f_k \sqrt{P_j} b_k + \sum_{l=1}^L d_l \sqrt{P_C} q_l + \sqrt{P_{r_j}} b_j + n_{r_j} \right] g_j + \sum_{n=1}^N p_n \sqrt{P_C} a_m + \sqrt{P_S} c + n_{s_2} \quad 3-9$$

Buna göre, S_1 kaynağında alınan SINR şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} SINR_{S_1} = & G_j x \sqrt{P_S} h_j^2 + G_j y \sqrt{P_S} h_j g_j + G_j b_j \sqrt{P_{r_j}} h_j + G_j \sum_{k=1}^K f_k b_k \sqrt{P_j} h_j \\ & + G_j \sum_{l=1}^L d_l q_l \sqrt{P_C} h_j + G_j n_{r_j} h_j + \sum_{m=1}^M e_m \sqrt{P_C} a_m + \sqrt{P_S} a + n_{s_1} \end{aligned} \quad 3-10$$

Ayrıca, S_2 kaynağında alınan SINR şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
SINR_{s_2} = & G_j x \sqrt{P_s} g_j h_j + G_j y \sqrt{P_s} g_j^2 + G_j b_j \sqrt{P_{r_j}} g_j + G_j \sum_{k=1}^K f_k b_k \sqrt{P_j} g_j \\
& + G_j \sum_{l=1}^L d_l q_l \sqrt{P_c} g_j + G_j n_{r_j} g_j + \sum_{n=1}^N P_n \sqrt{P_c} c_n + \sqrt{P_s} c + n_{s_2}
\end{aligned} \tag{3-11}$$

Bazı matematiksel işlemler yaparak γ_{s_1} içinde şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\gamma_{s_1} = \frac{G_j^2 P_s |h_j|^2 |g_j|^2}{1 + G_j^2 P_r |b_j|^2 |h_j|^2 + G_j^2 \sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 |h_j|^2 + G_j^2 \sum_{l=1}^L P_c |d_l|^2 |h_j|^2 + G_j^2 N_0 |h_j|^2 + \sum_{m=1}^M P_c |e_m|^2 + P_s |a|^2 + N_0} \tag{3-12}$$

Bazı matematiksel işlemler yaparak γ_{s_2} içinde şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\gamma_{s_2} = \frac{G_j^2 P_s |g_j|^2 |h_j|^2}{1 + G_j^2 P_r |b_j|^2 |g_j|^2 + G_j^2 \sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 |g_j|^2 + G_j^2 \sum_{l=1}^L P_c |d_l|^2 |g_j|^2 + G_j^2 N_0 |g_j|^2 + \sum_{n=1}^N P_c |p_n|^2 + P_s |c|^2 + N_0} \tag{3-13}$$

Benzerlik, ikinci satırdaki ifadeler, eş kanal etkileşimi, dost bozucu, sırasıyla röle istasyonunda ve bir iletim düğümünde ortak kanal etkileşimi, S_1 'deki döngü etkileşimi ve son ifade, oluşan termal gürültüdür. (3-5), G_j 'yi (3-12) ve (3-13) olarak değiştirmek, aşağıdaki ifadeleri şu şekilde elde edilir:

$$\begin{aligned}
\gamma_{S_1} = & \frac{P_r P_s |h_j|^2 |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{m=1}^M P_C |e_m|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |a|^2 + \sigma^2)} \\
& \left(\frac{P_r |h_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{m=1}^M P_C |e_m|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |a|^2 + \sigma^2)} \right. \\
& + \frac{P_r |h_j|^2}{(\sum_{m=1}^M P_C |e_m|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |a|^2 + \sigma^2)} \\
& + \frac{P_r |h_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{m=1}^M P_C |e_m|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_s |a|^2 + \sigma^2)} \\
& + \frac{P_r |h_j|^2 N_o}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{m=1}^M P_C |e_m|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |a|^2 + \sigma^2)} \\
& + \frac{P_r |h_j|^2 + P_s |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |a|^2 + \sigma^2)} \\
& \left. + \frac{P_r |h_j|^2 + P_s |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{m=1}^M P_C |e_m|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2)} + 1 \right)
\end{aligned} \tag{3-14}$$

Aynı zamanda S_2 'deki döngü için de elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
\gamma_{S_2} = & \frac{P_r P_s |h_j|^2 |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{n=1}^N P_C |p_n|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |c|^2 + \sigma^2)} \\
& \left(\frac{P_r |g_j|^2}{(\sum_{n=1}^N P_C |p_n|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |c|^2 + \sigma^2)} \right. \\
& + \frac{P_r |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{n=1}^N P_C |p_n|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |c|^2 + \sigma^2)} \\
& + \frac{P_r |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{n=1}^N P_C |p_n|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_s |c|^2 + \sigma^2)} \\
& + \frac{P_r |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{n=1}^N P_C |p_n|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |c|^2 + \sigma^2)} \\
& + \frac{P_r |h_j|^2 + P_s |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2) (P_s |c|^2 + \sigma^2)} \\
& \left. + \frac{P_r |h_j|^2 + P_s |g_j|^2}{(\sum_{k=1}^K P_j |f_k|^2 + \sigma^2)(\sum_{n=1}^N P_C |p_n|^2 + \sigma^2)(\sum_{l=1}^L P_C |d_l|^2 + \sigma^2) (P_r |b_j|^2 + \sigma^2)} + 1 \right)
\end{aligned} \tag{3-15}$$

Bazı varsayımlar yaparak, örneğin, $\varphi = \frac{P_r}{P_s}$ [94], $\gamma_1 = \frac{P_s |h_j|^2}{\sigma^2}$, $\gamma_2 = \frac{P_s |g_j|^2}{\sigma^2}$, $\gamma_a = (\frac{P_s |a|^2}{\sigma^2} + 1)$,

$$\gamma_f = (\sum_{n=1}^N \frac{P_j |f_k|^2}{\sigma^2} + 1), \gamma_{d_l} = (\sum_{l=1}^L \frac{P_C |d_l|^2}{\sigma^2} + 1), \gamma_b = (\sum_{n=1}^N \frac{P_r |b_j|^2}{\sigma^2} + 1), \gamma_{e_m} =$$

$(\sum_{m=1}^M \frac{P_C |e_m|^2}{\sigma^2} + 1)$, $\gamma_{p_n} = (\sum_{n=1}^N \frac{P_C |p_n|^2}{\sigma^2} + 1)$, ve $\gamma_c = (\frac{P_S |c|^2}{\sigma^2} + 1)$ olarak, denklemler γ_{S_1} ve γ_{S_2} için aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\gamma_{S_1} = \frac{\frac{\varphi \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_{f_k} \gamma_{e_m} \gamma_{d_l} \gamma_b \gamma_a}}{\left(\frac{\varphi \gamma_1}{\gamma_{e_m} \gamma_{d_l} \gamma_b \gamma_a} + \frac{\varphi \gamma_1}{\gamma_{d_l} \gamma_{e_m} \gamma_b \gamma_a} + \frac{\varphi \gamma_1}{\gamma_f \gamma_{e_m} \gamma_b \gamma_a} + \frac{\varphi \gamma_1}{\gamma_f \gamma_{d_l} \gamma_{e_m} \gamma_a} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{\gamma_f \gamma_d \gamma_b \gamma_a} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{\gamma_f \gamma_d \gamma_{e_m} \gamma_b} + 1 \right)} \quad 3-16$$

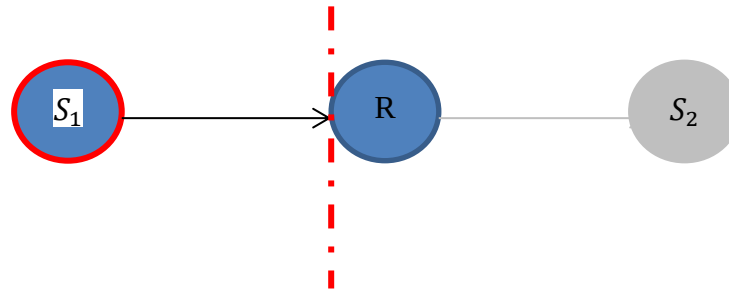
$$\gamma_{S_2} = \frac{\frac{\varphi \gamma_1 \gamma_2}{\gamma_{f_k} \gamma_{d_l} \gamma_{p_n} \gamma_b \gamma_a}}{\left(\frac{\varphi \gamma_2}{\gamma_{p_n} \gamma_{d_l} \gamma_b \gamma_c} + \frac{\varphi \gamma_2}{\gamma_{d_l} \gamma_{p_n} \gamma_b \gamma_c} + \frac{\varphi \gamma_2}{\gamma_f \gamma_{p_n} \gamma_d \gamma_c} + \frac{\varphi \gamma_2}{\gamma_f \gamma_{d_l} \gamma_{p_n} \gamma_c} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{\gamma_f \gamma_{d_l} \gamma_b \gamma_c} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{\gamma_f \gamma_{d_l} \gamma_{p_n} \gamma_b} + 1 \right)} \quad 3-17$$

Öte yandan, güvenilir rolle terminalleri, (3-4) ve [33, Eq. (5,6)], S_1 ve S_2 ile ilgili LR ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\gamma_{R,S_1} = \frac{\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_{f_k} + \gamma_{d_l} + \gamma_b + 1} \quad 3-18$$

$$\gamma_{R,S_2} = \frac{\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_{f_k} + \gamma_{d_l} + \gamma_b + 1} \quad 3-19$$

Şekil 3-4, S_1 ve S_2 düğümlerin iletişim akışındaki düğümler arasında doğrudan bir bağlantı olmadan veri akışlarını J röle ağı ile değiştirdiği çift sekmeli çoklu güvenilir olmayan FD-TW kablosuz röle iletişim modeli göstermektedir. Röle terminali ayrıca AF tabanlı çalışan tek bir MAC fazı çift yönlü anten gerektirir.

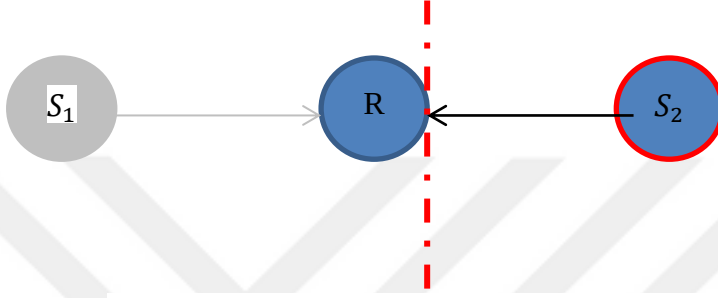


Şekil 3-4: Kaynak düğümün S_1 ile sistem modelindeki röle arasındaki kapasite oranı.

Kaynak düğümün S_1 ile ilgili LR ifadeleri şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} R_1 &= \log(1 + \text{SNR at source}) - \log(\text{capacity at relay}) \\ &= \log(1 + \gamma_{S_1}) - R_{\gamma_{R,S_1}} \end{aligned} \quad 3-20$$

Benzer şekilde, Şekil 3-5, S_2 terminali ve röle arasındaki kapasiteyi temsil eder.



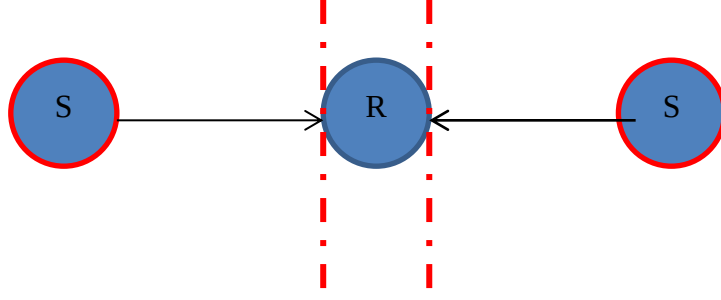
Şekil 3-5: Kaynak düğümün S_2 ile sistem modelindeki röle arasındaki kapasite oranı.

Daha sonra S_2 ile ilgili LR ifadeleri şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} R_2 &= \log(1 + \text{SNR at source}) - \log(\text{SNR at relay}) \\ &= \log(1 + \gamma_{S_2}) - R_{\gamma_{R,S_2}} \end{aligned} \quad 3-21$$

Bu aşamadaki kapasite, S_1 ile Röle tarafındaki diğer SNIR'in anlık sinyal/gürültü oranı arasındaki orandır ve shannon teorisinde belirtildiği gibi, $1 +$ belirli SNR'nin kanal kapasitesi logaritmiktir (bizim durumumuzda $\gamma_{S_1} / LR_{\gamma_{R,S_1}}$). Bununla birlikte, bu sadece röle istasyonu içindir ve bu bilgi oranını S_1 'den gelen orandan (kapasite) çıkarırsak, toplam sonuç kapasitesi aşağıda gösterildiği gibi olur (Not: logaritmik anlamda ihmal etmek, istenmeyen kapasitenin kaynak kapasiteden çıkarılması anlamına gelir.)

İki kaynak terminali S_1 ve S_2 arasındaki oranlar aşağıdaki gibi yazılabilir.



Şekil 3-6: İki düğümün ve röle istasyonunun arasındaki kapasite oranı.

Toplam kapasite $S_1 \rightarrow$ röle ve $S_2 \rightarrow$ röle olarak elde edilebilir. Bu kapasite uçtan uca (e2e) tabanlıdır. Röle seçiminin maks-min stratejisini izleyerek, bu formülde olduğu gibi servis dışı kalma olasılığını elde edebiliriz, Kapasite $R = \max_{\text{for all relays}} \{\min. (R1, R2)\}$.

$$LR_{R_j, S_1} = \log(1 + \gamma_{R, S_1}) = \log\left(1 + \frac{\gamma_1}{\gamma_2 + \gamma_{f_k} + \gamma_{d_l} + \gamma_b + 1}\right) \quad 3-22$$

$$LR_{R_j, S_2} = \log(1 + \gamma_{R, S_2}) = \log\left(1 + \frac{\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_{f_k} + \gamma_{d_l} + \gamma_b + 1}\right) \quad 3-23$$

S_1 and S_2 terminallerindeki güvenilirlik oranları aşağıdaki gibi yazılabilir [95]:

$$SR_{R_j, S_1}^{\text{up}} = \left[\log(1 + \gamma_{S_1}^{\text{up}}) - \log(1 + \gamma_{R_j, S_1}^{\text{up}}) \right]^+ \quad 3-24$$

$$SR_{R_j, S_2}^{\text{up}} = \left[\log(1 + \gamma_{S_2}^{\text{up}}) - \log(1 + \gamma_{R_j, S_2}^{\text{up}}) \right]^+ \quad 3-25$$

Burada $[x]^+ = \max(0, x)$ [95] dir.

Max-min (MM) tabanlı seçim stratejisi, e2e güvenilir elde edilebilir minimum oranı seçer ve en üst düzeye çıkarır. Güvenilmez röle seçim stratejisi şu şekilde yazılabilir:

$$SS_{\text{FD } R_j, S}^{\text{TWR}} = \arg \max_{j=1, \dots, J} \min \left(SR_{R_j, S_1}^{\text{up}}, SR_{R_j, S_2}^{\text{up}} \right) \quad 3-26$$

Maks-min tabanlı seçim stratejisinin sözde kodları Algoritma 1'de sunulmuştur.

Algorithm 1 Güvenilmez Röle Seçimi: FD Tabanlı TWR Durumda

- 1: **procedure** Create Main, Friendly Jammer, Co Channel Interference, and Loop Interference Channels:
 - 2: $S_1 \rightarrow j^{th}$ relay: h_j and $S_2 \rightarrow j^{th}$ relay: g_j ; $\forall j = 1, \dots, J$
 - 3: k^{th} friendly jammer $\rightarrow j^{th}$ relay: f_k ; $\forall k = 1, \dots, K$
 - 4: l^{th} Co Channel Interference $\rightarrow j^{th}$ relay: d_l ; $\forall l = 1, \dots, L$
 - 5: m^{th} Co Channel Interference $\rightarrow S_1$: e_m ; $\forall m = 1, \dots, M$
 - 6: n^{th} Co Channel Interference $\rightarrow S_2$: p_n ; $\forall n = 1, \dots, N$
 - 7: LI at S_1 : a , LI at S_2 : c , LI at j^{th} relay: b_j
 - 8: The relay operates in FD mode with TWR case:
 - 9: Calculate each LR based on (9) and (10): LR_{Rj,S_1} and LR_{Rj,S_2}
 - 10: Calculate each SR based on (2-25) and (2-26): SR_{Rj,S_1} and SR_{Rj,S_2}
 - 11: Select the j^{th} relay terminal based on (2-27) :
 - $SS_{FD Rj,S}^{TWR} \arg \max_{j=1,\dots,J} \min \left(SR_{Rj,S_1}^{up}, SR_{Rj,S_2}^{up} \right)$
 - 13: **end procedure**
-

3.6. PERFORMANS ANALIZI

Bu bölüm, servis dışı kalma olasılığı, güvenilir-elde edilebilir toplam oranı, kesişme olasılığı ve güvenilir çıktı analizi performans metriklerinin analitik türevlerini ele almaktadır. Detaylar aşağıdaki alt bölümlerde olduğu gibi ifade edilmektedir [96]. PLS, kaynaktan hedefe yayılan ana bağlantı, kaynaktan kulak misafiri wire-tap bağlantısından daha iyi yayılma koşullarına sahip olduğunda, yasal kullanıcılar arasında gizlice dinlemeye karşı kablosuz iletişimi güvence altına almak için umut verici bir paradigma olarak ortaya çıkmaktadır.

Bu çalışmada, güvenilmez röle (gizli dinleme saldırıları) varlığında kablosuz iletişimin güvenliği ve güvenilirliği arasındaki alışverişi analiz edilmektedir. Tipik olarak, ana bağlantının güvenilirliği, kesinti olasılığını azaltmak için kaynağın iletim gücünü artırarak (veya oranını azaltarak) geliştirilebilir; daha yüksek bir iletim gücü (veya daha düşük oranı) kullanıldığında, wire-tap bağlantı bağlantısının kesinti olasılığı da azalır. Güvensiz bir röle varlığında S_1 'den S_2 'ye konvansiyonel doğrudan iletimin servis dışı kalma olasılığı (SOP) karakterize edilerek, burada güvenlik ve güvenilirlik, bir kulak misafiri tarafından kesme olasılığı ve hedefte yaşanan kesinti olasılığı açısından incelenir.

Güvenirlirlik oranını iyileştirmek için, bu çalışma en iyi röle seçim stratejisini ve röle sayısını artırdıktan sonra iyileştirmeyi önermektedir. Maksimum tolere de edilebilir kesme olasılığı göz önüne alındığında, önerilen şemamızın kesinti olasılığının $N \rightarrow \infty$ için sıfıra yaklaştığı, burada N röle sayısı olduğu gösterilmiştir. Tersine, maksimum tolere de edilebilir kesinti olasılığı göz önüne alındığında, şemamızın kesme olasılığı $N \rightarrow \infty$ için sıfıra eğilimlidir.

Bu bölüm, önerilen röle seçiminin performans metrikleri için kapalı bir form sağlamaktadır.

3.6.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı

SOP, LR ekspresyonunu e2e ulaşılabilir orandan alt tabakaya ayırmaya dayanan güvenirlirlik elde edilebilir oranının, bps/Hz cinsinden R olan önceden tanımlanmış hedef oranını destekleyememe olasılığı olarak tanımlanır. Başka bir deyişle, logaritma ve olasılık özellikleri kullanılarak SOP, γ_{th} hedef eşik oranında değerlendirilen SINR ifadesinin CDF'si dir [94].

Alınan formun intractable şeklinde SINR ifadeleri S_1 ve S_2 , (3-24) ve (3-25), bu ifadeler üst sınır kuralını kullanarak $\frac{XY}{X+Y} \leq \min(X, Y)$, [25] as in (3-27) ve (3-28), sırasıyla elde edilir. CDF of γ_{S_1} ve γ_{S_2} hesaplamak için min yapısını aşağıdaki gibi kullanır:

$$X = \frac{\gamma_x}{(\gamma_{em} + \gamma_a)} \quad 3-27$$

$$Y = \frac{\gamma_y}{(\gamma_f + \gamma_{dl} + \gamma_{em} + \gamma_a + \gamma_b + 4\varphi + 2)} \quad 3-28$$

O zaman X ve Y sonsuzluğa giderken $\min(X + Y)$ olarak kabul edilir. Sonra S_1 ve S_2 deki SINR şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} \gamma_{S_1} &\leq \gamma_{S_1}^{up} \\ &= \varphi \min \left(\frac{\gamma_x}{(\gamma_{em} + \gamma_a + 1)} \frac{\gamma_y}{(\varphi \gamma_f + \varphi \gamma_{dl} + \gamma_{em} + \gamma_a + \varphi \gamma_b + \varphi + 1)} \right) \\ &= \frac{\varphi \gamma_1 \gamma_2}{(\gamma_{em} + \gamma_a + 1)(\varphi \gamma_f + \varphi \gamma_{dl} + \gamma_{em} + \gamma_a + \gamma_b + \varphi + 1)} \\ &= \left(\frac{\gamma_x}{(\gamma_{em} + \gamma_a + 1)} + \frac{\gamma_y}{(\varphi \gamma_f + \varphi \gamma_{dl} + \gamma_{em} + \gamma_a + \varphi \gamma_b + \varphi + 1)} \right) \end{aligned} \quad 3-29$$

$$\begin{aligned}
\gamma_{S_1} &\leq \gamma_{S_1}^{up} \\
&= \varphi \min \left(\frac{\gamma_y}{(\gamma_{p_n} + \gamma_c + 1)} \frac{\gamma_x}{(\varphi \gamma_f + \varphi \gamma_{d_l} + \gamma_{p_n} + \gamma_c + \varphi \gamma_b + \varphi + 1)} \right) \\
&= \frac{\frac{\varphi \gamma_x \gamma_y}{(\gamma_{p_n} + \gamma_c + 1)(\varphi \gamma_f + \varphi \gamma_{d_l} + \gamma_{p_n} + \gamma_c + \varphi \gamma_b + \varphi + 1)}}{\left(\frac{\gamma_x}{(\gamma_{p_n} + \gamma_c + 1)} + \frac{\gamma_y}{(\varphi \gamma_f + \varphi \gamma_{d_l} + \gamma_{p_n} + \gamma_c + \varphi \gamma_b + \varphi + 1)} \right)}
\end{aligned} \tag{3-30}$$

Servis dışı kalma olasılığı, güvenilirlik oranının bir eşik güvenilirlik oranının altına düşme olasılığı olarak tanımlanır. Ayrıca, logaritma özelliklerini kullanarak, bu bölümde ortak kanal girişiminin SOP performansı üzerindeki etkisini araştırılacaktır. Başka bir deyişle, iletimin güvenilirlik kesintisi olasılığı γ_{th} hedef eşik değerinde değerlendirmeye alınan SINR değerlerinin CDF'si olarak ortaya çıkar ve burada ($\gamma_{th} = 2^{2R} - 1$) cinsinden karşılıklı bilgi oranıdır. SOP, e2e güvenilirlik kapasitesinin (R_1, R_2) CDF'idir. Oyuzden SOP bulmak için CDF'ini $\gamma_{S_1}, \gamma_{S_2}, \gamma_{R,S_1}$ ve γ_{R,S_2} çözmek gerekmektedir.

Bunlarla başlayan (3-18), (3-19) ve (3-7), (3-8), kullanarak ve değişkenlerin birbirinden bağımsız olduğu varsayılarak, e2e CDF denklemi analitik türevleri aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
F_{e2e}^{up}(\gamma) &= \Pr \left(\min(SR_{R_j, S_1}^{up}, SR_{R_j, S_2}^{up}) \leq R \right) F_{\gamma_{e2e}^{up}}(\gamma) \\
&= \Pr \left(\min \left(\frac{1 + \gamma_{S_1}^{UP}}{1 + \gamma_{R,S_1}}, \frac{1 + \gamma_{S_2}^{UP}}{1 + \gamma_{R,S_2}} \right) \leq \underbrace{2^{2R} - 1}_{\gamma_{th}} \right)
\end{aligned} \tag{3-31}$$

Bu da yaklaşık olarak eşittir:

$$\begin{aligned}
F_{e2e}^{up}(\gamma) &\approx 1 - \Pr \left(\min \left(\frac{\gamma_{S_1}^{UP}}{\gamma_{R,S_1}}, \frac{\gamma_{S_2}^{UP}}{\gamma_{R,S_2}} \right) \geq \gamma_{th} \right) = 1 \\
&- \Pr \left(\varphi \min \left(\frac{\gamma_x}{(\gamma_E + \gamma_A + 1)}, \frac{\gamma_y}{(\varphi \gamma_F + \varphi \gamma_D + \varphi \gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1)} \right) \geq \gamma_{th} \cdot \gamma_{R,S_1}, \right. \\
&\quad \left. \varphi \min \left(\frac{\gamma_y}{(\gamma_P + \gamma_C + 1)}, \frac{\gamma_x}{(\varphi \gamma_F + \varphi \gamma_D + \varphi \gamma_B + \gamma_P + \gamma_C + \varphi + 1)} \right) \geq \gamma_{th} \cdot \gamma_{R,S_2} \right) \\
&= 1 - \Pr \left(\varphi \frac{\gamma_y}{(\varphi \gamma_F + \varphi \gamma_D + \varphi \gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1)} \geq \gamma_{th} \cdot \gamma_{R,S_1}, \right. \\
&\quad \left. \varphi \frac{\gamma_x}{(\varphi \gamma_F + \varphi \gamma_D + \varphi \gamma_B + \gamma_P + \gamma_C + \varphi + 1)} \geq \gamma_{th} \cdot \gamma_{R,S_2} \right)
\end{aligned} \tag{3-32}$$

$$\begin{aligned}
&= 1 - \Pr \left(\frac{\gamma_y}{\gamma_{R.S_1}} \geq \gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1), \frac{\gamma_x}{\gamma_{R.S_2}} \right. \\
&\quad \left. \geq \gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_P + \gamma_C + \varphi + 1) \right)
\end{aligned}$$

Olasılık ve beklenti değeri arasındaki matematiksel ilişkiyi kullanarak aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$F_{e2e}^{\text{up}}(\gamma) = 1 - \mathbb{E}_{\gamma_F \gamma_D \gamma_E \gamma_P}$$

$$\begin{aligned}
&\left[\Pr \left(\frac{\gamma_y}{\gamma_{R.S_1}} \geq \gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1) \right) \right] \\
&\times \left[\Pr \left(\frac{\gamma_x}{\gamma_{R.S_2}} \geq \gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_P + \gamma_C + \varphi + 1) \right) \right]
\end{aligned}$$

$$= 1 - \mathbb{E}_{\gamma_F \gamma_D \gamma_E \gamma_P}$$

$$\begin{aligned}
&\left[\frac{\left(1 - F_y \left(\gamma_y \geq \gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1) \right) \right)}{f_{\gamma_{R.S_1}}} \right] \\
&\times \left[\frac{\left(1 - F_x \left(\gamma_x \geq \gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_P + \gamma_C + \varphi + 1) \right) \right)}{f_{\gamma_{R.S_2}}} \right]
\end{aligned}$$

$$= 1 - \mathbb{E}_{\gamma_F \gamma_D \gamma_E \gamma_P}$$

3-33

$$\begin{aligned}
&\left[\underbrace{\left(e^{-\frac{\gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1)}{\varphi P_s \Omega_h}} \right)}_{E_1} \times \underbrace{\left(e^{-\frac{\gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_P + \gamma_C + \varphi + 1)}{\varphi P_s \Omega_g}} \right)}_{E_2} \right] \\
&\left[\frac{f_{\gamma_{R.S_1}}}{f_{\gamma_{R.S_2}}} \right]
\end{aligned}$$

$$= 1 - \left(1 - \mathbb{E}_{\gamma_E \gamma_A} \left[F_{\gamma_1} \left(\frac{\gamma_{th}(\gamma_E + \gamma_A)}{\varphi P_s \Omega_h} \right) \right] \right)$$

$$\times \left(1 \right.$$

$$\left. - \mathbb{E}_{\gamma_F \gamma_B \gamma_D \gamma_E \gamma_A} \left[F_{\gamma_2} \left(\frac{\gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1)}{\varphi P_s \Omega_g} \right) \right] \right) 1$$

$$= 1 - \mathbb{E}_{\gamma_F \gamma_B \gamma_D \gamma_E \gamma_A} \left[e^{-\frac{\gamma_{th}(\gamma_E + \gamma_A)}{\varphi P_s \Omega_h}} - \frac{\gamma_{th}(\varphi\gamma_F + \varphi\gamma_D + \varphi\gamma_B + \gamma_E + \gamma_A + \varphi + 1)}{\varphi P_s \Omega_g} \right]$$

Bazı temel matematiksel manipölasyonlar yaparak $F_{S_1}^{\text{up}}(\gamma)$ hesaplamak için aşğıdaki ifade elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
&= 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}(2)}{\varphi P_s \Omega_h} - \frac{\gamma_{th}(4\varphi+2)}{\varphi P_s \Omega_g}} \times \mathbb{E}_{\gamma_E} \left[e^{-\frac{\gamma_{th}(\gamma_E)}{\varphi P_s \Omega_h}} f_{\gamma_E}(\gamma_E) d_{\gamma_E} \right] \\
&\quad \times \mathbb{E}_{\gamma_F} \left[e^{-\frac{\gamma_{th}(\gamma_F)}{\varphi P_s \Omega_h} - \frac{\gamma_{th}(\gamma_F)}{\varphi P_s \Omega_g}} f_{\gamma_F}(\gamma_F) d_{\gamma_F} \right] \\
&\quad \times \mathbb{E}_{\gamma_D} \left[e^{-\frac{\gamma_{th}(\gamma_D)}{\varphi P_s \Omega_h} - \frac{\gamma_{th}(\gamma_D)}{\varphi P_s \Omega_g}} f_{\gamma_D}(\gamma_D) d_{\gamma_D} \right] \\
&\quad \times \mathbb{E}_{\gamma_B} \left[e^{-\frac{\gamma_{th}(\gamma_B)}{\varphi P_s \Omega_g} - \frac{\gamma_{th}(\gamma_B)}{\varphi P_s \Omega_h}} f_{\gamma_B}(\gamma_B) d_{\gamma_B} \right] \times \mathbb{E}_{\gamma_A} \left[e^{-\frac{\gamma_{th}(\gamma_A)}{\varphi P_s \Omega_h}} f_{\gamma_A}(\gamma_A) d_{\gamma_A} \right]
\end{aligned} \tag{3-34}$$

Bu sürecin ötesinde (3-35) ifade aşğıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
&= 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}(2)}{\varphi P_s \Omega_h} - \frac{\gamma_{th}(4\varphi+2)}{\varphi P_s \Omega_g}} \times \left[\int_0^\infty e^{-\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} - \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g}} f_{\gamma_E}(\gamma_E) d_{\gamma_E} \right] \\
&\quad \times \left[\int_0^\infty e^{-\frac{\gamma_{th}\gamma_A}{\varphi P_s \Omega_h}} f_{\gamma_A}(\gamma_A) d_{\gamma_A} \right] \times \left[\int_0^\infty e^{-\gamma_F \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} \right)} f_{\gamma_F}(\gamma_F) d_{\gamma_F} \right] \\
&\quad \times \left[\int_0^\infty e^{-\gamma_D \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} \right)} f_{\gamma_D}(\gamma_D) d_{\gamma_D} \right] \\
&\quad \times \left[\int_0^\infty e^{-\gamma_B \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} - \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} \right)} f_{\gamma_B}(\gamma_B) d_{\gamma_B} \right]
\end{aligned} \tag{3-35}$$

Bazı temel matematiksel manipölasyonlar yaparak, e2e CDF türevi şu şekilde yazılabilir:

$$F_{e2e}^{\text{up}}(\gamma) = \tag{3-36}$$

$$1 - \left[E_1 \times \left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \frac{1}{(K-1)!} \int_0^\infty \gamma_F^{K-1} e^{-\gamma_F \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)} d\gamma_F \right] \right. \\ \times \left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L \frac{1}{(L-1)!} \int_0^\infty \gamma_D^{L-1} e^{-\gamma_D \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)} d\gamma_D \right] \\ \left. \times \left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_E} \right)^M \frac{1}{(M-1)!} \int_0^\infty \gamma_E^{M-1} e^{-\gamma_E \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_E} \right)} d\gamma_E \right] \right]$$

$$E_2 \times \left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \frac{1}{(K-1)!} \int_0^\infty \gamma_F^{K-1} e^{-\gamma_F \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)} d\gamma_F \right] \\ \times \left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L \frac{1}{(L-1)!} \int_0^\infty \gamma_D^{L-1} e^{-\gamma_D \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)} d\gamma_D \right] \\ \times \left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_E} \right)^M \frac{1}{(M-1)!} \int_0^\infty \gamma_E^{M-1} e^{-\gamma_E \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_E} \right)} d\gamma_E \right] \Bigg]$$

Burada, $\Omega_h = \frac{1}{\varphi P_s \Omega_h}$, $\Omega_g = \frac{1}{\varphi P_s \Omega_g}$, $\Omega_E = \frac{1}{P_j \Omega_e}$, $\Omega_A = \frac{1}{P_s \Omega_a}$, $\Omega_F = \frac{1}{P_j \Omega_f}$, $\Omega_D = \frac{1}{P_j \Omega_d}$, $\Omega_B =$

$\frac{1}{P_r \Omega_b}$ ve $\Omega_c = \frac{1}{P_s \Omega_c}$. Bunun [34, Eq.(3.310¹¹, 3.351³)] yardımı ile, CDF ifadesi aşağıdaki gibi elde

edilebilir.:

$$F_{e2e}^{\text{up}}(\gamma) = 1 - e^{-\gamma_{th} \left(\frac{2}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{4\varphi+2}{\varphi P_s \Omega_g} \right)} \left[E_1 \left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \right. \\ \times \left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \\ \times \left(\frac{1}{P_j \Omega_E} \right)^M \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_E} \right)^{-M} \Bigg] \\ \times \left[E_2 \left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \right. \\ \times \left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \Bigg] \quad 3-37$$

$$\times \left(\frac{1}{P_j \Omega_p} \right)^N \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_p} \right)^{-N} \Bigg]$$

Final ifadesi, e2e CDF türevinin aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$F_{\gamma_{e2e}}^{up}(\gamma) = 1 - \underbrace{\int F_{\gamma_{S_1}}^{up}(\gamma_{th} * Y_1) f_{\gamma_{R.S_1}}(Y_1) dY_1}_{Q1} \times \underbrace{\int F_{\gamma_{S_2}}^{up}(\gamma_{th} * Y_2) f_{\gamma_{R.S_2}}(Y_2) dY_2}_{Q2} \quad 3-38$$

Bu ifadenin (3-9) yardım ıla (3-10), $F_{\gamma_{R.S_1}}(\gamma_{th})$ ve $F_{\gamma_{R.S_2}}(\gamma_{th})$, CDF denklemini $\gamma_{R.S_1}$ ve $\gamma_{R.S_2}$ aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{R.S_1}}(\gamma_{th}) &= \Pr \left(\frac{\gamma_{S_1}}{\gamma_{S_2} + \gamma_F + \gamma_D + \gamma_B + 1} \leq \gamma_{th} \right) \\ &= \Pr \left(\gamma_{S_1} \leq \gamma_{th} (\gamma_{S_2} + \gamma_F + \gamma_D + \gamma_B + 1) \right) \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty (\gamma_F + \gamma_D + \gamma_{S_2} + \gamma_B + 1) \\ &\quad \times f_{\gamma_{S_1}}(\gamma_{S_1}) f_{\gamma_{S_2}}(\gamma_{S_2}) f_{\gamma_F}(\gamma_F) f_{\gamma_D}(\gamma_D) f_{\gamma_B}(\gamma_B) d_F d_D d_B d_{\gamma_{S_2}} \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty F_{\gamma_{S_1}} \left(\gamma_{th} (\gamma_{S_2} + \gamma_F + \gamma_D + \gamma_B + 1) \right) \\ &\quad \times f_{\gamma_{S_2}}(\gamma_{S_2}) f_{\gamma_F}(\gamma_F) f_{\gamma_D}(\gamma_D) d_{\gamma_{S_2}} d_F d_D \\ &= 1 - \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty e^{\frac{-\gamma_{th}(\gamma_{S_2} + \gamma_F + \gamma_D + \gamma_B + 1)}{P_s \Omega_h}} \\ &\quad \times f_{\gamma_{S_2}}(\gamma_{S_2}) f_{\gamma_F}(\gamma_F) f_{\gamma_D}(\gamma_D) d_{\gamma_{S_2}} d_F d_D \\ &= 1 - e^{\frac{-\gamma_{th}(\gamma_B + 1)}{P_s \Omega_h}} \times \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty e^{\frac{-\gamma_{th}(\gamma_{S_2} + \gamma_F + \gamma_D)}{P_s \Omega_h}} \\ &\quad \times f_{\gamma_{S_2}}(\gamma_{S_2}) f_{\gamma_F}(\gamma_F) f_{\gamma_D}(\gamma_D) d_{\gamma_{S_2}} d_F d_D \\ &= 1 - e^{\frac{-\gamma_{th}(\gamma_B + 1)}{P_s \Omega_h}} \frac{1}{P_s \Omega_g} \int_0^\infty e^{-\gamma_{th} \left(\frac{\gamma_{S_2}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)} d_{\gamma_{S_2}} \\ &\quad \times \left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \frac{1}{(K-1)!} \int_0^\infty \gamma_F^{K-1} e^{-\gamma_{th} \left(\frac{\gamma_F}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)} d_{\gamma_F} \\ &\quad \times \left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L \frac{1}{(L-1)!} \int_0^\infty \gamma_D^{L-1} e^{-\gamma_{th} \left(\frac{\gamma_D}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)} d_{\gamma_D} \end{aligned} \quad 3-39$$

$$\times \left(\frac{1}{P_j \Omega_B} \right) \int_0^{\infty} e^{-\gamma_B \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} - \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} \right)} f_{\gamma_B}(\gamma_B) d\gamma_B$$

Ifade (3-40) üzerindeki denklem γ_{R,S_1} aşağıdaki gibi oluyor:

$$F_{\gamma_{R,S_1}}(\gamma_{th}) = 1 - \underbrace{e^{\frac{-\gamma_{th}}{P_s \Omega_h}}}_{V1} \underbrace{\left[\left(\frac{1}{P_s \Omega_g} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-1} \right]}_{V2} \underbrace{\left[\left(\frac{1}{P_s \Omega_B} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-1} \right]}_{V3} \underbrace{\left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \right]}_{V4} \underbrace{\left[\left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \right]}_{V5} \quad 3-40$$

CDF'nin türetilmesinin PDF ifadesini üreteceği bilinmektedir, bu nedenle (3-26) kullanılarak, ifade γ_{R,S_1} için türetme aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$f_{\gamma_{R,S_1}}(\gamma_{th}) = \frac{\partial}{\partial \gamma_{R,S_1}} (F_{\gamma_{R,S_1}}(\gamma_{th})) \\ = \underbrace{A'BCDE}_{V1'} + \underbrace{AB'CDE}_{V2'} + \underbrace{ABC'DE}_{V3'} + \underbrace{ABCD'E}_{V4'} + \underbrace{ABCDE'}_{V5'} \quad 3-41$$

Burada, $V1' = \frac{1}{P_s \Omega_h} e^{\frac{-\gamma_{th}}{P_s \Omega_h}}$, $V2' = \left(\frac{1}{P_s \Omega_h} \right) \left(\frac{1}{P_s \Omega_g} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-2}$, $V3' = \left(\frac{1}{P_s \Omega_h} \right) \left(\frac{1}{P_s \Omega_B} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-2}$, $V4' = (K) \left(\frac{1}{P_s \Omega_h} \right) \left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K-1}$, $V5' = (L) \left(\frac{1}{P_s \Omega_h} \right) \left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L-1}$ dır.

Türev işlemi yapılarak (3-42) aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$f_{\gamma_{R,S_1}}(\gamma_{th}) = \left(\frac{1}{P_s \Omega_h} \right) \left(\frac{1}{P_s \Omega_g} \right) \left(\frac{1}{P_s \Omega_B} \right) \left(\frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^K \left(\frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^L e^{\frac{-\gamma_{th}}{P_s \Omega_h}} \\ \times \left\{ \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \right. \\ \left. + \left[\left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-2} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \right] \right\} \quad 3-42$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-2} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \right] \\
& + \left[\left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-1} (K) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \right] \\
& + \left[\left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} (L) \left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L-1} \right] \Bigg\}
\end{aligned}$$

Sadeleştirme işlemi yapılarak (3-43) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_{R.S_1}}(\gamma_{th}) &= 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h}} \\
& \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_B}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_F}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_D}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-L} \\
& \times \left[1 + \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} + \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_B}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} + (K) \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_F}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} \right. \\
& \quad \left. + (L) \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_D}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} \right]
\end{aligned} \tag{3-43}$$

PDF türevi, $\gamma_{R.S_2}$ için aynı prosedürler yapılarak aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_{R.S_2}}(\gamma_{th}) &= 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_g}} \\
& \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_B}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_F}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_D}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-L} \\
& \times \left[1 + \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} + \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_B}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} + (K) \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_F}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} \right. \\
& \quad \left. + (L) \left(\frac{\gamma_{th} P_j \Omega_D}{P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} \right]
\end{aligned} \tag{3-44}$$

Analize devam etmek ve (3-45) elde etmek için sırasıyla γ_{S_1} and γ_{S_2} 'nin CDF ifadelerinin hesaplanmasını gerektirir.

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{S_1}^{up}}(\gamma_{th}) &= 1 - e^{-\left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g}\right)} \\
&\times \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F}\right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D}\right)^{-L} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_B}\right)^{-1} \\
&\times \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_E}\right)^{-M} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_A}\right)^{-1}
\end{aligned} \tag{3-45}$$

Aynı işlem γ_{S_2} için hesaplanıyor:

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{S_2}^{up}}(\gamma_{th}) &= 1 - e^{-\left(\frac{\gamma_{th}}{P_s \Omega_g} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_h}\right)} \\
&\times \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F}\right)^{-K} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D}\right)^{-L} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_B}\right)^{-1} \\
&\times \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_p}\right)^{-N} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_C}\right)^{-1}
\end{aligned} \tag{3-46}$$

İfade (3-18), $F_{\gamma_{S_1}}(z)$, $F_{\gamma_{S_2}}(z)$, $F_{\gamma_{R,S_1}}(z)$ ve $F_{\gamma_{R,S_2}}(z)$ CDF denklemini göstererek S_1 , S_2 ve röle terminalleri için CDF ifadesini temsil eder. (3-19) 'deki integral türevinin ilk kısmı olan CDF ifadesi aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned}
&\underbrace{\int_0^\infty F_{\gamma_{S_1}^{up}}(\gamma_{th} * Y_1) f_{\gamma_{R,S_1}}(Y_1) dY_1}_{Q1} = \left[\int_0^\infty e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \right. \\
&\left(\frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} \left(\frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_B} \right)^{-1} \\
&\left(\frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_E} \right)^{-M} \left(\frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{Y_1 \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} + \frac{1}{P_j \Omega_A} \right)^{-1} \\
&\times \left(\frac{Y_1}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_g} \right)^{-1} \left(\frac{Y_1}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_s \Omega_B} \right)^{-1} \left(\frac{Y_1}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{Y_1}{P_s \Omega_h} + \frac{1}{P_j \Omega_D} \right)^{-L} dY_1 \Big] \\
&\underbrace{\hspace{10em}}_{Q1,1} \\
&+ \left[\int_0^\infty e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \right.
\end{aligned} \tag{3-47}$$

[illegible]

$$\underbrace{\left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_s\Omega_B}\right)^{-1} \left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_j\Omega_F}\right)^{-K} (L) \left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_j\Omega_D}\right)^{-L-1} d_{Y_1}}_{Q_{1,5}}$$

Bu çalışmada, CDF derivasyonunun birinci bölümünün sadece ilk alt kümesi olan $Q_{1,1}$ göstermektedir. Benzer prosedürlerin $Q_{1,2}$, $Q_{1,3}$, $Q_{1,4}$, ve $Q_{1,5}$ denklemleri içinde uygulanıyor (22) ifadesinde olan kısımlar. Ek olarak, yüksek karmaşıklık ve alan sınırlaması nedeniyle, ikinci kısım CDF türevi Q_2 in (3-22) ve $Q_{2,1}$ İlk kısım gösterilmiş. Birinci kısım CDF türevi Q_1 'in $Q_{1,1}$ olan ilk kısmı aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$Q_{1,1} = \int_0^\infty e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s\Omega_g} \right)} \left(\frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} + \frac{1}{P_j\Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} + \frac{1}{P_j\Omega_D} \right)^{-L} \left(\frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} + \frac{1}{P_j\Omega_B} \right)^{-1} \left(\frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} + \frac{1}{P_j\Omega_E} \right)^{-M} \left(\frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{Y_1\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} + \frac{1}{P_j\Omega_A} \right)^{-1} \left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_s\Omega_g} \right)^{-1} \left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_s\Omega_B} \right)^{-1} \left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_j\Omega_F} \right)^{-K} \left(\frac{Y_1}{P_s\Omega_h} + \frac{1}{P_j\Omega_D} \right)^{-L} d_{Y_1} \quad 3-48$$

Kısmi fraksiyon ayrıştırma tekniklerini kullanarak, (3-49) şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
Q_{1,1} = \int_0^\infty e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times & \left[\sum_{j=1}^K \frac{A_j}{\left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_F}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right)^j} + \sum_{j=1}^K \frac{B_j}{\left(Y_1 \frac{P_j \Omega_F}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^j} \right. \\
& + \sum_{j=1}^L \frac{C_j}{\left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_D}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right)^j} + \sum_{j=1}^L \frac{D_j}{\left(Y_1 \frac{P_j \Omega_D}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^j} + \frac{E}{\left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_B}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right)} \\
& + \sum_{j=1}^M \frac{F_j}{\left(Y_1 \left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \right) \gamma_{th} P_j \Omega_E + 1 \right)^j} \\
& + \frac{G}{\left(Y_1 \left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \right) \gamma_{th} P_j \Omega_A + 1 \right)} + \frac{H}{\left(Y_1 \frac{P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} + 1 \right)} \\
& \left. + \frac{I}{\left(Y_1 \frac{P_j \Omega_B}{P_s \Omega_h} + 1 \right)} \right] dY_1
\end{aligned} \tag{3-49}$$

Farklı özellikler kullanılarak [58, Eq.(10,11)], (3-50) aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
Q_{1,1} = \int_0^\infty & \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \sum_{j=1}^K \left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_F}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-j} A_{j,Q_1} \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \sum_{j=1}^K \left(Y_1 \frac{P_j \Omega_F}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-j} B_{j,Q_1} \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \sum_{j=1}^L \left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_D}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-j} C_{j,Q_1} \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \sum_{j=1}^L \left(Y_1 \frac{P_j \Omega_D}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-j} D_{j,Q_1} \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_B}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} E \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \sum_{j=1}^M \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_E}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-j} F_{j,Q_1} \right] dY_1
\end{aligned} \tag{3-50}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_A}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^{-1} G \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \left(Y_1 \frac{P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} H \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[e^{-Y_1 \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s \Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s \Omega_g} \right)} \times \left(Y_1 \frac{P_j \Omega_B}{P_s \Omega_h} + 1 \right)^{-1} I \right]
\end{aligned}$$

Bilindiğiniz gibi, $A_{j_{Q_1}} = \lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_F}} \frac{\partial^{K-j}}{(K-1)! \partial Y_1^{K-j}} \left(Y_1 \frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_F}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^K T,$

$$B_{j_{Q_1}} = \lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{(P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_F}} \frac{\partial^{K-j}}{(K-1)! \partial Y_1^{K-j}} \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_F}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^K T, C_{j_{Q_1}} =$$

$$\lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_D}} \frac{\partial^{L-j}}{(L-1)! \partial Y_1^{L-j}} \left(Y_1 \frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_D}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^L T, D_{j_{Q_1}} =$$

$$\lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{(P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_D}} \frac{\partial^{L-j}}{(L-1)! \partial Y_1^{L-j}} \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_D}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^L T, E =$$

$$\lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\gamma_{th} P_j \Omega_B}} \frac{\partial}{\partial Y_1} \left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_B}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right) T, F_{j_{Q_1}} =$$

$$\lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_E}} \frac{\partial^{M-j}}{(M-1)! \partial Y_1^{M-j}} \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_E}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^M T, G =$$

$$\lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_A}} \frac{\partial}{\partial Y_1} \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \gamma_{th} P_j \Omega_A + 1 \right) T, H = \lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{P_s \Omega_h}{P_s \Omega_g}} \frac{\partial}{\partial Y_1} \left(Y_1 \frac{P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} +$$

$$1 \right) T, I = \lim_{Y_1 \rightarrow -\frac{P_s \Omega_h}{P_j \Omega_B}} \frac{\partial}{\partial Y_1} \left(Y_1 \frac{P_j \Omega_B}{P_s \Omega_h} + 1 \right) T, \text{ ve } T = \frac{1}{\left(Y_1 \frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_F}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^K \left(Y_1 \frac{P_j \Omega_B}{P_s \Omega_h} + 1 \right)} \times$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{\left(Y_1 \frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g) P_j \Omega_D}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^L \left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_E}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} + 1 \right)^M \left(Y_1 \frac{\gamma_{th} P_j \Omega_B}{\varphi P_s \Omega_g} + 1 \right) \left(Y_1 \frac{P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} + 1 \right)} \\
& \frac{1}{\left(Y_1 \frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \gamma_{th} P_j \Omega_A + 1 \right)}.
\end{aligned}$$

Meijer G -fonksiyonu bütünleşme [58, Eq.(21)], kullanılarak (3-51) aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned}
Q_{1,1} = & \frac{1}{\Gamma(K)} \int_0^\infty G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} P_j \Omega_F \left| \begin{matrix} 1-K \\ 0 \end{matrix} \right. \right) dY_1 \\
& + \frac{1}{\Gamma(L)} \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} P_j \Omega_D \left| \begin{matrix} 1-L \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \right] dY_1 \\
& + \frac{1}{\Gamma(M)} \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{(P_s \Omega_h + P_s \Omega_g) \gamma_{th} P_j \Omega_E}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \left| \begin{matrix} 1-M \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} P_j \Omega_B \left| \begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \right] dY_1 + \\
& + \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \right) \gamma_{th} P_j \Omega_A \left| \begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{P_s \Omega_g}{P_s \Omega_h} \left| \begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \right] dY_1 \\
& + \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} (Y_1 \Delta | 0^-) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{P_j \Omega_B}{P_s \Omega_h} \left| \begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \right] dY_1
\end{aligned} \tag{3-51}$$

Meijer G -fonksiyonu bütünleşme [58, Eq.(10,11)], (3-52) aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
Q_{1,1} = & \sum_{j=1}^K A_{j_{Q_1}} B_{j_{Q_1}} \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_F \left| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \\
& + \sum_{j=1}^L C_{j_{Q_1}} D_{j_{Q_1}} \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_D \left| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \\
& + \sum_{j=1}^M F_{j_{Q_1}} \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_E \left| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \\
& + E_{Q_1} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th}}{\nabla} P_j \Omega_B \left| \begin{matrix} 0, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \\
& + G_{Q_1} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\nabla} P_j \Omega_A \left| \begin{matrix} 0, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \\
& + H_{Q_1} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_s \Omega_g}{\nabla} \left| \begin{matrix} 0, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right) + I_{Q_1} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_j \Omega_B}{\nabla} \left| \begin{matrix} 0, 0 \\ 0 \end{matrix} \right. \right)
\end{aligned} \tag{3-52}$$

Burada $\Delta = \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s\Omega_g} \right)$, ve $\nabla = \left(\frac{1}{\gamma_{th}(\varphi+1)P_s\Omega_h + (\gamma_{th}+1)P_s\Omega_g} \right)^{-1}$ dir. E2e CDF ifadesinin karmaşık formu olduğundan, yalnızca $Q_{1,1}$ denkleminin Q_1 'i türetildiğinden, devam ederken e2e CDF türevinin ikinci kısmında Q_2 hesaplandığını hatırlamak gerekir. CDF türevinin tüm alt kümeleri aynı işlemde elde edilir.

$$\begin{aligned}
Q_{2,1} = & \sum_{j=1}^K A_{j_{Q_2}} B_{j_{Q_2}} \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\varnothing} P_j \Omega_F \middle| 1-j, 0 \right) \\
& + \sum_{j=1}^L C_{j_{Q_2}} D_{j_{Q_2}} \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\varnothing} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0 \right) \\
& + E_{Q_2} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varnothing} P_j \Omega_B \middle| 0, 0 \right) \\
& + \sum_{j=1}^N F_{j_{Q_2}} \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\varnothing} P_j \Omega_p \middle| 1-j, 0 \right) \\
& + G_{Q_2} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varnothing} P_j \Omega_C \middle| 0, 0 \right) \\
& + H_{Q_2} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_s \Omega_g}{\varnothing} \middle| 0, 0 \right) + I \left(\frac{P_s \Omega_h}{\varnothing} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_j \Omega_B}{\varnothing} \middle| 0, 0 \right)
\end{aligned}$$

3-53

Burada $\Delta = \left(\frac{\gamma_{th}+1}{P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{P_s\Omega_g} \right)$, and $\varnothing = \left(\frac{1}{\gamma_{th}(\varphi+1)P_s\Omega_g + (\gamma_{th}+1)P_s\Omega_h} \right)^{-1}$ dir. Benzer prosedürle $Q_{2,2}$, $Q_{2,3}$, $Q_{2,4}$, ve $Q_{2,5}$ için uygulandığında (3-54) elde edilir.

$$\begin{aligned}
F_{e2e}^{\text{up}}(\gamma) = & \left[\sum_{j=1}^K A_{j_{Q_1}} B_{j_{Q_1}} \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_F \middle| 1-j, 0 \right) \right. \\
& + \sum_{j=1}^L C_{j_{Q_1}} D_{j_{Q_1}} \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0 \right) \\
& + \sum_{j=1}^M F_{j_{Q_1}} \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_E \middle| 1-j, 0 \right) \\
& \left. + E_{Q_1} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th}}{\nabla} P_j \Omega_B \middle| 0, 0 \right) \right]
\end{aligned}$$

3-54

$$\begin{aligned}
& + G_{Q_1} \left(\frac{(\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g)}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{(\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g))}{\nabla} P_j \Omega_A \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \\
& + H_{Q_1} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_s \Omega_g}{\nabla} \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) + I_{Q_1} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_j \Omega_B}{\nabla} \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \\
& \times \left[\sum_{j=1}^K A_{j_{Q_2}} B_{j_{Q_2}} \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{(\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g)}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g)}{\emptyset} P_j \Omega_F \middle| \begin{smallmatrix} 1-j,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \right. \\
& + \sum_{j=1}^L C_{j_{Q_2}} D_{j_{Q_2}} \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{(\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g)}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g)}{\emptyset} P_j \Omega_D \middle| \begin{smallmatrix} 1-j,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \\
& + E_{Q_2} \left(\frac{(\varphi P_s \Omega_g)}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{(\gamma_{th} P_j \Omega_B)}{\emptyset} \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \\
& + \sum_{j=1}^N F_{j_{Q_2}} \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{(\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g)}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{(\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g)}{\emptyset} P_j \Omega_p \middle| \begin{smallmatrix} 1-j,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \\
& + G_{Q_2} \left(\frac{(\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g)}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{(\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g))}{\emptyset} P_j \Omega_C \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \\
& \left. + H_{Q_2} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_s \Omega_g}{\emptyset} \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) + I \left(\frac{P_s \Omega_h}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_j \Omega_B}{\emptyset} \middle| \begin{smallmatrix} 0,0 \\ 0 \end{smallmatrix} \right) \right]
\end{aligned}$$

Hatırlatmak gerekir ki (3-54) ifadesinde sadece $Q_{1,2}$ ve $Q_{2,1}$ gösterilmektedir.

3.6.2. Güvenilir-Elde Edilebilir Toplam-Oranı

Bu kısımda, Şekil 11'de gösterilen yapıya ilişkin güvenilirlik elde edilebilir toplam oranı (SASR) performans analizi incelenecektir. SASR, iki yasal terminal arasındaki bit-metre / saniye taşıma kapasitesi, önerilen şemanın özel durumları olarak türetililebilecektir. İki yönlü iletişimin güvenilirlik oranını elde etmek için kullanıcılar dağıtım kanallarını optimize etmek üzere katılabilirler. Bu kurulum, güç iletim düzeylerine ve iletim programına göre geliştirilmiştir. SASR, iki yasal terminal arasındaki maksimum iletim oranı hakkında bilgi sağlayan başka bir performans metrik olarak sunuluyor. [59, Eq.(25)] yardımıyla FD-TWR için, SASR ifadeleri Jensen eşitsizliğini aşağıdaki şekilde kullanarak sınırlanabilir:

$$\begin{aligned}
\text{SASR} = & [E(\log_2(1 + \gamma_{S_1})) - E(\log_2(1 + \gamma_{R,S_1}))] \\
& + [E(\log_2(1 + \gamma_{S_2})) - E(\log_2(1 + \gamma_{R,S_2}))]
\end{aligned}
\tag{3-55}$$

SASR ifadesi aşağıdaki gibi türetilir. (2-17), (2-24) ve (2-27) 'de CDF türevini kullanarak, SASR ifadesi analitik türevleri (3-56) deki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} \text{SASR}^{\text{up}} \leq & \left[\log_2 \left(1 + \mathbb{E}(\gamma_{S_1}) \right) - \log_2 \left(1 + \mathbb{E}(\gamma_{R,S_1}) \right) \right] \\ & + \left[\log_2 \left(1 + \mathbb{E}(\gamma_{S_2}) \right) - \log_2 \left(1 + \mathbb{E}(\gamma_{R,S_2}) \right) \right] \end{aligned} \quad 3-56$$

Burada, $\mathbb{E}(\gamma_{S_1}) = \int_0^\infty \left(1 - F_{\gamma_{S_1}}(x) \right) dx$ hesaplamak için kullanıyor. γ_{S_1} türev CDF formülünde kısmi fraksiyon ayrıştırma tekniklerini kullanarak ve beklenen değer $\mathbb{E}(\gamma_{S_1})$ hesaplanmalıdır.

$$\begin{aligned} \log_2 \left(1 + \mathbb{E}(\gamma_{S_1}) \right) &= \int_0^\infty \left(1 - F_{\gamma_{S_1}}(x) \right) dx = \int_0^\infty e^{-z \left(\frac{2}{\varphi P_s \Omega_h} + \frac{4\varphi+2}{\varphi P_s \Omega_g} \right)} \\ & \left[\sum_{j=1}^K \frac{A_{j\text{ar}}}{\left(\frac{\varphi \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} P_j \Omega_F + 1 \right)^j} + \sum_{j=1}^L \frac{B_{j\text{ar}}}{\left(\frac{\varphi \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} P_j \Omega_D + 1 \right)^j} \right. \\ & + \sum_{j=1}^M \frac{C_{j\text{ar}}}{\left(\frac{\varphi \gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g} P_s \Omega_E + 1 \right)^j} \\ & \left. + \frac{D_{\text{ar}}}{\left(\frac{\varphi \gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g} P_s \Omega_A + 1 \right)} + \frac{E_{\text{ar}}}{\left(\frac{\varphi \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} P_r \Omega_B + 1 \right)} \right] \end{aligned} \quad 3-57$$

$$\text{Bilindiği gibi, } A_{j\text{ar}} = \lim_{\gamma_{th} \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\varphi P_j \Omega_f}} \frac{\partial^{K-j}}{(K-1)! \partial \gamma_{th}^{K-j}} \left(\frac{\varphi P_j \Omega_f}{\varphi P_s \Omega_g} \gamma_{th} \right)^K T, B_{j\text{ar}} =$$

$$\lim_{\gamma_{th} \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\varphi P_j \Omega_D}} \frac{\partial^{L-j}}{(L-1)! \partial \gamma_{th}^{L-j}} \left(\frac{\varphi P_j \Omega_D}{\varphi P_s \Omega_g} \gamma_{th} + 1 \right)^L T, C_{j\text{ar}} =$$

$$\lim_{\gamma_{th} \rightarrow -\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\varphi P_j \Omega_E (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}} \frac{\partial^{M-j}}{(M-1)! \partial \gamma_{th}^{M-j}} \left(\frac{\varphi P_j \Omega_E (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \gamma_{th} + 1 \right)^M T, D_{\text{ar}} =$$

$$\lim_{\gamma_{th} \rightarrow -\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_A (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}} \frac{\partial}{\partial \gamma_{th}} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_A (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \gamma_{th} + 1 \right) T, E_{\text{ar}} = \lim_{\gamma_{th} \rightarrow -\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\varphi P_r \Omega_B}} \frac{\partial}{\partial \gamma_{th}} \left(\frac{\varphi P_r \Omega_B}{\varphi P_s \Omega_g} \gamma_{th} +$$

$$1 \right) T, \text{ ve } T = \frac{1}{\left(\frac{\varphi \gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g} P_j \Omega_E + 1 \right)^M \times \left(\frac{\varphi \gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g} P_s \Omega_A + 1 \right) \times \left(\frac{\varphi \gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} P_j \Omega_F + 1 \right)^K}$$

$$\times \frac{1}{\left(\frac{\varphi\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} P_j\Omega_D + 1\right)^L \times \left(\frac{\varphi\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} P_r\Omega_B + 1\right)}.$$

CDF türevini (3-22) kullanarak ve [34, Denk. [34, Eq.(3.310¹¹, 3.351³], yardımıyla integral ifadeyi çözerek, beklenen γ_{S_1} değeri aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}(\gamma_{S_1}) &= \frac{1}{\ln 2} \\ &\times \frac{1}{\Gamma(K)} \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{\varphi P_s\Omega_g} \middle| 0 \right) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\varphi\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} P_j\Omega_F \middle| 1-K \right) \right] dz \\ &+ \frac{1}{\Gamma(L)} \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{\varphi P_s\Omega_g} \middle| 0 \right) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\varphi\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} P_j\Omega_D \middle| 1-L \right) \right] dz \\ &+ \frac{1}{\Gamma(M)} \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} \left(\left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{\varphi P_s\Omega_g} \right) \middle| 0 \right) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\varphi\gamma_{th}(P_s\Omega_h+P_s\Omega_g)}{\varphi^2 P_s\Omega_h P_s\Omega_g} P_j\Omega_E \middle| 1-M \right) \right] dz \\ &+ \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{\varphi P_s\Omega_g} \middle| 0 \right) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\varphi\gamma_{th}(P_s\Omega_h+P_s\Omega_g)}{\varphi^2 P_s\Omega_h P_s\Omega_g} P_j\Omega_A \middle| 0 \right) \right] dz \\ &+ \int_0^\infty \left[G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_h} + \frac{\gamma_{th}(\varphi+1)}{\varphi P_s\Omega_g} \middle| 0 \right) G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\varphi\gamma_{th}}{\varphi P_s\Omega_g} P_r\Omega_B \middle| 0 \right) \right] dz \end{aligned} \quad 3-58$$

Bu denklemin yardımıyla [58, Eq. (21)], $\mathbb{E}(\gamma_{S_1})$ son türevini aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}(\gamma_{S_1}) &= \frac{1}{\ln 2} \left[\sum_{j=1}^M A_j \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi^2 P_s\Omega_h P_s\Omega_g}{2\varphi P_s\Omega_g + (4\varphi+2)\varphi P_s\Omega_h} \right) \right. \\ &G_{2,1}^{1,2} \left(\varphi \left(\frac{P_s\Omega_h+P_s\Omega_g}{2\varphi P_s\Omega_g + (4\varphi+2)\varphi P_s\Omega_h} \right) P_j\Omega_E \middle| 1-j, 0 \right) \\ &+ B \left(\frac{\varphi^2 P_s\Omega_h P_s\Omega_g}{2\varphi P_s\Omega_g + (4\varphi+2)\varphi P_s\Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\varphi \left(\frac{P_s\Omega_h+P_s\Omega_g}{2\varphi P_s\Omega_g + (4\varphi+2)\varphi P_s\Omega_h} \right) P_j\Omega_A \middle| 0, 0 \right) \\ &+ \sum_{j=1}^K C_j \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi^2 P_s\Omega_h P_s\Omega_g}{2\varphi P_s\Omega_g + (4\varphi+2)\varphi P_s\Omega_h} \right) \\ &G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s\Omega_h}{2\varphi P_s\Omega_g + (4\varphi+2)\varphi P_s\Omega_h} \right) P_j\Omega_F \middle| 1-j, 0 \right) \end{aligned} \quad 3-59$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{j=1}^L D_j \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) \\
& G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_j \Omega_D \middle| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right) \\
& + E \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_r \Omega_B \middle| \begin{matrix} 0,0 \\ 0 \end{matrix} \right) \\
& + F \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) \middle| \begin{matrix} 0,0 \\ 0 \end{matrix} \right)
\end{aligned}$$

Ve aynı şekilde, SASR ifadesini γ_{S_2} cinsinden türetebilir ve $\mathbb{E}(\gamma_{S_2})$ hesaplayabilir ve toplam oranı yazabiliriz.

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}(\gamma_{S_2}) &= \frac{1}{\ln 2} \\
& \left[\sum_{j=1}^N A_j \frac{1}{\Gamma(N)} \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\varphi \left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_j \Omega_P \middle| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right) \right. \\
& + B \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\varphi \left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_j \Omega_C \middle| \begin{matrix} 0,0 \\ 0 \end{matrix} \right) \\
& + \sum_{j=1}^K C_j \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_j \Omega_F \middle| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right) \\
& + \sum_{j=1}^L D_j \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_j \Omega_D \middle| \begin{matrix} 1-j, 0 \\ 0 \end{matrix} \right) \\
& + E \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) P_r \Omega_B \middle| \begin{matrix} 0,0 \\ 0 \end{matrix} \right) \\
& \left. + F \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h} \right) \middle| \begin{matrix} 0,0 \\ 0 \end{matrix} \right) \right] \quad 3-60
\end{aligned}$$

CDF türevini (3-26) kullanarak ve [34, Eq.(3.310¹, 3.351³), yardımıyla integral ifadeyi çözerek, beklenen γ_{R,S_1} ve γ_{R,S_2} değerleri sırasıyla şu şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}(\gamma_{R,S_1}) &= \int_0^\infty \left(1 - F_{\gamma_{R,S_1}}(x)\right) dx \\
&= \frac{1}{\ln 2} \left[\sum_{j=1}^K A_j \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h}\right)^{-1} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} + P_s \Omega_h}{\varphi P_s \Omega_g} P_j \Omega_F \middle| 1-j, 0\right) \right. \\
&\quad + \sum_{j=1}^L B_j \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h}\right)^{-1} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} + P_s \Omega_h}{\varphi P_s \Omega_g} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0\right) \\
&\quad + C \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h}\right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h}\right) P_r \Omega_B \middle| 0, 0\right) \\
&\quad \left. + D \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_h}\right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g} \middle| 0, 0\right) \right]
\end{aligned} \tag{3-61}$$

Ve aynı şekilde, γ_{R,S_2} değerini şu şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}(\gamma_{R,S_2}) &= \int_0^\infty \left(1 - F_{\gamma_{R,2}}(x)\right) dx \\
&= \frac{1}{\ln 2} \left[\sum_{j=1}^K A_j \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g}\right)^{-1} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} + P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_h} P_j \Omega_F \middle| 1-j, 0\right) \right. \\
&\quad + \sum_{j=1}^L B_j \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g}\right)^{-1} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} + P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_h} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0\right) \\
&\quad + C \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g}\right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g}\right) P_r \Omega_B \middle| 0, 0\right) \\
&\quad \left. + D \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g}\right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_g P_s \Omega_h} \middle| 0, 0\right) \right]
\end{aligned} \tag{3-62}$$

SASR türevi aşağıdaki ifadede olduğu gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\text{SASR}^{\text{up}} &= \langle [\mathbb{E}(\gamma_{S_1}) - \mathbb{E}(\gamma_{R,S_1})] \rangle + \langle [\mathbb{E}(\gamma_{S_2}) - \mathbb{E}(\gamma_{R,S_2})] \rangle \\
&= \left\langle \left[\sum_{j=1}^M A_j \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h}\right) G_{2,1}^{1,2} \left(\varphi \left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h}\right) P_j \Omega_E \middle| 1-j, 0\right) \right. \right. \\
&\quad \left. + B \left(\frac{\varphi^2 P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h}\right) G_{2,1}^{1,2} \left(\varphi \left(\frac{P_s \Omega_h + P_s \Omega_g}{2\varphi P_s \Omega_g + (4\varphi + 2)\varphi P_s \Omega_h}\right) P_j \Omega_A \middle| 0, 0\right) \right] \right\rangle
\end{aligned} \tag{3-63}$$

[illegible]

$$\begin{aligned}
& + \sum_{j=1}^L B_j \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} \right)^{-1} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} + P_s \Omega_g}{\varphi P_s \Omega_h} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0 \right) \\
& + C \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} \right) P_r \Omega_B \middle| 0, 0 \right) + D \left(\frac{\gamma_{th}}{\varphi P_s \Omega_g} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\varphi P_s \Omega_g P_s \Omega_h} \middle| 0, 0 \right) \Bigg]
\end{aligned}$$

3.6.3. Hata Olasılığı

Hata oranı ne kadar yüksek olursa, kablosuz iletişim sistemi üzerinden daha az güvenilir bağlantı veya veri aktarımı olur. Tamamlayıcı Q fonksiyonu ve tamamlayıcı Q fonksiyonunun karesi, AWGN üzerinden farklı tipte dijital modülasyonun bit hata oranları (BER) ve sembol hata oranları (SER) formüllerinin çoğunda görülür. Bu işlevler hata hesaplama olasılığını basitleştirir. Q fonksiyonu, normalleştirilmiş Gauss RV'ye karşılık gelen birikmiş dağılım fonksiyonunun (CDF), sıfır ortalama ve birim varyanslı X'in tamamlayıcısı olarak tanımlanır. Bu işlev, karşılık gelen PDF'nin yarı sonsuz bir integrali aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad 3-64$$

[99] Bu çalışmada, Gauss kanal tahmin hatasının hata performansı üzerindeki etkisi TWR-AF tabanlı olarak araştırılmıştır. İlk olarak, kusurlu kanal kestirimi ile iki yönlü rölenin ortalama hata olasılığı ve kesinti olasılığı hakkında kapalı form ifadeleri elde edilir. İkinci olarak, etkili SNR'nin matematiksel bir kesin ve üst sınır ifadeleri, kanal tahmin hataları (CEE) varlığında elde edilir. Üçüncü olarak, üst sınırlı SNR'nin CDF ve PDF'si elde edilir. Son olarak, CEE'lerin performans üzerindeki etkisinin sezgisel bir analizini elde etmek için yüksek bir SNR rejiminde analitik sınırlar da türetilir. Sönümlemekanalları üzerindeki ortalama hata olasılığı, AWGN'deki koşullu hata olasılığının ortalaması alınarak bulunabilir

3.6.4. Kesişim Olasılığı

Bu alt bölüm IP performans metriklerine odaklanmaktadır. Fiziksel katman güvenliği, son zamanlarda birçok araştırma dikkatini çeken kablosuz kanalların fiziksel özelliklerini kullanarak kulak misafiri müdahalenin önlenmesi için yeni bir paradigma olarak ortaya çıkmaktadır [100]. Bu çalışmada, çoklu yükselt-ve-ilet (AF) rölelerine sahip kooperatif kablosuz ağlarda fiziksel katman güvenliğini ele alarak, gizli dinleme saldırısı varlığında en

iyi röle seçimini araştırılmaktadır. Karşılaştırma amacıyla, rölesiz konvansiyonel doğrudan aktarımı ve geleneksel maks-min röle seçimini de incelenecektir.

Rayleigh sönümlemekanallarında doğrudan iletim, geleneksel maks-min röle seçimi ve önerilen en iyi röle seçim şemalarının kapalı form kesişme olasılığı ifadelerini türetilmiştir. Sayısal sonuçlar, önerilen en iyi röle seçim şemasının, kesişme olasılığı açısından geleneksel doğrudan iletim ve maks-min röle seçim şemalarından kesinlikle daha iyi performans gösterdiğini göstermektedir. Ek olarak, röle sayısı arttıkça, hem geleneksel maks-min röle seçiminin hem de önerilen en iyi röle seçim şemalarının kesişme olasılıkları önemli ölçüde azalır ve gizli dinleme saldırısına karşı çoklu rölelerin kullanılmasının avantajını göstermektedir. Doğrudan aktarım, geleneksel maks-min röle seçimi ve Rayleigh sönümlemekanalları üzerinden önerilen en iyi röle seçim şemalarının kapalı form kesişme olasılığı ifadelerini türetilmiştir.

IP, güvenilirlik oranı negatif olduğunda meydana gelen olay olarak tanımlanabilir [5]. IP tanımı ışığında ifade aşağıdaki şekilde verilir.

$$IP^{up} = \Pr \left(\min \left(SR_{R_j, S_1}^{up}, SR_{R_j, S_2}^{up} \right) \geq R \right) \quad 3-65$$

Shannon teorisine göre, kapasite $C_{se} = \log_2(1 + |h_{se}|^2 \gamma)$ and $C_{sd} = \log_2(1 + |h_{sd}|^2 \gamma)$ her ikisi de Rayleigh sönümlemekanalları olarak modellenmiştir. Bu güçler $|h_{se}|^2$ ve $|h_{sd}|^2$ ortalamaları ile üssel olarak dağıtılmış rastgele değişkenlerdir. δ_{se}^2 and δ_{sd}^2 , sırasıyla

Bu C_{se} ve (3-65) içine gönderilmesi $\alpha = \frac{2^R - 1}{\gamma}$. Madem $|h_{se}|^2$ dağılıma uyduğundan IP türevi elde edilir.

Bu çalışmada [101]'de tartışıldığı gibi, güvenilirlik kapasitesi negatif olduğunda, kulak misafiri kaynak sinyali yakalamayı başaracak ve bir kesme olayı meydana gelecektir. Bu nedenle, kulak misafiri, kesme olasılığı olarak adlandırılan kaynak sinyali başarılı bir şekilde yakalama olasılığı, fiziksel katman güvenliğinin performansını değerlendirmede önemli bir ölçüttür. Esas olarak, PLS geliştirme için kooperatif rölelerini kullanarak kesişme olasılığının nasıl geliştirileceğine odaklanır. Aşağıdaki alt bölümler AF protokollerini dikkate alarak optimum röle seçimini önermektedir.

3.6.5. Güvenilir Verim Analizi

Bu alt bölümde güvenilir çıktı analizini ve matematik türevini araştırmaktadır. Bu denklemin yardımıyla [58, Eq. (15(a))], ve bazı değişiklikler yapıldığında, CDF tabanlı performans metriği aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\tau_{e2e} = \frac{\gamma_{th}}{\eta} (1 - F_{\gamma_{e2e}}^{up}(\gamma_{th})) \quad 3-66$$

Burada $\gamma_{th} = 2^R - 1$ ve η terimi penaltı faktörünü temsil etmektedir. Güvenilmez röle terminalleri FD modunda çalıştığından, η değeri 1 olarak ayarlanır. (3-26) olan ilgili CDF türevinin (3-66) yerine ikame edilmesi son güvenilirlik verim ifadesini şu şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \tau_{e2e} = & 1 - \left[\sum_{j=1}^K A_{jQ_1} B_{jQ_1} \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_F \middle| 1-j, 0 \right) \right. \\ & + \sum_{j=1}^L C_{jQ_1} D_{jQ_1} \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0 \right) \\ & + \sum_{j=1}^M F_{jQ_1} \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\nabla} P_j \Omega_E \middle| 1-j, 0 \right) \\ & + E_{Q_1} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th}}{\nabla} P_j \Omega_B \middle| 0, 0 \right) \\ & + G_{Q_1} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\nabla} P_j \Omega_A \middle| 0, 0 \right) \\ & + H_{Q_1} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_s \Omega_g}{\nabla} \middle| 0, 0 \right) + I_{Q_1} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\nabla} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_j \Omega_B}{\nabla} \middle| 0, 0 \right) \Big] \\ & \times \left[\sum_{j=1}^K A_{jQ_2} B_{jQ_2} \frac{1}{\Gamma(K)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\emptyset} P_j \Omega_F \middle| 1-j, 0 \right) \right. \\ & + \sum_{j=1}^L C_{jQ_2} D_{jQ_2} \frac{1}{\Gamma(L)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\emptyset} P_j \Omega_D \middle| 1-j, 0 \right) \\ & + E_{Q_2} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_g}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th}}{\emptyset} P_j \Omega_B \middle| 0, 0 \right) \end{aligned} \quad 3-67$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{j=1}^N F_{jQ_2} \frac{1}{\Gamma(M)} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} P_s \Omega_h + \varphi P_s \Omega_g}{\emptyset} P_j \Omega_p \middle| 1-j, 0 \right) \\
& + G_{Q_2} \left(\frac{\varphi P_s \Omega_h P_s \Omega_g}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\gamma_{th} (P_s \Omega_h + P_s \Omega_g)}{\emptyset} P_j \Omega_c \middle| 0, 0 \right) \\
& + H_{Q_2} \left(\frac{P_s \Omega_h}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_s \Omega_g}{\emptyset} \middle| 0, 0 \right) + I \left(\frac{P_s \Omega_h}{\emptyset} \right) G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{P_j \Omega_B}{\emptyset} \middle| 0, 0 \right) \Big]
\end{aligned}$$

3.7. BÖLÜM ÖZETİ

Bu çalışmada çoklu FD tabanlı güvenilir olmayan röle destekli kablosuz ağ üzerindeki CCI etkilerini araştırılmıştır. Araştırmada, J'nin mevcut güvenilir olmayan röle terminallerinin sayısı yardımıyla bilgi alışverişini gerçekleştiren iki kaynak terminali ele alınmıştır. Röle seçim stratejisi, K sayıda dost bozucu varlığında bilgi sızıntısını en aza indirecek şekilde yapılır. Ayrıca, soruşturma yasal/ yasadışı terminallerin CCI tarafından etkilendiğini düşünülmektedir. Monte-Carlo tabanlı bilgisayar simülasyonu ve sayısal sonuçlar, max-min tabanlı güvenilir olmayan röle seçim stratejisinin yüksek SNR rejiminde işbirliği çeşitliliği sağladığını ortaya koymuştur. CCI'nin J'den 0'a kadar ulaşılabilir çeşitlilik sırasını olumsuz etkilediği ve bu da yüksek SNR rejimlerinde sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olduğu da gözlemlenmiştir. Ayrıca, gürültü olmayan durumda, tüm performans ölçüm eğrilerinin, dost bozucu ve döngü gürültü etkileri nedeniyle yüksek SNR rejimlerinde doymuş olduğu bulunmuştur. Monte-Carlo simülasyonu ve sayısal sonuçlar da röle seçim stratejisinin güvenilirlik elde edilebilirlik oranı, güvenilirlik verimi ve kesişme olasılığı açısından güvenilirlik performansını arttırdığını göstermiştir. CCI'nin varlığının, bilgi alışveriş sürecine egemen olduğu ve bu da yüksek SNR rejimlerinde doymuş performans eğrileriyle sonuçlandığı ve gürültü olmayan durumda sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olduğu belirtilmektedir.

4. BULGULAR

Bu bölümde, CCI'nin çift sekmeli AF tabanlı güvenilirmez röle iletiminin gizliliği üzerindeki etkisi ele alınmıştır. Ek olarak, önerilen çalışma, güvenilir olmayan röle terminalleri ve yasal düğümlerdeki sınırlı sayıda CCI'yi dikkate alarak fiziksel katman güvenliği performansını geliştirme konusu üzerinde de durulmuştur.

CCI, Monte-Carlo simülasyon testlerine göre, sistem kırılma olasılığının etkinliğini bir miktar azaltmıştır ve yüksek SNR rejimlerinde sistem kodlama kayıplarına yol açmaktadır. Testler ayrıca CCI'nin ulaşılabilir sistem performansını düşürdüğünü ve yüksek SNR rejimlerinde daha fazla sistem kodlama hatasına neden olduğunu göstermektedir.

Sonuçlar ayrıca CCI'nin sistem güvenliği uzlaşmasının etkinliği üzerinde hiçbir etkisi olmadığını göstermiştir. Sayısal sonuçlar teorik analizi doğrular. Röle sayısındaki artışın ve (veya) ortak kanal interferor sayısının artmasının güvenlik-güvenilirlik dengesini etkili bir şekilde artırdığı gösterilmiştir.

Hata olasılığı, genellikle sönümlemekanalları çalışan güvenli kablosuz sistemleri uygulamak için kullanılan bir güvenilirlik metriğidir. Soluk kanallar üzerinden çalışan kablosuz sistemlerde korumayı zorunlu kılmak için sıklıkla kullanılan metriklerdir. Hata olasılığı olan güvenilirlik metrikleri genellikle sonsuz kod tasarım süresi, sonlu uzun kodlama şemaları, güvenli ağ kodlama araştırmasına dayalı olarak güvenilirlik verimliliğini ölçmek için kullanılmaktadır. Kanal tahmin hatası ulaşılabilir çeşitlilik sırasını etkilenememektedir. Ancak, düşük sinyalden gürültüye sahip sistemlerde sistem kodu kazancını etkilemektedir. Ayrıca, yüksek sinyal-gürültü rejimlerinde bir kanal tahmin hatasının cihaz kodlama kazancı üzerindeki sonuçları ihmal edilebilir niteliktedir.

4.1. SAYISAL SONUÇLAR

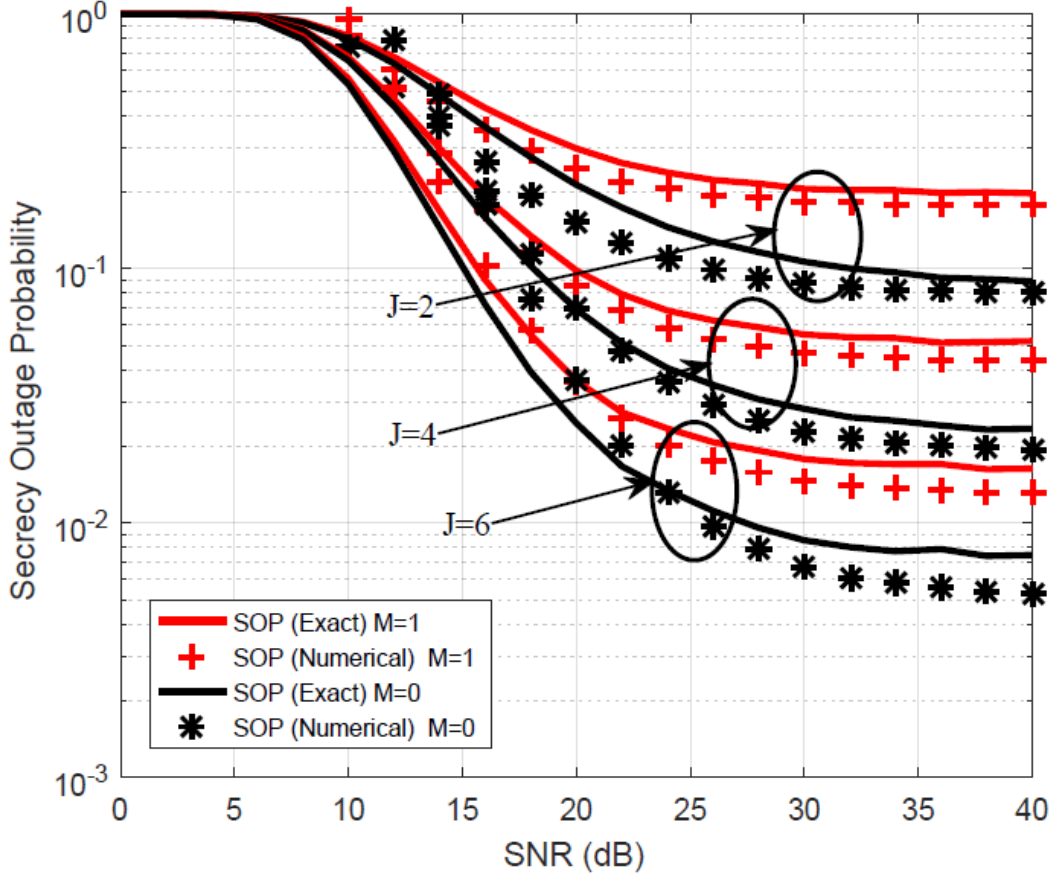
Bu bölümde, Monte-Carlo tabanlı bilgisayar simülasyonu ve sistem performans ölçümleriyle ilgili analitik sonuçlar verilmektedir. S_1 ve S_2 . P_s iletim gücü, j^{th} güvenilirmez röle terminali P_r iletim gücüne sahiptir. Sistem modelindeki yasal ve yasa dışı mobil terminaller FD modunda çalıştığından, her terminal LI'den sorun yaşayabilir. Bununla birlikte, gelişmiş sinyal işleme tekniklerinin yardımıyla, yukarıda belirtilen LI etkileri en aza indirilebilir. Bu bağlamda, σ_a^2 ve σ_c^2 , S_1 ve S_2 'deki ve σ_{bj}^2 olan j^{th} güvenilir olmayan röledeki LI varyansları sırasıyla şu şekilde

modellenmiştir: $P_s^{\lambda-1}$ ve $P_r^{\lambda-1}$ $P_s^{\lambda-1}$ and $P_r^{\lambda-1}$, sırasıyla [102]. λ olan güvenilir olmayan röledeki LI varyansları sırasıyla şu şekilde modellenmiştir: $0 \leq \lambda \leq 1$ [102].

Burada, λ terimi sistem modeli yapılandırması için 0,1 olarak ayarlanmıştır. Simülasyon kurulumunda J olan röle terminali sayısı 2,4 ve 6'ya ayarlanmıştır. Sistem modelinde M ile temsil edilen CCI terminalinin sayısı 0 ve 1 olarak ayarlanmıştır. Benzer şekilde, sistem modelinde k^{th} temsil edilen dost bozucu terminalinin sayısı 1 olarak ayarlanmıştır. Euclidean uzaklık formülasyonu d^{-v} olan, sistem modelindeki CCI ve dost bozucu terminalleri konumları için kullanılır. Burada d terimi uzaklıktır ve v terimi 2-6 arasında değer alan yol kaybı üssüdür [100]. Bu bakımdan, simülasyon kurulumunda d terimi ve v terimleri 10 ve 2 olarak ayarlanmıştır. Bu bağlamda, m^{th} , l^{th} , ve n^{th} CCI terminalinin PC olan iletim gücü $P_C = \frac{P_s}{100}$ olarak ayarlanmıştır. Ayrıca, m^{th} , l^{th} , ve n^{th} CCI terminalinin $\sigma_{e_m}^2$, $\sigma_{d_l}^2$, ve $\sigma_{p_n}^2$ varyansları 10^{-2} olarak ayarlanmıştır.

Benzer şekilde, k^{th} dost jammer terminalinin olan iletim gücü, P_j , eşittir $P_j = \frac{P_s}{100}$. Ayrıca, k^{th} . olan dost jammer $\sigma_{f_k}^2$ varyansı 10^{-2} olarak ayarlanmıştır. friendly jammer's variance, which is $\sigma_{f_k}^2$, is set to 10^{-2} . olan hedef R , 1 bps/Hz olarak ayarlanmıştır. Logaritmik özelliklerin ardından, olan hedef eşik oranı γ_{th} , şeklinde elde edilebilir $\gamma_{th} = 2^R - 1$.

4.2. SİMÜLASYON SONUÇLAR



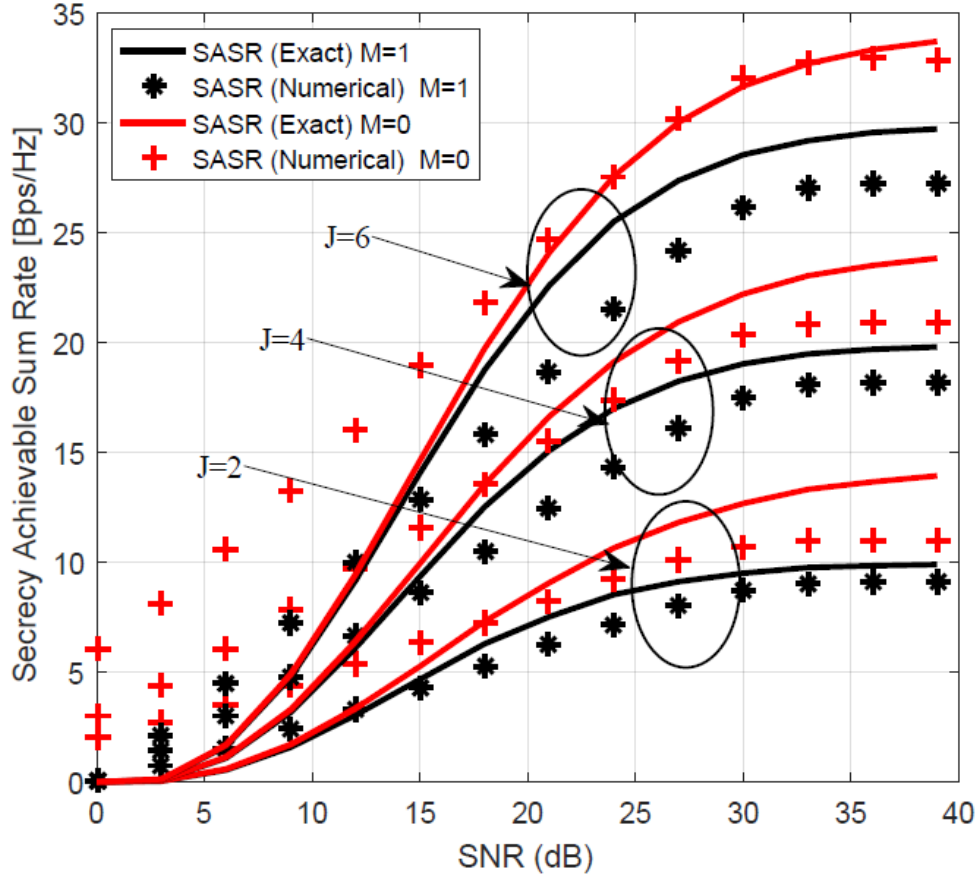
Şekil 4-1: Servis dışı kalma olasılığı, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).

Şekil 4-1, dost bozucu ve CCI etkileri ve LI etkileri varlığında FD-TWR güvenilir rolé seçim şemasının SOP performansını göstermektedir. Ek olarak, Şekil 4-1 aynı zamanda CCI etkilerinin sistem SOP performans metriği üzerindeki etkisini daha iyi anlamak için bir referans eğrisi olarak gürültüsüz duruma sunmaktadır.

Şekil 4-1'de elde edilen sonuçları yorumlarken, çok sayıda güvenilir rolé terminali içeren sistem modeli, düşük SNR rejimlerinde az sayıda güvenilir rolé terminaline kıyasla biraz daha iyi SOP performansı elde ettiği görülmektedir. Bunun nedeni, güvenilir olmayan rolé seçim sürecinin kodlama kazancına ulaşmasıdır.

CCI'nin düşük SNR rejimlerinde gürültüsüz durumda herhangi bir etkisi yoktur. Yüksek SNR rejimlerinde güvenilir rolé terminali seçim süreci, J 'ye eşit olan işbirlikli çeşitliliği sırasına ulaşmaktadır. Bununla birlikte, dost bozucu, LI ve CCI etkileri nedeniyle, ulaşılabilir çeşitlilik

sırası J 'den ve performans eğrilerinden 0 olmaktadır. Gürültüsüz durumu olan performans eğrileri, dost bozucu ve LI etkileri nedeniyle yüksek SNR rejimlerinde doymaktadır. CCI, yüksek SNR rejimlerinde gürültüsüz durumda sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olmaktadır.

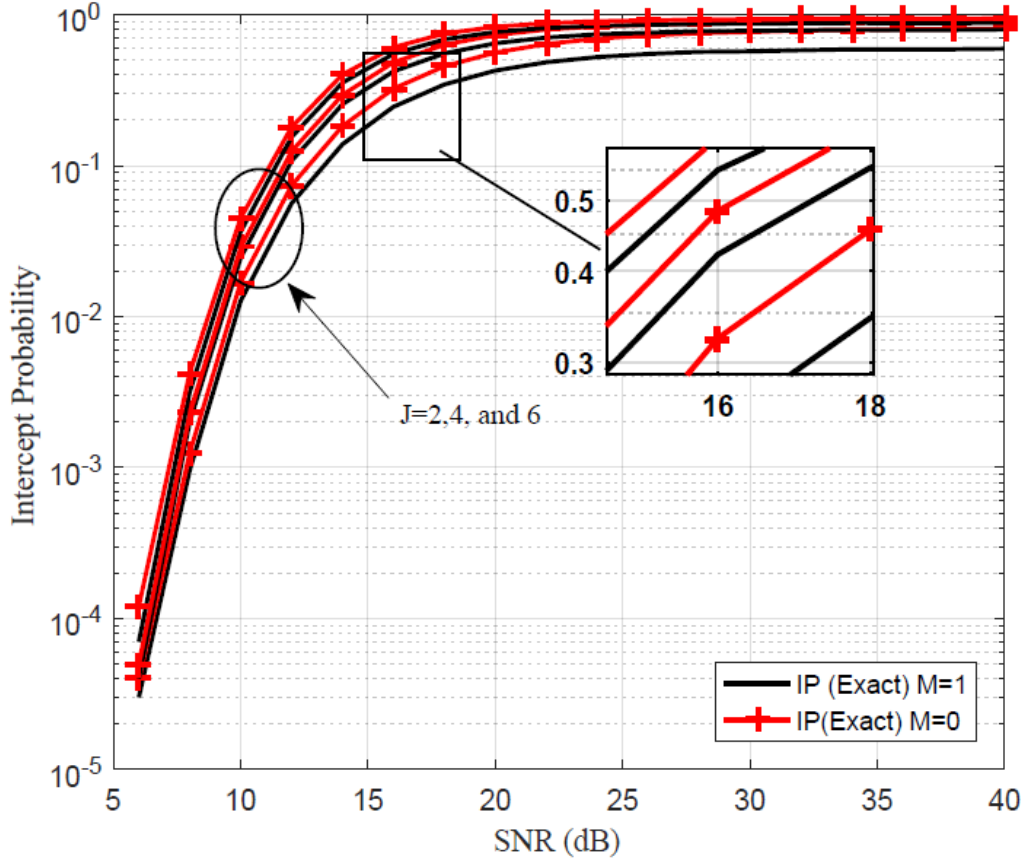


Şekil 4-2: Güvenilir- elde edilebilir toplam oranı, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).

Şekil 4-2 CCI varlığı ve yokluğu ile gizlilik elde edilebilir toplam oranı ($M = 1$ ve $M = 0$)

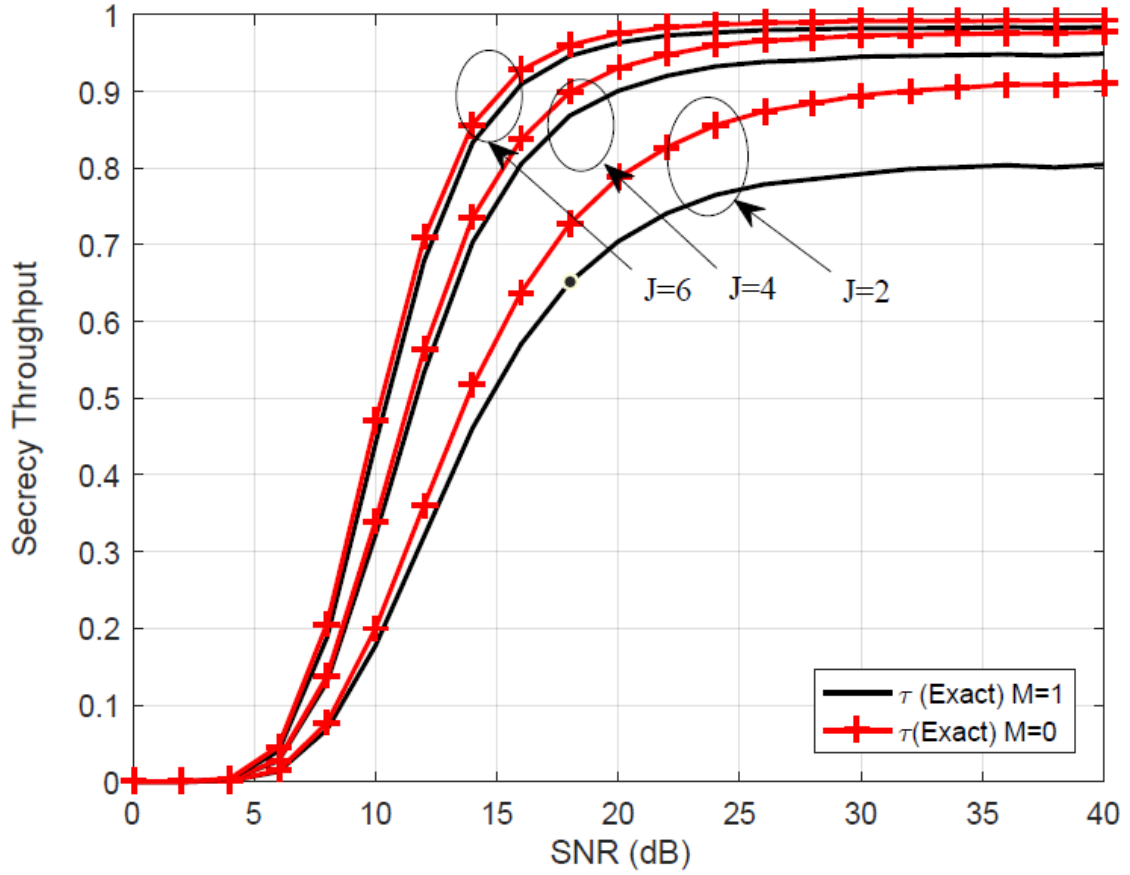
Şekil 4-2, CCI olan $M = 1$ ve CCI olmayan $M = 0$ için SASR performansını göstermektedir. Daha fazla sayıda güvenilir rol terminali içeren sistem modeli, düşük SNR rejimlerinde $M = 0,1$ için az sayıda güvenilir değere sahip rol durumuna kıyasla daha iyi güvenilirlik elde edilebilir, toplam oran performansı elde edilmektedir. $M = 1$ olan CCI, sistem SASR'sını hafifçe bozmakta ve CCI olmayan durumda $M = 0$ olan kodlama kazanç kayıplarına neden olmaktadır. Benzer şekilde, yüksek SNR rejimlerinde, daha fazla sayıda güvenilir rol terminaline sahip sistem modeli, az sayıda güvenilir rol terminal kasasına kıyasla daha iyi SASR elde

etmektedir. CCI, yüksek SNR rejimlerinde gürültüsüz durumda kodlama kazanç kayıplarına neden olmaktadır.



Şekil 4-3: Kesişim olasılığı, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).

Şekil 4-3'de gürültüsüz ve CCI vakalarının kesişme olasılığı performans karşılaştırması sonuçları gösterilmiştir. Şekil 4-3'ye göre, az sayıda güvenilir olmayan röle terminali içeren sistem modeli, çok sayıda güvenilir olmayan röle terminalinden daha kötü performans göstermektedir. Düşük SNR rejimlerinde gürültüsüz ve CCI vakaları arasındaki performans farkı oldukça azdır. Bununla birlikte, yüksek SNR rejimlerinde gürültüsüz ve CCI vakaları arasındaki performans farkı artmaktadır. Bunun nedeni CCI ve dost bozucuların iletim güçlerinin SNR ile orantılı olmasıdır. Ayrıca, performans eğrileri yüksek SNR rejimlerinde yüksek kesişme olasılığı rejimlerinde iyileştirilemez ve doyurulamaz. Bunun nedeni, CCI ve dostça bozucuların bilgi alışverişine egemen olması ve performans eğrilerinde doygunluğa neden olmasıdır.



Şekil 4-4: Güvenilir verim, CCI varlığı ve yokluğu durumlarda ($M = 1$ ve $M = 0$).

Şekil 4-4, gürültüsüz ve CCI vakalarının gizlilik çıkış performansı karşılaştırmasını göstermektedir. Şekil 8'de CCI'nin düşük ve yüksek SNR rejimlerinde gürültüsüz durumunda kodlama kazanç kayıplarına neden olduğu görülmektedir. Sistem modelinde güvenilir olmayan röle terminali sayısının artırılması, gürültüsüz ve CCI vakaları için daha iyi gizlilik performansı sağlamaktadır. Yüksek SNR rejimlerinde, gürültüsüz ve CCI vakaları arasındaki performans farkı artar. Çünkü CCI terminalinin iletim gücü yasal terminallerin iletim gücü ile orantılıdır ve CCI baskın hale gelmektedir.

4.3. ANALİTİK ANALİZ

Bu çalışmanın amacı, yeni kesin ve birleşik analitik yaklaşımlar tanıtarak, İşbirlikli röle seçim sistemlerinin gürültü, CCI ve öz-gürültü varlığında performansını analiz etmektir. Bu tezin temel amaçlarından biri, pratik tasarıma yakın İşbirlikli sistemlerini incelemek amacıyla sınırlı sayıda CCI varlığında, TWR-AF röle sistemleri için yeni bir matematiksel analiz

geliştirilmiştir. Diğer, güvenilir bir röle seçim protokolü kullanan İşbirlikli sistemlerinin performansını analiz etmek için yeni bir evrensel matematiksel model elde edilmiştir. Hem döngü etkileşimi hem de protokol tarafından getirilen ek yükleri açıklayan doğru gürültü modellerine dayalı olarak spektral verimlilik için kesin birleşik ifadeler türetilmiştir.

4.4. ÇEŞİTLİLİK ORANI

İşbirlikli çeşitlilik düzeni [104], çoklu anten kullanımının dezavantajını ele alan ümit verici bir tekniktir. Ana fikir, komşu düğümlerin, uzaysal çeşitlilik elde etmek için antenlerini paylaşarak işbirliği yapmasıdır. Tek bir düğüm, çeşitlilik etkilerinden yararlanmak için birden fazla anten veya karmaşık alıcı donanımı gerektirmez. Artan düğüm yoğunluğu, antenlerini sanal olarak birbirleriyle paylaşabilecek birden fazla komşunun varlığını sağlar.

Kablosuz multimedya ve etkileşimli İnternet hizmetlerine yönelik talep artışı olmuştur. Çok sayıda iletişim ve hesaplama aygıtının hızla çoğalmasıyla birlikte kablosuz ağların kullanımı da yaygınlaştı. Bu yüzden yüksek oran, güvenilir ve uygun maliyetli iletim çözümleri için yeni kablosuz iletişim sistemleri mimarilerinin tasarımı konusunda yoğun araştırma çabaları artırmaktadır [105]. MIMO sistemlerinin tanıtımı ve hızlı gelişimi, hem verici hem de alıcı tarafında birden fazla anten kullanarak, Ad hoc ağlar için güvenilirlik ve verimde önemli gelişmeler ortaya çıkmıştır.

Ancak bu teknik hücre bazlı istasyonlar için açıkça avantajlı olmakla beraber, boyutları ve güç kısıtlamaları nedeniyle mobil cihazlar için uygun değildir [105]. Bunun bir alternatifi, tek bir anten kullanıcısının, sanal bir gönderme ve alma anten dizisi yoluyla fiziksel kaynaklarını paylaşarak iletim çeşitliliği avantajları elde etmesini sağlayan çok kullanıcı işbirliği çeşitliliği olarak bilinen yeni geliştirilmiş bir teknik kullanmasıdır. Bu tekniğin en büyük yararı çeşitliliği içermesi nedeniyle farklı yolların bağımsız olarak solması ve güvenilirliğin artmasıdır.

4.5. BÖLÜM ÖZETİ

Bu tezde, iki kaynak S_1 ve S_2 terminalinden oluşan bir iletişim sistemi modeli önerilmiştir. Bu kaynaklar, Rayleigh sönmek mekanalı üzerinden J sayısı güvenilir TWR-FD tabanlı olarak bağlanmaktadır. Bu modelde ilk olarak CCI'nin röle düğümleri üzerindeki etkileri ve her iki kaynak düğümü de PLS üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Ayrıca, aynı modelde PLS gürültü olmayan ile incelenmiştir.

Yukarıdaki çalışmalar sırasında, PLS'yi geliştirmek için rölelere sınırlı sayıda dost jammer yerleştirilerek ve bilgi sızıntısı azaltılmıştır. Ardından, önerilen modelin performansını değerlendirmek için SOP, güvenilirlik elde edilebilir toplam oranı (SASR), kesişme olasılığı (IP) ve güvenilirlik verim analizi hesaplanmıştır. Önerilen sistem, seçili bir rölenin minimum güvenilirlik oranını en üst düzeye çıkaran güvenilir olmayan röle seçim tekniklerini kullanmıştır. Araştırmada ayrıca CCI ve wire-tap ile başa çıkmak için çoklu olanlar arasında en iyi geçiş seçilmiştir. Son olarak, önerilen sistemin analitik analizi tamamlanmıştır. Sonuçlar, CCI'nin rölenin ulaşılabilir çeşitlilik sayısını olumsuz etkilediğini ve 0'ı bozduğunu, ayrıca yüksek SNR rejimlerinde gürültü olmayan durumda sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olduğunu göstermiştir. Detaylar, gürültüsüz eğrilerinin dost bozucu ve LI etkileri nedeniyle yüksek SNR rejimlerinde de doyurulduğunu göstermektedir.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tezde, güvenli iletişimi sağlamak için İşbirlikli bozucunun PHY güvenlik tekniğinin kullanıldığı kablosuz ağların PHY güvenlik performansları incelenmiştir. İlk olarak, gürültüsüz güvenilir röle seçimi kablosuz ağlarının PHY güvenlik performansını araştırılmıştır. Daha sonra gürültüsüz güvenilir röle seçimi kablosuz ağlarının PHY güvenlik performansını araştırılmıştır.

Son olarak, kooperatif geçiş ağlarında kooperatif jammer tasarımı konusunu incelenmiştir. Güvenilir röle seçim sistemi ile PHY güvenlik performansı için, Bölüm II'de iki kaynak terminaline sahip çift sekmeli bir kablosuz ağ ve birden fazla güvenilir röle (kulak misafiri içeren) incelenmiştir. İlk olarak, röle şemaları altında kooperatif jammer, yani maks-min röle seçimi ile bir röle kablosuz ağının güvenilirlik kesintisi olasılığı teorik olarak analiz edilmiştir. SOP sonucuna dayanarak, her iki şemanın da performans sonucu ölçülmüştür. CCI olan ve CCI olmayan etkisi bu çalışmada ele alınmıştır. Bölüm II'deki ana sonuçlar, işbirlikli bozucunun kablosuz iletişim için güvenilirlik sağlamak için etkili bir teknik olduğunu göstermiştir. Ek olarak, röle seçim stratejisi şemasının, rastgele geçiş şeması sağladığında daha büyük dereceleri olan çok daha iyi bir performans elde edebileceği görülmüştür.

Röle seçim sistemi modelinin gizli dinleyicileri ile PHY güvenlik performansı için, Bölüm III'te, kaynak terminalleri çifti olan çok sekmeli bir kablosuz ağın SOP'si araştırılmıştır. Güvenilmeyen röle senaryolarını, gizli dinleme rölesi terminalinin bağımsız olarak çalıştığı gürültü olmayan senaryosunda, gizli röle senaryolarının davranışını betimlemek için J rölesinin başarılı kod çözme olasılığını artırmak için alınan sinyalleri alıp vermek üzere toplayabileceği düşünülmektedir.

İlk olarak, önerilen modelin PLS'sini analiz etmek için SOP, SASR, IP ve STA parametre metrikleri için analitik ifade türetilmiştir.

Bölüm III'te, CCI etkisi varlığında, çift düğümlü terminallerde, çoklu yasal düğümler ve birden fazla kulak misafiri ile sonlu bir poisson dağılımının güvenli bir şekilde iletilmesini sağlamaktadır. Ayrıca, bir dost işbirlikli jammer planı öneren kooperatif jammer tasarım ele alınmıştır.

Araştırma, birden fazla güvenilir röle terminali aracılığıyla TWR-AF tabanlı bilgi alışverişi sürecini ele almıştır. Araştırma ayrıca, sistem modelinin iki yönlü bilgi alışverişi sürecinin sistem modeli yapılandırmasına bağlı olduğunu düşünmektedir. Monte-Carlo simülasyon sonuçlarına göre, dost bozucular ve CCI etkisi altındaki güvenilir röle terminali olduğundan,

güvenilmez röle terminalinin ulaşılabilir oranı iyileştirilemez ve yüksek SNR rejimlerinde doymaktadır. Sonuçlar ayrıca, iki yönlü bilgi alışverişi işlemleri için güvenli röle terminalinin 0 dB ile 25 dB arasında aktif olduğunu göstermiştir. 25 dB'nin ötesinde, güvenilir olmayan röle terminali servis dışı kalmaktadır. Ayrıca, kullanıcı şifre çözme işlemi güvenilir olmayan röle terminalinin performansını da etkilemektedir.

SINR'nin kümülatif dağılım fonksiyonunun üst sınırı elde edildikten sonra, SOP, SER ve sistem ergodik toplam oranının üst sınır ifadeleri türetilmiş ve kapsamlı sayısal örneklerle gösterilmiştir. Ayrıca, SOP ve SER'nin analitik davranışı ve çeşitlilik kazanımları sunulmaktadır. Ayrıca CCI'nin etkisi, SASR gibi diğer performans metriklerini türetmek için de araştırılmıştır. Türetilmiş ifadelerimiz onaylanarak seçim stratejisi geçiş ağı ile en iyi geçişin seçildiğini göstermiştir.

SOP ve IP için analitik ifadeler de önerilen şemanın performanslarını değerlendirmek için türetilmiştir. Bu çalışmadaki sonuçlar, güvenilirlik performansı açısından CCI etkisi gerçekleştirirken, gürültüsüz daha iyi bir güvenlik performansı sağlayabildiğini göstermiştir. Ayrıca, reley seçim olasılığındaki önerilen modelin güvenilirliğini ve güvenlik performanslarını esnek bir şekilde kontrol edebilme olanağı vardır.

Bu çalışmadaki sonuçlardan ilginç bir gözlem, yüksek SNR rejimlerinde röle sayısının artırılmasının CCI etkilerinin ihmal edilebilir düzeyde olduğunu göstermiştir. Öte yandan, dost jammer, SNR rejimleri boyunca performans eğrilerini ciddi ölçüde bozmaktadır. Gürültü etkilerini arttığında kesinti olasılığı da artar, ardından güvenilmeyen röle terminalindeki sızıntı oranı azalır. Bu senaryo, önerilen jammer düzeninin güvenilirliğini ve güvenlik performansını artırabilir. Bu tezin, bir zaman aralığında kanal kazanımlarının sabit kaldığı nispeten Rayleigh sönümlenmekanalı modelini dikkate alması dikkat çekicidir. Bu nedenle, ilginç ve önemli gelecekteki çalışmalardan biri, kablosuz ağların PHY güvenlik performanslarını daha pratik kanal modelleri altında incelemektir.

5.1. SONUÇLAR

Bu çalışma, çoklu FD tabanlı güvenli röle destekli kablosuz ağ üzerindeki eş kanal etkileşiminin etkilerini araştırmıştır. Araştırmada, J adet mevcut güvenilir olmayan röle terminalin yardımıyla bilgi alışverişini gerçekleştiren iki kaynak terminali ele almıştır. Röle seçim stratejisi, bilgi sızıntısını, K sayıda dost jammer sayısını en aza indirmek için

yapılmaktadır. Ayrıca, araştırma, yasal / yasa dışı terminallerin eş kanal girişim terminallerinden etkilendiğini düşünmektedir.

Monte-Carlo tabanlı bilgisayar simülasyonları ve sayısal sonuçlar, maks-min tabanlı güvenilirlik röle seçim stratejisinin yüksek SNR rejiminde işbirliği çeşitliliği sağladığını ortaya koymuştur. Eş kanal girişiminin, J 'den 0'a ulaşılabilen çeşitlilik sırasını olumsuz etkilediği ve bu da yüksek SNR rejimlerinde gürültü olmayan durumda sistem kodlama kazancı kayıplarına neden olduğu gözlemlenmiştir. Sonuçlar ayrıca, gürültüsüz eğrilerinin, dost bozucu ve döngü etkileri nedeniyle yüksek SNR rejimlerinde doymuşlaştığını ortaya koymuştur. Monte-Carlo tabanlı simülasyonlar ve sayısal sonuçlar da seçim stratejisinin güvenilirlik elde edilebilirlik oranı, güvenilirlik verimi ve kesişme olasılığı açısından güvenilirlik performansını arttırdığını göstermiştir. Ayrıca, ortak kanal girişiminin varlığının, bilgi alışverişi sürecine egemen olduğu ve bu da yüksek SNR rejimlerinde doymuş performans eğrilerinin doymuşluğuyla sonuçlandığı ve gürültü olmayan durumda sistem kodlama kazanç kayıplarına neden olduğu belirtilmektedir.

5.2. GELECEK İŞ

Aşağıda, bu tezdeki çalışmanın olası araştırma uzantıları önerilmektedir. II. Bölümde AF kooperatif röle sisteminin eş kanal etkileşimi varlığında performansını analiz etmek için kesin bir yaklaşım sunulmuştur. Bu girişim etkisi, sistem senaryosundaki iki kaynakta ve röle terminallerinde dikkate alınmıştır. Bu analiz aşağıdaki alanlarda genişletilebilir:

- MIMO kanal sistemleri: Önceki çalışmalar, kooperatif sistemlerdeki tek antenli rölelerin CCI'lerin varlığında çok iyi çalışmadığını göstermektedir [106]. Çoklu anten röle sistemleri, daha yüksek çeşitlilik ve girişim yönetimi yeteneğinden yararlanmak için MIMO iletişim sistemlerinde kullanılabilir. Bu nedenle, bu konuda hiçbir araştırma yapılmadığı için, kaynak ve röle terminallerinde sınırlı sayıda etkileşim olması durumunda, sistemin güvenilirlik kesintisi olasılığı için yeni kesin ifadeler türetmek üzere AF röle kooperatif sistemlerinde çoklu anten için Bölüm 2 genişletilebilir.
- NOMA temelli TWR Kooperatif Sistemleri: $S_1 \rightarrow R \rightarrow S_2$ bağlantısı için SINR düşünülebilir. Tüm yasal / yasa dışı terminallerde sınırlı sayıda gürültünün bulunduğu bir sabit kazanç TWR sistemi için (2-3) SINR'den. İlginç ve önemli gelecekteki çalışmalardan biri, kablosuz ağların PLS performanslarını NOMA kanal modelleri altında incelemektir.
- Dağıtılmış FDR Kooperatif Röle Sistemlerinin Kesin Performans Analizi: Sistemi zamana dayalı bir röle seçim protokolü ile düşünülebilir.

- Mevcut ve gelecek kablosuz iletişim sistemleri, yüksek veri oranı iletimiyle ilgili uygulamaları desteklemek için daha yüksek alınan SNR'ye ihtiyaç duyar. Bu yükümlülük çok yollu sönümlleme ile mücadele ve alınan SNR'yi artıran uzamsal çeşitlilik kullanılarak karşılanabilir. En iyi performansı sunmak için yakın zamanda genel seçim çeşitliliği şeması önerilmiştir.



6. KAYNAKLAR

- [1] D. To, T. H. E. Scientific, A. Of, and E. Communication, "The Wire-Tap Channel," vol. 54, pp. 1355–1387, 1975.
- [2] A. D. Wyner, "The Gaussian Wire-Tap," vol. 24, no. August 1978, pp. 451–456, 1978.
- [3] M. Nazeh, A. Wahid, A. Ali, and M. Marwan, "A Comparison of Cryptographic Algorithms: DES, 3DES, AES, RSA and Blowfish for Guessing Attacks Prevention," *J Comp Sci Appl Inform Technol.*, pp. 1–7, 2018.
- [4] Y. Zou, X. Wang, and W. Shen, "Intercept probability analysis of cooperative wireless networks with best relay selection in the presence of eavesdropping attack," *IEEE International Conference on Communications*, no. May, pp. 2183–2187, 2013.
- [5] S. Sharma, S. D. Roy, and S. Kundu, "Two-Way Secure Communication with Multiple Untrusted Half-Duplex AF Relays," *Wireless Personal Communications*, no. 0123456789, 2019.
- [6] Alfred O. Hero, "Secure Space-Time Communication," *Submitted to IEEE Transactions on Information Theory*, April 2001, no. January 2003.
- [7] F. Oggier and B. Hassibi, "The secrecy capacity of the MIMO wiretap channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 8, pp. 4961–4972, 2011.
- [8] C. Zhang, J. Ge, Z. Xia, and H. Wang, "A Novel Half-Jamming Protocol for Secure Two-Way Relay Systems Using a Full- Duplex Jamming Relay," pp. 786–790, 2017.
- [9] R. Sinha and P. Jindal, "A study of physical layer security with energy harvesting in single hop relaying environment," *2017 4th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks, SPIN 2017*, pp. 530–533, 2017.
- [10] Z. Mobini, M. Mohammadi, and C. Tellambura, "Wireless-Powered Full-Duplex Relay and Friendly Jamming for Secure Cooperative Communications," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 14, no. 3, pp. 621–634, 2019.
- [11] D. H. Ibrahim, E. S. Hassan, and S. A. El-Dolil, "Improving physical layer security in two-way cooperative networks with multiple eavesdroppers," *2014 9th International Conference on Informatics and Systems, INFOS 2014*, pp. ORDS8–ORDS13, 2015.
- [12] A. Y. Al-nahari, I. Krikidis, A. S. Ibrahim, M. I. Dessouky, and F. E. A. El-Samie, "Relaying techniques for enhancing the physical layer secrecy in cooperative networks with multiple eavesdroppers," *Transactions on emerging telecommunications technologies*, vol. 25, no. 4, pp. 445–460, 2014.

- [13] S. Vahidian, S. Aissa, and S. Hatamnia, "Relay selection for Security-Constrained cooperative communication in the presence of eavesdropper's overhearing and interference," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 6, pp. 577–580, 2015.
- [14] T. T. Duy, T. Q. Duong, T. L. Thanh, and V. N. Q. Bao, "Secrecy performance analysis with relay selection methods under impact of co-channel interference," *IET Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 1427–1435, 2015.
- [15] M. Yuksel and E. Erkip, "Secure communication with a relay helping the wire-tapper," *2007 IEEE Information Theory Workshop, ITW 2007, Proceedings*, pp. 595–600, 2007.
- [16] L. Lai and H. El Gamal, "The relay-eavesdropper channel: Cooperation for secrecy," *IEEE Trans. on Information Theory*, pp. 1–32, 2006.
- [17] G. Zheng, L. C. Choo, and K. K. Wong, "Optimal cooperative jamming to enhance physical layer security using relays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 3, pp. 1317–1322, 2011.
- [18] B. Zheng *et al.*, "Secure NOMA Based Two-Way Relay Networks Using Artificial Noise and Full Duplex," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. XX, no. XX, pp. 1–14, 2018.
- [19] D. Tubail, M. El-Absi, S. S. Ikki, W. Mesbah, and T. Kaiser, "Artificial Noise-Based Physical-Layer Security in Interference Alignment Multipair Two-Way Relaying Networks," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19073–19085, 2018.
- [20] M. R. Abedi, N. Mokari, H. Saeedi, and H. Yanikomeroglu, "Robust Resource Allocation to Enhance Physical Layer Security in Systems with Full-Duplex Receivers: Active Adversary," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 2, pp. 885–899, 2017.
- [21] L. Sun, T. Zhang, Y. Li, and H. Niu, "Performance study of two-hop amplify-and-forward systems with untrustworthy relay nodes," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3801–3807, 2012.
- [22] Q. Li, C. Li, X. Wu, J. Lin, and J. Li, "Distributionally Robust Physical Layer Secrecy Design for Full-Duplex Two-Way Relay System," no. 61401073, 2017.
- [23] P. N. Son and H. Y. Kong, "Exact outage probability of a decode-and-forward scheme with best relay selection under physical layer security," *Wireless Personal Communications*, vol. 74, no. 2, pp. 325–342, 2014.
- [24] V. Ozduran, "Leakage rate based hybrid untrustworthy relay selection for a dual-hop

- half/full-duplex bi-directional wireless relaying networks,” in *Proceedings - 2017 Advances in Wireless and Optical Communications, RTUWO 2017*, 2017, vol. 2017-Janua, pp. 262–267.
- [25] S. S. Ikki and S. Aïssa, “Performance Analysis of Two-Way Amplify-and-Forward Relaying in the Presence of Co-Channel Interferences,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 4, pp. 933–939, 2012.
- [26] L. Yang, K. Qaraqe, E. Serpedin, and M. S. Alouini, “Performance analysis of amplify-and-forward two-way relaying with co-channel interference and channel estimation error,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 6, pp. 2221–2231, 2013.
- [27] S. Q. Nguyen and H. Y. Kong, “Exact outage analysis of the effect of co-channel interference on secured multi-hop relaying networks,” *International Journal of Electronics*, vol. 103, no. 11, pp. 1822–1838, 2016.
- [28] V. Ozduran, E. Soleimani-Nasab, and B. S. Yarman, “Effects of Co-Channel Interference on Sum-Rate Based Relay Selection Networks,” vol. 17, no. 2, pp. 3387–3396, 2017.
- [29] A. Aladwani, E. Erdogan, and T. Gucluoglu, “Impact of co-channel interference on two-way relaying networks with maximal ratio transmission,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 8, no. 4, pp. 1–20, 2019.
- [30] A. H. A. El-Malek, A. M. Salhab, and S. A. Zummo, “Optimal power allocation for enhancing physical layer security in opportunistic relay networks in the presence of co-channel interference,” *2015 IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM 2015*, 2015.
- [31] L. Fan, X. Lei, N. Yang, T. Q. Duong, and G. K. Karagiannidis, “Secure Multiple Amplify-and-Forward Relaying with Cochannel Interference,” *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 8, pp. 1494–1505, 2016.
- [32] W. Hu, Z. Li, H. Li, J. Si, and H. Huang, “SRT analysis of relay selection in the presence of multiple co-channel interferers,” *IET Communications*, vol. 11, no. 6, pp. 809–816, 2017.
- [33] Z. Shu, Y. Yang, Y. Qian, and R. Q. Hu, “Impact of interference on secrecy capacity in a cognitive radio network,” *GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference*, 2011.
- [34] Y. Zou, X. Wang, and W. Shen, “Physical-layer security with multiuser scheduling in

- cognitive radio networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 12, pp. 5103–5113, 2013.
- [35] Y. Wang, G. Attebury, and B. Ramamurthy, “A survey of security in wireless sensor networks,” *CSE Journal Articles*. 84, 2006.
 - [36] W. Stallings, *Cryptography*, FIFTH EDIT. Prentice Hall.
 - [37] M. Bloch and J. Barros, “Physical-layer security: From information theory to security engineering,” *Physical-Layer Security: From Information Theory to Security Engineering*, vol. 9780521516, pp. 1–329, 2011.
 - [38] A. Mukherjee, S. A. A. Fakoorian, J. Huang, and A. L. Swindlehurst, “Principles of physical layer security in multiuser wireless networks: A survey,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1550–1573, 2014.
 - [39] N. Yang, L. Wang, G. Geraci, M. ElKashlan, J. Yuan, and M. Di Renzo, “Safeguarding 5G wireless communication networks using physical layer security,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 4, pp. 20–27, 2015.
 - [40] R. Bassily *et al.*, “Cooperative security at the physical layer: A summary of recent advances,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 5, pp. 16–28, 2013.
 - [41] W. Aman, G. A. S. Sidhu, H. M. Furqan, and Z. Ali, “Enhancing physical layer security in AF relay-assisted multicarrier wireless transmission,” *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 29, no. 6, 2018.
 - [42] J. Huang and A. L. Swindlehurst, “Cooperative jamming for secure communications in MIMO relay networks,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 10, pp. 4871–4884, 2011.
 - [43] I. Krikidis, J. S. Thompson, and S. McLaughlin, “Relay selection for secure cooperative networks with jamming,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 10, pp. 5003–5011, 2009.
 - [44] H. M. Wang, Q. Yin, and X. G. Xia, “Distributed beamforming for physical-layer security of two-way relay networks,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 7, pp. 3532–3545, 2012.
 - [45] H. Jeon, S. Member, N. Kim, S. Member, J. Choi, and S. Member, “Bounds on Secrecy Capacity Over Correlated Ergodic Fading Channels at High Bounds on Secrecy Capacity Over Correlated Ergodic Fading Channels at High SNR,” no. October 2014, 2011.
 - [46] M. Bloch and J. Barros, “Physical-Layer Security From Information Theory to Security

- Engineering,” *Cambridge University Press*, 2011.
- [47] J. Li, A. P. Petropulu, S. Weber, and S. Member, “On Cooperative Relaying Schemes for Wireless Physical Layer Security,” vol. 59, no. 10, pp. 4985–4997, 2011.
 - [48] S. Goel, S. Member, and R. Negi, “Guaranteeing Secrecy using Artificial Noise,” vol. 7, no. 6, pp. 2180–2189, 2008.
 - [49] R. Zhang, L. Song, Z. Han, and B. Jiao, “Physical layer security for two-way untrusted relaying with friendly jammers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3693–3704, 2012.
 - [50] L. Dong, Z. Han, A. P. Petropulu, and H. V. Poor, “Improving wireless physical layer security via cooperating relays,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 3 PART 2, pp. 1875–1888, 2010.
 - [51] I. Y. Abualhaol and M. S. Bawa, “Capacity Analysis of Cooperative Relay-based Communication System,” no. February, 2011.
 - [52] T. Cover and A.E. Gamal, “Theorems for the Relay Channel ,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 5, pp. 572 – 584.
 - [53] Y. Jing and H. Jafarkhani, “Single and Multiple Relay Selection Schemes and their Achievable Diversity Orders,” vol. 8, no. 3, pp. 1414–1423, 2009.
 - [54] U. Urosevic, “New Simple Cooperative Relaying Schemes,” no. c, pp. 340–344, 2014.
 - [55] H. Bagheri and A. Motahari, “On the Capacity of the Diamond Half-Duplex Relay Channel,” in *Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT) Austin, USA*.
 - [56] K. N. Yaseen, “Benefits of Relay Station to Enhance Network Signal,” no. 3, pp. 9–18, 2015.
 - [57] T. In, “The Future of WiMAX : Multihop Relaying with IEEE 802 . 16j,” no. January, pp. 2–9, 2009.
 - [58] D. Bharadia, E. Mcmilin, and S. Katti, “Full Duplex Radios,” in *proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 conference on applications, technologies, architectures, and protocols for computer communication, Hong Kong*, 2013.
 - [59] X. Gong, C. T. Ps, J. Zhang, and H. V. Poor, “Opportunistic Cooperative Networking : To Relay or Not To Relay ?,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 30, no. 2, pp. 307 –314, 2012.
 - [60] I. Krikidis, H. A. Suraweera, P. J. Smith, and S. Member, “Full-Duplex Relay Selection

- for Amplify-and-Forward Cooperative Networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 12, pp. 4381–4393, 2012.
- [61] F. M. Relays, T. Riihonen, S. Member, S. Werner, S. Member, and R. Wichman, “Mitigation of Loopback Self-Interference in,” vol. 59, no. 12, pp. 5983–5993, 2011.
- [62] M. G. Khafagy and S. Aissa, “On the Outage Performance of Full-Duplex Selective Decode-and-Forward Relaying,” *Communications Letters, IEEE*, vol. 17, no. June, pp. 1180–1183, 2013.
- [63] P. Li, S. Guo, S. Member, W. Zhuang, and F. Ieee, “Optimal Transmission Scheduling of Cooperative Communications with A Full-duplex Relay,” *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 99, pp. 1–11, 2013.
- [64] B. Talha and M. Patzold, “Channel models for mobile-to-mobile cooperative communication systems: A state of the art review,” *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 6, no. JUNE, pp. 33–43, 2011.
- [65] Q. Zhang, J. Zhang, C. Shao, Y. Wang, P. Zhang, and H. Rong, “Power allocation for regenerative relay channel with rayleigh fading,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 59, no. 2, pp. 1167–1171, 2004.
- [66] G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, “Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 9, pp. 3037–3063, 2005.
- [67] Edward C . Van Der Meulen Source, “Three-Terminal Communication Channels,” *Advances in Applied Probability*, vol. 3, no. 1, pp. 120–154.
- [68] B. Rankov and A. Wittneben, “Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 25, no. 2, pp. 379–389, 2007.
- [69] S. J. Kim, N. Devroye, P. Mitran, and V. Tarokh, “Achievable rate regions and performance comparison of half duplex bi-directional relaying protocols,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 10, pp. 6405–6418, 2011.
- [70] X. He and A. Yener, “Cooperation With an Untrusted Relay : A Secrecy Perspective,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 56, no. Aug., pp. 3807–3827, 2010.
- [71] L. J. Rodriguez, N. H. Tran, T. Q. Duong, T. Le-Ngoc, M. El Kashlan, and S. Shetty, “Physical layer security in wireless cooperative relay networks: State of the art and beyond,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 12, pp. 32–39, 2015.

- [72] J. C. Kao and R. Marculescu, "Eavesdropping minimization via transmission power control in ad-hoc wireless networks," *2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Adhoc Communications and Networks, Secon 2006*, vol. 2, no. C, pp. 707–714, 2006.
- [73] H. N. Dai, Q. Wang, D. Li, and R. C. W. Wong, "On eavesdropping attacks in wireless sensor networks with directional antennas," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2013, no. May 2014, 2013.
- [74] Di. Xu, H. Zhu, and Q. Li, "Jammer-Assisted Legitimate Eavesdropping in Wireless Powered Suspicious Communication Networks," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 20363–20380, 2019.
- [75] H. Zhang, L. Duan, and R. Zhang, "Jamming-assisted Proactive Eavesdropping over Two Suspicious Communication Links," vol. 487372, no. Icc, pp. 1–33, 2019.
- [76] T. Jamal and P. Mendes, "Relay selection approaches for wireless cooperative networks," *2010 IEEE 6th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications, WiMob '2010*, no. October, pp. 661–668, 2010.
- [77] M. Seyfi, S. Muhaidat, J. Liang, and M. Uysal, "Relay selection in dual-hop vehicular networks," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 134–137, 2011.
- [78] M. Al-Jamali, A. Al-Nahari, and M. M. Alkhawlan, "Relay selection scheme for Improving the physical layer security in cognitive radio networks," *2015 23rd Signal Processing and Communications Applications Conference, SIU 2015 - Proceedings*, pp. 495–498, 2015.
- [79] I. Krikidis, J. Thompson, and S. Mclaughlin, "Relay selection for secure cooperative networks with jamming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 10, pp. 5003–5011, 2009.
- [80] V. Ozduran, "Leakage Rate Based Hybrid Untrustworthy Relay Selection with Channel Estimation Error," pp. 0–3, 2017.
- [81] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization," no. September, pp. 136–146, 1997.
- [82] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: Information-theoretic and communications aspects," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619–2692, 1998.
- [83] T. S. Rappaport, "Wireless Communications : Principles and Practice," *USA: Bernard*

M. Goodwin, 2002.

- [84] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series and Products*, 7th ed. Elsevier Inc., 2007.
- [85] E. Tekin and A. Yener, "The general Gaussian multiple-access and two-way wiretap channels: Achievable rates and cooperative jamming," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 6, pp. 2735–2751, 2008.
- [86] X. He and A. Yener, "Providing secrecy with structured codes: Two-user Gaussian channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, no. 4, pp. 2121–2138, 2014.
- [87] X. Zhou, M. R. McKay, B. Maham, and A. Hjørungnes, "Rethinking the secrecy outage formulation: A secure transmission design perspective," *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 3, pp. 302–304, 2011.
- [88] C. Rose, S. Ulukus, and R. D. Yates, "Wireless systems and interference avoidance," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 3, pp. 415–428, 2002.
- [89] H. Wang and J. Lilleberg, "Conventional and scrambling OFDM system switch in multicell environments," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*, vol. 1, no. 1, pp. 1–5, 2006.
- [90] C. D. Nwankwo, L. Zhang, A. Quddus, M. A. Imran, and R. Tafazolli, "A Survey of Self-Interference Management Techniques for Single Frequency Full Duplex Systems," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 30242–30268, 2018.
- [91] D. Kim, H. Lee, and D. Hong, "A Survey of In-Band Full-Duplex Transmission: From the Perspective of PHY and MAC Layers," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2017–2046, 2015.
- [92] R. Madhu, "Co-channel interference mitigation on capacity and coverage in cellular systems," *2016 3rd International Conference on Artificial Intelligence and Pattern Recognition*, no. September 2016, pp. 128–132, 2016.
- [93] O. D. Incel and P. Jansen, "Characterization of multi-channel interference," *Proceedings of the 6th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks*, pp. 429–435, 2008.
- [94] E. Soleimani-Nasab, M. Matthaiou, M. Ardebilipour, and G. K. Karagiannidis, "Two-way AF relaying in the presence of co-channel interference," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 8, pp. 3156–3169, 2013.

- [95] V. Ozduran, "Physical Layer Security of Multi-user Full-Duplex One-Way Wireless Relaying Network," *2018 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), Riga*, pp. 17–22, 2018.
- [96] Y. Zou, X. Wang, W. Shen, and L. Hanzo, "Security versus reliability analysis of opportunistic relaying," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 6, pp. 2653–2661, 2014.
- [97] A. V.S. and M. O.1., "The Algorithm for Calculating Integrals of Hypergeometric Type Function and Its Realization In Reduce System," *Proc. Conf. ISSAC'90, Tokyo*, pp. 212–224, 1990.
- [98] L. Yang, K. Qaraqe, E. Serpedin, and M. S. Alouini, "Performance analysis of amplify-and-forward two-way relaying with co-channel interference and channel estimation error," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 6, pp. 2221–2231, 2013.
- [99] S. S. Ikki and S. Aïssa, "Error probability analysis of two-way amplify-and-forward relaying in the presence of imperfect channel estimations," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, pp. 1963–1967, 2011.
- [100] Y. Zou, X. Wang, and W. Shen, "Optimal relay selection for physical-layer security in cooperative wireless networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 10, pp. 2099–2111, 2013.
- [101] S. K. Leung-Yan-Cheong and M. E. Hellman, "The Gaussian Wire-Tap Channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 24, no. 4, pp. 451–456, 1978.
- [102] T. S. Nguyen, H. H. K. Duy, H. S. Nguyen, and M. Voznak, "Throughput Analysis in Relaying Cooperative Systems Considering Time-switching with NOMA," *2018 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2018*, no. September, 2018.
- [103] J. Miranda *et al.*, "Path loss exponent analysis in Wireless Sensor Networks: Experimental evaluation," *IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, pp. 54–58, 2013.
- [104] N. Shastry and R. S. Adve, "Stimulating cooperative diversity in wireless ad hoc networks through pricing," *IEEE International Conference on Communications*, vol. 8, no. c, pp. 3747–3752, 2006.
- [105] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple cooperative diversity

- method based on network path selection,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, pp. 659–672, 2006.
- [106] Y. Zhu and H. Zheng, “Understanding the impact of interference on collaborative relays,” *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 7, no. 6, pp. 724–735, 2008.

EKLER

MATEMATİKSEL DÖNÜŞÜM

Bir rassal değişkenin, örneğin X 'in, bir f_X fonksiyonu için gerçek değeri varsa bu değişkenin sürekli olduğu ifade edilir $B \subset \mathbb{R}$:

$$P(X \in B) = \int_B f_X(x) dx \quad 6-1$$

Buna bağlı olarak, f_X sözkonusu rassal değişken x 'in olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf) olarak adlandırılır.

Özel olarak, a ve b gerçek sayıları ve $a < b$ için, $B = [a, b]$ 'ye bağlı olarak, (6-1)' den aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P(a \leq X \leq b) = \int_a^b f_X(x) dx \quad 6-2$$

Bir olasılık yoğunluk fonksiyonu, sürekli bir gerçek değerli rastgele değişkenin dağılımını tamamen belirler. Bu teoremin anlamı , tam olarak aynı olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahip X ve Y gibi iki sürekli gerçek değerli rassal değişkenin aynı dağılımı takip ettiği, yani benzer şekilde dağıldıkları şeklindedir.

PDF'NİN TÜRETİLMESİ

Burada (Ω, A, P) belirtilen sürekli bir rassal değişken olsun. The (cumulative) distribution function (cdf) of a real-valued random variable X is the function F_X given by $F_X(x) = P(X \leq x)$, for all $x \in \mathbb{R}$:

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x f_X(t) dt \quad 6-3$$

Birikimli dağılım fonksiyonu, sürekli gerçek değerli bir rassal değişkenin dağılımını belirler.

CDF'NİN TÜRETİLMESİ

Let (Ω, A, P) be a probability space. The (cumulative) distribution function (cdf) of a real-valued random variable X is the function F_X given by $F_X(x) = P(X \leq x)$, for all $x \in \mathbb{R}$

Let X be a continuous random variable with pdf f_X . Then the cdf F_X of X is given by :

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x f_X(t) dt \quad 6-4$$

A cumulative distribution function completely determines the distribution of a continuous real-valued random variable.

BEKLENEN DEĞER TEOREMİ

Tanıtım: Burada X ile belirtilen sürekli bir rassal değişken olsun. pdf f_X . Eğer $\int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x) dx$ kesinlikle yakınsak ise, örneğin $\int_{-\infty}^{\infty} |x| f_X(x) dx < \infty$, ise, o zaman, X 'in beklenen değeri alabileceği tüm değerlerin ortalaması olup, $E[X]$ ile gösterilir ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

X , ayırık bir rassal değişkense ve $f(x)$, x 'deki olasılık dağılımının değeri ise, X 'in beklenen değeri:

$$E(x) = \sum_x x f(x). \quad 6-5$$

Buna göre, eğer X sürekli bir rassal değişkense ve $f(x)$ x 'deki olasılık yoğunluğunun değeri ise, X 'in beklenen değeri:

$$E(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx. \quad 6-6$$

Bu tanımda, elbette, toplamın veya integralin var olduğu varsayılmaktadır. Aksi takdirde, matematiksel beklenti tanımlanmamıştır.

KİSMİ KESİR TÜREVİ

Kısmi kesirlerde bilinmeyen katsayıların sayısı her zaman payda derecesi kadar olacaktır. Payda çarpanlarına ayırdıktan ve benzer terimler toplandıktan sonra aşağıdakileri kullanabiliriz.

- doğrusal terimi için $ax + b$ kullanılabilir $\frac{A}{ax+b}$.
- Burada $(ax + b)^3$, gibi tekrarlanan doğrusal bir terim için

$$\frac{A}{(ax + b)^1} + \frac{B}{(ax + b)^2} + \frac{C}{(ax + b)^3} \quad 6-7$$

Bu durumda $ax + b$ üçüncü kuvvete ulaştığında buna karşılık gelen üç katsayımız olmaktadır.

MEIJER G İŞLEVİ

G fonksiyonları bazı matematiksel tanımlamalarda çok önemli kritik bir rol oynar. Bu durum kavramsal olarak bakıldığında, hem doğal hem de çekicidir. Meijer G-fonksiyonunun genel tanımı, karmaşık yapıda aşağıdaki integrali ile verilir.

$$G_{p,q}^{m,n} \left(\begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \middle| z \right) = \frac{1}{2\pi i} \int_L^{\infty} \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - s) \prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + s)}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + s) \prod_{j=1}^p \Gamma(a_j - s)} z^s ds, \quad 6-8$$

Burada Γ gama fonksiyonunu göstermektedir. Bu integral Mellin-Barnes tipinde olup, ters bir Mellin dönüşümü olarak görülebilir. Yukarıdaki tanımda yer alan varsayım ise; $0 \leq m \leq q$ ve $0 \leq n \leq p$, burada m, n, p ve q tamsayı sayılarıdır.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Parvaneh SHAMS
Doğum Yeri	İRAN
Doğum Tarihi	13.01.2020
Uyruğu	☐ T.C. ☒ Diğer: İRAN
Telefon	
E-Posta Adresi	parvaneh.shams@gmail.com
Web Adresi	parvaneh.shams@ogr.iu.edu.tr



Eğitim Bilgileri	
Lisans	
Üniversite	Tebriz University
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Bilgisayar Mühendisliği
Mezuniyet Yılı	2004

Yüksek Lisans	
Üniversite	Iran University of Science & Technology (IUST)
Enstitü Adı	Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Doktora	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Enstitü Adı	Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Makale ve Bildiriler	
1-Yayınlar	
1.	P. Shams, V. Ozduran, B. Siddik Yarman. , ‘Effect of Co-Channel Interference on Two-Way Untrustworthy Relay Selection Network’ WPC journal 2020.
2.	P. Shams, A.H. Jafaria, H. SH. Shahhoseini., ‘Fault Management in the IP/MPLS Networks by using Markov Decision Process’ 6th Iranian conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE 2014).

3. Parvaneh Shams, Melike Erol Kantarci and Murat Uysal, 'MAC layer performance of the IEEE 802.15.7 Visible light communication standard' Transaction on Emerging Telecommunications Technologist. Trans. Emerging Tel. Tech. (2016).
4. Parvaneh Shams, Melike Erol Kantarci and Murat Uysal. , 'Markov-based performance analysis of medium access in visible light communications' Jan 2016, Transactions on Emerging Telecommunications Technologies.
5. S.H. Naderi · P. Shams · H.S. Shahhoseini. , 'Fuzzy-Copeland ranking method to evaluate multi- disjoint paths selection algorithms' Jun 2012.
6. Reza Shokri Kalan · Gurcu Oz · Parvaneh Shams. , 'Energy Consumption Management in Data Center Using Virtualization' Apr 2012.
7. P.Shams, A.H.Jafari, H.S. Shahhoseini, "A New Algorithm for Load balancing in the Cloud Using ELECTERE," 6th electrical national conference, Iran, 2014.
8. A.H. Jafari, H. S. Shahhoseini, P. Shams, "İmprove Performance of the IP/MPLS Networks by using Markov Decision Process," 6th conference in national electrical engineering, Iran, 2011.
9. A.H. Jafari, P.Shams, H. S. Shahhoseini, "A New History Based Network Selection Algorithm in the Wireless Heterogeneous Networks," 4th international conference in the information technology, Iran, 2010.
10. A Olamat, P Shams, A Akan "Synchronization Analysis of EEG Epilepsy by Visibility Graph Similarity," 2018 Medical Technologies National Congress (TIPTEKNO), 1-5.
11. A Olamat, P Shams, A. Akan "State transfer network of time series based on visibility graph analysis for classifying and prediction of epilepsy seizures," 2017 Medical Technologies National Congress (TIPTEKNO), 1-4.

1.2 Diğer Yayınlar

Kitaplar

1. Visible Light Communications: Theory and Applications. Authors: Z Ghassemlooy, LN Alves, S Zvanovec, MA Khalighi, CRC Press, Chapter 2, 2017.

2-Projeler

2012-2015 Türk Telekom 'MAC layer performance of the IEEE 802.15.7 visible light communication standard', Burslu Çalışan (Doktora Öğrencisi), 2016