

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN
GENELLEŞTİRİLMİŞ SÖNÜMLEMELİ
KANALLARDA ANALİZİ

Ferkan YILMAZ
DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

GEBZE

2009

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN
GENELLEŞTİRİLMİŞ SÖNÜMLEMELİ
KANALLARDA ANALİZİ

Ferkan YILMAZ
DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

TEZ DANIŞMANI
Doç. Dr. Oğuz KUCUR

GEBZE
2009



**GEBZE YÜKSEK
TEKNOLOJİ
ENSTİTÜSÜ**

**MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
JÜRİ ONAY FORMU**

JÜRİ

ÜYE (BAŞKAN) : Doç. Dr. Oğuz KUCUR
ÜYE : Doç. Dr. A. Arif ERGİN
ÜYE : Doç. Dr. Ertan ÖZTÜRK
ÜYE : Yrd. Doç. Dr. S. Süer ERDEM
ÜYE : Yrd. Doç. Dr. Coşkun YAKAR

Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun .../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı ile yukarıdaki öğretim elemanlarından oluşmuş jüri tarafından düzenlenen/...../..... tarihli Tez Savunma Tutanağı neticesinde Doktora öğrencisi Ferkan YILMAZ'ın çalışması GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Yönetim Kurulu/...../..... tarih ve/..../..... sayılı kararıyla Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak onaylanmıştır.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

TEZİN BAŞLIĞI : Haberleşme Sistemlerinin Genelleştirilmiş
Sönümlemeli Kanallarda Analizi
YAZAR ADI : Ferkan YILMAZ

Bu tez çalışmasında, literatürde bilinen en genel kanal modeli olan Genelleştirilmiş Gamma (GG3) kanal modeli için frekansta seçici çokyollu yavaş sönümlemeli kanalda En Büyük Oran Birleştiricisini (EBOB) kullanan Yaklaşık Eşzamanlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (YE-KBÇE) haberleşme sistemi en genel halde incelenmiştir. YE-KBÇE haberleşme sisteminin sembol hata olasılığı performansı, *herhangi* bir (deterministik veya rastgele) yayma dizisi, *herhangi* bir çip-sınırlı çip dalga formu ve *herhangi* bir M-seviyeli modülasyon için elde edilmiştir. Nümerik ve benzetim sonuçlarına göre, YE-KBÇE'nin performansı Eşzamanlı KBÇE (E-KBÇE)'nin performansından biraz daha iyidir. Yol güç dağılımına bağlı olarak, YE-KBÇE sisteminde kullanıcılar arasındaki en büyük eşzamanlama gecikmesinin belli bir değerden küçük olmasına gerek olmadığı gösterilmiştir. YE-KBÇE'de eşzamanlama işlemi araştırmacılar için çok önemli bir araştırma konusuyken, daha iyi performans için yaklaşık eşzamanlamadaki esneklik sayesinde alıcı ve verici yapısı basitleştirilmiştir. Son olarak, yaklaşık eşzamanlı haberleşme için çip dalga formu tasarlamak veya seçmek için çip dalga formunun özilişki fonksiyonlarına dayalı bir ölçüt; Kısmi Güç Oranı (KGO), tanımlanmıştır. KGO'su yüksek olan çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin performansının, KGO'su küçük çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE'den daha iyi olduğu sonuçlarla gösterilmiştir.

Çalışmanın devamı olarak, YE-KBÇE haberleşme sisteminin performansını arttırmak için çeşitlilik teknikleri üzerinde çalışılmıştır. Bu amaçla, sönümlemeli kanallarda olağanüstü performans artışı sağlayan Çoklu Girişli Çoklu Çıkışlı

(ÇGÇÇ) kanalları sanal olarak gerçekleştiren işbirlikçi çeşitleme kullanılmıştır. YE-KBÇE haberleşme sistemi üzerinde, Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama (DFKA) modülasyonuna dayalı yeni bir işbirlikçi haberleşme sistemi olan Sanal Gurup KBÇE (SG-KBÇE)'nin yukarı-hat (uplink) sistemi önerilmiş ve performansı analiz edilip değerlendirilmiştir. Bu sistemde, konumsal olarak birbirine yakın olan kullanıcılar işbirliği yaparak birbirlerini senkronize ederler, baz istasyonu ile yaklaşık eşzamanlı iletim kanalları oluştururlar. Sonra sanal guruplar oluşturularak ikili bilgi sembollerini aralarında paylaşırlar. Her bir kullanıcı kendi bilgi sembollerinden ve işbirlikçi kullanıcıların bilgi sembollerinden DFKA sembolleri oluşturur ve baz istasyonuna iletir. Böylece, ÇGÇÇ haberleşme sanal olarak gerçekleştirilmiştir. İlk kez bu çalışmada önerilen SG-KBÇE sisteminin frekansta seçici çokyollu GG3 yavaş sönümlemeli kanallardaki performans ifadesi elde edilmiş ve geleneksel KBÇE'den performans ve kapasite bakımından üstün olduğu gösterilmiştir. SG-KBÇE sistemi esnekliği, performansı ve verimliliğinden dolayı Dördüncü Nesil (4N) telsiz haberleşme sistemleri için adaydır.

SG-KBÇE sisteminde kullanılan iki atlamalı haberleşme, çoklu atlamalı haberleşmenin performansı GG3 kanallarda analiz etme fikrini ilham etmiştir. Çoklu atlamalı haberleşme sisteminde karşımıza çıkan rastgele değişkenlerin harmonik ortalama ifadesinin Laplace Moment Üretim Fonksiyonu (LMÜF) yaklaşıklık kullanılmadan / tam olarak elde edilerek, sistemin performans ifadesi literatürde ilk defa elde edilmiştir. Elde edilen performans ifadesinin özel durumları, literatürde daha önce verilmiş olan özel durumların sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Bu tez çalışmasının devamında, haberleşme sistemlerindeki sönümlemeyi daha iyi modelleyebilmek için m - n zarf sönümleme (MNZ4) ve m - n güç sönümleme (MNG4) modelleri, tarafımızca önerilmiştir. Bu model, haberleşme kanallarında karşımıza çıkan sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonunun kuyruğunu çok iyi modelleyebilmektedir. Bu özelliği sayesinde, literatürde bulunan Rayleigh, Weibull, Nakagami- m , Gamma ve GG3 gibi *bütün sönümleme modelleri* MNG4 sönümleme

modelinin bir özel hali durumundadır. MNG4 sönümleme modeli 4 parametrelidir. Sahip olduğu 4 parametrenin aldığı değerlere göre özel durumlar gösterilmiştir. Çalışmanın devamında, MNG4 sönümlemeli kanallarda, haberleşme sistemlerinin M-seviyeli modülasyon için performans ifadeleri elde edilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER : Genelleştirilmiş Gamma (GG3) sönümlemeli kanallar, Yaklaşık Eşzamanlı KBÇE (YE-KBÇE), Kısmi Güç Oranı (KGO), Sanal Gurup KBÇE (SG-KBÇE), Çeşitlilik, Çoklu Atlamalı Haberleşme, m-n Zarf (MNZ4) ve m-n Güç (MNG4) Sönümleme Modelleri, M-seviyeli Modülasyon.

SUMMARY

TITLE OF THE THESIS : Analyses of Communication Systems in Generalized Fading Channels

AUTHOR : Ferkan YILMAZ

In this thesis, Quasisynchronous Code Division Multiple Access (QS-CDMA) communication system using a maximal ratio combiner (MRC) is studied in most general way over the most general fading channel model known in the literature, frequency selective time non-selective multipath Generalized Gamma (GG3) fading channel. Symbol error rate performance of QS-CDMA is derived not only for any spreading sequence set (random or deterministic), any chip-limited chip waveform but also for any M-ary modulation technique. Numerical and simulation results show that the performance of QS-CDMA is as good as or slightly better than synchronous CDMA (S-CDMA) when the maximum quasisynchronous delays do not need to be less than some specific values depending on the path power scattering. While the synchronization problem in QS-CDMA system is a challenging task for researchers, both the transmitter and receiver complexities are reduced with the flexibility of quasisynchronous delays for the better performance introduced in this study. Lastly, a measure, Partial Power Ratio (PPR), is defined based on the partial autocorrelation functions, to select or design a chip waveform for quasisynchronous communication. Results show that QS-CDMA using the chip waveform whose PPR is greater, has better performance.

As a continuation of QS-CDMA work in multipath fading channels, diversity techniques applicable to QS-CDMA are studied in order to increase the system performance. In this regards, cooperative diversity has been exploited as a way of forming virtual Multi Input Multi Output (MIMO) channels that provide extraordinary gains in fading wireless environments. In this work, we develop, analyze and evaluate the uplink performance of a new cooperative scheme, Virtual Group CDMA (VG-CDMA) based on quasisynchronous communications and QPSK modulation. Users cooperatively synchronize themselves and establish quasisynchronous relaying links in a form of virtual group to share binary

information symbols. Then, the QPSK modulation symbol constructed from itself and the cooperative user's binary information symbol is sent to the base station, which enables MIMO system. The uplink performance of the proposed VG-CDMA in frequency selective generalized Gamma slowly fading channels is obtained and it is shown that VG-CDMA is superior to conventional CDMA with respect to performance and capacity. The simplicity of VG-CDMA allows immediate implementation in existing radio hardware and its adoption can provide improved flexibility, performance and efficiency in future 4G wireless systems.

Double hop communication encountered in VG-CDMA system has inspired us to analyze the performance of multihop communications in GG3 channels. For this goal, the *exact* performance of the multihop communication systems is studied over GG3 channels not only for any number of hops but also for any M-ary modulation. Closed-form Laplace moment generation function (LMGF) expressions for the harmonic mean of N independent and not identically distributed generalized Gamma random variables (RVs), which is encountered in the analysis of multihop communications systems, is *precisely* obtained and presented without using any approximation for the first time in the literature. Some well known special cases are accentuated and compared with the results presented in the literature.

As a continuation of this study, in order to model the fading which occurs in communications channels better, m-n envelope fading (MNE4) and m-n power fading (MNP4) models are proposed in this work. These models are capable of better modeling the tail probability properties of the fading distribution. With this capability, all such fading models well known in the literature as Rayleigh, Weibull, Nakagami-*m*, Gamma and GG3 are the special cases of MNP4 fading model. MNP4 has 4 parameters and according to the values of these parameters, the special cases are introduced. In follow through, the performance expressions of M-ary modulations are obtained for MNP4 fading channels.

ANAHTAR KELİMELER : Generalized Gamma (GG3) fading, Quasisynchronous CDMA (QS-CDMA), Partial Power Ratio (PPR), Virtual Group CDMA (VG-

CDMA), Diversity, Multihop Transmission, m-n Envelope (MNE4) ve m-n Power (MNP4) Fading, M-ary Modulation.

TEŞEKKÜR

“Her insan çağının çocuğudur” derler. Her araştırmacı kendi çağının bir ürünüdür ve kendinden önce gelen araştırmacıların bir anlamda, “çocuğudur.” Bu tezde kaynak olarak verdiğim kitap ve makalelerin yazarları, onları yetiştiren araştırmacılar, benim ilk tanımak istediğim önemli kişilerdir. Onların omuzlarına basarak ilimde yükselme imkânı bulduğum için kendilerine minnettarım. Umarım, benden sonra gelenler de benim omzumu, “basarak yükselecek bir omuz” niteliğinde bulurlar. Ülkemin insanlarının ilim ve fen alanında gelişmesinde ve yücelmesinde bu nitelikte bir omuz olduğumu, sonsuz kez şükredilmeye tek layık olan yüce Yaratıcının ihsanıyla, ilhamıyla, merhametiyle görebilmek, beni mutlu edecektir.

Doğada desteğe ihtiyaç duymayan hiç bir olgu mevcut değildir. Doğanın bu değişmez kutsal kuralı her alanda karşımıza çıkmaktadır. Çalışmalarında fikir alışverişinde bulunduğum, bilimsel desteklerini gördüğüm, bilimsel nasihatleri ve yorumlarıyla beni yönlendiren canımdan çok sevdiğim Büyük’lerime, bu tezin içeriğinin oluşturulmasında ve yüzlerce ufak ayrıntının birbirleriyle ahenk içerisinde bu tezde yer almasında önemli katkılarda bulunan, çalışmalarımı yönlendiren ve bütün içtenliğiyle yardımcı olan tez danışmanım sayın Doç. Dr. Oğuz KUCUR’a en içten saygılarımı ve teşekkürlerimi sunarım. Onlara minnettarlığımı bir kez daha dile getirerek, işbirliğimizin devamını diliyorum. Tez ile ilgili değişik açılardan çok değerleri katkılarda bulunan değerli jüri üyelerine saygılarımı ve teşekkürlerimi sunuyorum.

Hiç bir zaman maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, dualarını benimle paylaşan fedakâr anneciğime, babacığım ve canım kardeşlerime teşekkür ediyor ve onlara minnettar olduğumu bir kez daha dile getiriyorum. Her zaman ilgi ve desteğini gördüğüm arkadaşlarıma saygılarımı ve teşekkürlerimi sunuyorum.

Bu tezin kalitesi, yukarıda söylediğim katkılar nedeniyle gerçekten iyi oldu. Ama tezin eksiklikleri ve üzerinde geliştirilmesi gereken yönleri mutlaka vardır ve bu eksik yönlerin sorumluluğu tümüyle bana aittir.

Ocak 2009

Ferkan YILMAZ

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	Sayfa
ÖZET	iv
SUMMARY	vii
TEŞEKKÜR	x
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	xi
KISALTMALAR DİZİNİ	xiii
ŞEKİLLER DİZİNİ	xvii
TABLolar DİZİNİ	xix
1. GİRİŞ	1
1.1. Genel Bakış	1
1.2. Çalışmanın Katkısı	3
1.3. Tez Çalışmasının İçeriği	5
2. MATEMATİKSEL ALT YAPI	7
2.1. Laplace Transformu	7
2.2. Mellin Transformu	8
2.2.1. Mellin Transformunun Tanımı	9
2.3. Fox-H Fonksiyonları	10
3. GENELLEŞTİRİLMİŞ GAMMA KANAL SÖNÜMLEME MODELİ	13
3.1. Giriş	13
3.2. Genelleştirilmiş Gamma Sönümlleme Modeli	15
3.3. Genelleştirilmiş Gamma Güç Dağılımının İstatistiksel Özellikleri	20
4. YE-KBÇE HABERLEŞME SİSTEMİ	23
4.1. Verici Modeli	39
4.2. Çokyollu Sönümllemeli Kanal Modeli	41
4.3. Alıcı Modeli	43

4.4.	Performans Analizi	50
4.4.1.	Performans İfadesinin Bulunması	51
4.4.2.	Çip Dalga Formunun Performansa Etkisi	59
4.4.3.	Nümerik Sonuçlar	65
5.	SANAL GURUP KBÇE HABERLEŞME SİSTEMİ	73
5.1.	Verici Modeli	81
5.2.	Çokyollu Sönümlemeli Kanal Modeli	84
5.3.	Alıcı Modeli	85
5.4.	Performans Analizi	86
6.	ÇOKLU ATLAMALI HABERLEŞME	92
6.1.	Karşılıklı Genelleştirilmiş Gamma Güç Dağılımının İstatistiksel Özellikleri	97
6.2.	Laplace Moment Üretim Fonksiyonunun Bulunması	99
6.3.	Performans Analizi	105
7.	MN4 SÖNÜMLEME MODELİ VE M-SEVİYELİ İŞARETLEŞMENİN PERFORMANSI	108
7.1.	MN4 Sönümleme Modeli	110
7.2.	MNG4 Dağılımının İstatistiksel Özellikleri	122
7.3.	MNG4 Dağılımının Özel Durumları	124
7.4.	MNG4 Sönümlemeli Kanallarda Haberleşme: M-Seviyeli İşaretleşmenin Performansı	130
8.	SONUÇLAR	133
8.1.	YE-KBÇE Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar	133
8.2.	SG-KBÇE Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar	134
8.3.	Çoklu Atlamalı Haberleşme Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar	134
8.4.	MN4 Sönümleme Modeli Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar	135
	KAYNAKLAR	136
	ÖZGEÇMİŞ	164

KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Kısaltmalar</u>	<u>Açıklama</u>
1N	Birinci Nesil
2N	İkinci Nesil
3N	Üçüncü Nesil
4N	Dördüncü Nesil
AÇİE	Ardışık Çek İptal Etme
AGİE	Ardışıl Gürültüyü İptal Etme
BHH	Bit Hata Hızı
BHO	Bit Hata Olasılığı
ÇEK	Çoklu Erişim Karışımı
ÇGÇÇ	Çok Girişli Çok Çıkışlı
ÇGD	Çoklu Kullanıcılı Detektör
ÇT-KBÇE	Çok Taşıyıcılı KBÇE
ÇYP	Çokyol Yoğunluk Profili
DFKA	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
DFT	Discrete Fourier Transform
DİÇ	Dik İletim Çeşitliliği
DİK	Değişken İşleme Kazancı
DY	Doğrudan Yayılmış
DGM	Darbe Genlik Modülasyonu
DÖGM	Dörtlü Genlik Modülasyonu
EBO	En Büyük Olabilir
EBOB	En Büyük Oran Birleştirici
EGB	Eşit Genlik Birleştirici

FA	Frekans Atlamalı
FBÇE	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
FIR	Finite Impulse Response
FKA	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
GG3	Genelleştirilmiş Gamma
GGZ3	Genelleştirilmiş Gamma Zarf Dağılımı
GGG3	Genelleştirilmiş Gamma Güç Dağılımı
GKÇ	Gecikme Kilitli Çevrim
GKF	Genelleştirilmiş Kalman Filtresi
GO	Genelleştirilmiş Ortogonallik
GYO	Genelleştirilmiş Yaklaşık Ortogonallik
GWF	Genelleştirilmiş Wright Fonksiyonu
İFFKA	İkili Farksal Faz Kaydırmalı Anahtarlama
İFKA	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
İFRKA	İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
İGO	İşaret Gürültü Oranı
KBÇE	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
KDB	Kanal Durum Bilgisi
KEZKF	Kullanıcıya Eşzamanlı Karşılıyıcı Filtre
KGB	Karar Geri Beslemeli
KGGG3	Karşılıklı Genelleştirilmiş Gamma Güç Dağılımı
KGKF	Kısmi Güç Karakteristik Fonksiyonu
KGO	Kısmi Güç Oranı
KK	Kafes Kodlamalı
KKM	Kafes Kodlamalı Modülasyon
L-ÇKD	Lineer ÇKD
LO-ÇKD	Lineer Olmayan ÇKD

LMÜF	Laplace Moment Üretim Fonksiyonu
MKA	Minimum Kaydırmalı Anahtarlama
MMÜF	Mellin Moment Üretim Fonksiyonu
MNZ4	M-N Zarf Dağılımı
MNG4	M-N Güç Dağılımı
MOKH	Minimum Ortalama Karesel Hata
ODF	Olasılık Dağılım Fonksiyonu
ÖZ-KBÇE	Ölçek Zaman KBÇE
PÇİE	Paralel Çek İptal Etme
PG	Polinomsal Genişletme
PGİE	Paralel Gürültü İptal Etme
SAD	Sanal Anten Dizisi
SAK	Semboller Arası Karışım
SÇB	Seçme Çeşitlilik Birleştiricisi
SG-KBÇE	Sanal Gurup KBÇE
SGO	Sembol Gürültü Oranı
SHO	Sembol Hata Olasılığı / Oranı
SMA	Sabit Modül Algoritması
TBGG	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
TGÇÇ	Tek Girişli Çok Çıkışlı
TGTÇ	Tek Girişli Tek Çıkışlı
TFK	Taşıyıcı Frekans Kayması
UBKF	Uyarlamalı Beyazlanmış Karşılayıcı Filtre
UZBK	Uzay Zaman Blok Kodlaması
UZK	Uzay Zaman Kodlaması
UZKK	Uzay Zaman Kafes Kodlaması
YBS	Yer Bilgisi Sistemi

YE-KBÇE	Yaklaşık Eşzamanlı KBÇE
YEKK	Yinelemeli En Küçük Kareler
Yİ	Yükselt ve İlet
ZBÇE	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
4.1 Eşzamanlama gecikmeleri $\{\tau_k\}$ 'lara sahip N_u gezgin kullanıcı tipik bir yukarı hat KBÇE vericisi ve kanalın genel yapısı.	23
4.2 Yayma kazancı N olan YE-KBÇE sisteminde sembol işaretleşme aralığı.	25
4.3 Kullanıcıya eşzamanlı karşılayıcı filtre kullanan yukarı hat KBÇE için alıcı yapısı.	27
4.4 YE-KBÇE sisteminde k . gezgin kullanıcı için verici modeli.	39
4.5 YE-KBÇE sisteminde k . gezgin kullanıcı için alıcı yapısı.	45
4.6 YE-KBÇE sisteminde i ve j . gezgin kullanıcının k . gezgin kullanıcıya göre yaklaşık eşzamanlı gecikmesi.	46
4.7 Dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formları için kısmi güç karakteristik fonksiyonu (KGKF) eğrileri.	60
4.8 Farklı çip dalga formları ve kanalın güç azalım faktörü $\rho=2.0$ için alıcıda ilk tırmığın İGO'sunun maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlamaya (Δ_s) göre değişimi.	63
4.9 Maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlamaya (Δ_s) göre çip dalga formlarının kısmi güç karakteristik fonksiyonları (KGKF)'nın değişimi.	64
4.10 Kanalın güç azalım faktörü $\rho=1.0$ için alıcıda kullanılan tırmık sayısının, YE-KBÇE sisteminin İFKA performansına olan etkisi.	66
4.11 Kanalın güç azalım faktörü $\rho=3.0$ için alıcıda kullanılan tırmık sayısının, YE-KBÇE sisteminin İFKA performansına olan etkisi.	67
4.12 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan YE-KBÇE sisteminin farklı çip dalga formları için çokyollu sönümlmeli kanallardaki $\Delta_s=0.5$ yaklaşık eşzamanlı İFKA performansı.	68
4.13 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan YE-KBÇE sisteminin farklı çip dalga formları için $\Delta_s=0.5$ yaklaşık eşzamanlı 4FKA performansı.	69
4.14 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan YE-KBÇE sisteminin yükseltilmiş kosinüs çip dalga formu için eşzamanlı ve yaklaşık eşzamanlı İFKA performansı.	69
4.15 Alıcı yapısında 5 Tırmık ve birden fazla alıcı anten olan YE-KBÇE sisteminin yükseltilmiş kosinüs çip dalga formu için İFKA performansı.	70
4.16 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan dikdörtgen çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin İFKA performansı.	70

4.17 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan ve yarım-sinüs çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin İFKA performansı.	71
4.18 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin İFKA performansı.	71
5.1 Alamouti çeşitleme yapısı: 2 verici anten, 1 alıcı anten	75
5.2 Sanal Gurup KBÇE (SG-KBÇE) haberleşme hücresi.	80
5.3 SG-KBÇE sisteminde u . sanal gurup içerisindeki j . haberleşme terminalinin verici yapısı.	82
5.4 SG-KBÇE sisteminde u . sanal guruptaki j . terminal için baz istasyonundaki alıcı yapısı	87
5.5 SG-KBÇE'nin performansının DY-KBÇE sistemiyle karşılaştırılması	90
5.6 SG-KBÇE'nin DY-KBÇE sistemine göre sağladığı kazanç	90
6.1 Telsiz çoklu atlamalı haberleşme sistemi.	92
6.2 Çoklu atlamalı haberleşme sisteminin LMÜF'nun atlama sayısına göre değişim eğrileri.	105
6.3 Çoklu atlamalı haberleşme sisteminin atlama sayısına ($N \geq 1$) göre performans eğrileri.	107
7.1 MNG4 dağılımının sönümleme figürüne göre değişimi.	118
7.2 MNG4 dağılımının şekillendirme parametresine göre değişimi.	119
7.3 MNG4 dağılımının kuyruk sönümleme figürüne göre değişimi.	121
7.4 MNG4 dağılımının sonsuz kuyruk sönümleme figürü ($n \rightarrow \infty$) için GGG3 dağılımına yakınsaması.	121
7.5 MNG4 dağılımının LMÜF'nun değişimi	124
7.6 İFFKA'nın n parametresinin farklı değerleri için BHO performansı.	131
7.7 MNG4 sönümlemeli kanallarda İFFKA'nın BHO performansının farklı kuyruk sönümleme figürünün değerleri için GGG3 sönümlemeli kanallardaki BHO performansına yakınsaması.	132

TABLOLAR DİZİNİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
4.1 Dikdörtgen, Yarım-Sinüs ve Yükseltilmiş Kosinüs Çip Dalga Formlarının Kısmi İlişki Fonksiyonları	46
4.2 Dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formlarının beklenen karesel kısmi ilişki fonksiyonları	56
4.3 M-Seviyeli modülasyonların performanslarını hesaplayabilmek için gerekli olan performans parametreleri	57
6.1 Farklı M-seviyeli modülasyon türleri için çoklu atlamalı haberleşmenin performans parametreleri	106

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Hem Birinci Nesil [1N, First Generation (1G)] hem de İkinci Nesil [2N, Second Generation (2G)] telsiz haberleşme şebekeleri tek bağlantılı (single link) haberleşme kanalına sahip olan ve düşük hızlarda ses ve veri iletişimi sağlayan sistemlerdir. Çoklu Ortam (Multi Media) servislerindeki çeşitlilikle beraber servis kalitesindeki ihtiyacın artmasıyla, Üçüncü Nesil [3N, Third Generation (3G)] gezgin telsiz haberleşme sistemleri üzerinde çalışmalar başlamıştır; fakat bu haberleşme sistemleri dünya genelinde yaygınlaşmadan, bazı üreticiler bir sonraki Dördüncü Nesil (4N) haberleşme sistemleri üzerinde çalışmalarına başladılar.

Araştırma geliştirme laboratuvarlarında yapılan akademik çalışmalara göre i) heterojen telsiz haberleşme şebekeleri arasında hareketlilik, ii) kapasite ve performanstaki artışa duyulan talep, iii) haberleşme kanalının bozucu etkilerine olan dayanıklılığa ve daha uzun şebeke ömrüne olan talep 4N haberleşme sistemlerine olan ihtiyacı ortaya koymuştur. 1N ve 2N telsiz haberleşme şebekelerinin haberleşme kanalı Tek Girişli Tek Çıkışlı [TGTÇ, Single Input Single Output (SISO)] olarak modellenmektedir. Bu kanallarda kapasiteyi / performansı arttırmak için bant genişliğini veya iletim gücünü artırmak komşu spektral kanalları olumsuz olarak etkilemektedir. Yaklaşık Eşzamanlı [YE, Quasynchronous (QS)] haberleşme teknolojilerini kullanmak kapasite ve performansı arttırmanın bir başka yoludur; fakat geniş bir alanda (uzayda) YE haberleşme sistemini gerçekleştirmek çok zor olup teknoloji ve maliyet açısından külfetli bir yöntemdir. Çok Girişli Çok Çıkışlı [ÇGÇÇ, Multi Input Multi Output (MIMO)] haberleşme teknolojileri bu geleneksel metotların yetersizliklerini uzayda çeşitlilik (spatial diversity) sayesinde yenmektedir. Birbirine yakın antenler arasındaki yüksek ilişkinin artması dolayısıyla uzaysal çeşitlilik kazancının azalması bir gezgin telsiz haberleşme terminalinde kullanılan anten sayısını sınırlar. Sonuç olarak, sivil ve askeri gezgin telsiz haberleşme terminalleri üzerinde ÇGÇÇ ve YE haberleşme teknolojilerini uygulamak zordur.

Bu çalışmayla, YE haberleşme kullanan Kod Bölmeli Çoklu Erişim [KBÇE, Code-Division Multiple Access (CDMA)] haberleşme sisteminin çokyollu sönümlemeli kanallardaki performansı incelenmiştir. İlk olarak Ölçek Zaman KBÇE [ÖZ-KBÇE, Scale-Time CDMA] haberleşme sisteminin performansı yaklaşık eşzamanlama için incelenmiştir [2]. Bu çalışma, konunun anlaşılması ve tecrübe kazanılması açısından daha sonra yapacağımız YE haberleşme çalışmalarının temelini oluşturmuştur. Literatür taraması neticesinde, YE-KBÇE sisteminin performansının Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü [TBGG, Additive White Gaussian Noise (AWGN)] kanallar için elde edilmiş olduğu görülmüştür. Dolayısıyla, literatürde YE haberleşme için elde edilen sonuçlar, TBGG kanallar için elde edilmiş olduğundan, elde edilen sonuçlar pratik uygulamalar açısından pek yeterli değildi. Pratik uygulamada telsiz haberleşme sistemleri çokyol ve sönümleme etkilerine maruz kalmaktadır. Bu nedenle, bu çalışmanın devamında çokyollu sönümlemeli kanallarda YE-KBÇE haberleşme sisteminin performansı üzerinde çalışılmıştır ve literatürde ilk defa kapsamlı ve en genel performans ifadesi elde edilmiştir [7]. Bu çalışmanın sonuçları ilk defa ulusal konferansta [3], [6] Nakagami- m ve genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanallar için verilmiştir. Genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli elde ettiğimiz sonuçlar uluslararası konferansta da sunulmuştur [5]. Ayrıca, çokyollu sönümlemeli kanallarda YE-KBÇE sisteminin performansını arttırabilmek için çeşitlilik yöntemlerinden işbirlikçi (cooperative) ve işbirlikli (collaborative) haberleşme yöntemlerine ağırlık verilmiştir.

İşbirlikçi KBÇE sisteminde konumsal olarak birbirine yakın olan gezgin kullanıcılar birbirlerini eşzamanlı yapmaya çalışırlar. Böylece, konumsal olarak birbirine yakın gezgin kullanıcılar, eşzamanlama açısından sanal guruplar oluşturabilirler. Bu Sanal Gurup KBÇE [SG-KBÇE, Virtual Group CDMA (VG-CDMA)] adını verdiğimiz bu haberleşme sistemine ait elde ettiğimiz sonuçlar ulusal konferansta sunulmuştur [8].

İşbirlikli ve işbirlikçi haberleşme yöntemleri sayesinde kazandığımız tecrübeler neticesinde, genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanallara ağırlık verilmiştir. Özellikle bu çalışmada, sönümlemenin matematiğine ağırlık verilmiştir. Laplace, Mellin, Vandermonde, Laguerre ve Fox-H transformları üzerinde

alışılmıştır. Bu transformlar çok ağır bir matematiğe ihtiyaç duyduğundan, haberleşme sistemlerinin performanslarının hesaplanmasında çok kullanılmamışlardır. SG-KBÇE çalışmasıyla kazandığımız tecrübeler neticesinde, SG-KBÇE sisteminde hayati önem taşıyan aktarım (relaying) teknolojilerine ağırlık verilmiştir. Aktarım teknolojisini kullanan iletim (transmission) tekniğine, literatürde çoklu-atlamalı (multihop) iletim denilmektedir. Çoklu-atlamalı haberleşme konusunda yaptığımız literatür taraması neticesinde, çoklu-atlamalı haberleşme sistemlerinde sonuçların atlama sayısı 2 için verildiği tespit edilmiştir. Laplace, Mellin, Vandermonde, Laguerre ve Fox-H transformları kullanılarak, çoklu-atlamalı haberleşmenin performansı literatürde ilk defa bu çalışmayla en genel halde elde edilmiştir. Bu çalışmanın sonuçları çok önemli uluslararası bir konferansa kabul edilmiştir [9] ve haberleşme literatürünün en önemli dergisine gönderilmiştir [10].

Tez çalışmasının devamında, haberleşme kanallarındaki sönümlenmenin daha iyi modellenmesiyle ilgilenilmiştir ve m - n zarf (MNZ4) ve m - n g (MNG4) sönümleme modelleri literatüre kazandırılmıştır. Önerilen bu sönümleme modellerinin olasılık yoğunluk fonksiyonunun (OYF) kuyruk özelliği sahip olduğu parametreler sayesinde değiştirilebilmektedir. Bu sayede, MNZ4 ve MNG4 sönümleme modelleri literatürde bilinen hemen hemen bütün sönümleme modellerini içermektedir. Açık bir ifadeyle, literatürde bilinen sönümleme modelleri, tarafımızca nerilen MNZ4 ve MNG4 sönümleme modellerinin özel halleridir. Her bir sönümleme modeli, değişik bir haberleşme kanalındaki snmlmeyi ifade ettiğinden, tarafımızca nerilen MNZ4 ve MNG4 sönümleme modelleri sayesinde, haberleşme sistemlerinin sönümlmeli kanallardaki analizi genelleştirilmiştir.

1.2. Çalışmanın Katkısı

Bu tez çalışmasında, öncelikle Z-KBÇE haberleşme sistemi yaklaşık eşzamanlama için TBGG kanalda incelenmiştir [1], [2]. Bu çalışmayla, ortalama yayma kazancı (average spreading gain) ve sistem performansını etkileyen çoklu erişim karışımı arasındaki ilişki gösterilmiştir. Literatürde, lek-zamanlı KBÇE sistemlerinde, sistemin ortalama yayma kazancı ve performansı arasındaki ilişki belirtilmemiştir. [2] çalışmasıyla bu ilişki gösterilmiştir.

Çalışmanın devamında, YE-KBÇE sisteminin çokyollu Nakagami- m sönümlemeli kanallar için performansı en genel halde elde edilmiştir [3], [4]. Daha sonra, yapılan çalışmalar neticesinde kanallardaki sönümlemelere ağırlık verilmiştir ve sonuçlar genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanallar için elde edilmiştir [5], [6], [7]. Ayrıca, yol güç dağılımına bağlı olarak, YE-KBÇE sisteminde kullanıcılar arasındaki en büyük eşzamanlama gecikmesinin belli bir değerden küçük olmasına gerek olmadığı gösterilmiştir [6], [7]. YE-KBÇE’de eşzamanla işlemi araştırmacılar için çok önemli bir araştırma konusuyken, daha iyi performans için yaklaşık eşzamanlamadaki esneklik sayesinde alıcı ve verici yapısı basitleştirilmiştir. Son olarak, yaklaşık eşzamanlı haberleşme için çip dalga formu tasarlamak veya seçmek için çip dalga formunun özilişki fonksiyonlarına dayalı bir ölçüt, Kısmi Güç Oranı [KGO, Partial Power Ratio (PPR)], tanımlanmıştır. KGO’su yüksek olan çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin performansının, KGO’su küçük çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE’den daha iyi olduğu sonuçlarla gösterilmiştir [7].

Çalışmanın devamı olarak, YE-KBÇE haberleşme sisteminin performansını arttırmak için çeşitlilik teknikleri üzerinde çalışılmıştır. YE-KBÇE haberleşme sistemi üzerinde, Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama (DFKA) modülasyonuna dayalı yeni bir işbirlikçi haberleşme sistemi olan Sanal Gurup KBÇE (SG-KBÇE)’nin yukarı-hat (uplink) sistemi önerilmiş ve performansı analiz edilip değerlendirilmiştir. Bu sistemde, konumsal olarak birbirine yakın olan kullanıcılar işbirliği yaparak birbirlerini senkronize ederler, baz istasyonu ile yaklaşık eşzamanlı iletim kanalları oluştururlar. Sonra sanal guruplar oluşturularak ikili bilgi sembollerini aralarında paylaşırlar. Bu tez çalışmasıyla önerilen SG-KBÇE sistemi, geleneksel KBÇE’den performans ve kapasite bakımından üstün olup esnekliği, performansı ve verimliliğinden dolayı Dördüncü Nesil (4N) telsiz haberleşme sistemleri için adaydır [8].

Çoklu atlamalı haberleşme sistemlerinde karşımıza çıkan rastgele değişkenlerin harmonik ortalama ifadesinin Laplace Moment Üretim Fonksiyonu (LMÜF) literatürde ilk defa tam olarak elde edilmiştir. Sistemin performans ifadesi, yaklaşımlar kullanılmadan ilk defa elde edilmiştir [9], [10]. Elde edilen performans

ifadesinin özel durumları, literatürde daha önce verilmiş olan sonuçlarla karşılaştırılmıştır [9], [10].

Tez çalışmasının devamında, haberleşme kanallarındaki sönümleme geliştirilmiştir. Bu çalışmada geliştirilen geliştirilmiş sönümleme modeli MNZ4 ve MNG4 sönümleme modelleri olarak adlandırılmıştır. Literatürde bulunan sönümleme modelleri, değişik haberleşme kanallarındaki sönümlemeleri ifade etmektedir. Dolayısıyla, bir haberleşme sisteminin performansının analizinde ilgili haberleşme kanalının sönümleme modeli kullanılmaktadır. Tarafımızca önerilen MNZ4 ve MNG4 sönümleme modellerinin özel halleri literatürde var olan sönümleme modelleri olduğundan, her bir kanal için ayrı ayrı performans analizi yerine MNZ4 ve MNG4 sönümlemeli kanallardaki analizi yeterli olmaktadır [11], [12]. Özetle, MNZ4 ve MNG4 sönümleme modelleri sayesinde, haberleşme sisteminin değişik kanal sönümleme durumları için davranışını kolaylıkla bulabiliriz [11], [12].

1.3. Tez Çalışmasının İçeriği

Bu tezin amacı, geliştirilmiş sönümlemeli haberleşme kanallarında haberleşme sistemlerinin yaklaşık eşzamanlama, alıcıda çeşitleme, verici ile alıcı arasındaki aktarıcı ve sönümleme kriterlerine göre analizinin yapılmasıdır.

Tezin Birinci Bölümünde, yapılan çalışmalar hakkında kısa bir giriş yapılmıştır. İkinci Bölümünde, bu tez çalışmasında kullanılan matematikle ilgili genel tanımlar ve özellikler verilmiştir. Laplace transformu, Mellin transformu, Mellin-Barnes integrali ve Fox-H fonksiyonları anlatılmıştır. Üçüncü Bölümünde, çokyollu kanallarda geliştirilmiş Gamma sönümleme modeli anlatılmıştır. Bu modelin istatistiksel özellikleri Laplace ve Mellin transformları kullanılarak elde edilmiştir. Dördüncü Bölümünde, yaklaşık eşzamanlama ile ilgili yapılmış çalışmaları anlatan literatür taraması ve çokyollu geliştirilmiş Gamma sönümlemeli kanallar için YE-KBÇE sisteminin performansı verilmiştir. Beşinci Bölümünde SG-KBÇE sistemi anlatılmıştır ve performans ifadesi verilmiştir. Altıncı Bölümünde çoklu atlamalı haberleşme sisteminin performansı elde edilmiştir.

Ayrıca, N tane genelleştirilmiş Gamma dağılımlı rastgele değişkenin harmonik ortalamasının Laplace moment üretim fonksiyonunun elde edilişi anlatılmıştır. Tezin Yedinci Bölümünde ise haberleşme kanallarındaki sönümleme genelleştirilmiştir ve tarafımızca MNZ4 ve MNG4 sönümleme modelleri önerilmiştir. Literatürde bilinen bütün sönümleme modellerinin, bu sönümleme modelinin özel bir hali olduğu gösterilmiştir. Dolayısıyla, haberleşme sistemlerinin performans analizi genelleştirilmiştir. Bu bölümün devamında, MNZ4 ve MNG4 sönümleme modellerinin istatistiksel özellikleri Laplace ve Mellin transformları kullanılarak elde edilmiştir. Bu istatistiksel özellikler kullanılarak M-seviyeli haberleşme sistemleri için performans ifadesi verilmiştir.

Çalışmanın son bölümünde (Sekizinci Bölüm) ise YE-KBÇE, SG-KBÇE, çoklu atlamalı ve MNZ4 ve MNG4 sönümlemeli kanallardaki haberleşme sistemleri için elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

2. MATEMATİKSEL ALT YAPI

Bu bölümde, Laplace ve Mellin transformlarının özellikleri hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca, haberleşme sistemlerinin performans ifadelerinin elde edilmesinde kolaylık sağlayan Fox-H fonksiyonu anlatılmıştır ve özel durumlar için özellikleri sunulmuştur.

2.1. Laplace Transformu

Pozitif tanımlı ve bölgesel sürekli $f(r)$ fonksiyonu düşünelim. Diğer bir deyişle, bölgesel sürekli $f(r)$ fonksiyonu, $r < 0$ için 0'a eşit iken $0 \leq r < \infty$ için 0'dan farklı olsun. Bölgesel sürekli $f(r)$ fonksiyonunun sonsuz sayıda süreksizliği veya pozitif dikey (vertical) asimptotiği olmayabilir. Eğer $f(r)$ fonksiyonu, üstel (exponential) fonksiyondan daha hızlı bir şekilde büyümüyor ise, yani iki tane M ve T pozitif sayı mevcuttur ki her $T < r < \infty$ ve herhangi bir $\alpha \geq 0$ için

$$\left| \frac{f(r)}{\exp(\alpha r)} \right| \leq M < \infty \quad (2.1)$$

olmak üzere $f(r)$ fonksiyonunun Laplace transformu vardır denir. $f(r)$ fonksiyonunun Laplace transformunun tanımı

$$\mathcal{L}_r\{f(r)\}(s) \triangleq F(s) = \int_0^{\infty} \exp(-sr)f(r)dr \quad (2.2)$$

şeklinde verilmektedir. Genel olarak s kompleks değişkendir ve $f(r)$ fonksiyonunun Laplace transformu $\Re\{s\} > \alpha$ için vardır. Laplace transformunun ters dönüşümü ise

$$\mathcal{L}_s^{-1}\{F(s)\}(r) \triangleq f(r) = \frac{1}{2\pi i} \int_{w-i\infty}^{w+i\infty} \exp(sr)F(s)ds \quad (2.3)$$

şeklindedir. Burada $i = \sqrt{-1}$ 'dir. $F(s)$ fonksiyonu $\Re\{s\} > \alpha$ için tanımlı olduğundan, ters Laplace transformu da $w > \alpha$ için mevcuttur.

2.2. Mellin Transformu

Fiziksel problemlerin çözümü için kullanılan Laplace ve Fourier transformlarının aksine, Mellin transformu matematiksel problemlerin, farksal ve hipergeometrik (hypergeometric) denklemlerinin çözümünde kullanılmaktadır. Gerçekte, Riemann, Zeta fonksiyonlarını incelediği çalışmasıyla ilk defa Mellin transformundan üstü kapalı söz etmiştir. Bu çalışmaları M. Cahen devam ettirmiştir. Sonunda, Finli matematikçi R. H. Mellin (1854-1933) ilk defa, Mellin transformunu ve ters transformunu sistematik bir şekilde formüle etmiştir. R. H. Mellin'in çalışmasını incelediğinde, Riemann'ın çalışmasındaki Zeta fonksiyonunun yakınsama (convergence) şartlarını, ünlü Cauchy teoremiyle sistematik olarak birleştirdiği ve bir altyapı (framework) oluşturduğu fark edilir. Cauchy, teoreminde; kontur integrallerinin çözümünün, rezidülerin toplamları şeklinde ifade edilebileceğini göstermiştir. Buradan yola çıkan R. H. Mellin, Mellin transformunu ve ters transformunu sistematik olarak ifade edebilmiştir. R. H. Mellin bu çalışmasıyla matematikte hipergeometrik farksal (differential) denklemlerin çözümlerinde yeni ufuklar açmıştır. Problemlerin çözümlerinin asimptotik açılımlar olarak ifade edilmesini sağlamıştır [13].

R. H. Mellin, Mellin transformunu pozitif reel sayıların çarpımlarının Fourier transformu olarak çözümlenmiştir [14]. Bu çözümleme sayesinde, Laplace ve Fourier transformuyla çözümü çok zor olan fiziksel problemler Mellin transformuyla çok kolay bir şekilde çözülebilmektedir. Ayrıca, Mellin transformu, fonksiyonların Hilbert uzaylarının (spaces) izometrisidir (isometry). Dolayısıyla, Mellin transformu, birçok farklı fizik (atom, nükleer enerji, nano teknolojisi gibi) ve mühendislik (haberleşme, nano-teknolojisi, elektromanyetik dalga gibi) alanlarında kullanılmıştır. Ama matematiğinin çok ağır ve zor olmasından dolayı, Mellin transformunu araştırmalarında kullanan araştırmacı yok denecek kadar azdır.

Mellin transformu sayesinde, Vandermonde transformu yardımıyla, zaman ile kompleks uzaylarına ortogonal bir üçüncü uzay tanımlanabilir. Bu tez çalışmasında sadece Mellin transformuna ve Mellin transformunun uygulamalarına değinilecektir.

2.2.1. Mellin Transformunun Tanımı

$f(r)$ pozitif tanım aralığına sahip ($0 < r < \infty$) bir fonksiyon olsun. Mellin transformu $\mathcal{M}$, bu f fonksiyonunu kompleks düzlemde tanımlı olan F fonksiyonuna

$$\mathcal{M}_r\{f(r)\}(s) \triangleq F(s) = \int_0^{\infty} r^{s-1} f(r) dr \quad (2.4)$$

bağıntısıyla eşleştiren bir operasyondur. Burada, $F(s)$ fonksiyonuna, $f(r)$ fonksiyonunun Mellin transformu denir. Genel olarak, $F(s)$ fonksiyonu sadece $s = \alpha + i\beta$, $i = \sqrt{-1}$ kompleks değerler için tanımlıdır. Öyle ki, $f(r)$ fonksiyonunun yakınsaklık derecesine göre,

$$\alpha_1 < \alpha < \alpha_2 \text{ ve } \beta \in \mathbb{C} \quad (2.5)$$

değerlerini almaktadır. Bu, Mellin transformunun yakınsama / şerit (convergence / strip) bölgelerini belirlemektedir. $f(r)$ fonksiyonunun Mellin transformu ile $f(r)$ fonksiyonunun Laplace transformu arasındaki ilişki [15, S. 305]

$$\mathcal{M}_r\{f(r)\}(s) \triangleq \mathcal{L}_r\{f(\exp(r))\}(-s) + \mathcal{L}_r\{f(\exp(-r))\}(s) \quad (2.6)$$

şeklinde verilebilir.

Mellin transformunun ters dönüşümü ise,

$$\mathcal{M}_s^{-1}\{F(s)\}(r) \triangleq f(r) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} r^{-s} F(s) ds \quad (2.7)$$

olarak tanımlanmaktadır. Buradaki çizgisel integralde, (2.5) denklemi gözetilerek $\Re\{s\} = \alpha$ olarak seçilmiştir. Kolaylıkla gösterilebilir ki, eğer $F(s)$ fonksiyonu (2.5) ile belirlenen kompleks düzlemde (2.5)'e uygun bir α seçilmesiyle, (2.7) integrali $\Im\{s\} \rightarrow \infty$ için hızlı bir şekilde yok olur. Dolayısıyla, (2.7) denklemi $f(r)$ fonksiyonuna yakınsayacaktır.

Ayrıca, (2.7) denklemi formatında verilen integraller literatürde Mellin-Barnes integralleri olarak adlandırılmaktadır.

2.3. Fox-H Fonksiyonları

Fox-H Fonksiyonu, $H_{p,q}^{m,n}[r]$ ilk olarak 1888 yılında Pincherle tarafından önerilmiştir [16, Bölüm 1.19] ve Charles Fox'un 1962 yılında bu fonksiyonun simetrik Fourier çekirdeği (kernel) olduğunu göstermesiyle [14], Fox-H Fonksiyonu araştırmacıların dikkatini çekmiştir [16, s. 206-222]. Bu nedenle, bu fonksiyona Fox-H Fonksiyonu adı verilmiştir. Son zamanlarda, Fox-H Fonksiyonu'nun birçok önemli özelliği literatürde gösterilmiştir ve sıkça kullanılan gösterilimi

$$H_{p,q}^{m,n}[r] \triangleq H_{p,q}^{m,n} \left[r \left| \begin{matrix} (a_1, \alpha_1), \dots, (a_p, \alpha_p) \\ (b_1, \beta_1), \dots, (b_p, \beta_p) \end{matrix} \right. \right] \quad (2.8)$$

şeklindedir [13], [14], [16]. Burada m, n, p ve q pozitif tamsayılardır ($0 \leq m \leq q$ ve $0 \leq n \leq p$) ve diğer katsayılar ise $a_i, b_i \in \mathbb{C}$ ve $\alpha_j, \beta_j \in \mathbb{R}^+ = (0, \infty)$ olup Fox-H Fonksiyonu Mellin-Barnes integrali cinsinden

$$H_{p,q}^{m,n} \left[r \left| \begin{matrix} (a_1, \alpha_1), \dots, (a_p, \alpha_p) \\ (b_1, \beta_1), \dots, (b_p, \beta_p) \end{matrix} \right. \right] = \frac{1}{2\pi i} \int_c \mathcal{H}_{p,q}^{m,n}[s] r^{-s} ds \quad (2.9)$$

şeklinde ifade edilir [13]. Burada $i = \sqrt{-1}$ ve

$$\begin{aligned}\mathcal{H}_{p,q}^{m,n}[s] &\triangleq \mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[s \left| \begin{matrix} (a_1, \alpha_1), \dots, (a_p, \alpha_p) \\ (b_1, \beta_1), \dots, (b_p, \beta_p) \end{matrix} \right. \right] \\ &= \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j + \beta_j s) \prod_{i=1}^n \Gamma(1 - a_i - \alpha_i s)}{\prod_{i=n+1}^p \Gamma(a_i + \alpha_i s) \prod_{j=m}^q \Gamma(1 - b_j - \beta_j s)}\end{aligned}\quad (2.10)$$

olarak tanımlıdır. (2.9)'daki çizgisel integralde kontur, kompleks s -düzleminde $w - i\infty$ to $w + i\infty$, $w \in \mathbb{R}$ olacak şekilde öyle seçilir ki $1 \leq j \leq m$ için kutup noktaları

$$s = (-b_j - k)/\beta_j, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.11)$$

ve $1 \leq i \leq n$ için kutup noktaları

$$s = (1 - a_i + k)/\alpha_i, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.12)$$

sırasıyla kontur çizgisinin solunda ve sağında kalırlar. Diğer bir deyişle, (2.9) Mellin-Barnes integralidir. (2.9) denklemi sayesinde aşağıdaki faydalı eşitlikler kolaylıkla elde edilebilir [13]:

$$\mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[r \left| \begin{matrix} (a_i, \alpha_i)_{1,p} \\ (b_i, \beta_i)_{1,q} \end{matrix} \right. \right] = \mathcal{H}_{q,p}^{n,m} \left[\frac{1}{r} \left| \begin{matrix} (1 - b_i, \beta_i)_{1,q} \\ (1 - a_i, \alpha_i)_{1,p} \end{matrix} \right. \right] \quad (2.13)$$

$$\mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[r^k \left| \begin{matrix} (a_i, \alpha_i)_{1,p} \\ (b_i, \beta_i)_{1,q} \end{matrix} \right. \right] = \frac{1}{k} \mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[r \left| \begin{matrix} (a_i, \alpha_i/k)_{1,p} \\ (b_i, \beta_i/k)_{1,q} \end{matrix} \right. \right], \quad k > 0 \quad (2.14)$$

$$r^k \mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[r \left| \begin{matrix} (a_i, \alpha_i)_{1,p} \\ (b_i, \beta_i)_{1,q} \end{matrix} \right. \right] = \mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[r \left| \begin{matrix} (a_i + k\alpha_i, \alpha_i)_{1,p} \\ (b_i + k\beta_i, \beta_i)_{1,q} \end{matrix} \right. \right] \quad (2.15)$$

Gauss hipergeometrik fonksiyonu, konfluent hipergeometrik fonksiyonu, Wright genelleştirilmiş hipergeometrik fonksiyonu, Meijer-G fonksiyonları, Bessel fonksiyonları ve üstel fonksiyonlar gibi birçok özel fonksiyon, Fox-H fonksiyonunun özel halidir [13]:

i) Üstel fonksiyon,

$$\exp(-r) = \mathcal{H}_{0,1}^{1,0} \left[r \left| \begin{matrix} - & - & - \\ (0,1) \end{matrix} \right. \right] \quad (2.16)$$

ii) Genelleştirilmiş hipergeometrik fonksiyon,

$${}_pF_q \left[\begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \middle| r \right] = \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(a_j)}{\prod_{i=n+1}^p \Gamma(b_i)} \times \mathcal{H}_{p,q+1}^{1,p} \left[\begin{matrix} (1-a_1, 1), \dots, (1-a_p, 1) \\ (0,1), (1-b_1, 1), \dots, (1-b_p, 1) \end{matrix} \middle| -r \right] \quad (2.17)$$

iii) Meijer-G fonksiyon,

$$\mathcal{G}_{p,q}^{m,n} \left[\begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_p \end{matrix} \middle| r \right] = \mathcal{H}_{p,q}^{m,n} \left[\begin{matrix} (a_1, 1), \dots, (a_p, 1) \\ (b_1, 1), \dots, (b_p, 1) \end{matrix} \middle| r \right] \quad (2.18)$$

olarak ifade edilir.

Özet olarak, Fox-H fonksiyonu en genel fonksiyon olup, mühendislik problemlerinde kapalı çözümler bulmamızı kolaylaştırmaktadır. Son zamanlarda, Fox-H fonksiyonu istatistik problemlerine uygulanmaya başlanmıştır [17]. Bu açıdan, Fox-H fonksiyonu haberleşme sistemlerinin performans analizlerinin yapılmasını kolaylaştırmaktadır.

3. GENELLEŞTİRİLMİŞ GAMMA KANAL SÖNÜMLEME MODELİ

Bu bölümde, literatürde en genel sönümleme modeli olarak bilinen Genelleştirilmiş Gamma Zarf Sönümleme [GGZ3, Generalized Gamma Envelope Fading (GGP3)] ve Genelleştirilmiş Gamma Güç Sönümleme [GGP3, Generalized Gamma Power Fading (GGP3)] modelleri incelenmiştir. İstatistiksel özellikleri, Fox-H fonksiyonları sayesinde kapalı formda bulunmuştur ve tarafımızca literatüre kazandırılmıştır.

3.1. Giriş

Telsiz haberleşme sistemlerinde, ortamda yayılan işaretler, yeryüzü şekilleri, alıcı ve verici arasındaki engeller, işaretin frekansı, anten yükseklikleri gibi faktörlere bağlıdır. Ayrıca, ortamlardaki yayılım ortamında bulunan hareketli veya hareketsiz nesnelerden kaynaklanan kırınım (diffraction), saçınım (scattering), yansıma (reflection) ve soğurma / absorpsiyon (absorbption) olaylarıyla da ilgilidir [18]. Sonuç olarak, alıcıya işaretler farklı fazlarla farklı yollardan ulaşacaktır. Bu da alıcıda toplanan işaret gücünde salınımlara sebep olacaktır.

Salınımlar neticesinde alınan işaretin gücünün azalması sönümleme (fading) olarak adlandırılmaktadır. Alıcıdaki işaretin gücündeki sönümlemeler telsiz haberleşme sistemlerinin performansını kötüleştiren en önemli etkenlerdir ve rastgele uzun-vadeli (long-term) sönümlemeler (shadowing) ve rastgele kısa-vadeli (short-term) sönümlemeler (multipath fading) olarak iki grupta toplanırlar. Dolayısıyla, birçok araştırmacı, sönümlemeyi karakterize edebilmek için değişik yaklaşımlar kullanmışlardır [18].

Uzun-vadeli sönümleme geniş alanlarda hareket sonucu ortalama işaret gücünün zayıflamasını ya da yol kaybını ifade eder. Geniş ölçekli sönümlemede verici ile alıcı arasında bulunan engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar önemli etkenlerdir. Bu tür etkenlerle meydana gelen sönümlemelere gölgeleme (shadowing) denilmektedir [19]. Genelde uzun-vadeli sönümlemelerin yaklaşımlarında, işaretin

ortalama gücündeki sönümleme; boş-uzay (free-space), dünya düzlemi (plane earth) ve bıçak-kenarı (knife-edge) kırınımı olarak modellenmektedir [20], [21]. Daha gerçekçi deterministik uzun-vadeli sönümlemeler ise deneysel olarak elde edilebilir. Mesela Okumura-Hata [20], Lee [21] deterministik uzun-vadeli sönümleme modelleri, çok sayıda yapılan ölçümler neticesinde elde edilen verilere eğri uydurularak (curve fitting) oluşturulmuştur. Fakat telsiz haberleşme sistemlerinde alıcı ve verici arasındaki mesafeye göre, alıcının veya vericinin konumlarının küçük değişimleri sonucu telsiz haberleşme sisteminin performansı da aniden değişmektedir. Çünkü alıcıda kanaldan alınan işaret, vericiden gönderilen işaretin rastgele dağılmış genlikte, fazda, gecikmede ve geliş açısında gelen işaretlerin toplamından oluşmaktadır. Dolayısıyla, literatürde birçok araştırmacı, istatistiksel modeller sayesinde bu etkileri modellemeye çalışmışlardır [22], [23], [24]. İstatistiksel modellemede, modellenmek istenen telsiz haberleşme kanalı çok sayıda örneklenir. Alınan örneklemelerin histogramının bulunmasıyla, kanal parametreleri ve kanaldan alınan işaretin genliğinin ve gücünün olasılık yoğunluk fonksiyonu belirlenir. Özetle, istatistiksel yöntemlerde, deneysel olarak yapılan ölçümlerle elde edilen sönümleme değerlerinin histogramına eğri-uydurma (curve-fitting) sayesinde, sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonları elde edilir.

Literatürde, kanaldaki sönümlemeden kaynaklanan işaret genliğindeki (zarfındaki) değişimin dağılımı için çok sayıda önerilmiş sönümleme modeli mevcuttur. Böylece, amaçlanan telsiz haberleşme sisteminin performansı, genlik sönümleme modeli çıkartılmış olan kanal için belirlenebilir. Mesela, literatürde kısa-vadeli sönümlemeye çok iyi bilinen Rayleigh, Weibull, Rice, Nakagami- m modelleri, [25], [26], [27], [28] örnek olarak verilebilir. Bazı durumlarda, hem kısa-vadeli sönümleme hem de uzun-vadeli sönümleme birlikte telsiz haberleşme sistemi üzerinde etkili olabilmektedir. Bu durumlarda, önerilmiş olan Rayleigh [25], Nakagami- m [26] ve Weibull [25], [28] sönümleme dağılımları yetersiz kalmaktadır. Bu durumlarda Suzuki sönümleme modelinin kullanılması Coulson ve arkadaşları tarafından önerilmiştir [29]. Fakat Suzuki sönümleme modelinin ifadesinin çok karmaşık olması ve telsiz haberleşme sistemlerinin performans ifadeleri kapalı formda ifade edilemediğinden, uzun-vadeli sönümlemeler için çok iyi bilinen lognormal kullanılmıştır [30], [31]. Fakat bir kanal için elde edilmiş olan istatistiksel sönümleme modeli bir başka kanal için geçerli olmayabilir. Yani bir kanal için

belirlenmiş olan sönümlleme modeli kullanılarak başka bir kanalda telsiz haberleşme kanalı için elde edilen haberleşme sisteminin performansı gerçeklikten çok uzaktır. Dolayısıyla, bütün telsiz haberleşme kanallarında değişik durumlarda ortaya çıkan sönümllemeyi modelleyebilmek için bir istatistiksel sönümlleme modeline ihtiyaç vardır. Mesela, Stacy tarafından [32] çalışmasıyla tanıtılan Genelleştirilmiş Gamma (GGZ3) sönümlleme modeli; TBGG (non-fading), Rayleigh, Rician, üstel, Gamma, Nakagami-m, Weibull, Suzuki, lognormal gibi farklı tipteki kanallardaki sönümllemeyi modelleyebilecek genel bir sönümlleme modelidir [33]. Bu özellik, literatürde birçok araştırmacının GGZ3 sönümlleme modelini çalışmaya sevk etmiştir [6], [8], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46].

Ayrıca, telsiz haberleşme kanallarında alıcı ve verici arasındaki kanalın karakteristiksel fiziksel yapısı; saçınım, yansıma olaylarına da bağlıdır. Fiziksel saçınım, yansıma olayları neticesinde vericiden iletilen işaretin kopyalarının alıcıya farklı sönümllemelerde farklı gecikmelerle ulaşmasıdır. Ayrıca, telsiz haberleşme kanalında alıcı ve vericinin birbirlerine göre hareketi de kanalın zamanla değişmesine neden olmaktadır. Dolayısıyla haberleşme kanalının performansını elde edebilmek için sadece sönümlleme modelinin bilinmesi yeterli değildir.

3.2. Genelleştirilmiş Gamma Sönümlleme Modeli

Genelleştirilmiş Gamma dağılımlı sönümlleme kanal modeli, homojen olmayan ortamlarda yayılan çokyollu dalga demetlerini modelleyebilmek için önerilmiştir. Herhangi bir demet içerisinde, saçınıma uğramış dalgaların fazları rastgele olmaktadır, ayrıca birbirlerine göre oldukça büyük farklı demetlerin gecikme yayılımlarıyla aynı gecikme zamanlarına sahiptirler. Ayrıca, çokyol dalga demetlerinin aynı güçlerle saçınıma uğramış dalgalardan oluştuğu kabul edilmektedir. Sonuç olarak, kanaldan elde edilen işaretin genliği (zarfı) çokyol bileşenlerinin toplamalarının doğrusal (lineer) olmayan fonksiyonudur. Bu doğrusalsızlık, genelleştirilmiş Gamma sönümlleme modelinde şekillendirme parametresiyle ifade edilmektedir [46], [47].

Yukarıda fiziksel olaylarca açıklanmış olan modele göre, alıcıda kanaldan toplanan işaretin genliği $\mathcal{R}$, herhangi bir n sayıda çokyol işaretin toplamı ve bu toplamın doğrusal olmayan fonksiyonudur. Sonuç olarak, alınan işaretin genliği $\mathcal{R}$ Gauss değişkenleri cinsinden

$$\mathcal{R} = \left(\sum_{i=1}^n (X_i^2 + Y_i^2) \right)^{\frac{1}{2\xi}} \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada X_i ve Y_i 'nin her ikisi de istatistiksel bağımsız sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss prosesleridir ($E[X_i] = E[Y_i] = 0$ ve $E[X_i^2] = E[Y_i^2] = \sigma^2$).

Yukarıda GGZ3 modeli için verilen fiziksel gerekçe kullanılarak, $\mathcal{R}$ 'nin genliği merkezi chi-square veya Nakagami- m dağılımlı rastgele değişkenin, $\mathcal{A} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (X_i^2 + Y_i^2)}$ güç transformu olarak ifade edilebilir:

$$\mathcal{R} = \mathcal{A}^{\frac{1}{\xi}} \quad (3.2)$$

Burada, $\mathcal{A} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (X_i^2 + Y_i^2)}$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu [26] çalışmasında verilmiştir:

$$p_{\mathcal{A}}(r|n, \Omega) = \frac{2}{\Gamma(n)} \left(\frac{n}{\Omega} \right)^n r^{2n-1} \exp \left(-\frac{n}{\Omega} r^2 \right), r \geq 0 \quad (3.3)$$

Burada, $n \in \mathbb{N}$ olarak modellenmektedir; ancak n reel değerler de alabilir. Öyleyse, n yerine m sönümlene figürünün değerinin konmasıyla Nakagami- m sönümlene dağılım modeli elde edilmiş olur:

$$p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m r^{2m-1} \exp \left(-\frac{m}{\Omega} r^2 \right), r \geq 0 \quad (3.4)$$

Burada Ω güç ölçeklendirme parametresidir ve $\Omega = E[\mathcal{A}^2]$ şeklinde tanımlanmaktadır. m parametresi ise sönümlleme figürü olarak adlandırılmaktadır ve matematiksel tanımı $m = \{E[\mathcal{A}^2]\}^2 / \text{Var}[\mathcal{A}^2]$ olarak verilmektedir. Enerjinin sınırlı kalması gerektiğinden $m > 1/2$ olmak zorundadır. Nakagami- m olasılık yoğunluk fonksiyonunun olasılık dağılım fonksiyonu [ODF, Cumulative Distribution Function (CDF)] ve k . momenti [25], [33], [48]:

$$P_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega) \equiv \int_0^r p_{\mathcal{A}}(u|m, \Omega) du = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad (3.5)$$

ve

$$E[\mathcal{A}^k] = \frac{\Gamma(m + k/2)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^2, \quad k \in \mathbb{N} \quad (3.6)$$

şeklinde gösterilir. Burada, $\gamma(a, x)$ fonksiyonu tam olmayan (incomplete) Gamma fonksiyonudur [49].

Tanım 3.1 (Genelleştirilmiş Gamma Zarf (GGZ3) Dağılımı): $\mathcal{R}$ bir rastgele değişken olsun. Bu rastgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p_{\mathcal{R}}(r|m, \xi, \Omega) = \frac{2\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\Omega}\right)^{\xi m} r^{2\xi m - 1} e^{-\left(\frac{\beta}{\Omega}\right)^{\xi} r^{2\xi}} \quad (3.7)$$

veya Fox-H fonksiyonu cinsinden

$$p_{\mathcal{R}}(r|m, \xi, \Omega) = \frac{1}{\Gamma(m)} \sqrt{\frac{\beta}{\Omega}} H_{0,1}^{1,0} \left[\sqrt{\frac{\beta}{\Omega}} r \left| \left(m - \frac{1}{2\xi}, \frac{1}{2\xi} \right) \right. \right] \quad (3.8)$$

şeklinde veriliyorsa $\mathcal{R}$ rastgele değişkeninin dağılımına GGZ3 Dağılımı adı verilir. Burada, olasılık yoğunluk fonksiyonlarının tanım bölgesi $r \geq 0$ ve $\beta = \Gamma(m + 1/\xi)/\Gamma(m)$ 'dir. $\Gamma(\cdot)$, Gamma fonksiyonudur ve [27, D.(18.39)]'da tanımı verilmiştir. $H_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ ise Fox-H fonksiyonudur ve tanımı [13, S. 1-5] ile

verilmiştir. Ayrıca, $m \geq 1/2$ ve $\xi \geq 0$ sırasıyla sönümleme figürü ve şekillendirme parametresi olarak adlandırılır. $\Omega > 0$ ise güç ölçeklendirme parametresidir.

Neticede (3.2) ve (3.4) denklemleri kullanılarak, (3.7)'de verilmiş olan genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanalların sönümlemesinin genliğinin dağılım fonksiyonu, rastgele değişkenlerde güç transformu kullanılarak [50] kolayca bulunur.

GGZ3 dağılımının Fox-H fonksiyonu cinsinden (3.8)'de verilen olasılık yoğunluk fonksiyonu ifadesi ise

$$e^{-\left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\xi} r^{2\xi}} = H_{0,1}^{1,0} \left[\left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\xi} r^{2\xi} \mid \overline{-(0,1)} \right] \quad (3.9)$$

ifadesinin (3.7)'de yerine konması ve literatürde çok iyi bilinen Mellin-Barnes kontur integral işlemleri neticesinde, (3.8)'de verilen ifade kolayca bulunur.

Ayrıca, genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanallarda sönümlemenin genliğinin dağılımının gerçek bir dağılım olması için (3.7) ve (3.8) denklemleriyle ifade edilmiş olan olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p_{\mathcal{R}}(r|m, \xi, \Omega) \geq 0 \quad (3.10)$$

$$\int_0^{\infty} p_{\mathcal{R}}(r|m, \xi, \Omega) dr = 1 \quad (3.11)$$

$$\int_0^{\infty} r^2 p_{\mathcal{R}}(r|m, \xi, \Omega) dr = \Omega \quad (3.12)$$

şartlarını bütün farklı m , ξ ve Ω değerleri için sağlamalıdır. Neticede, GGZ3 dağılımının özel ve limit durumları literatürde çok iyi bilinen sönümleme modellerine eşittir. Mesela, Rayleigh ($m = 1, \xi = 1$) [22, D.(2.42)], üstel ($m = 1, \xi = 1/2$) [23, D.(2.7)], Yarım-Normal (Half-Normal) ($m = 1/2, \xi = 1$), Nakagami- m ($\xi = 1$) [24, D.(11)], Gamma ($\xi = 1/2$) [23, D.(2.21)], Weibull ($m =$

1) [22], [51], [52], [53] lognormal ($m \rightarrow \infty, \xi = 0$) ve TBGG ($m \rightarrow \infty, \xi = 1$) olarak verilebilir.

TBGG kanallarda, alıcıdaki işaretin işaret-gürültü oranı [İGO, signal-to-noise ratio (SNR)] ifadesi $\gamma \triangleq \mathcal{R}^2/N_0$, ortalama İGO $\bar{\gamma} \triangleq E\{\mathcal{R}^2\}/N_0 = \Omega/N_0$ cinsinden kolayca tanımlanabilir. Burada, $E\{\cdot\}$, beklenen değer operatörüdür ve N_0 ise TBGG gürültüsünün gücünü ifade etmektedir. Burada, alıcıda kanaldan alınan anlık güç, γ 'nın dağılımına genelleştirilmiş Gamma güç dağılımı (GGG3) adı verilir.

Tanım 3.2 (Genelleştirilmiş Gamma Güç (GGG3) Dağılımı): γ bir rastgele değişken olsun. Bu rastgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p_\gamma(r|m, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi m} r^{\xi m - 1} e^{-\left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{\xi}} \quad (3.13)$$

veya Fox-H fonksiyonu cinsinden [13]

$$p_\gamma(r|m, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\beta}{\Gamma(m)\bar{\gamma}} H_{0,1}^{1,0} \left[\frac{\beta}{\bar{\gamma}} r \left| \left(m - \frac{1}{\xi}, \frac{1}{\xi} \right) \right. \right] \quad (3.14)$$

şeklinde veriliyorsa [9], [10] γ rastgele değişkeninin dağılımına GGG3 Dağılımı adı verilir. Burada, olasılık yoğunluk fonksiyonlarının tanım bölgesi $r \geq 0$ şeklindedir ve $\bar{\gamma}$ parametresi ortalama İGO'yu ifade etmektedir.

Neticede (3.7) ve (3.8) denklemleri ile verilen olasılık yoğunluk fonksiyonlarındaki rastgele değişkenlerde güç transformu kullanılarak [50] genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanalların anlık gücünün dağılım fonksiyonu, kolayca (3.13) ve (3.14)'teki gibi bulunur. Ayrıca, genelleştirilmiş Gamma sönümlemeli kanallarda sönümlemenin zarfının dağılımının gerçek bir dağılım olması için gerekli olan (3.10), (3.11), (3.12) şartları gibi olasılık yoğunluk fonksiyonu (3.13) ve (3.14) denklemleriyle verilen GGG3 dağılımı da

$$p_{\gamma}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) \geq 0 \quad (3.15)$$

$$\int_0^{\infty} p_{\gamma}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) dr = 1 \quad (3.16)$$

$$\int_0^{\infty} r p_{\gamma}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) dr = \bar{\gamma} \quad (3.17)$$

şartlarını bütün farklı m , ξ ve Ω değerleri için sağlar.

Çalışmanın devamında, GGG3 dağılımının Laplace Moment Üretim Fonksiyonu [LMÜF, Laplace moment generating function (LMGF)], Mellin Moment Üretim Fonksiyonu [MMÜF, Mellin moment generating function (MMGF)] gibi önemli istatistiksel özellikleri elde edilecektir. Ek olarak, γ dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonunun (3.13) ve (3.14) olduğunu belirtmek için $\gamma \sim GGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ notasyonu kullanılacaktır.

3.3. Genelleştirilmiş Gamma Güç Dağılımının İstatistiksel Özellikleri

Bu alt bölümde, GGG3 dağılımının istatistiksel özellikleri elde edilecektir.

Teorem 3.1 (*GGG3 dağılımının LMÜF Fonksiyonu*): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim GGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının LMÜF fonksiyonu*

$$\mathcal{L}\{\gamma\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)} H_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\bar{\gamma}}{\beta} s \left| \begin{matrix} \left(1 - m, \frac{1}{\xi}\right) \\ (0,1) \end{matrix} \right. \right], \quad 0 < R\{s\} < \infty \quad (3.18)$$

şeklindedir [9], [10].

İspat: Olasılık yoğunluk fonksiyonu (3.14) ile verilen GGG3 dağılımının LMÜF fonksiyonu [13, Teorem 2.3]'te verilen Fox-H fonksiyonunun Laplace transformu kullanılarak kolayca elde edilir ve Teorem 3.1 ispatlanmış olur.

Teorem 3.2 (*GGG3 dağılımının Mellin Moment Üretim Fonksiyonu*): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim GGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının MMÜF fonksiyonu*

$$\mathcal{M}\{\gamma\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m - \frac{1}{\xi} + \frac{1}{\xi}s\right) \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta}\right)^{s-1} \quad (3.19)$$

yakınsama bölgesi $1 - \xi m < R\{s\} < \infty$ ile verilir [9], [10].

İspat: Fox-H fonksiyonunun [13, D. (1.1.1)] denkleminde verilen tanımlamanın ve [13, Teorem 2.2] 'de verilen Fox-H fonksiyonunun Mellin transformunun mevcut olup olmadığını belirleyen teoremin kullanılmasıyla, MMÜF fonksiyonu (3.14)'ün kompleks p -düzleminde Mellin-Barnes integrali

$$p_\gamma(r|m, \xi, \bar{\gamma}) = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi i} \int_{c-iR}^{c+iR} \frac{\Gamma\left(m - \frac{1}{\xi} + \frac{1}{\xi}p\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta}\right)^{p-1} r^{-p} dp \quad (3.20)$$

ifadesinin kullanılmasıyla bulunur. (3.20) kontur integralinin yakınsama bölgesi [13, Teorem 2.2] teoremi sayesinde kolayca $1 - m\xi < R\{p\}$ olarak bulunur. Neticede, MMÜF kolaylıkla (3.19)'daki gibi bulunur ve Teorem 3.2 ispatlanmış olur.

Teorem 3.3 (*GGG3 dağılımının Momentleri*): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim GGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının k . moment, $k \in \mathbb{N}$*

$$E\{\gamma^k\} = \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m + \frac{1}{\xi}k\right) \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta}\right)^k \quad (3.21)$$

olarak bulunur. GGG3 dağılımının ortalaması (1. moment) ve ortalama gücü (2. moment)

$$E\{\gamma\} = \bar{\gamma} \quad (3.22)$$

$$E\{\gamma^2\} = \frac{\mathcal{B}\left(m + \frac{2}{\xi}, m\right)}{\mathcal{B}\left(m + \frac{1}{\xi}, m + \frac{1}{\xi}\right)} \bar{\gamma}^2 \quad (3.23)$$

şeklinde verilir [9], [10]. Burada, $\mathcal{B}(\cdot, \cdot)$, Beta fonksiyonudur ve tanımı [27, D.(18.23)] de verilmiştir.

İspat: GGG3 dağılımının k . momentini, $k \in \mathbb{N}$

$$E\{\gamma^k\} \triangleq \int_0^{\infty} r^k p_{\gamma}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) dr \quad (3.24)$$

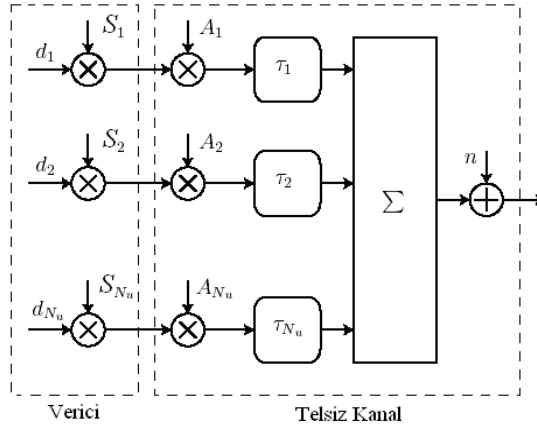
şeklinde bulabiliriz [48]. Burada, $p_{\gamma}(r|m, \xi, \bar{\gamma})$ olasılık yoğunluk fonksiyonu (3.13) ve (3.14) denklemleriyle verilmiştir. Mellin transformunun (2.4)'te verilen tanımından, yola çıkarak, $\mathcal{M}\{\gamma\}(s) = E\{\gamma^{s-1}\}$ diyebiliriz. Öyleyse, GGG3 dağılımının k . momenti kolaylıkla

$$E\{\gamma^k\} \triangleq \mathcal{M}\{\gamma\}(k+1) \quad (3.25)$$

eşitliğinin kullanılmasıyla bulunabilir. Burada, GGG3 dağılımının Mellin transformu (MMÜF), $\mathcal{M}\{\gamma\}(s)$ (3.19) denkleminde verilmiştir. Neticede, (3.25) kullanılarak, GGG3 dağılımının k . momentini (3.21)'deki gibi bulunur ve Teorem 3.3'ün ilk adımı ispatlanmış olur. Ayrıca, (3.21) denkleminde sırasıyla $k = 1$ ve $k = 2$ değerlerinin konmasıyla (3.22) ve (3.23) kolaylıkla elde edilir ve Teorem 3.3'ün ispatı tamamlanmış olur.

4. YE-KBÇE HABERLEŞME SİSTEMİ

KBÇE, telsiz kullanıcılarını çoklama metotlarından bir tanesidir [54]. Telsiz haberleşmesinde gezgin kullanıcıların çoklaması Frekans Bölmeli Çoklu Erişimde [FBÇE, Frequency Division Multiple Access (FDMA)] ortogonal frekans bantlarıyla, Zaman Bölmeli Çoklu Erişimde [ZBÇE, Time Division Multiple Access (TDMA)] ortogonal zaman bölmeleriyle yapılırken, Şekil 4.1’de görüldüğü gibi KBÇE’de farklı kodlarla (Yayma Dizileri / Spreading Sequences) gezgin kullanıcıların çoklaması yapılmaktadır. Dolayısıyla, KBÇE bütün gezgin kullanıcıların aynı haberleşme ortamını kullanmalarını ve aynı anda haberleşme yapabilmelerini sağlamaktadır. Dolayısıyla, KBÇE’de her gezgin kullanıcı bütün mümkün frekans spektrumunu kullanarak kendi işaretleşme sembollerini baz istasyonuna gönderebilmektedir. Bu sebeple, KBÇE’ye Yayılmış Spektrum Haberleşmesi (Spread Spectrum Communications) adı da verilir [48], [55].



Şekil 4.1 Eşzamanlama gecikmeleri $\{\tau_k\}$ 'lara sahip N_u gezgin kullanıcıları tipik bir yukarı hat KBÇE vericisi ve kanalın genel yapısı.

KBÇE tekniklerinden iki çeşidi yaygındır. Bunlardan birincisi Doğrudan Yayılmış [DY, Direct Sequence (DS)] ve diğeri Frekans Atlamalı [FA, Frequency Hopping (FH)] olandır. Şekil 4.1’de görüldüğü gibi doğrudan yayılmışta gezgin kullanıcılar iletecekleri işaretleşme sembollerini ortogonal yayma dizileriyle modüle etmektedirler. Mümkün bütün frekans bant aralığının aynı anda bütün gezgin kullanıcılar tarafından kullanılmasının sonucu olarak zamanda ve frekansta birbiri üzerine binmiş işaretleşme sembollerinin toplamı baz istasyonuna ulaşmaktadır.

Frekans atlama da ise gezgin kullanıcılar önceden atanmış farklı atlama dizilerini kullanarak farklı zamanlarda farklı frekanslarda işaretleşme sembollerini göndermektedirler. DY ve FA uygulamalarının bazıları günümüzde pratik olarak kullanılmaktadır:

- i. DY-KBÇE tekniği kuzey Amerika’da IS-95 standardında gezgin telsiz haberleşmesinde kullanılmaktadır.
- ii. FA-KBÇE tekniği küçük ölçekli haberleşmeler için tasarlanmış olup telsiz haberleşme protokollerinden Bluetooth ve IEEE 802.11’de kullanılmıştır.

Gezgin kullanıcıların işaretleşme sembollerinin birbirleriyle olan zamanlama kayması açısından, eşzamanlı olmayan (asynchronous), eşzamanlı (synchronous) ve yaklaşık eşzamanlı (Quasisynchronous) olan üç sınıf KBÇE tekniği mevcuttur. Eşzamanlı olmayan KBÇE’de gezgin kullanıcılar arasında bir eşzamanlaşma (senkronizasyon) olmadığı için gezgin kullanıcılar işaretleşme sembollerini birbirlerinden bağımsız olarak herhangi anda göndermeye başlayabilirler. Dolayısıyla, gezgin kullanıcılar arasında zamanlama kayması (time-offset) / gecikme vardır. Bu zamanlama kaymalarından (gecikmelerinden) dolayı, baz istasyonundaki alıcı yapısı sistemdeki her gezgin kullanıcıya ayrı ayrı eşzamanlı olmak zorundadır.

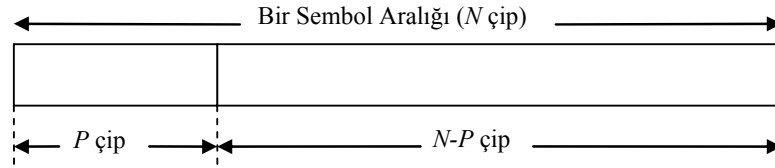
Eşzamanlı KBÇE’de ise bütün gezgin kullanıcıları arasında zamanlama kayması yoktur. Bütün kullanıcılar mükemmel olarak eşzamanlı edilmiştir. Fakat haberleşme sisteminde gezgin kullanıcılar birbirlerinden farklı konumdadırlar ve genelde hareket halindedirler. Bunun doğal bir sonucu olarak, kullanıcıların işaretleşmeleri arasında çok küçük eşzamanlaşma hatası olacaktır. Açık bir ifadeyle, eşzamanlı KBÇE’de gezgin kullanıcıların işaretleşme sembollerinin zamanları baz istasyonundaki sembol zamanlamasıyla uyumu için kontrol edilmektedir. Yani gezgin kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki zamanlama kayması bir takım kontrol mekanizmalarıyla sıfır yapılmaya çalışılmaktadır. Gezgin kullanıcılar arasındaki zamanlaşma hatası eşzamanlı KBÇE’deki gibi sıfır yapılamasa da çok

küçük tutulmaktadır. Bu çeşit KBÇE'ye, yaklaşık eşzamanlı KBÇE [YE-KBÇE, Quasynchronous CDMA (QS-CDMA)] denir.

Gezgin kullanıcıların birbirleriyle eşzamanlı olarak baz istasyonu ile haberleşmesi ilk bakışta çok zor gibi görünse de gelişen işaret işleme teknikleri sayesinde ve haberleşme teknolojisinde yaşanan ilerlemeler sonucunda mümkün olmaktadır. Bütün gezgin kullanıcıları birbirleriyle yaklaşık eşzamanlı yapmak için

- i. Gezgin kullanıcılardaki saatlerin Yer Bilgisi Sistemi [YBS, Global Positioning System (GPS)] ile ayarlanması,
- ii. Baz istasyonundan gezgin kullanıcılara belirli aralıklarda pilot dalgalar gönderilerek zamanlama kontrolü yapılması

yöntemleri kullanılmaktadır. Örneğin, araç telefonları ve ESA MARECS sabit yörünge uydusuyla L-bandında yapılan saha denemeleri, yukarı hat (uplink) eşzamanlaşmasının basit bir kapalı-çevrim (closed-loop) tekniği kullanarak sağlanabildiğini göstermiştir [57].



Şekil 4.2 Yayma kazancı N olan YE-KBÇE sisteminde sembol işaretleme aralığı.

Şekil 4.2'de görüldüğü gibi, gezgin kullanıcıların işaretleme sembolleri arasındaki eşzamanlaşma hatasına sembolün P tane çipinden küçük olacak şekilde izin verilmiştir. Açık bir ifadeyle, yaklaşık eşzamanlı KBÇE'de gezgin kullanıcıların işaretleme sembollerinin arasındaki eşzamanlaşma (senkronizasyon) hatası / belirsizliği yayma dizisinin toplam çip sayısından çok küçük olacak şekilde tutulmaktadır. Bir semboldeki toplam çip sayısı N olmak üzere yaklaşık eşzamanlı KBÇE'de gezgin kullanıcıların işaretleme sembolleri arasındaki eşzamanlaşma hatası P öyle küçüktür ki baz istasyonunda (alıcıda) herhangi bir gezgin kullanıcının işaretleme sembolünün başlama zamanı $N - P$ çipin içine düşmez. Literatürde, P çip eşzamanlaşma hatası, yayma dizilerinin başlarına ve sonlarına maksimum

eşzamanlaşma hatası kadar sıfır çip eklenmesiyle ortadan kaldırılabilceği [56] ve [57]'de gösterilmiştir. Fakat yayma dizisine fazladan sıfır çiplerinin eklenmesiyle işaretleşme sembol süreleri artmış olacağından sistemin bant-genişliği verimsiz bir şekilde kullanılmış olmaktadır.

Bazı yaklaşık eşzamanlı KBÇE sistemlerinde ise yayma dizilerinin sadece sonuna çipler eklenerek kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki eşzamanlaşma hatası yok edilmeye çalışılmıştır [56], [57], [58], [59], [60], [61], [62], [63], [64], [65], [66].

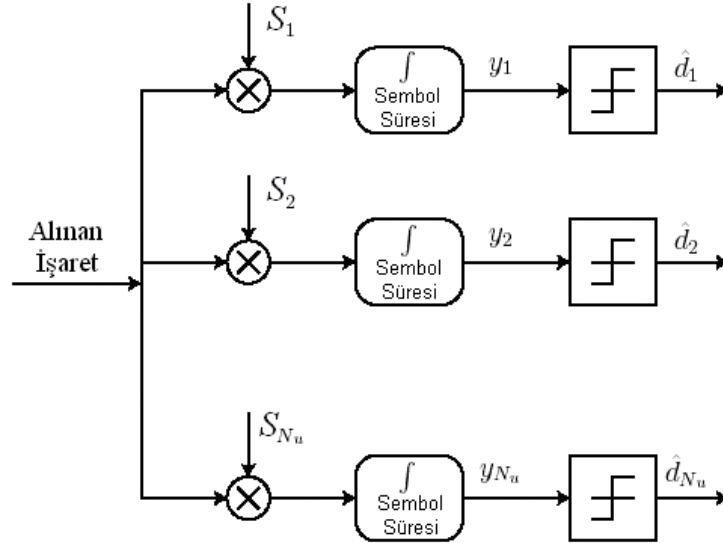
Yaklaşık eşzamanlı KBÇE'de gezgin kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki rastgele zaman kaymalarının ve / veya ortogonal olmayan yayma dizilerinin kullanılmasının bir sonucu olarak baz istasyonunda alınan kullanıcılara ait semboller bozulmuş olarak alınmaktadır. Çoklu Erişim Karışımı [ÇEK, Multiple Access Interference (MAI)] ve kanaldaki TBGG bu bozulmanın sebepleridir. Özellikle, doğrudan yayılmış KBÇE sistemlerinin kapasitesini ÇEK sınırlamaktadır [54], [56], [57], [67]. Çünkü herhangi bir kullanıcının işaretleşmesinden kaynaklanan ÇEK'in gücü, genellikle kullanıcıların işaretleşme gücünden çok küçük olmasına rağmen, kullanıcıların gücü arttıkça ve / veya sistemdeki kullanıcıların sayısı arttıkça çok büyük olabilir. KBÇE'nin performansını arttırmak için kullanıcıların güçlerini arttırdığımızda ÇEK'in gücü de artacağından KBÇE'nin kapasitesi sınırlanmaktadır.

Aynı bant genişliğini ortaklaşa kullanan N_u gezgin kullanıcıya sahip bir doğrudan yayılmış KBÇE haberleşme sisteminin baz istasyonundaki alıcı yapısı

Şekil 4.3'de verilmiştir. Baz istasyonundaki alıcıya gelen toplam işaretin ifadesi

$$r(t) = \sum_n \sum_{j=1}^{N_u} A_j d_j^{(n)} S_j(t - nT - \tau_j) + n(t) \quad (4.1)$$

şeklinde verilebilir. Burada sırasıyla T , d_j , S_j , A_j , ve τ_j bilgi sembol süresi, bilgi sembolü, yayma dizisi, alınan işaretin genliği ve i . kullanıcının işaretleşme gecikmesidir. $n(t)$ ise alıcı devresinden kaynaklanan / eklenen toplamsal ısı gürültü terimidir ve tipik olarak TBGG olarak modellenmektedir.



Şekil 4.3 Kullanıcıya eşzamanlı karşılayıcı filtre kullanan yukarı hat KBÇE için alıcı yapısı.

Herhangi bir kullanıcının işaretleşme sembolleri, kanaldan alınan toplam işaretin ilgili kullanıcının yayma dizisiyle ilişkilendirilmesi sonucunda tespit edilir. Bu alıcı yapısına Kullanıcıya Eşzamanlı Karşılayıcı Filtre [KEZKF, Synchronous User Match Filter (SUMF)] adı verilmektedir. Literatürde bu alıcıya geleneksel detektör (Conventional Detector) adı da verilmektedir. KEZKF'nin çıkışı i . kullanıcı için

$$y_i(t) = \sum_n \left\{ \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) S_i(t - nT - \tau_j) dt \right\} \delta(t - nT) \quad (4.2)$$

şeklinde verilebilir [68]. Burada, τ_j , j . kullanıcı için kanal gecikmesidir (yaklaşık eşzamanlı KBÇE için eşzamanlama hatasıdır). (4.2) ifadesi bir takım işlemlerden sonra

$$y_i(t) = \sum_n \left\{ \sum_{j=1}^{N_u} A_j d_j^{(n)} R_{ij}(\tau_i - \tau_j) + n_i \right\} \delta(t - nT) \quad (4.3)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $R_{ij}(\tau_i - \tau_j)$ ifadesi i . ve j . kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki ilişkidir. n_i ise $n(t)$ eklenen gürültünün i . kullanıcının karşılayıcı filtresinden geçmiş halidir ve sıfır ortalamalı, $R_{ii}(0)\sigma_n^2$ varyanslı Gauss gürültüsü olarak modellenmektedir. İstenen i . kullanıcının işaretleşme sembolü dikkate alındığında (4.3) şöyle de yazılabilir:

$$y_i(t) = \sum_n \left\{ A_i d_i^{(n)} R_{ii}(0) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N_u} A_j d_j^{(n)} R_{ij}(\tau_i - \tau_j) + n_i \right\} \delta(t - nT) \quad (4.4)$$

Bu ifadede, $y_i(t)$ 'nin üç bileşeni vardır: i . kullanıcının istenen işaretleşme sembolü $R_{ii}(0)A_i\sigma_n^2$, yayma dizilerinin arasındaki sıfır olmayan karşı ilişkinin sonucu olarak ortaya çıkan ÇEK ve eklenen Gauss gürültüsü n_i 'dir. Geleneksel detektörün (KEZKF detektör) performansı ÇEK'den dolayı kötüleşmektedir ve kapasitesi düşmektedir. Gezgin kullanıcıların İGO'su arttıkça performanstaki artış belli bir noktadan sonra artmamaktadır; çünkü gezgin kullanıcıların işaretleşme güçleri arttıkça ÇEK'in gücü de artmaktadır; yani sistemin performansı bir alt sınır değeriyle (error floor) sınırlanmaktadır [67]. Ayrıca, Uzak-Yakın Probleminden (Near-Far Problem) dolayı KEZKF'nin performansı kötüleşmektedir. ÇEK'i oluşturan gezgin kullanıcıların İGO'ları istenen kullanıcının İGO'sundan büyük olduğunda, KEZKF'nin çıkışında istenen kullanıcının işaretleşme sembolünün gücü diğer kullanıcıların işaretleşme sembol güçleri tarafından bastırılacaktır. Bu durumu engellemek için KEZKF'li KBÇE (Geleneksel KBÇE) haberleşme sisteminde bir güç kontrol mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Mesela, IS-95 hücresel haberleşme sisteminde (The IS-95 Cellular System) bu problemi aşmak için çok sıkı bir güç kontrol mekanizması kullanılmaktadır.

Geleneksel detektörün karşılaştığı bu problemler Çoklu-Kullanıcı Detektör [ÇKD, Multiuser Detection (MUD)] kullanılarak azaltılabilir. Bu ifade, Çoklu-

Kullanıcı terimi ÇEK'in yapısını kullanarak kullanıcıların işaretleşme sembollerini belirleyen detektörler için kullanılmaktadır. Hatta eşzamanlı ve/veya yaklaşık eşzamanlı doğrudan yayılmış KBÇE için çoklu-kullanıcı tespiti, eşzamanlı olmayan kanallardaki çoklu-kullanıcı tespitinden daha basit bir işlemdir (mukayese yapmak için [68]'e bakınız). Öyle ki, basit LMS, RLS veya EKF algoritmalarını kullanan kanal kestirimi ve çoklu kullanıcı algılayıcısı birlikte YE-KBÇE'de başarıyla gerçekleştirilebilir [58], [70], [71], [72], [73], [74].

Optimum çoklu-kullanıcı detektörü 1986 yılında Sergio Verdú tarafından önerilmiştir [54], fakat gezgin kullanıcıların sayısının artmasıyla bu detektörün karmaşıklığı da üstel olarak artmaktadır. Bu sebeple, optimum çoklu-kullanıcı detektörü gerçek zaman uygulamalarına (real time implementation) uygun değildir. Performansı optimum çoklu-kullanıcı detektörüne yakın, ama karmaşıklığı gezgin kullanıcı sayısının artmasıyla üstel olarak artmayan birçok çoklu-kullanıcı detektörleri mevcuttur [75]. Bu detektörler Optimum Altı Çoklu-Kullanıcı Detektörleri (Suboptimal Multi-User Detectors) olarak adlandırılırlar. Optimum altı çoklu-kullanıcı detektörleri bir çeşit optimizasyon problem çözümleridir. Lineer ve lineer olmayan optimizasyon yöntemlerinden dolayı çoklu-kullanıcı detektörleri Lineer Çoklu-Kullanıcı Detektör'ler [L-ÇKD, Linear Multi-User Detection (L-MUD)] ve Lineer Olmayan Çoklu-Kullanıcı Detektör'ler [LO-ÇKD, Nonlinear Multi-User Detection (NL-MUD)] olarak iki sınıfa ayrılmıştır. Bunlardan en önemlisi, L-ÇKD detektörleridir [76].

Bu lineer detektörlerde, geleneksel detektörlerin çıkışına bir lineer eşleme (linear mapping) uygulanarak, gezgin kullanıcıların maruz kaldığı ÇEK azaltılmaktadır [19]. Literatürde üç çeşit L-ÇKD detektörü popülerdir: İlişki Çözücü (Decorrelating) detektörü, Minimum Ortalama Karesel Hata [MOKH, Minimum Mean Square Error (MMSE)] detektörü, Polinomsal Genişletme [PG, Polynomial Expansion (PE)] detektörü [60], [61], [62], [63], [77], [78], [79], [80], [81], [82], [83], [84], [85], [86], [87]. Adından da anlaşılacağı üzere, MOKH detektörü gönderilen işaretleşme sembolleri ile lineer dönüşümün çıkışı olan karar değişkeni arasındaki hatanın karesel ortalamasını (hatanın enerjisini) minimum yapar. Lineer dönüşümü ısı gürültü gücü ve alınan güç seviyeleri ile ilgili terimlerden oluşmaktadır. Bu

detektör yapısı Bit Hata Hızı [BHH, Bit Error Rate (BER)] başarımında iyileşme sağlamaktadır; fakat bir dezavantajı vardır. Bu dezavantajı kullanıcıların işaretlerinin güç seviyelerinin kesinlikle tespit edilmesi gerekmektedir. Hatalı tespitlerin performansta kayba neden olacağı aşîkârdır [86]. Alt uzay (subspace) tabanlı ve gezgin kullanıcıların gecikmelerine ihtiyaç duymayan MOKH çoklu kullanıcı detektörü yaklaşık eşzamanlı KBÇE için Francesco Verde tarafından önerilmiştir ve performans analizi yapılmıştır [62]. PG detektörü ise Cayley-Hamilton teoremi olarak bilinen lineer cebir üzerine dayalı bir detektördür [88] ve ilk defa Simon Moshavi tarafından önerilmiştir [88]. Bu detektörde ilişki matrisinin tersini alma işlemine ihtiyaç duyulmamaktadır; fakat matrisin tersini matris içinde polinomlar toplamı şeklinde gerçekleştirir. Bu nedenle, MOKH ve ilişki çözücü detektörlerin her ikisinin de performans seviyelerini başarmak için kullanılabilir. Polinom katsayılar bazı uyarlamalı algoritmalar kullanarak çevrim dışı (offline) ve çevrim içi (on the fly) olarak hesaplanabilir. Bu detektör karmaşıklığı oldukça azaltmaktadır ve hatta basit yapısı, donanım (hardware) ile gerçekleştirmek için çok uygundur.

Lineer çoklu kullanıcı detektörlerine dayalı olan fakat ÇEK'i yok etme işlemi geri besleme ile desteklenen detektörlere ise Lineer Olmayan Detektörler (LO-ÇKD) denir. Lineer olmayan detektörlerde kullanılan algoritmalar üç sınıfa ayrılmaktadır: Ardışık ÇEK İptal Etme [AÇİE, Successive Interference Cancellation, (SIC)] detektörü, Paralel ÇEK İptal Etme [PÇİE, Parallel Interference Cancellation (PIC)] detektörü ve Karar Geri Beslemeli [KGB, Decision Feedback Detectors (DFB)] detektörü [89], [90], [91], [92]. Bu sınıflar tam olarak birbirinden ayrılmamaktadır, ama gerçek zaman uygulamalarında üç sınıfın kombinasyonu kullanılır. AÇİE algoritmasında en güçlü kullanıcının gücü toplam işaret gücünden her aşamada çıkarılmaktadır, böylece ÇEK azaltılmaktadır. Açık bir ifadeyle, bu detektörün her karar aşamasında en güçlü gezgin kullanıcının işareti yeniden üretilir ve alınan işareten çıkarılır. Böylece kalan düşük güçlü kullanıcılar bir sonraki aşamada daha az ÇEK'e maruz kalacaklardır [93]. Bu detektörün bir dezavantajı ise gezgin kullanıcı sayısının artmasıyla bütün kullanıcılara ait işaretleşme sembollerinin karar verilmesi süresinin (gecikme / latency) lineer olarak artmasıdır. Gurup iptal etme kullanılarak bu gecikmeyi azaltan yöntem [94]'te önerilmiştir. Sonuç olarak, AÇİE detektörünün her karar aşamasında işaretleşme sembolleri tespit edilmemiş kullanıcıları güçlerine göre sıraladığı söylenebilir. Dolayısıyla, en güçlü gezgin

kullanıcı hiç bir zaman ÇEK'in azaltılmasından fayda sağlamayacaktır; fakat en zayıf güçlü gezgin kullanıcı ise ÇEK'inde çok yüksek derecede azalma görecektir. AÇİE detektörü özellikle gezgin kullanıcıların güç seviyeleri arasında çok büyük farklılık varsa belirgin performans iyileşmesi sunmaktadır [93]. PÇİE'de ise her kullanıcının işaretleşme sembolü belli bir sayıdaki aşamaların her seferinde diğer kullanıcılarla paralel olarak algılanır [90], [91]. AÇİE'ye zıt olarak PÇİE detektörü paralel olarak her kullanıcının işaretlerini tespit eder ve ÇEK'ten çıkarır. AÇİE gibi, bu detektörün performansı da yanlış başlangıç işaretleşme sembolü tespitlerinden ve hatalı kullanıcı gücü tespitlerinden çok etkilenmektedir. Güç kontrollü kanallarda bu detektör, AÇİE'den daha iyi performans göstermektedir. KGB detektörlerinde ise lineer tespit işleminden sonra AÇİE veya PÇİE detektörleri kullanır. Burada, lineer işlem; gürültüyü güçlendirmeden kullanıcıları kısmen ilişkisiz yapar.

Gezgin kullanıcıların gecikmelerinin kesin olarak bilinmesi ile doğrudan yayılmış KBÇE'nin performansı artırılabilir. ÇEK'in ortadan kaldırılması ancak gezgin kullanıcıların gecikmelerinin ve/veya genliklerinin doğru olarak kestirilmesiyle / tespitiyle mümkün olmaktadır [70], [71], [72]. Fakat gecikme/genlik kestirimi çok zor bir işlemdir. Yaklaşık eşzamanlı KBÇE için gecikmelerin kestirimi alınan işaretle lineer olarak ilgili/benzer bir parametre vektörünün kestirilmesine eşdeğer olduğu [70]'e gösterilmiştir. Gezgin kullanıcıların gecikmelerinden oluşmuş olan bu vektörün yaklaşık tespiti için En Büyük Olabilir [EBO, Maximum-Likelihood (ML)] yöntemine dayalı Yinelemeli En Küçük Kareler [YEKK, Recursive Least Squares (RLS)] algoritması geliştirilmiştir [70]. Gerçek EBO çözümüne yakınsayan RLS ve LMS algoritmalarına dayalı diğer uygun bir çözüm [71]'de verilmiştir. Uyarlamalı Beyazlanmış Karşılıyıcı Filtre [UBKF, Adaptive Whitened Matched Filter (AWMF)], yaklaşık eşzamanlı ilişki çözücü (decorrelator) için bit hata hızı ve yayma dizisinin gecikme/genlik izleme başarımı çok iyidir. Bileşik EBO metoduyla gezgin kullanıcıların genliklerinin ve gecikmelerinin 50 sembol gibi çok az örnek sayısı ile orijinal değerlere yakın tespitlerini yapmak mümkündür [72]. Ronald A. Iltis ise bir çalışmada UBKF'nin ilişki çözücüden çok daha iyi bit hata hızı performansına sahip olduğunu; fakat özdeğer (eigen) analizinin gerektirdiğinden karmaşık olduğunu göstermiştir. Kyeong Jin Kim ise Genişletilmiş Kalman Filtreleri [GKF, Extended Kalman Filter (EKF)] kullanarak

kullanıcıların gecikmelerinin ve kanal katsayılarının izlenmesini incelemiştir [58], [73], [95].

Yukarıda da belirtildiği gibi, gezgin kullanıcıların gecikmelerinin ve genliklerinin izlenmesi çok zor bir işlemdir. Alıcı yapısını da karmaşıktırmaktadırlar. Dolayısıyla, araştırmacılar gecikmeleri ve genlikleri izleyebilmek için yeni işaretleşme formatları arayışına girmişlerdir [59], [95], [96], [97], [98]. Yukarı hatta yaklaşık eşzamanlı haberleşmenin kurulabilmesi için Çok-Taşıyıcılı [ÇT, Multi-Carrier (MC)] KBÇE'ye dayalı eşzamanlaşma tekniğiyle beraber yeni bir işaretleşme formatı Shigehiko Tsumura ve Shinsuke Hara tarafından önerilmiştir [95]. Bu işaretleşme yapısında, iletilecek olan işaretleşme aralığının başında ve sonunda koruma aralıkları (guard intervals) vardır. Bant verimliliğinin söz konusu olduğu uygulamalar için uygun olmadığından sadece başında koruma aralığı bulunduran yaklaşık eşzamanlı işaretleşme formatı [59]'da önerilmiştir. İşaretleşme formatının başındaki koruma aralığı kanaldan alınan işaretle sürekli zamanda ilişkilendirilmiştir. Bu sürekli zamanda ilişkinin maksimuma vurduğu anların periyodu ÇT-KBÇE'nin periyodu kadardır. Dolayısıyla, önerilen bu metotla ilişkinin maksimuma vurduğu zamanlardan ortalama zaman gecikmesi hesaplanmaktadır. Yaklaşık eşzamanlı haberleşme sağlayabilmek için önerilen bir diğer teknik [96]'da verilen ve zaman bölmeli dupleks işaretleşmeye dayalı KBÇE çoklu erişim sistemidir. Gezgin kullanıcılar bir zaman biliminde kendi işaretleşme sembollerini baz istasyonuna gönderirken, bir sonraki zaman diliminde ise baz istasyonundan kendilerine gönderilen işaretleşme sembollerini kanaldan almaktadırlar. Böylece, gezgin kullanıcılar yayılma gecikmelerini ölçebilirler ve ölçtükleri değerlere göre iletim zamanlarını ayarlayabilirler. Böylece, bütün kullanıcıların işaretleşme sembolleri baz istasyonuna yaklaşık eşzamanlı olarak ulaşmaktadır. Bir diğer çözüm olarak, hem gezgin kullanıcılarda hem de baz istasyonunda istenen işaretleşme sembollerinin gecikmelerini izleyebilmek için faz uyumlu (coherent) olmayan Gecikme Kilitli Çevrim [GKÇ, Delay-Locked Loop, (DLL)] kullanılmasıdır [97]. Fakat tutarlı olmayan GKÇ'nin performansı ÇEK'ten dolayı azalır. Performanstaki bu azalmayı kısmen önlemek için karar devresinden faydalanan GKÇ kullanılabilir. Bu tip GKÇ'ler Karar Yönlendirmeli [KY, Decision-Directed (DD)] GKÇ olarak adlandırılırlar [98].

Daha önceden de belirtildiği gibi, bütün gezgin kullanıcıların yayma dizilerinin ve gecikmelerinin bilinmesi ilişki çözücü detektörünün iyi bir performans göstermesi için zorunludur. Fakat gecikmeden bağımsız ilişki çözücü detektörü Frank Van Heeswyk tarafından [60]'da önerilmiştir. Önerilen ilişki çözücü yapısı uzak-yakın problemine karşı dayanıklı; ama uygun bir yayma dizisi kümesi için bile en iyi durumda İGO'su 3 dB daha kötüdür. Gecikmeler bir çip süresi içerisinde sınırlandırıldığında gecikmeden bağımsız ilişki çözücü detektörünü kullanan KBÇE'nin kapasitesi, yayma kazancının (spreading gain) %50'si değeriyle sınırlanmaktadır [60], [66]. Yaklaşık eşzamanlı erişim için ilişki çözücü detektörü üzerine çalışmalar devam etmiştir. İlişki çözücü detektörünün yaklaşık eşzamanlı durumu için performansının kullanıcıların birbirlerine göre göreceli gecikmelerinin en kötü durumunu inceleyen Ronald A. Iltis, ilişki çözücü detektörlerin bit hata hızı ifadelerini öz değer sınırlarına (eigen-value bounds) dayalı vermiştir [80]. Yaklaşık eşzamanlı KBÇE için gezgin kullanıcıların gecikmelerinin zamanda ayırıklaştırılmasıyla ilişki çözücünün yapısı basitleştirilmiştir. Çünkü gezgin kullanıcıların gecikmelerinin alabileceği değerlerin sayısı sonsuz iken zamanda ayırıklaştırılarak kullanıcıların gecikmeleri mümkün gecikme kümesiyle sınırlı tutulmuştur. Bu gecikme kümesi üzerinden ÇEK'in azaltılmaya çalışılmasıyla elde edilen performans sonuçları çok ilgi çekicidir; çünkü performansı gerçek ilişki çözücününkine yaklaşıktır [81]. Hatta kabaca ayırıklaştırmayla ($\pm 1/2$ çip) elde edilen ayırıklaştırmada bile ÇEK iyi bir şekilde yok edilebilmektedir [81]. Ronald A. Iltis tarafından önerilen bu ilişki çözücü yapısı yaklaşık eşzamanlı sanal anten dizili ve/veya Değişken İşleme Kazançlı [DİK, Variable Spreading Gain (VSG)] KBÇE sistemleri için incelenebilir.

Yaklaşık eşzamanlı KBÇE'nin performansını ve kapasitesini arttırmak için ilk akla gelen metot, küçük zaman kaymaları için (yaklaşık eşzamanlaşma derecesine göre) düşük ilişkiye sahip özel yayma dizilerini kullanmaktır. Sistemdeki bütün gezgin kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki gecikmelerin çeşitli eşzamanlaşma teknikleriyle bir çipten daha küçük belirsizlik aralığında sınırlandırıldığında; yani kullanıcılar birbirleriyle yaklaşık eşzamanlı olduklarında ortogonal yayma dizileri kullanılabilir [87]; çünkü yaklaşık eşzamanlı KBÇE için ortogonal yayma dizilerinden kaynaklanan ÇEK'in gücü ortogonal olmayan yayma dizilerinden kaynaklanan ÇEK'in gücünden azdır. Eşzamanlı olmayan KBÇE'de ise

Gold kodları gibi ortogonal olmayan kodlardan kaynaklanan ÇEK'in gücü, Walsh gibi ortogonal kodlardan kaynaklanan ÇEK'ten daha azdır. Bu sebeple, yaklaşık eşzamanlı KBÇE için çok iyi bilinen ikili Walsh dizileri önerilmektedir [61]. Yaklaşık eşzamanlı KBÇE'de eşzamanlaşma probleminden farklı olarak, telsiz haberleşme kanallarının doğal yapısı gereği çokyollu haberleşmeden dolayı gönderilen işaret zamanda gecikmelere uğrayacağından ortogonal yayma dizileri arasındaki ortogonallik bozulacaktır [99], [100], [101], [102], [103]. Eş zamanlı olmayan KBÇE için gezgin kullanıcıların arasında eşzamanlaşmaya gerek olmadığından kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki zamanlama kayması / gecikmesi keyfidir. ÇEK'in yok edilmesi ancak ve ancak öz-ilişkisi (autocorrelation function, ACF) dürtü olan ve karşı-ilişkisi (crosscorrelation function, CCF) sıfır olan dizilerinden oluşan yayma dizisi kümesinin tasarlanmasıyla mümkündür. Maalesef, Welch sınırlarına [104] ve diğer teorik sınırlara [105], [106], [107], [108], [109], [110], [111], [112] göre bu ideal özelliklere sahip diziler üretmek imkânsızdır. Sonuçta, eşzamanlı olmayan KBÇE için düşük öz-ilişki yan loplara sahip olan Gold, Kasami gibi yayma dizileri tasarlanmıştır. İdeal özelliklere sahip diziler üretmek imkânsız olduğu için, Genelleştirilmiş Ortogonallik [GO, generalized orthogonality (GO)] ve Genelleştirilmiş Yaklaşık Ortogonallik [GYO, Generalized Quasiorthogonality (GQO)] [113], [114] kavramları ile yeni dizilerin tasarım yöntemleri verilmiştir. Böylece, yayma dizisi tasarımında yeni bir yön ve istikamet açılmıştır. Son zamanlarda, araştırılan yaklaşık eşzamanlı KBÇE sistemlerinin çoğu GO/GYO dizilerine dayalıdır. Frekans atlamalı veya doğrudan yayılmış KBÇE sistemlerinde kullanılan GO dizileri, sıfır ilişki bölgesi (Zero Correlation Zone, ZCZ) [115], ÇEK'den korunmuş çerçeve (Interference Free Windows, IFW) veya sıfır ilişki çerçevesi (Zero Correlation Window, ZCW) [116], sıfır ilişki süresi (zero correlation duration, ZCD) [117] veya çarpışma olmayan bölge (no hit zone, NHZ) olarak adlandırılırlar [118]. Düşük ilişki bölgesi (Low Correlation Zone, LCZ) ve sıfır ilişki bölgesi dizilerinin yaklaşık eşzamanlı KBÇE'deki uygulamaları ve LCZ ve ZCZ'li yayma dizilerinin çeşitli sınıfları [119]'da verilmiştir. Nümerik sonuçlara göre ZCZ yayma dizilerini kullanan KBÇE'nin bit hata hızı performansı, LCZ yayma dizilerini kullanan KBÇE'ninkine göre daha iyidir [119], [120], [121], [122], [123]. LCZ yayma dizileri [124]'te gösterildiği gibi M-dizilerinden (M-sequence) veya Gold dizilerinden karşı ilişki özellikleri dikkate alınarak uygun dizilerin seçilmesiyle oluşturulabilirler. Benzer bir çalışma da Kiminobu Sugano ve Daisuke

Umehara tarafından yapılmıştır. Uydu veri haberleşmesi için ortogonal çevrimsel kaymalı M-dizilerini (orthogonal cyclic shift M-sequences) kullanan KBÇE önerilmiştir [125]. Önceden tanımlanmış çip eşzamanlaşma hataları için de sıfır karşı ilişki özelliğine sahip dizilerin sayısı, ortogonal çevrimsel kaymalı M-dizili KBÇE'nin çıkış hızı (throughput) performansına göre incelenmiştir [125]. XuDuan Lin, KyungHi Chang, ve JaeSeok Kim geleneksel yaklaşık eşzamanlı KBÇE için en uygun yayma dizi kümesinin tasarlanması problemini formülleştirilmişlerdir [126], [127].

Yaklaşık eşzamanlı KBÇE için, literatürde son zamanlarda dikkatleri üzerine çeken yayma dizilerinden bir tanesi de tümleyen (complementary) yazma dizileridir. Tümleyen yayma dizileri KBÇE için, özellikle yaklaşık eşzamanlı KBÇE için çok uygundur. Tamamlayıcı yayma dizileri tümleyen Golay kodlarının bir sınıfıdır; ama çok fazlı çiplere sahiptirler [128]. Tümleyen dizi kümesinin yayma dizilerinin öz ilişkilerinin toplamı sıfır kayması haricindeki bütün kaymalar için sıfır olur. Bu özelliği taşıyan dizi kümelerine de tümleyen diziler denmektedir [128], [129], [130], [131]. Tümleyen yayma dizi kümelerinin özellikleri [128]'de incelenmiştir ve verilen bir tümleyen yayma dizi kümesinden yeni tümleyen dizi kümelerinin elde edilebilmesi için algoritmalar verilmiştir. Elemanları $\{-1, 0, +1\}$ alfabesinden oluşan tümleyen yayma dizilerinin yeni bir ailesi [130]'da sunulmuştur. Alfabadeki sıfır işaretleme de durmak anlamına gelmektedir. Genelleştirilmiş tümleyen dizilerin (generalized complementary codes) yeni bir sınıfı olan çok fazlı tümleyen kodlar R. Sivaswamy tarafından çalışılmış ve araştırılmıştır [132]. Bu çalışmayla çok fazlı tümleyen dizilerin yinelemeli olarak genişletilebileceği ve/veya dizilerin ortogonal veya tümleyen kümelerine şekillendirilebileceği gösterilmiştir. DFT matrisine dayalı çok fazlı tam tümleyen diziler de (polyphase complete complementary codes) mevcuttur [129], [133]. Bu tip çok fazlı tümleyen diziler Robert L. Frank tarafından incelenmiştir. KBÇE'nin yukarı ve aşağı hatlarında yenilikçi (innovative) bir yaklaşıma sahip ve ortogonal tam tümleyen dizilerine dayalı yeni bir KBÇE mimarisi [129], [131] çalışmalarıyla verilmiştir.

KBÇE'de karmaşıklığı azaltmak için yayma dizileri modülasyon işaretlerinden oluşan ortogonal dizi kümeleri oluşturulabilir. Modüle edilebilir diziler

çok fazlı dizilerdir. N. Suehiro ve M. Hatori tarafından verilen DFT tabanlı modüle edilebilir ortogonal diziler (modulatable orthogonal sequences) [134]'te verilmiştir. Bu çalışma Seong III Park, So Ryoung Park, Lickho Song ve N. Suheiro tarafından geliştirilen modüle edilebilir çok fazlı (kompleks) yayma dizi kümelerinin [135] yaklaşık eşzamanlı KBÇE için uygulandığı yenilikçi (innovative) bir çalışmadır. Önerilen yayma dizisi başında ve sonunda koruma çiplerine sahiptir ve bu özellik yaklaşık eşzamanlı frekans seçici çokyollu sönümlemeli kanalların yaklaşık eşzamanlı düz sönümlemeli kanallara dönüşmesini sağlamaktadır. Bu nedenle performansı oldukça iyidir. Yaklaşık eşzamanlı KBÇE için bir başka yayma dizisinin tasarımı [136]'da önerilmiştir. Önerilmiş yayma dizisi, sonlu projeksiyon yüzeyleri teoremine dayalıdır ve yaklaşık eşzamanlı ve eşzamanlı olmayan durumlar için düşük ilişkiye sahiptir.

Yaklaşık eşzamanlı KBÇE'nin performansını arttırmak için bir diğer metot ise gezgin kullanıcılarda birden fazla taşıyıcının kullanılmasıdır. Yaklaşık eşzamanlı haberleşme için ÇT-KBÇE analizi ilk defa Victor M. Silva ve Elvino S. Sousa tarafından incelenmiştir [61], [87]. Çalışmalarında yaklaşık eşzamanlı haberleşme için bit hata olasılığını minimum yapan yayma dizi kümeleri araştırılmıştır. Bit hata hızı ifadeleri Sylvester, Gold gibi çok bilinen yayma dizileri için elde edilmiştir. Her haberleşme bandında seçici olmayan Rayleigh sönümlemenin olduğu ÇT-KBÇE'nin performansı ilişki çözücü detektörü için [82]'de incelenmiştir. Hücresel kapasitesi, sistem kapasiteleri kullanıcı/hücre cinsinden hesaplanmıştır [82], [83]. Çok taşıyıcılı sistemlerin kullanılmasıyla telsiz haberleşme kanallarındaki işaretleşme, eşzamanlaşma hatalarına karşı bir dayanıklılık kazanıldığı gözlemlenmiştir. Çünkü ÇT-KBÇE haberleşme sistemlerinde yaklaşık eşzamanlaşma belirsizliği, taşıyıcı sayısının artmasıyla çip hızı azalacağından dolayı fark edilebilir oranda azalmaktadır.

Çok sayıda taşıyıcının kullanılmasının yani frekans çeşitliliğinin arttırılmasının, ilişki çözücü detektörü kullanan ÇT-KBÇE'nin sönümlemeli kanallardaki performansına olan etkisi hala incelenmemiştir. Şu ana kadar, tanıtılan yaklaşık eşzamanlı KBÇE sistemlerinde belirsizlik sadece gezgin kullanıcıların işaretleşme sembolleri arasındaki gecikmelerden kaynaklanan ÇEK'ten muzdaripti. Bu gecikmeler bir çip süresinden de küçük bir zamanlama aralığıyla

sınırlandırılmıştı. Öyle ki, bu sınırlandırmaya göre KBÇE'nin performans kayıpları incelenmişti. Kısaca, ÇEK'in sadece gezgin kullanıcıların gecikmelerinden kaynaklandığı düşünülmüştü ve gezgin kullanıcıların frekans taşıyıcılarındaki değişimler göz önüne alınmamıştı; yani ÇEK kullanıcıların taşıyıcılarından bağımsız kabul edilmişti. Eğer ÇEK'i oluşturan gezgin kullanıcıların taşıyıcı frekanslarında da kayma varsa KBÇE haberleşme sisteminin performansının oldukça kötüleştiği [63], [137], [138], [139], [140], [141] çalışmalarında gösterilmiştir. Frekanstaki bu kaymalar gezgin kullanıcıların osilatörlerinin frekans doğruluk limitlerinden kaynaklanmaktadır. ÇT-KBÇE'de taşıyıcı frekansındaki kaymanın veya saat frekansındaki kaymanın varlığında karar devresinin girişinde ÇT-KBÇE sisteminin İGO'su taşıyıcıların sayısının artmasıyla hızla azalmaktadır. Taşıyıcı Frekans Kaymasının [TFK, Carrier Frequency Offset (CFO)] varlığında KBÇE'deki ÇEK'i sadece zamandaki değil, frekanstaki ilişki fonksiyonları da belirler. Zamandaki karşı ilişki fonksiyonları optimize edilmiş (iyileştirilmiş) olan diziler TFK'nın varlığında [140]'da araştırılmıştır. Eğer çip süresiyle maksimum frekans sapmasının (maximum frequency deviation) çarpımı 0.01'den küçük ise ÇEK'in minimize edilmesi mümkün olmaktadır [140], [141]. Yukarı ve aşağı hat için ÇT-KBÇE'nin frekans kaymalarına olan duyarlılığı [142]'de ortogonal yayma dizileri için araştırılmıştır. Bu çalışmaya göre, hem yukarı hem de aşağı hat için ÇT-KBÇE'nin performansı, maksimum frekans kaymasının taşıyıcının bant genişliğine olan oranının artmasıyla azalmaktadır. Bu azalma yukarı hatta, aşağı hattakinden daha fazladır, çünkü yukarı hatta ÇEK mevcuttur ve ÇT-KBÇE için MOKH tabanlı çoklu kullanıcı detektörünün frekans kaymasından kaynaklanan kötüleşme belli bir miktarda telafi edilebilir [63]. Ayrıca, yaklaşık eşzamanlı ÇT-KBÇE için taşıyıcı bantların sürekli veya ayrık olması durumları incelenmiştir. Sürekli eşlemede bir kullanıcının frekans taşıyıcıları ardışık olarak seçilmektedir, fakat ayrık eşlemede kullanıcının frekans taşıyıcıları birbirlerinden diğer kullanıcıların taşıyıcıları tarafından ayrılmıştır. ÇT-KBÇE'nin performansının taşıyıcı bantların sürekli seçilmesiyle arttığı gözlenmiştir [63]. ÇT-KBÇE'nin bit hata hızını azaltmanın bir diğer yolu da Shigehiko Tsumura ve Shinsuke Hara tarafından önerilen işaretleşme formatının kullanılmasıdır. Bu işaretleşme formatında her sembolün başına ve sonuna koruma aralıkları eklenmiştir [95]. Sonuç olarak, yukarı hat haberleşmesinde ÇT-KBÇE'nin performansı çoklu kullanıcıların farklı gecikmelerinden, farklı sönmelerden ve farklı frekans

kaymalarından muzdariptir [95], [61], [63], [87]. ÇT-KBÇE'nin frekans kaymalarına olan duyarlılığı hala araştırılmaya müsaittir.

Yaklaşık eşzamanlı KBÇE üzerinde yapılmış diğer çalışmalardan biri yaklaşık eşzamanlı KBÇE'nin çokyollu sönümlmeli kanallardaki performansını, En Büyük Oran Birleştiricisi [EBOB, Maximal Ratio Diversity Combiner (MRDC)] veya Seçme Çeşitlilik Birleştiricisi [SÇB, Selection Diversity Reception (SDR)] kullanılarak analiz edildiği sistemdir [143]. Frekans seçici kanallarda yaklaşık eşzamanlı KBÇE sistemi için kör (blind) çoklu kullanıcı tespit problemi Peter K. P. Cheung, Predrag B. Rapajic, Rodney A. Kennedy tarafından incelenmiştir [64]. Bu çalışmada, önerilmiş olan RAKE alıcısı karşılayıcı filtreler yerine FIR filtreleri kullanılmaktadır. FIR filtrelerinin katsayıları Sabit Modül Algoritması [SMA, Constant Modulus Algorithm (CMA)] algoritmasıyla uyarlanmaktadır.

Diğer bir çalışmada ise ortogonal (Walsh-Hadamard) yayma dizilerini kullanan yaklaşık eşzamanlı KBÇE'nin yüksek dereceden modülasyon teknikleri için performansı araştırılmıştır [144]. Yüksek dereceden modülasyon türleri M-seviyeli Dörtlü Genlik Modülasyonu [M-DÖGM, M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)], M-seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama [M-FKA, M-ary Phase-Shift Keying (M-PSK)] için incelenmiştir. Modülasyonun derecesi arttıkça sistemin eşzamanlaşma hatalarına olan duyarlılığının arttığı gösterilmiştir. L ($L \geq 2$) tane ortogonal yüzeyden oluşan işaret uzayını kullanan yaklaşık eşzamanlı Kafes Kodlamalı [KK, Trellis-Coded (TC)] KBÇE sistemi [145]'de incelenmiştir.

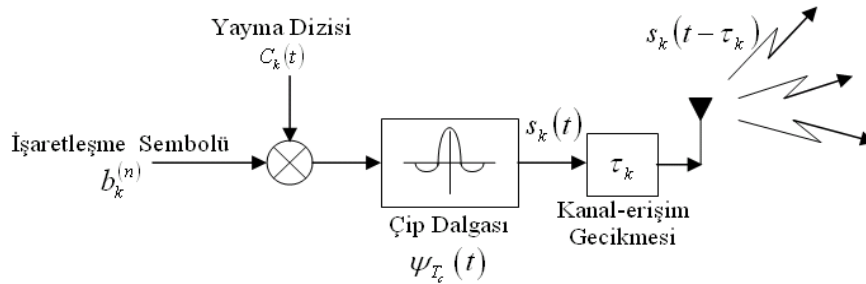
KBÇE sistemlerinin kapasitelerini ve performanslarını iyileştirmek için bir diğer yol ise hem gezgin kullanıcılarda hem de baz istasyonunda çok sayıda anten kullanılmasıdır. Çok sayıda anten kullanmak haberleşme kanalındaki çeşitliliği arttırmaktadır ve ortaya çıkan haberleşme kanalına ÇGÇÇ kanal denir. ÇGÇÇ sistemlerde sistem maliyetini azaltmak ve iletim kalitesini arttırmak için uzay-zaman blok kodlarıyla optimum anten seçme tekniğinin kullanılması etkili bir yaklaşımdır. Gezgin iletişim sistemlerinde sönümlleme etkisi en önemli bozucu etkilerden bir tanesidir. Bu etkiyi azaltabilmek için ÇGÇÇ teknikleri geliştirilmiştir [146], [147]. Yaklaşık eşzamanlı KBÇE sistemlerinde uzay-zaman kodlamanın, çoklu kullanıcı

detektörlerin performanslarını arttıracak tahmin edilmektedir. Literatürde yapılan araştırmalar neticesinde, uzay zaman kodlamalı yaklaşık eşzamanlı KBÇE sisteminin performans analizi, kapasitesi ve bit hata olasılığı verimliliği üzerine bir çalışmaya rastlanmamıştır.

Sonuç olarak, yaklaşık eşzamanlı KBÇE, son yıllarda araştırmacıların dikkatini çeken açık bir sahadır. Açık çalışmalar şu şekilde verilebilir: Çokyollu ve frekans seçici kanallarda, basit uyarlamalı filtreler gezgin kullanıcılarda uygulanarak yaklaşık eşzamanlı KBÇE'nin kararlılığı artırılabilir. Faz tahminli (Coherent) karar doğrultulu GKÇ yaklaşık eşzamanlı çok-hızlı (multirate) KBÇE için incelenebilir. Uzay-zaman kodlamalı çoklu kullanıcı detektörlerinin yaklaşık eşzamanlı KBÇE'nin performansını arttıracak düşünülmektedir. Hatta, yaklaşık eşzamanlı iki-hızlı (double rate) KBÇE sisteminin performansı da incelenebilir.

4.1. Verici Modeli

Bu çalışmada K tane kullanıcıdan oluşan yaklaşık eşzamanlı haberleşme kanalında gezgin kullanıcılardan baz istasyonuna olan yukarı hat (uplink) için DY-KBÇE dikkate alınmıştır. Gezgin kullanıcılara belirli yayma dizileri atanmıştır. Böylece aynı kanal kaynakları ortaklaşa kullanılabilir. Ayrıca, yaklaşık eşzamanlı haberleşme kanalı modelinden dolayı gezgin kullanıcılar arasındaki zamanlama hatası bir chip süresinin küçük bir kısmına sınırlandırılmıştır. Şekil 4.4'te verici modelinin şematik gösterilimi verilmiştir. Gezgin kullanıcıların bilgi işaretleri M-karşılıklı bağımsız FKA modülasyonlu sembollerin dizisinden oluşmaktadır.



Şekil 4.4 YE-KBÇE sisteminde k . gezgin kullanıcı için verici modeli.

Şekil 4.4’de verilen verici yapısının yardımıyla, k . gezgin kullanıcının nT_b örnekleme anlarında ($n \in \mathbb{Z}$ zamanda iletilen sembol indisidir) tarafından iletilen işaret [56], [61]

$$s_k(t) = \sum_n \sqrt{P_k} b_k^{(n)} C_k(t - nT_b - \tau_k) \quad (4.5)$$

şeklinde verilebilir. Burada T_b ve τ_k parametreleri sırasıyla sistemdeki k . gezgin kullanıcının $\{b_k^{(n)}\}$ bilgi sembollerinin süresi ve yaklaşık eşzamanlı (quasisynchronous) gecikmesidir. P_k ve $b_k^{(n)} \in \mathbb{C}$ parametreleri ise k . gezgin kullanıcının iletim gücünü ve ilettiği bilgi sembollerini ifade etmektedir. Ayrıca, k . gezgin kullanıcının yayma dalga formu $C_k(t)$ ise

$$C_k(t) = \sum_{m=0}^{N-1} C_k^{(m)} \psi_{T_c}(t - mT_c), \quad 0 < t \leq T_b \quad (4.6)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada T_c ve $C_k^{(m)}$ sırasıyla yayma kazancı N ($T_b = NT_c$)’ye göre çip süresini ve k . gezgin kullanıcıya verilmiş olan yayma dizisinin çip değerlerini ifade etmektedir. $\psi_{T_c}(t)$ ise herhangi bir çip-sınırlı (çip-limited) çip dalga formunu ifade etmektedir. Bu çalışmada performans ifadeleri, herhangi bir çip-sınırlı çip dalga formu için elde edilmiştir. Fakat benzetim ve nümerik sonuçları aşağıdaki çip dalga formları için elde edilmiştir [148],

$$\text{Dikdörtgen} \quad \psi_{T_c}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_c}} \Pi_{T_c}(t) \quad (4.7)$$

$$\text{Yarım-Sinüs} \quad \psi_{T_c}(t) = \sqrt{\frac{2}{T_c}} \sin\left(\pi \frac{t}{T_c}\right) \Pi_{T_c}(t) \quad (4.8)$$

$$\text{Yükseltilmiş-Kosinüs} \quad \psi_{T_c}(t) = \sqrt{\frac{2}{3T_c}} \left[1 - \cos\left(2\pi \frac{t}{T_c}\right)\right] \Pi_{T_c}(t) \quad (4.9)$$

Burada, $\Pi_T(t)$ simgesi T süreli birim genlikli darbeyi ifade etmektedir.

Pratikte çok iyi bilinir ki, gezgin kullanıcıların iletimleri alıcı tarafında hiçbir zaman eşzamanlı yapılamaz (ama yaklaşık eşzamanlı veya eşzamansız olabilirler). Çünkü, yukarı-hat (uplink / reverse) haberleşmesinde gezgin kullanıcıların baz istasyonu ile olan mesafeleri birbirinden farklıdır. Dolayısıyla, gezgin kullanıcıların işaretleri arasında göreceli bir maksimum gecikme olacaktır. Eşzamansız haberleşmede, (kanalın çokyol yapısı düşünülmeden) gezgin kullanıcıların birbirlerine göre olan bu maksimum gecikmeleri bir sembol süresinde sınırlıdır. Fakat yaklaşık eşzamanlı haberleşmede bu maksimum gecikme bir çipin çok küçük bir parçasına sınırlandırılmıştır. Dolayısıyla, sistemdeki k . gezgin kullanıcının alıcıdaki zamanlamaya göre gecikmesi $\tau_k = \Delta_k T_c$ [61] şeklinde verilebilir. Burada, Δ_k parametresine k . gezgin kullanıcının normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmesi denir ($-\Delta_s/2 \leq \Delta_k \leq \Delta_s/2$). Δ_s ise gezgin kullanıcıların birbirlerine olan yaklaşık eşzamanlı gecikmelerinin alabileceği en büyük değerdir ve maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikme adı verilir ($0 < \Delta_s < 1$) [61], [126], [127].

4.2. Çokyollu Sönümlemeli Kanal Modeli

Çokyollu sönümlemeli telsiz haberleşme kanallarında, alıcıda kanaldan alınan işaret, verici tarafından iletilen işaretin çok sayıda farklı faz ve genlikte kopyalarından oluşmaktadır [48]. Frekansta seçici olan zamanda seçici olmayan çokyollu sönümlemeli kanallar için en çok benimsenmiş kanal modeli, sonlu sayıda (uzunlukta) çip süresince ayırık gecikme elemanlarından (tırmıklardan) oluşmaktadır [149]. Öyle ki, k . gezgin kullanıcı için bu telsiz haberleşme kanalının nT_b örnekleme anındaki dürtü (impulse) cevabı

$$h_k^{(n)}(t) \approx \sum_{l=0}^{L_c-1} h_{k,l}^{(n)} \delta(t - lT_c) \quad (4.10)$$

şeklinde verilebilir. Burada, $L_c \approx [T_m T_c] \ll N$ parametresi alıcıda kanalın çözülebilir yol sayısını göstermektedir. T_m ise kanalın maksimum gecikmesidir (multipath delay

spread). Önerilen kanal frekansta seçici olduğundan, L_c 'nin yayma kazancı (N)'den küçük olacağı aşikârdır. (4.10) denkleminde görülen $\{h_{k,l}^{(n)}\}$ kanal katsayıları, çokyollu kanaldaki her bir çözülebilir yolun kompleks değerli sönümleme genliklerini ifade etmektedir. Bu sönümleme genlikleri $h_{k,l}^{(n)} = \alpha_{k,l}^{(n)} \exp(j\varphi_{k,l}^{(n)})$ şeklinde ifade edilmektedir. Her bir çözülebilir yolun fazı, $\varphi_{k,l}^{(n)}$ düzgün olarak $(-\pi, \pi]$ aralığında dağılıma sahip rastgele değişken olarak modellenmektedir. Her bir çözülebilir yolun sönümleme zarfı (genliği), $\alpha_{k,l}^{(n)}$ ise GGZ3 dağılımlı rastgele değişken olarak modellenmektedir. k . gezgin kullanıcının nT_b örnekleme anında l . çözülebilir yoldaki sönümleme genliğinin $\alpha_{k,l}^{(n)}$ olasılık yoğunluk fonksiyonu [32]

$$p_{\alpha_{k,l}^{(n)}}(\alpha) = \frac{2\xi \alpha^{2\xi m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_{k,l}}\right)^m \exp\left(-\frac{m\alpha^{2\xi}}{\Omega_{k,l}}\right), \quad 0 \leq \alpha < \infty \quad (4.11)$$

şeklinde verilmektedir. (4.11)'de $\Omega_{k,l}$ parametresi k . kullanıcının l . çözülebilir yoldaki işaret gücünün ortalamasını ifade etmektedir. Öyle ki, $\Omega_{k,l} = E\left[\left(\alpha_{k,l}^{(n)}\right)^2\right]$ şeklinde gösterilir. Burada, $E\left[\left(\alpha_{k,l}^{(n)}\right)^2\right]$, Çokyol Yoğunluk Profili [ÇYP, Multipath Intensity Profile (MIP)] terimidir. Kentsel mekânlarda ve iç mekânlarda ÇYP'nin üstel olarak azaldığı kabul edilmektedir [225], [226]. Üstel olarak azalan güç dağılımı

$$\Omega_{k,l} = E\left[\left(\alpha_{k,l}^{(n)}\right)^2\right] = \Omega_{k,0} \exp(-\rho l), \quad \rho > 0 \quad (4.12)$$

olarak ifade edilir. Burada, $\Omega_{k,0}$ terimi ilk çözülebilir yolun ortalama işaret gücüdür ve ρ parametresi çözülebilir yolların ortalama gücünün azalım hızıdır. l . çözülebilir yoldaki anlık (the instantaneous) İGO'nun, $\gamma_{k,l}^{(n)} = \left(\alpha_{k,l}^{(n)}\right)^2 P_k / N_T$ olasılık yoğunluk fonksiyonu, l . çözülebilir yolun ortalama İGO'su, $\bar{\gamma}_{k,l} = E\left[\left(\alpha_{k,l}^{(n)}\right)^2\right] P_k / N_T$ cinsinden ifade edilebilir (N_T terimi l . çözülebilir yoldaki işaretin maruz kaldığı toplam gürültünün varyansını ifade etmektedir) [32]:

$$p_{\gamma_{k,l}^{(n)}}(\gamma) = \xi \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}_{k,l}} \right)^{m\xi} \frac{\gamma^{\xi m-1}}{\Gamma(m)} \exp \left(- \left(\frac{\beta\gamma}{\bar{\gamma}_{k,l}} \right)^{\xi} \right), \quad 0 \leq \gamma < \infty \quad (4.13)$$

Burada, $\beta = \Gamma(m + 1/\xi)/\Gamma(m)$ 'dir.

4.3. Alıcı Modeli

Alıcıda, bütün gezgin kullanıcılardan alınan toplam işaret, çipler cinsinden

$$r(t) = \sum_n \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L_c-1} \sqrt{P_k} b_k^{(n)} \times \quad (4.14)$$

$$C_k^{(m)} h_{k,l}^{(n)} \psi_{T_c}(t - nT_b - mT_c - lT_c - \Delta_k T_c) + n(t)$$

şeklinde ifade edilir [5], [7]. Burada n, k, m , ve l parametreleri sırasıyla, gezgin kullanıcıların bilgi sembollerinin, gezgin kullanıcıların, çiplerin ve çözülebilir yolların indislerini ifade etmektedir. $n(t)$ ise sıfır ortalamalı ve N_0 spectral yoğunluklu kompleks TBGG'nü ifade etmektedir. Baz istasyonunda k . gezgin kullanıcı için alıcı yapısı Şekil 4.5'de resmedilmiştir. k . gezgin kullanıcı için EBOB alıcı yapısı tırmıklardan (fingers) oluşmaktadır. Tırmıkların her biri farklı bir çözülebilir yola senkronize olmuştur. Şekil 4.5'te görüldüğü gibi kanaldan alınan $r(t)$ işareti $\psi_{T_c}(T_c - t)$ ile filtrelenmekte ve ardından $nT_b + mT_c$ anlarında

$$r_k^{(m,n)} \triangleq \int_{nT_b+mT_c}^{nT_b+(m+1)T_c} r(t) \psi_{T_c}(t - nT_b - mT_c - \Delta_k T_c) dt \quad (4.15)$$

şeklinde örneklenmektedir.

Karşılıyıcı filtrenin çıkışındaki bu örnekler, sistemde kullanılan çip-sınırlı çip dalga formunun kısmi ilişki fonksiyonları cinsinden

$$\begin{aligned}
r_k^{(m,n)} = & \sum_{j=1}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \sqrt{P_j} R_\psi(\hat{\Delta}_j) b_j^{(n+\llbracket m-l \rrbracket_N)} h_{j,l}^{(n+\llbracket m-l \rrbracket_N)} C_k^{((m-l)_N)} + \\
& \sum_{j=1}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \sqrt{P_j} \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j) b_j^{(n+\llbracket m-l \rrbracket_N)} h_{j,l}^{(n+\llbracket m-l \rrbracket_N)} C_k^{((m-l)_N)} + \quad (4.16) \\
& \sqrt{\frac{N_0 T_c}{2N}} \eta
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilmektedir [5], [7]. Burada, η parametresi sıfır ortalamalı ve birim varyanslı kompleks TBGG'nü modelleyen rastgele değişkendir. $\llbracket x \rrbracket_y$ ve $(x)_y$ fonksiyonları sırasıyla x 'in y 'ye göre genişletilmiş işaret ve mod fonksiyonlarıdır. Genişletilmiş işaret fonksiyonu, işaret fonksiyonunun genelleştirilmiş halidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

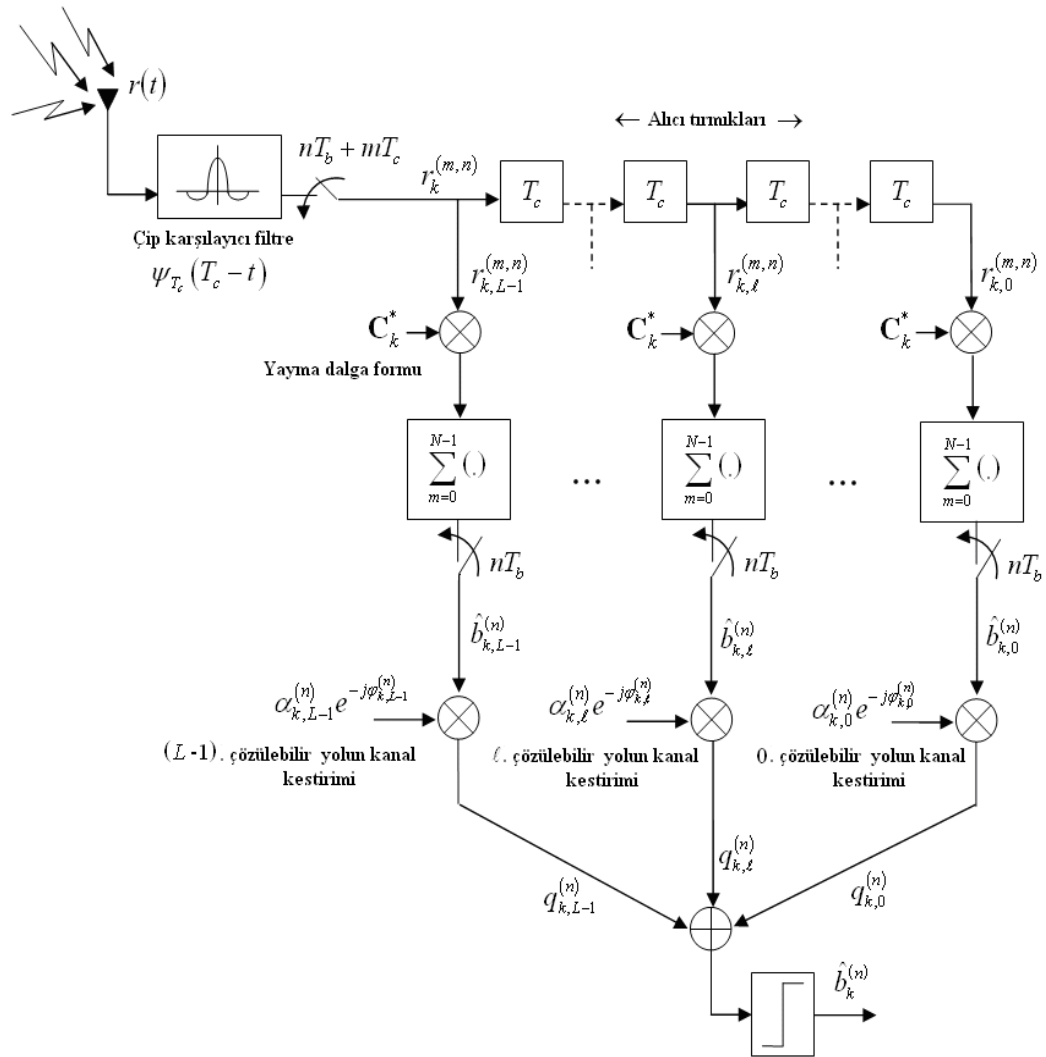
$$\llbracket x \rrbracket_y \triangleq \begin{cases} -1, & x < 0 \\ +1, & x > y \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.17)$$

Burada, $x, y \in \mathbb{Z}$ ve $y \geq 0$.

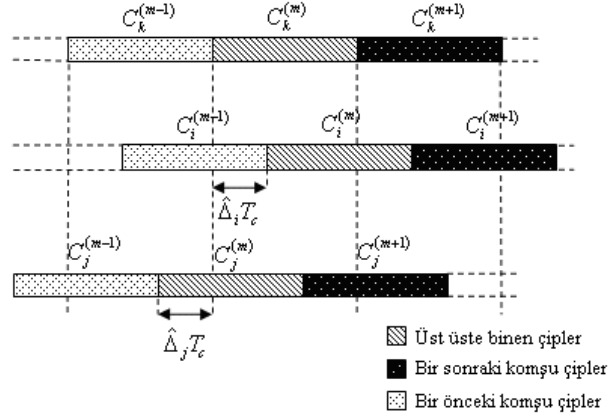
Şekil 4.6'da görüldüğü gibi, YE-KBÇE'de gezgin kullanıcıların yayma dizilerinin çipleri birbirlerine göre zamanda küçük bir şekilde kaymışlardır, $\hat{\tau}_j \triangleq \tau_j - \tau_k = \Delta_j T_c - \Delta_k T_c$ fakat eşzamanlı (synchronous) KBÇE'de ilgili çipler üst üste binmektedir. Dolayısıyla, (4.16)'da j . gezgin kullanıcının k . gezgin kullanıcıya göre normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmesi $\hat{\Delta}_j \triangleq \hat{\tau}_j / T_c = \Delta_j - \Delta_k$ ile gösterilmektedir. (4.16)'da $R_\psi(\hat{\Delta}_j)$ ve $\hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)$ terimleri ise üst üste binen çiplerin ve üst üste binmiş komşu çipler için kısmi özilişki fonksiyonudur ve aşağıdaki gibi tanımlanırlar:

$$R_{\psi}(\Delta) = \begin{cases} \int_0^{(1-\Delta)T_c} \psi_{T_c}(t + \Delta T_c) \psi_{T_c}(t) dt, & 0 \leq \Delta < 1 \\ \int_0^{(1+\Delta)T_c} \psi_{T_c}(t) \psi_{T_c}(t - \Delta T_c) dt, & -1 \leq \Delta < 0 \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.18)$$

$$\hat{R}_{\psi}(\Delta) = \begin{cases} \int_0^{\Delta T_c} \psi_{T_c}(t) \psi_{T_c}(t + T_c - \Delta T_c) dt, & 0 \leq \Delta < 1 \\ \int_0^{-\Delta T_c} \psi_{T_c}(t + T_c + \Delta T_c) \psi_{T_c}(t) dt, & -1 \leq \Delta < 0 \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.19)$$



Şekil 4.5 YE-KBÇE sisteminde k . gezgin kullanıcı için alıcı yapısı.



Şekil 4.6 YE-KBÇE sisteminde i ve j . gezgin kullanıcının k . gezgin kullanıcıya göre yaklaşık eşzamanlı gecikmesi.

Çip dalga formlarının çip-sınırlı ve birim enerjili olmasından dolayı $R_\psi(0) = 1$ ve $\hat{R}_\psi(0) = 0$ 'dir. Bildiğimiz kadarıyla, literatürdeki yaklaşık eşzamanlı haberleşme konusundaki çalışmalarda elde edilen sonuçların çoğu dikdörtgen çip dalga formu için verilmiştir; çünkü dikdörtgen çip dalga formunun kısmi ilişki fonksiyonları basittir [56], [61], [125], [126], [127], [144]. (4.7), (4.8) ve (4.9)'da verilen çip dalga formlarının kısmi ilişki fonksiyonları bu çalışmayla elde edilmiştir ve Tablo 4.1'de verilmiştir.

Tablo 4.1 Dikdörtgen, Yarım-Sinüs ve Yükseltilmiş Kosinüs Çip Dalga Formlarının Kısmi İlişki Fonksiyonları

Çip Dalga Formu	Üst üste binen çip dalga formunun kısmi ilişki fonksiyonu $R_\psi(\Delta)$	Üst üste binmiş çip dalga formunun kısmi ilişki fonksiyonu $\hat{R}_\psi(\Delta)$
Dikdörtgen	$1 - \Delta $	$ \Delta $
Yarım-Sinüs	$(1 - \Delta)\cos(\pi \Delta) + \frac{1}{\pi}\sin(\pi \Delta)$	$ \Delta \cos(\pi \Delta) - \frac{1}{\pi}\sin(\pi \Delta)$
Yükseltilmiş Kosinüs	$\frac{1}{3}(1 - \Delta)(2 + \cos(\pi \Delta)) - \frac{1}{3\pi}\sin(\pi \Delta)$	$\frac{1}{3} \Delta (2 + \cos(\pi \Delta)) + \frac{1}{3\pi}\sin(\pi \Delta)$

Gezgin kullanıcıların gecikmelerinin $\forall j, \tau_j = \Delta_j T_c$ modellenmesinin sonucu olarak, j . gezgin kullanıcının k . gezgin kullanıcıya ($j \neq k$) göre olan, gecikmesi $\hat{\tau}_j = \tau_j - \tau_k$ şeklinde ifade edilir. Dolayısıyla, j . gezgin kullanıcının k . gezgin kullanıcıya ($j \neq k$) göre olan normalize edilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmesi $\Delta \triangleq \hat{\Delta}_j = \Delta_j - \Delta_k$ olarak ifade edilmiştir.

Şekil 4.5'te görüldüğü gibi, karşılayıcı filtrelemeyle ve ardından örneklemeyle elde edilen $\{r_k^{(m,n)}\}$ örnekleri sonlu-uzunlukta (sayıda) ayrı bir çiplik gecikme elemanlarıyla geciktirilmektedir. Burada, tırmıkların sayısı EBOB alıcının çeşitlilik sayısını göstermektedir ve kanalın istenilen çözünürlüğe, alıcıdaki karmaşıklığa ve çokyol gecikme yayılımına göre L seçilmektedir ($L \geq L_c$). Daha sonra, tırmıklardaki

örnekler, k . gezgin kullanıcının yayma dizisiyle ilişkilendirilmektedir ve nT_b anında örneklenmektedir. Sonuç olarak, p . tırmık sayesinde kanaldan alınan bilgi sembolleri [4]

$$\hat{b}_{k,p}^{(n)} = \sum_{m=0}^{N-1} r_k^{(m-L+p+1,n)} \left(C_k^{(m)} \right)^*, \quad p = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (4.20)$$

şeklinde ifade edilebilir. Hatta bu ifade, gezgin kullanıcıların sembolleri, kanal sönümlemesi, yayma dizilerinin kısmi ilişkileri, çip dalga formlarının kısmi ilişkileri ve TBGG cinsinden [4]

$$\begin{aligned} \hat{b}_{k,p}^{(n)} = & \sqrt{P_k} b_k^{(n)} h_{k,p}^{(n)} + \\ & \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq p}}^{L_c-1} \sqrt{P_k} b_k^{(n)} h_{k,l}^{(n)} R_{kk}(p-l) + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq p}}^{L_c-1} \sqrt{P_k} b_k^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} h_{k,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} \hat{R}_{kk}(p-l) + \\ & \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \sqrt{P_j} b_j^{(n)} h_{j,l}^{(n)} \{ R_{\psi}(\hat{\Delta}_j) R_{jk}(p-l) + \hat{R}_{\psi}(\hat{\Delta}_j) R_{jk}(p-l + \llbracket \hat{\Delta}_j \rrbracket) \} + \\ & \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \sqrt{P_j} b_j^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} h_{j,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} \{ R_{\psi}(\hat{\Delta}_j) R_{jk}(p-l) \\ & + \hat{R}_{\psi}(\hat{\Delta}_j) R_{jk}(p-l + \llbracket \hat{\Delta}_j \rrbracket) \} + \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$\sqrt{\frac{N_0 T_b}{2}} \eta$$

şeklinde ifade edilebilir [5], [7]. Burada, genişletilmiş işaret fonksiyonunun limit durumu $\lim_{y \rightarrow 0} \llbracket x \rrbracket_y = \llbracket x \rrbracket$, işaret fonksiyonudur ve x negatif ise -1, sıfır ise 0 ve pozitif ise +1 verir. Ayrıca $R_{jk}(l)$ ve $\hat{R}_{jk}(l)$ terimleri de, üst üste binen sembollerden (aynı n indisli semboller) ve üst üste binmiş komşu sembollerden ($n \pm 1$ indisli

sembollerden) dolayı, j . gezgin kullanıcıyla k . gezgin kullanıcının yayma dizileri arasındaki karşı ilişki fonksiyonlardır ve tanımları

$$R_{jk}(l) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{N-l-1} C_j^{(m+l)} (C_k^{(m)})^* , & 0 \leq l < N \\ \sum_{m=0}^{N+l-1} C_j^{(m)} (C_k^{(m-l)})^* , & -N \leq l < 0 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\hat{R}_{jk}(l) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{l-1} C_j^{(m)} (C_k^{(m+N-l)})^* , & 0 \leq l < N \\ \sum_{m=0}^{-l-1} C_j^{(m+N+l)} (C_k^{(m)})^* , & -N \leq l < 0 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (4.23)$$

şeklinde verilmektedir [150]. Gezgin kullanıcıların dizileri birim enerjili (yani çiplerin genlikleri $1/\sqrt{N}$) ve Hadamard yayma dizileri gibi birbirlerine ortogonal olduğundan $j = k$ için $R_{jk}(0) = 1$ ve $j \neq k$ için $R_{jk}(0) = 0$ 'dır.

Alıcıda, her bir çözülebilir yolun sönümlleme genliğinin (zarfının) $\alpha_{k,p}^{(n)}$ ve sönümlleme fazının $\varphi_{k,p}^{(n)}$ mükemmel bir şekilde (hatasız olarak) kestirildiği (tahmin edildiği) kabul edilmektedir. Bu durumda, nT_b örnekleme anında p . tırmık için elde edilen karar değişkeni, $q_{k,p}^{(n)}$, $p = 0, \dots, L - 1$

$$q_{k,p}^{(n)} = \hat{b}_{k,p}^{(n)} \alpha_{k,p}^{(n)} \exp(-i\varphi_{k,p}^{(n)}) \quad (4.24)$$

şeklinde tırmıktan elde edilen $\hat{b}_{k,p}^{(n)}$ işaretinin, $\varphi_{k,p}^{(n)}$ fazının doğrultulması (yok edilmesi) ve sönümlleme genliği $\alpha_{k,p}^{(n)}$ ile ağırlıklaştırılmasıyla elde edilir. Sonuç olarak, k . gezgin kullanıcı için elde edilen karar değişkeni, istenen k . gezgin kullanıcının işareti, kanalın çokyollu olmasından dolayı k . gezgin kullanıcının işaretinden kaynaklanan Semboller Arası Karışım [SAK, Intersymbol Interference (ISI)] ve gezgin kullanıcıların üst üste binen ve üst üste binmiş olan komşu sembollerinden ve kanalın çokyol yapısından kaynaklanan ÇEK ve TBGG bileşenleri cinsinden ifade edilebilir:

$$q_{k,p}^{(n)} = D_{k,p}^{(n)} + ISI_{k,p}^{(n)} + MAI_{k,p}^{(n)} + \eta_{k,p}^{(n)} \quad (4.25)$$

Burada $D_{k,p}^{(n)}$ istenen işaretidir ve

$$D_{k,p}^{(n)} = \sqrt{P_k} b_k^{(n)} \left(\alpha_{k,p}^{(n)} \right)^2 \quad (4.26)$$

şeklinde verilir. (4.25)'de $ISI_{k,p}^{(n)}$ terimi ise kanalın çokyollu yapısından dolayı k . gezgin kullanıcının kendi işaretinden kaynaklanan SAK'ı ifade etmektedir. Bu SAK bileşeni, çözülebilir yollarla ilişkili SAK bileşenleri cinsinden

$$ISI_{k,p}^{(n)} = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq p}}^{L_c-1} \left(I_{k,lp}^{(n)} + \hat{I}_{k,lp}^{(n)} \right) \quad (4.27)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada, $I_{k,lp}^{(n)}$ ve $\hat{I}_{k,lp}^{(n)}$ SAK bileşenleri sırasıyla, l . çözülebilir yolda üst üste binmiş olan sembollerden ve üst üste binmiş komşu (bir önceki / bir sonraki) sembollerden kaynaklanmaktadır. Bu bileşenlerin, l . çözülebilir yol için açık ifadeleri

$$I_{k,lp}^{(n)} = \sqrt{P_k} b_k^{(n)} \alpha_{k,p}^{(n)} \alpha_{k,l}^{(n)} e^{i(\varphi_{k,l}^{(n)} - \varphi_{k,p}^{(n)})} R_{kk}(p-l) \quad (4.28)$$

$$\hat{I}_{k,lp}^{(n)} = \sqrt{P_k} b_k^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} \alpha_{k,p}^{(n)} \alpha_{k,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} e^{i(\varphi_{k,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} - \varphi_{k,p}^{(n)})} \hat{R}_{kk}(p-l) \quad (4.29)$$

şeklinde verilmektedir [5], [7]. (4.25)'de $MAI_{k,p}^{(n)}$ terimi de diğer gezgin kullanıcıların yaklaşık eşzamanlı gecikmelerinden, sembollerinden ve kanalın çokyollu yapısından kaynaklanan ÇEK'i ifade etmektedir. Bu ÇEK terimi de diğer gezgin kullanıcıların maruz kaldığı çözülebilir yollar cinsinden

$$MAI_{k,p}^{(n)} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \left(M_{jk,lp}^{(n)} + \hat{M}_{jk,lp}^{(n)} \right) \quad (4.30)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $M_{jk,lp}^{(n)}$ ve $\hat{M}_{jk,lp}^{(n)}$ ÇEK bileşenleridir ve

$$M_{jk,lp}^{(n)} = \sqrt{P_j} b_j^{(n)} \alpha_{k,p}^{(n)} \alpha_{j,l}^{(n)} e^{i(\varphi_{j,l}^{(n)} - \varphi_{k,p}^{(n)})} R_\psi(\hat{\Delta}_j) R_{jk}(p-l) + \sqrt{P_j} b_j^{(n)} \alpha_{k,p}^{(n)} \alpha_{j,l}^{(n)} e^{i(\varphi_{j,l}^{(n)} - \varphi_{k,p}^{(n)})} \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j) R_{jk}(p-l + \llbracket \hat{\Delta}_j \rrbracket) \quad (4.31)$$

$$\hat{M}_{jk,lp}^{(n)} = \sqrt{P_j} b_j^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} \alpha_{k,p}^{(n)} \alpha_{j,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} e^{i(\varphi_{j,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} - \varphi_{k,p}^{(n)})} R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_{jk}(p-l) + \sqrt{P_j} b_j^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} \alpha_{k,p}^{(n)} \alpha_{j,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} e^{i(\varphi_{j,l}^{(n+\llbracket p-l \rrbracket)} - \varphi_{k,p}^{(n)})} \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_{jk}(p-l + \llbracket \hat{\Delta}_j \rrbracket) \quad (4.32)$$

olarak tanımlıdır [5], [7]. Şekil 4.6’da görüldüğü gibi (4.31) ve (4.32)’deki ilk terimler ve ikinci terimler sırasıyla, üst üste binen ve üst üste binmiş çiplerden kaynaklanan ÇEK’lerdir. Ayrıca, (4.25)’de $\eta_{k,p}^{(n)}$ bileşeni de p . çözülebilir yolun TBGG’südür ve

$$\eta_{k,p}^{(n)} = \alpha_{k,p}^{(n)} e^{-i\varphi_{k,p}^{(n)}} \sqrt{\frac{N_0 T_b}{2}} \eta \quad (4.33)$$

şeklinde tanımlıdır. Sonunda, EBOB’un çıkışında k . gezgin kullanıcı, $1 \leq k \leq K$ için karar rastgele değişkeni

$$\hat{b}_k^{(n)} = \sum_{p=0}^{L-1} q_{k,p}^{(n)} \quad (4.34)$$

şeklinde elde edilir.

4.4. Performans Analizi

Bu alt bölümde, YE-KBÇE’nin M-seviyeli modülasyonlu işaretlemesi için Sembol Hata Olasılığı / Oranı [SHO, Probability of Symbol Error (PSE)] performansı, herhangi bir çip-sınırlı çip dalga formu ve herhangi bir deterministik yayma dizisi ve çokyollu GGZ3 sönmülemeli kanallar için elde edilmiştir.

Analizlerde, Şekil 4.5'te gösterilen ve (4.34) denkleminde verilen $\hat{b}_k^{(n)}$ karar değişkeninin istatistiksel özellikleri Gauss yaklaşımı kullanılarak bulunmuştur.

4.4.1. Performans İfadesinin Bulunması

Hem ÇEK hem de SAK, TBGG olarak modellenmiştir [151]. Gauss yaklaşımı düşük İGO'larda ve çok sayıda gezgin kullanıcı için veya bir kaç gezgin kullanıcı ve yüksek yayma kazancı için kullanılmaktadır [61], [152], [153]. Bu nedenle, yaklaşımlarımızda hem yayma kazancı büyük hem de sistemdeki gezgin kullanıcıların sayısı yüksek seçilmiştir. Sonuç olarak, k . gezgin kullanıcının SHO performansını elde etmek için (4.25)'de verilen $q_{k,p}^{(n)}$ karar rastgele değişkenindeki SAK ve ÇEK'in istatistiksel özellikleri Gauss yaklaşımıyla bulunmuştur. Ayrıca, yayma dizilerinin arasındaki kısmi ilişki fonksiyonları sayesinde iki gezgin kullanıcının (j . ve k . gezgin kullanıcıların) arasındaki yardımcı karesel (squared) ilişki fonksiyonları elde edilmiştir. Bu fonksiyonlar sayesinde k . gezgin kullanıcının alıcısındaki p . tırmıktaki $q_{k,p}^{(n)}$ karar değişkeni incelenmiştir. Bu yardımcı fonksiyonlar [4]

$$Z_{jk}^I(l) = R_{jk}^2(l) + \hat{R}_{jk}^2(l) \quad (4.35)$$

$$Z_{jk}^{II}(l) = \frac{1}{2} \Re \{ R_{jk}(l-1)R_{jk}^*(l) + \hat{R}_{jk}(l-1)\hat{R}_{jk}^*(l) + R_{jk}(l+1)R_{jk}^*(l) + \hat{R}_{jk}(l+1)\hat{R}_{jk}^*(l) \} \quad (4.36)$$

$$Z_{jk}^{III}(l) = \frac{1}{2} \{ R_{jk}^2(l-1) + \hat{R}_{jk}^2(l-1) + R_{jk}^2(l+1) + \hat{R}_{jk}^2(l+1) \} \quad (4.37)$$

şeklinde elde edilmiştir [5], [7]. Burada, $\Re\{\cdot\}$ reel kısım operatörüdür. Daha önceden belirtildiği gibi, her nT_b anında alıcıda sönümleme genliği $\alpha_{k,p}^{(n)}$ ve sönümleme fazı $\varphi_{k,p}^{(n)}$, nin hatasız olarak kestirildiği kabul edilmektedir. Dolayısıyla, k . kullanıcının bilgi sembollerinin kararında $\alpha_{k,p}^{(n)}$ ve $\varphi_{k,p}^{(n)}$ sabit kabul edilirken, diğer gezgin kullanıcıların sönümleme genlikleri $\{\alpha_{j,l}^{(n)}\}$, $\forall j \neq k$ GGZ3 dağılımlı rastgele,

sönümlenme fazları $\{\varphi_{j,l}^{(n)}\}$, $\forall j \neq k$ da $[0, 2\pi)$ aralığında düzgün dağılımlı rastgele değişkenler olarak modellenmektedirler. Ayrıca, her bir gezgin kullanıcının normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmesi, Δ_j , $1 \leq j \leq K$ ise $-\Delta_s/2 < \Delta < \Delta_s/2$ aralığında düzgün dağılımlı rastgele değişken olarak modellenmektedir. Burada, $0 < \Delta_s < 1$ parametresi iki kullanıcı arasındaki maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmeyi ifade etmektedir. O zaman, j . gezgin kullanıcının, $1 \leq j \neq k \leq K$, k . gezgin kullanıcıya göre normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmesi, $\hat{\Delta}_j = \Delta_j - \Delta_k$ üçgensel dağılımlı rastgele değişken olarak modellenmektedir ve olasılık yoğunluk fonksiyonu [61]

$$p_{\hat{\Delta}_j}(\Delta) = \frac{1}{\Delta_s} \left(1 - \frac{|\Delta|}{\Delta_s} \right), \quad -\Delta_s < \Delta < \Delta_s \quad (4.38)$$

şeklinde olacaktır. Ayrıca, her bir gezgin kullanıcının bütün mümkün modülasyon / bilgi sembollerinin eşit olasılıklı, sıfır ortalamalı ve birim enerjili olduğu kabul edilmektedir; yani, $j = 1, 2, \dots, K$ için $E[b_j^{(n)}] = 0$ ve $E[(b_j^{(n)})^2] = 1$ 'dir. Dolayısıyla, (4.27)'de verilen toplam SAK, $ISI_{k,p}^{(n)}$ terimi sıfır ortalamalı ve

$$Var[ISI_{k,p}^{(n)}] = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq p}}^{L_c-1} \left(Var[I_{k,l}^{(n)}] + Var[\hat{I}_{k,l}^{(n)}] \right) \quad (4.39)$$

varyanslı Gauss rastgele değişkeni olarak modellenebilir. Burada, kısmi SAK gürültülerinin varyansları da

$$Var[I_{k,l}^{(n)}] = \left(\alpha_{k,p}^{(n)} \right)^2 \Omega_{k,l} P_k R_{kk}^2 (p - l) \quad (4.40)$$

$$Var[\hat{I}_{k,l}^{(n)}] = \left(\alpha_{k,p}^{(n)} \right)^2 \Omega_{k,l} P_k \hat{R}_{kk}^2 (p - l) \quad (4.41)$$

olarak bulunur. Sonuç olarak, (4.35)'de verilen yardımcı karesel ilişki fonksiyonu cinsinden toplam SAK'ın varyansı

$$Var[ISI_{k,p}^{(n)}] = \left(\alpha_{k,p}^{(n)}\right)^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq p}}^{L_c-1} P_k \Omega_{k,l} Z_{kk}^l (p-l) \quad (4.42)$$

bulunur. Benzer bir şekilde, (4.30)'da verilen toplam SAK, $MAI_{k,p}^{(n)}$ terimi de sıfır ortalamalı ve

$$Var[MAI_{k,p}^{(n)}] = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \left(Var[M_{jk,lp}^{(n)}] + Var[\hat{M}_{jk,lp}^{(n)}] \right) \quad (4.43)$$

varyanslı Gauss dağılımlı rastgele değişken olarak modellenmektedir. Burada, diğer gezgin kullanıcıların çözülebilir yollardaki işaretlerinden kaynaklanan kısmi ÇEK'lerin varyansları

$$\begin{aligned} Var[M_{jk,lp}^{(n)}] = & \left(\alpha_{k,p}^{(n)}\right)^2 P_j \Omega_{j,l} \{ \\ & E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] R_{jk}^2(p-l) + \\ & E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] \Re\{R_{jk}(p-l-1) R_{jk}^*(p-l)\} + \\ & E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] \Re\{R_{jk}(p-l+1) R_{jk}^*(p-l)\} + \\ & E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \{R_{jk}^*(p-l-1) + R_{jk}^2(p-l+1)\}/2 \} \end{aligned} \quad (4.44)$$

$$\begin{aligned} Var[\hat{M}_{jk,lp}^{(n)}] = & \left(\alpha_{k,p}^{(n)}\right)^2 P_j \Omega_{j,l} \{ \\ & E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \hat{R}_{jk}^2(p-l) + \\ & E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] \Re\{\hat{R}_{jk}(p-l-1) \hat{R}_{jk}^*(p-l)\} + \\ & E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] \Re\{\hat{R}_{jk}(p-l+1) \hat{R}_{jk}^*(p-l)\} + \\ & E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \{\hat{R}_{jk}^*(p-l-1) + \hat{R}_{jk}^2(p-l+1)\}/2 \} \end{aligned} \quad (4.45)$$

olarak bulunurlar [5], [7]. (4.35), (4.36) ve (4.37)'de verilen kısmi karesel ilişki fonksiyonları cinsinden toplam ÇEK

$$\begin{aligned}
Var[MAI_{k,p}^{(n)}] &= (\alpha_{k,p}^{(n)})^2 \left\{ E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} P_j \Omega_{j,l} Z_{jk}^I (p-l) \right. \\
&\quad + 2E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} P_j \Omega_{j,l} Z_{jk}^{II} (p-l) \\
&\quad \left. + E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} P_j \Omega_{j,l} Z_{jk}^{III} (p-l) \right\}
\end{aligned} \tag{4.46}$$

olarak bulunur [7]. Çip-sınırlı çip dalga formlarının kısmi ilişki güçlerinin beklenen değerleri $E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] = \int_{-\Delta_s}^{\Delta_s} R_\psi^2(\Delta) p_{\hat{\Delta}_j}(\Delta) d\Delta$, $E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] = \int_{-\Delta_s}^{\Delta_s} \hat{R}_\psi^2(\Delta) p_{\hat{\Delta}_j}(\Delta) d\Delta$ ve çip-sınırlı çip dalga formunun kısmi ilişki fonksiyonlarının arasındaki ilişkisi $E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] = \int_{-\Delta_s}^{\Delta_s} R_\psi(\Delta) \hat{R}_\psi(\Delta) p_{\hat{\Delta}_j}(\Delta) d\Delta$, Tablo 4.2’de dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formları için maksimum normleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikme cinsinden verilmiştir. (4.25)’teki dördüncü terim, $\eta_{k,p}^{(n)}$ sıfır ortalamalı ve

$$Var[\eta_{k,p}^{(n)}] = (\alpha_{k,p}^{(n)})^2 \frac{N_0 T_b}{2} \tag{4.47}$$

varyanslı TBGG’dir. Sonuç olarak, merkezi limit teoremi kullanılarak, alıcıdaki p . tırnığının $q_{k,p}^{(n)}$ karar değişkeni de

$$E[q_{k,p}^{(n)}] = D_{k,p}^{(n)} = \sqrt{P_k} b_k^{(n)} (\alpha_{k,p}^{(n)})^2 \tag{4.48}$$

ortalamalı ve

$$Var[q_{k,p}^{(n)}] = Var[ISI_{k,p}^{(n)}] + Var[MAI_{k,p}^{(n)}] + Var[\eta_{k,p}^{(n)}] \tag{4.49}$$

varyanslı Gauss değişkeni olarak modellenmektedir. Gauss yaklaşımının kullanılmasının sonucu olarak, alıcıdaki p . tırnığının $q_{k,p}^{(n)}$ karar değişkeninin anlık İGO’su

$$\gamma_{k,p}^{(n)} = E[q_{k,p}^{(n)}]^2 / Var[q_{k,p}^{(n)}] = \gamma_{k,p} (\alpha_{k,p}^{(n)})^2 \quad (4.50)$$

olarak verilebilir. Burada, $\gamma_{k,p}$ terimi p . çözülebilir yoldaki normalleştirilmiş ortalama İGO'dur ve ifadesi

$$\begin{aligned} \gamma_{k,p} = P_k \left\{ \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq p}}^{L_c-1} P_k \Omega_{k,l} Z_{kk}^l (p-l) + E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} P_j \Omega_{j,l} Z_{jk}^l (p-l) \right. \\ + 2E[R_\psi(\hat{\Delta}_j) \hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)] \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} P_j \Omega_{j,l} Z_{jk}^{II} (p-l) \\ \left. + E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)] \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} P_j \Omega_{j,l} Z_{jk}^{III} (p-l) + \frac{N_0 T_b}{2} \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (4.51)$$

olarak bulunur [5], [7]. (4.50)'de görülen çözülebilir yolların $\{\alpha_{k,p}^{(n)}\}$ sönümleme genlikleri birbirleriyle bağımsız ve aynı şekilde dağılıma sahip olmayan GGZ3 rastgele değişkenler olarak modellenmektedir. Dolayısıyla, alıcıda p . tırmık için anlık İGO, $\gamma_{k,p}^{(n)}$ ifadesi (4.13)'te verildiği gibi p . tırmığın ortalama İGO, $\bar{\gamma}_{k,p}$ 'su cinsinden ifade edilebilir. Burada, ortalama İGO, $\bar{\gamma}_{k,p}$ ifadesi (4.12)'de verilen üstel azalım için

$$\bar{\gamma}_{k,p} = E[\gamma_{k,p}^{(n)}] = E[\gamma_{k,p} (\alpha_{k,p}^{(n)})^2] = \gamma_{k,p} E[(\alpha_{k,p}^{(n)})^2] = \gamma_{k,p} \Omega_{k,0} \exp(-\rho p) \quad (4.52)$$

şeklinde verilebilir.

Sonuç olarak, k . gezgin kullanıcı için $\hat{b}_k^{(n)}$ karar rastgele değişkeninin anlık İGO'sunun nT_b anlarındaki değeri, tırmık karar değişkenleri $q_{k,p}^{(n)}$, $p = 1, \dots, L$ 'lerin anlık İGO'larının toplamı şeklinde elde edilebilir [55], [154]:

$$\gamma_k^{(n)} = \sum_{p=0}^{L-1} \gamma_{k,p}^{(n)} = \sum_{p=0}^{L-1} \gamma_{k,p} (\alpha_{k,p}^{(n)})^2 \quad (4.53)$$

Tablo 4.2 Dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formlarının beklenen karesel kısmı ilişki fonksiyonları

Çip Dalga Formu	Üst üste binen çip dalga formları için beklenen karesel kısmı ilişki fonksiyonu, $E[R_\psi^2(\bar{\Delta}_j)]$
Dikdörtgen	$(\Delta_s^2 - 4\Delta_s + 6)/6$
Yarım-Sinüs	$\frac{\pi^2\Delta_s^3 - 4\pi^2\Delta_s^2 + (6\pi^2 + 3)\Delta_s + 24}{12\pi^2\Delta_s} + \frac{2\pi^2\Delta_s^2 - 4\pi^2\Delta_s + 2\pi^2 - 9}{4\pi^4\Delta_s^2} \sin^2(\pi\Delta_s) + \frac{\Delta_s - 1}{\pi^3\Delta_s^2} \sin(2\pi\Delta_s)$
Yükseltilmiş Kosinüs	$\frac{48\pi^4\Delta_s^4 - 192\pi^4\Delta_s^3 + (288\pi^4 + 76\pi^2)\Delta_s^2 + 688\pi^2\Delta_s + 128\pi^2 - 417}{576\pi^4\Delta_s^2} - \frac{8\pi^2\Delta_s^2 - 16\pi^2\Delta_s - 33}{576\pi^4\Delta_s^2} \cos^2(2\pi\Delta_s)$ $- \frac{2\pi^2\Delta_s^2 - 4\pi^2\Delta_s + 2\pi^2 - 6}{9\pi^4\Delta_s^2} \cos(2\pi\Delta_s) + \frac{7\Delta_s - 7}{9\pi^3\Delta_s^2} \sin(2\pi\Delta_s) + \frac{1}{72\pi^3\Delta_s^2} \sin^2(2\pi\Delta_s)$ $+ \frac{\Delta_s - 1}{36\pi^3\Delta_s^2} \sin(4\pi\Delta_s)$
Çip Dalga Formu	Üst üste binmiş çip dalga formları için beklenen karesel kısmı ilişki fonksiyonu, $E[\hat{R}_\psi^2(\bar{\Delta}_j)]$
Dikdörtgen	$\Delta_s^2/6$
Yarım-Sinüs	$\frac{\pi^2\Delta_s^2 + 3}{12\pi^2} + \frac{2\pi^2\Delta_s^2 - 9}{4\pi^2\Delta_s^2} \sin^2(\pi\Delta_s) + \frac{1}{\pi^3\Delta_s} \sin(2\pi\Delta_s)$
Yükseltilmiş Kosinüs	$\frac{48\pi^4\Delta_s^4 + 76\pi^2\Delta_s^2 - 417}{576\pi^4\Delta_s^2} - \frac{2\pi^2\Delta_s^2 - 6}{9\pi^4\Delta_s^2} \cos(2\pi\Delta_s) - \frac{8\pi^2\Delta_s^2 - 33}{576\pi^4\Delta_s^2} \cos^2(2\pi\Delta_s) + \frac{7}{9\pi^3\Delta_s} \sin(2\pi\Delta_s)$ $+ \frac{1}{36\pi^3\Delta_s} \sin(4\pi\Delta_s)$
Çip Dalga Formu	Çip dalga formlarının kısmi ilişki fonksiyonları arasında beklenen ilişki fonksiyonu, $E[R_\psi(\bar{\Delta}_j)\hat{R}_\psi(\bar{\Delta}_j)]$
Dikdörtgen	$(2\Delta_s - \Delta_s^2)/6$
Yarım-Sinüs	$\frac{\pi^2\Delta_s^3 - 2\pi^2\Delta_s^2 + 3\Delta_s + 12}{12\pi^2\Delta_s} + \frac{2\pi^2\Delta_s^2 - 2\pi^2\Delta_s - 9}{4\pi^4\Delta_s^2} \sin^2(\pi\Delta_s) + \frac{2\Delta_s - 1}{2\pi^3\Delta_s^2} \sin(2\pi\Delta_s)$
Yükseltilmiş Kosinüs	$-\frac{48\pi^4\Delta_s^4 - 96\pi^4\Delta_s^3 + 76\pi^2\Delta_s^2 + 344\pi^2\Delta_s - 417}{576\pi^4\Delta_s^2} + \frac{2\pi^2\Delta_s^2 - 2\pi^2\Delta_s - 6}{9\pi^4\Delta_s^2} \cos(2\pi\Delta_s)$ $+ \frac{8\pi^2\Delta_s^2 - 8\pi^2\Delta_s - 33}{576\pi^4\Delta_s^2} \cos^2(2\pi\Delta_s) + \frac{14\Delta_s - 7}{18\pi^3\Delta_s^2} \sin(2\pi\Delta_s) + \frac{2\Delta_s - 1}{72\pi^3\Delta_s^2} \sin(4\pi\Delta_s)$

Dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formları için verilen kısmi ilişki fonksiyonları, gezgin kullanıcılar arasındaki gecikmenin üçgensel olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahip rastgele değişkenler olarak modellenmesiyle elde edilmiştir.

Alıcıdaki her bir tırmık çıkışındaki karar değişkenlerinin istatistiklerini kullanarak, frekansta seçici olan zamanda seçici olmayan çokyollu GGZ3 sönümlmeli kanallardaki SHO performans ifadesi, Genelleştirilmiş Wright Fonksiyonları [GWF, Generalized Wright Functions (GWF)] cinsinden

$$P_{k, SER} = \frac{\xi^L}{\Gamma(m)^L} \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} \prod_{p=0}^{L-1} M_d(\bar{\gamma}_{k,p}, \theta)^m \times$$

$${}_1\Psi_0 \left(\begin{matrix} (\xi m, \xi) \\ - - - \end{matrix} \middle| - M_d(\bar{\gamma}_{k,p}, \theta) \right) d\theta \quad (4.54)$$

olarak bulunur.

Tablo 4.3 M-Seviyeli modülasyonların performanslarını hesaplayabilmek için gerekli olan performans parametreleri

M-seviyeli Modülasyon Türleri	Toplama sayısı, D	Toplama Katsayıları, E_d	Toplama Fazları, ϕ_d	İntegral Alma Bölgesi, θ_d
M-FKA	1	$\frac{1}{\pi}$	$\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)$	$\pi\left(1 - \frac{1}{M}\right)$
M-DÖGM	2	$\frac{4}{\pi}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)$	$\frac{3}{2(1-M)}$	$\frac{\pi}{2}$
		$\frac{4}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{M}} - 1\right)$	$\frac{3}{2(1-M)}$	$\frac{\pi}{4}$
M-DGM	1	$\frac{2}{\pi}\left(1 - \frac{1}{M}\right)$	$\frac{3}{(M^2 - 1)}$	$\frac{\pi}{2}$
İFRKA	1	$\frac{1}{\pi}$	$1/2$	$\frac{\pi}{2}$
İFRKA _{min}	1	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{2} + \frac{1}{3\pi}$	$\frac{\pi}{2}$
İFFKA	2	$\frac{2}{\pi}$	1	$\frac{\pi}{2}$
		$-\frac{2}{\pi}$	1	$\frac{\pi}{4}$
MKA	2	$\frac{2}{\pi}$	1	$\frac{\pi}{2}$
		$-\frac{1}{\pi}$	1	$\frac{\pi}{4}$

(4.54) ifadesinde, ${}_p\Psi_q(\cdot)$ GWF fonksiyonudur [13]. GWF fonksiyonunda --- katsayıların olmadığını göstermektedir. Ayrıca, (4.54)'de görülen $M_d(\bar{\gamma}, \theta)$ terimi de M-seviyeli modülasyonlar için modülasyon performans faktörüdür ve

$$M_d(\bar{\gamma}, \theta) = \left(\frac{\beta \sin^2 \theta}{\bar{\gamma} \phi_d} \right)^\xi \quad (4.55)$$

şeklinde verilmektedir [5], [7]. Modülasyon performans faktöründe görülen β parametresinin tanımı $\beta = \Gamma(m + 1/\xi)/\Gamma(m)$ 'dir. Hem (4.54) ve (4.55)'de görülen D , E_d , θ_d ve ϕ_d parametreleri M-seviyeli modülasyonlar için performans parametreleridir ve Tablo 4.3'te verilmiştir [25], [155].

Mesela, Tablo 4.3'ün yardımıyla (4.54)'de verilen performans ifadesi İkili FKA [İFKA, Binary Phase Shift Keying (BPSK)] için

$$P_{k, SER}^{BPSK} = \frac{\xi^L}{\pi \Gamma(m)^L} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{p=0}^{L-1} \left(\frac{\beta \sin^2 \theta}{\bar{\gamma}_{k,p}} \right)^{\xi m} {}_1\Psi_0 \left(\begin{matrix} (\xi m, \xi) \\ - - - \end{matrix} \middle| - \left(\frac{\beta \sin^2 \theta}{\bar{\gamma}_{k,p}} \right)^\xi \right) d\theta \quad (4.56)$$

şeklinde basitleştirilir. Burada, $\xi = 1$ alırsak, Nakagami- m sönümlmeli kanallar için performans ifadesi bulunabilir. $\xi = 1$ alınarak ve

$${}_1\Psi_0\left(\begin{matrix} (m, 1) \\ - - - \end{matrix} \middle| -ax\right) = \Gamma(m)(1+ax)^{-m}, \quad a, x \in \mathbb{C} \text{ and } |x| < 1 \quad (4.57)$$

eşitliğini kullanılarak, (frekansta seçici olan zamanda seçici olmayan Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki İFKA performansı kolay bir şekilde bulunur [25], [154], [155]:

$$P_{k, SER}^{BPSK} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{p=0}^{L-1} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{k,p}}{m \sin^2 \theta}\right)^{-m} d\theta \quad (4.58)$$

Burada, alıcıdaki tırmık sayısının $L = 1$ ve sönümleme figürünün $m = 1$ seçilmesiyle, Rayleigh sönümlmeli kanallardaki İFKA performansı bulunur [25], [154], [155]:

$$P_{k, SER}^{BPSK} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{k,0}}{\sin^2(\theta)}\right)^{-1} d\theta = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + 1}}\right) \quad (4.59)$$

Burada, ortalama güç $\bar{\gamma}_{k,0}$, $\bar{\gamma}$ olarak gösterilmiştir.

Alıcıda (baz istasyonunda) çok sayıda antenin ve gezgin kullanıcılarda sadece bir antenin kullanılması durumunda, tek girişli çok çıkışlı [TGÇÇ, Single Input Multiple Output (SIMO)] haberleşme kanalı oluşmaktadır. Böylece alıcıda elde edilen çeşitlilik, kullanılan antenin sayısının artmasıyla artacaktır ve sistemin performansı iyileşecektir. Her bir antenin alıcısının çıkışındaki işaretlerin birbirlerinden bağımsız olarak kabul edilmesi neticesinde (4.54)'te elde ettiğimiz SHO performansı kolaylıkla TGÇÇ kanalı için modifiye edilebilir [25]. Sonuç olarak, k . gezgin kullanıcının TGÇÇ ortalama SHO performansı

$$P_{k, SER} = \frac{\xi^{LR}}{\Gamma(m)^{LR}} \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} M_d(\bar{\gamma}_{k,p}, \theta)^{mLR} \times \prod_{p=0}^{L-1} {}_1\Psi_0 \left(\begin{matrix} (\xi m, \xi) \\ - - - \end{matrix} \middle| - M_d(\bar{\gamma}_{k,p}, \theta) \right)^R d\theta \quad (4.60)$$

olarak bulunur [5], [7]. Burada, R sistemde var olan toplam alıcı anten sayısıdır.

Performans ifadelerinin verildiği (4.54) ve (4.60) denklemlerinden kolaylıkla farkedileceği gibi alıcının tırmıklarındaki ortalama İGO değerleri, kullanıcıdan kullanıcıya değişecektir; çünkü gezgin kullanıcılar deterministik yayma dizileri kullandığında, her farklı iki gezgin kullanıcıların yayma dizileri arasındaki karesel karşı-ilişki değeri çok farklıdır. Bundan dolayı, farklı gezgin kullanıcıların performansları aynı olmayacaktır. Dolayısıyla, bütün bir sistemin performans ifadesi

$$P_{SER} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{k, SER} \quad (4.61)$$

şeklinde bulunur.

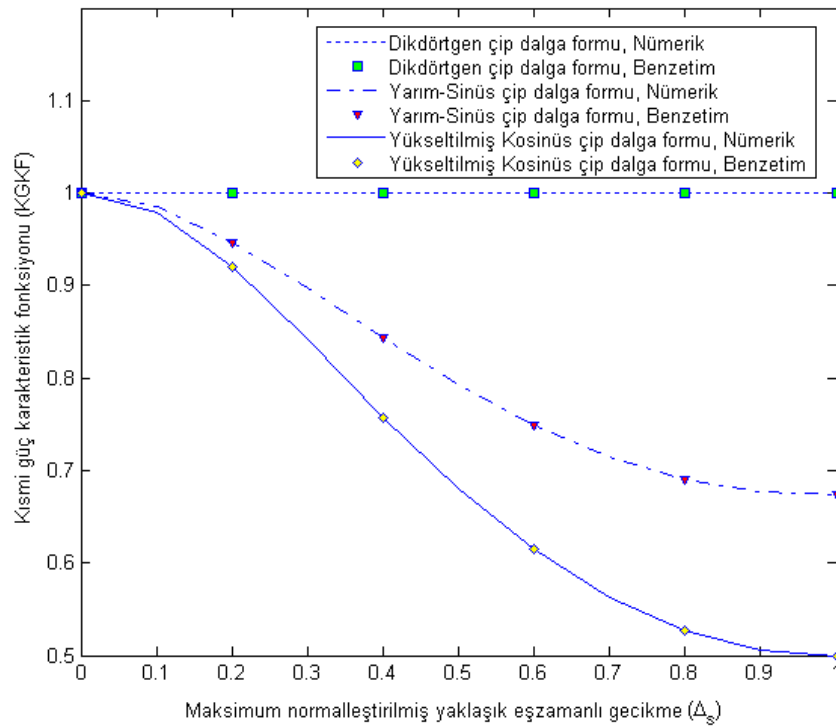
4.4.2. Çip Dalga Formunun Performansa Etkisi

Bu bölümde çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonlarının sistemin performansına olan etkisi (4.27) ve (4.30) denklemleriyle verilen SAK ve ÇEK ifadelerinin anlaşılması ve yorumlanmasıyla gösterilecektir.

Çip süresi aralıklarıyla yerleştirilmiş olan geciktirici elemanlardan oluşan kanal yapısından dolayı, SAK çip dalga formuna bağlı değildir. Fakat sistemdeki ÇEK çip dalga formuna bağlı olacaktır. Dolayısıyla, çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonları, alıcıdaki her bir tırmığın çıkışındaki ortalama İGO, $\gamma_{k,p}, p = 1, \dots, L$ 'nın (4.51)'de verilen ifadesinde gözükecektir. Yani, toplam gürültünün (TBGG'yi içermeyen) gücü, çip dalga formunun $E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]$, $E[R_\psi(\hat{\Delta}_j)\hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)]$ ve $E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]$ kısmi ilişki fonksiyonlarıyla ters orantılıdır. Burada, kısmi özilişki fonksiyonlarının

beklenen değerleri, yaklaşık eşzamanlama gecikmesi üzerinden hesaplanmaktadır [156].

Sonuç olarak, alıcının çıkışındaki İGO'yu arttırmak için çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonları minimize edilebilir [156], [157]. Çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonlarının sistem performansına olan etkisini gösterebilmek için çip dalga formunun Kısmi Güç Karakteristik Fonksiyonu [KGKF, Partial Power Characteristic Function (PPCF)] kullanılabilir.



Şekil 4.7 Dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formları için kısmi güç karakteristik fonksiyonu (KGKF) eğrileri.

Maksimum bir çip-sınırlı çip dalga formunun KGKF fonksiyonu [5], [7],

$$PPCF_{\psi}(\Delta_s) = E[R_{\psi}^2(\hat{\Delta}_j)] + 2E[R_{\psi}(\hat{\Delta}_j)\hat{R}_{\psi}(\hat{\Delta}_j)] + E[\hat{R}_{\psi}^2(\hat{\Delta}_j)], \quad (4.62)$$

şeklinde verilir. KGKF fonksiyonu, sistemde gezgin kullanıcıların arasında yaklaşık eşzamanlama gecikmesinin olması halinde, alıcıda kanaldan alınan işaretin toplam gücü hakkında genel bir bilgi vermektedir. Şekil 4.7'de gösterildiği gibi, KGKF

fonksiyonu, dikdörtgen çip dalga formu için değişmemesine rağmen Yarım-Sinüs ve Yükseltilmiş Kosinüs dalga formları için azalmaktadır. Yani, yaklaşık eşzamanlı haberleşme için ($\Delta_s \neq 0$), Yarım-Sinüs ve Yükseltilmiş Kosinüs dalga formlarının kullanılmasıyla, alıcıdaki tırmıkların çıkışındaki ortalama gürültü azaltılmış, ortalama İGO değeri artırılmış, yani sistemin performansı iyileştirilmiştir. Çip dalga formunun seçilmesiyle gürültünün nasıl azaltıldığını açıklamak için, (4.51)'de verilen ifadenin parantezi içerisindeki ilk terimi ve son terimi göz ardı edebiliriz çünkü bu iki terim çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonlarına bağlı değildir.

Sonuç olarak, çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonlarıyla her bir çözülebilir yolun ortalama İGO'su arasındaki orantısal ilişki [5], [7]

$$\gamma_{k,p} \propto \{E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]\lambda_k^I(p) + 2E[R_\psi(\hat{\Delta}_j)\hat{R}_\psi(\hat{\Delta}_j)]\lambda_k^{II}(p) + E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]\lambda_k^{III}(p)\}^{-1} \quad (4.63)$$

şeklinde verilebilir. Burada $\lambda_k^I(p)$, $\lambda_k^{II}(p)$ ve $\lambda_k^{III}(p)$ katsayıları sistemde gezgin kullanıcılar arasında olabilecek maksimum yaklaşık eşzamanlama gecikmesinin (Δ_s) değişmesiyle değişmeyeceklerdir. Çünkü Δ_s 'e bağlı değildir. Bu katsayıları bütün gezgin kullanıcılar için eşit yapabilmek için, bütün kullanıcıların $\Omega_{k,l} = \Omega_l$ ve $P_k = P$, $1 \leq k \leq K$ olduğu kabul edilebilir. Bu durumda $\lambda_k^I(p)$, $\lambda_k^{II}(p)$ ve $\lambda_k^{III}(p)$ katsayıları kolaylıkla [5], [7]

$$\lambda_k^I(p) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \Omega_l Z_{jk}^I(p-l) \quad (4.64)$$

$$\lambda_k^{II}(p) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \Omega_l Z_{jk}^{II}(p-l) \quad (4.65)$$

$$\lambda_k^{III}(p) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \Omega_l Z_{jk}^{III}(p-l) \quad (4.66)$$

olarak bulunur. Ortogonal yayma dizileri (Hadamard dizileri gibi) ile yapılan nümerik sonuçlara göre $\lambda_k^{II}(p)$, $1 \leq k \leq K$ katsayıları $\lambda_k^I(p)$ ve $\lambda_k^{III}(p)$ katsayılarıyla karşılaştırıldığında çok küçük kalmaktadır. Dolayısıyla, (4.63) denklemindeki $\lambda_k^{II}(p)$ katsayısı ihmal edilebilir [4]. Bu durumda, (4.63)'te verilen orantısal ilişki [5], [7]

$$\gamma_{k,p} \propto \{E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]\lambda_k^I(p) + E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]\lambda_k^{III}(p)\}^{-1} \quad (4.67)$$

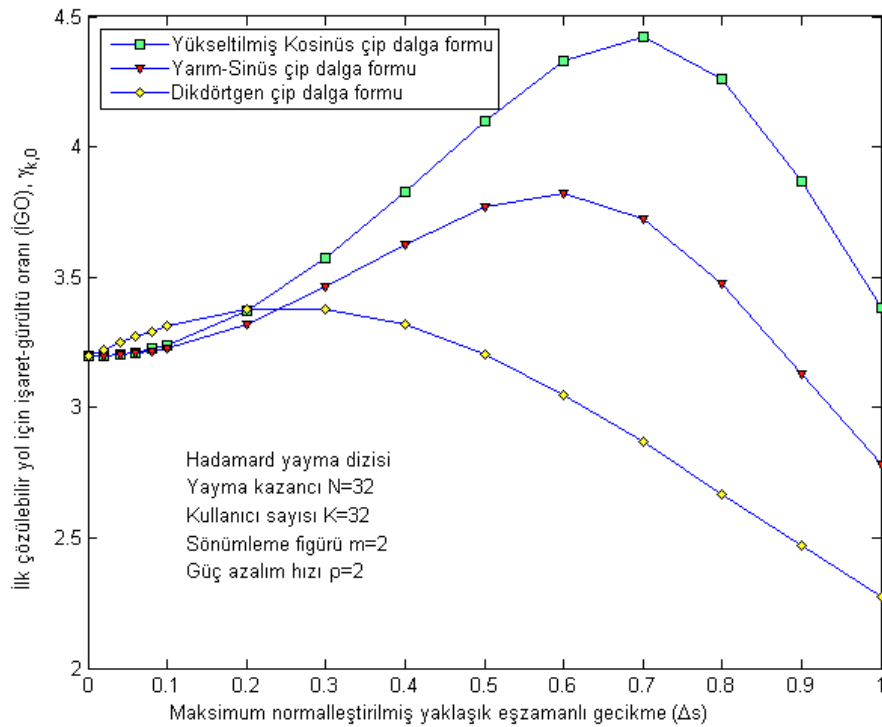
şeklinde basitleştirilir. Ayrıca, nümerik sonuçlara göre, $\lambda_k^{III}(p)$ katsayısı $\lambda_k^I(p)$ katsayısından çok büyüktür. Bu durumda, (dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs dalga formları için de geçerli olan) (4.63)'te verilen ilişkinin maksimum yaklaşık eşzamanlama gecikmesine (Δ_s) göre değişimi dış-bükey (convex) olacaktır [4]. Mesela, Şekil 4.8'de görüldüğü gibi, alıcıda ilk tırmığın ($p = 0$) çıkışındaki ortalama İGO, $\gamma_{k,0}$ 'nun değeri Δ_s 'in artmasıyla artmakta ve aniden azalmaktadır. Çokyollu sönümlemeli kanal modelinin üstel ÇYP'sinin doğal sonucu olarak, alıcıdaki ilk tırmığın sistem performansına olan katkısı diğer tırmıkların katkısından çok daha fazladır. Buna göre, çokyollu YE-KBÇE'nin SHO performansı, Δ_s 'nin artmasıyla önce çok küçük bir miktarda iyileşecek sonra aniden kötüleşecektir [4].

Ayrıca, alıcıda her bir gezgin kullanıcı için kullanılan karşılayıcı filtreler ilgili olduğu gezgin kullanıcının işaretleşme eşzamanlıdır. Bu durumda, kanaldan işaretin gücünü yüksek bir şekilde alabilmek için $E[R_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]$ 'nin maksimize edilmesi gerekmektedir. Fakat bu durumda, ÇEK de artacaktır. Buna göre, (4.67)'de sadece ikinci terim, $E[\hat{R}_\psi^2(\hat{\Delta}_j)]$ uygun bir çip dalga formunun seçimiyle yok edilebilir ve sonucunda kanaldan alınan işaretin İGO'su arttırılır [156], [157]. Diğer bir ifadeyle, p . çözülebilir yol için verilmiş olan (4.67) ifadesindeki parantez içerisindeki ikinci terim küçülerek, p . çözülebilir yolun İGO'su artacaktır.

Bu bilgiler ışığında, Kısmi Güç Oranı [KGO, Partial Power Ratio (PPR)] ölçütünü, YE-KBÇE'de performansı arttırmak için kullanılacak çip dalga formunun seçimi için tanımlayabiliriz [5], [7]:

$$PPR = \frac{E[R_{\psi}^2(\hat{\Delta}_j)]}{E[\hat{R}_{\psi}^2(\hat{\Delta}_j)]} \quad (4.68)$$

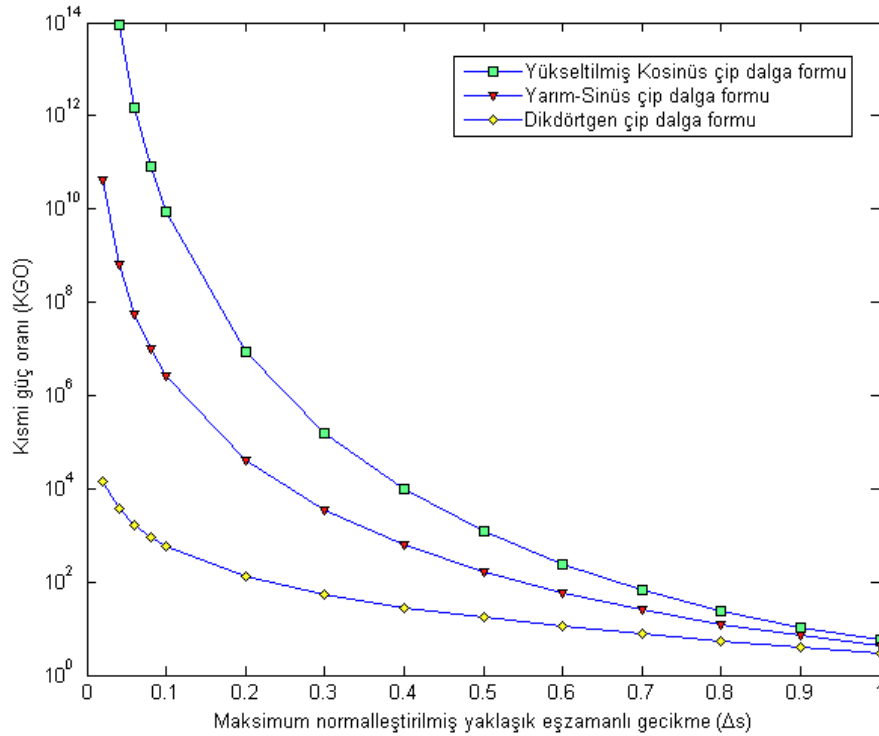
Bu ifadedeki beklenen değer ifadeleri, dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs dalga formları için Tablo 4.2’de verilmiştir. Ayrıca, bu dalga formlarının, maksimum yaklaşık eşzamanlı gecikme, Δ_s ’ye göre KGO değişimleri Şekil 4.9’da gösterilmiştir. Diğer çip-sınırlı dalga formları için, beklenen kısmi ilişkiler ve sonucunda KGO değerleri nümerik yolla kolayca hesaplanabilirler.



Şekil 4.8 Farklı çip dalga formları ve kanalın güç azalım faktörü $\rho=2.0$ için alıcıda ilk tırmığın İGO’sunun maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlamaya (Δ_s) göre değişimi.

Şekil 4.9’da görüldüğü gibi, yükseltilmiş kosinüs çip dalga formunun KGO değerleri, diğer çip dalga formlarının (dikdörtgen ve yarım-sinüs çip dalga formları) KGO değerlerinden büyüktür. Bu nedenle, yükseltilmiş kosinüs çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin performansının, diğer çip dalga formlarını kullanan YE-KBÇE sistemin performansından çok daha iyi olacağı beklenmektedir. Maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlama gecikmesi, Δ_s sıfıra yaklaştığında, her çip dalga formunun KGO değeri sonsuza gitmektedir. Bu

eşzamanlı durumda, her çip dalga formu aynı performansa sahip olacaktır. Diğer bir deyişle, eşzamanlı işaretleşme durumunda, çip-dalga formu seçiminin sistem performansına etkisi yoktur. Maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlama gecikmesi, Δ_s bire yaklaştığında, dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs dalga formlarının KGO değerleri hemen hemen aynıdır; fakat yükseltilmiş kosinüs dalga formunun KGO değeri diğer çip dalga formlarının KGO değerlerinden birazcık iyidir. Yani, bir-çiplik yaklaşık eşzamanlı işaretleşmede (neredeyse eşzamansız haberleşme) yükseltilmiş kosinüs çip dalga formunun performansı diğer çip dalga formlarından birazcık iyi olacaktır. Benzer bir şekilde, yarım-sinüs dalga formunun da performansı, dikdörtgen çip dalga formunun performansından birazcık iyi olacaktır. Dolayısıyla, KGO ifadesi, daha iyi ve uygun performansa sahip çip dalga formunun bulunmasında ve tasarlanmasında kullanılabilir.



Şekil 4.9 Maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlamaya (Δ_s) göre çip dalga formlarının kısmi güç karakteristik fonksiyonları (KGKF)'nın değişimi.

Teorem 4.1 (Yüksek performans için Çip Dalga Formu Seçimi ve Tasarımı):

Bir çip dalga formu frekans ve zaman uzaylarında (düzlemlerinde) bazı parametrelere sahip olabilir:

$$\psi_{T_c}(t) \equiv \psi_{T_c}(\vec{\zeta}, t) \quad (4.69)$$

Burada, $\vec{\zeta} = [\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_n]$ vektörü *çip dalga formunun bağlı olduğu parametreleri ifade etmektedir. Bu çip dalga formunun kısmi ilişki fonksiyonları da bu parametre vektörüne bağlı olacaktır. Dolayısıyla, daha iyi performansa sahip olan çip dalga formunun seçimi / tasarımı, bu parametrelere bağlı olarak*

$$\hat{\psi}_{T_c}(t) \cong \left\{ \psi_{T_c}(\xi, t) \left| \max_{\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_n} \frac{E[R_{\psi}^2(\hat{\Delta}_j)]}{E[\hat{R}_{\psi}^2(\hat{\Delta}_j)]} \right. \right\} \quad (4.70)$$

şeklinde maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlama gecikmesine (Δ_s) göre optimizasyon problemidir [5], [7].

İspat: Bu teoremin ispatı yukarıda verilmiştir.

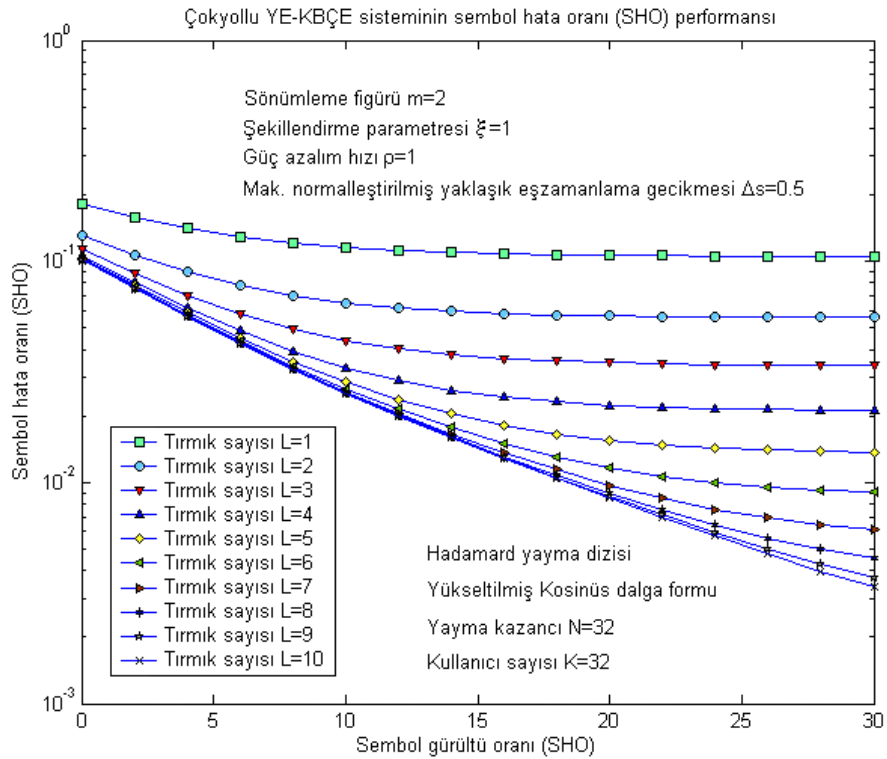
Ayrıca, YE-KBÇE işaretleşme için verilmiş olan KGO ölçütü, eşzamansız KBÇE işaretleşmesi için de kullanılabilir; çünkü bir çiplik YE-KBÇE'nin performansı, eşzamansız KBÇE'nin performansı ile hemen hemen aynıdır.

4.4.3. Nümerik Sonuçlar

Bu alt bölümde (4.54), (4.60) ve (4.61) denklemleri kullanılarak, YE-KBÇE sisteminin SHO performansı, M-seviyeli modülasyon, EBOB alıcısı ve frekansta seçici zamanda seçici olmayan GGZ3 sönümlmeli kanallar için elde edilmiştir ve bilgisayar benzetim programlarıyla desteklenmiştir. Çip dalga formunun ve sistemde varolan maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikmesinin (Δ_s) sistem performansına olan etkisi araştırılmıştır.

Nümerik sonuçları kolaylıkla yorumlayabilmek için, bütün performans şekillerindeki parametreler şu şekilde özetlenmiştir: Sistemdeki bütün gezgin kullanıcılar için ortogonal olan Hadamard (Walsh) yayma dizisi seçilmiştir. Seçilen yayma dizisinin yayma kazancı $N = 32$ olarak belirlenmiştir. Sistemin tam yüklü (fully loaded) olduğu kabul edilmiştir, sonuçta sistemdeki kullanıcı sayısı yayma

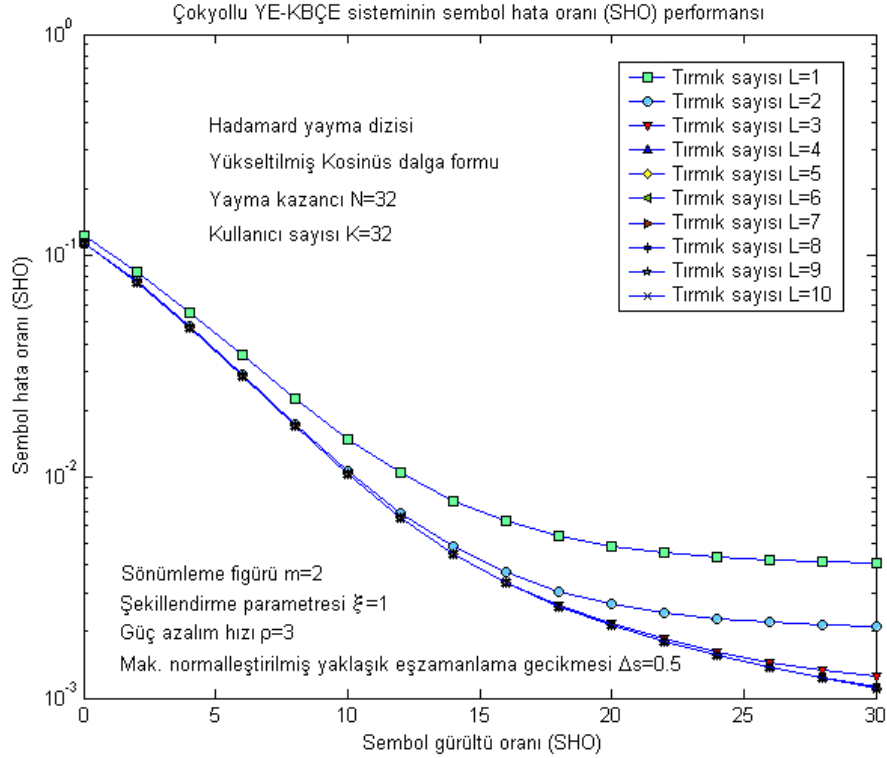
kazancına eşit şekilde seçilmiştir ($K = N$). Ayrıca, sistemdeki kullanıcıların işaretlenme güçleri eşit kabul edilmiştir, $P_k = P$, $1 \leq k \leq K$. Çokyollu sönümlmeli kanal içinde, birçok şekilde güç azalım faktörü ρ değişmesine rağmen, maksimum çözülebilir yol sayısı $L_c = 10$ seçilmiştir. (4.54)'te verilen ifade yardımıyla, alıcıda kullanılan tırmık sayısının (L) sistemin SHO performansına olan etkisi, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



Şekil 4.10 Kanalın güç azalım faktörü $\rho=1.0$ için alıcıda kullanılan tırmık sayısının, YE-KBÇE sisteminin İFKA performansına olan etkisi.

Alıcıda tırmıkların sayısının artmasıyla, kanaldan işareti absorbe etme özelliği iyileşmektedir ve dolayısıyla alıcının çıkışındaki işaretin İGO'su arttığından sistemin performansı iyileşmektedir. Fakat tırmık sayısındaki artış, belli bir sayıdan sonra sistemin performansını arttırmamaktadır. Açıkça söyleyebiliriz ki, bir çokyollu kanalda, etkili çözülebilir yolların sayısı, güç azalım faktörüne (ρ) bağlıdır ve kanalın çokyollu gecikme yayılımıyla ters orantılıdır. Yani, ρ 'nun artmasıyla, kanallın çokyollu gecikme yayılımı küçülmeğe ve alıcıda ihtiyaç duyulan tırmık sayısı azalmaktadır. Mesela, güç azalım faktörü $\rho = 1.0$ (dışarı ortam / outdoor environment) ve $\rho = 3.0$ (iç ortam / indoor environment) için alıcıda ihtiyaç duyulan

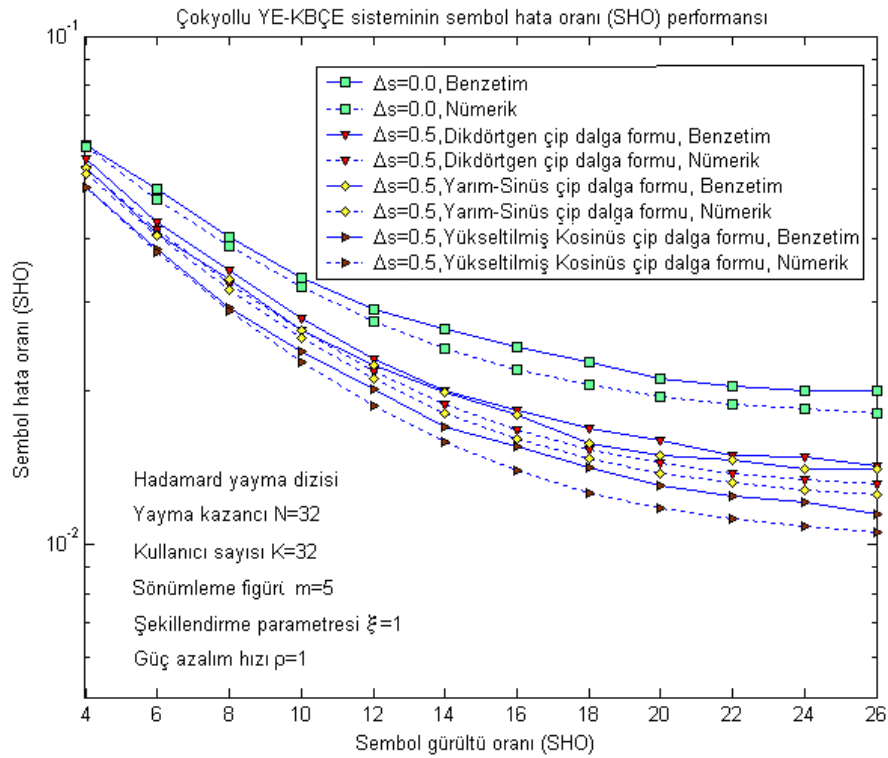
tırmık sayısı, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de verilen sonuçlar yardımıyla 9 ve 3 olarak seçilebilir. Çünkü daha önceden de bahsedildiği gibi, daha fazla tırmık eklemek alıcı performansını iyileştirmemektedir.



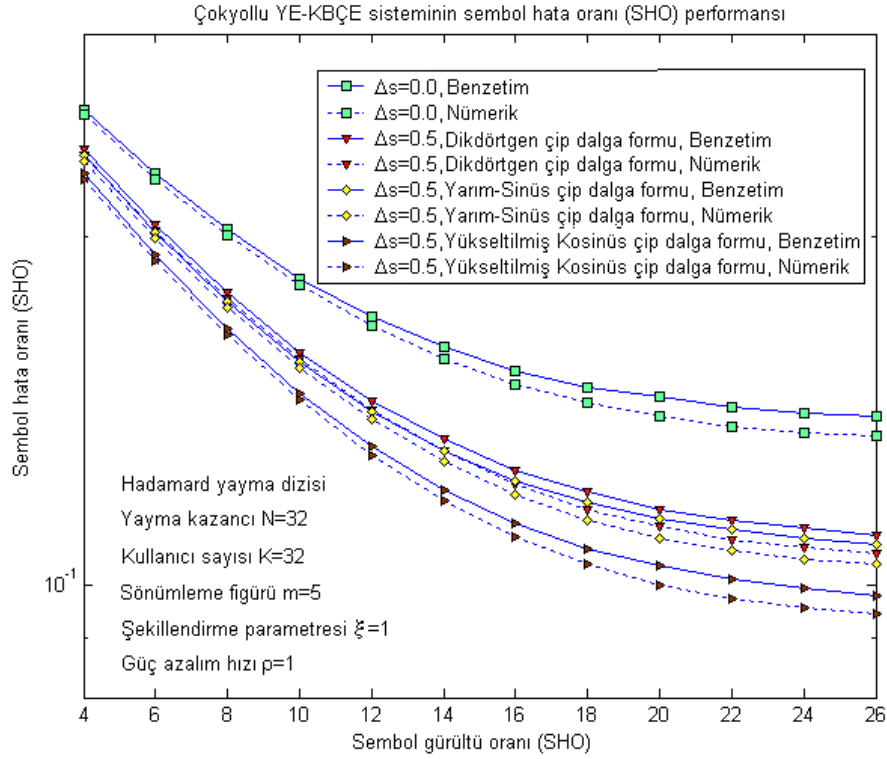
Şekil 4.11 Kanalın güç azalım faktörü $\rho=3.0$ için alıcıda kullanılan tırmık sayısının, YE-KBÇE sisteminin İFKA performansına olan etkisi.

Ayrıca, YE-KBÇE sisteminin performansı, nümerik hesaplamalar ve bilgisayar benzetim programları sayesinde elde edilerek Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’te gösterilmiştir. Bu şekillerde görüldüğü gibi, yükseltilmiş kosinüs çip dalga formu, şekillerde düşünülen çip dalga formları arasında en iyi performansa sahip çip dalga formudur. Bu sonuç, Şekil 4.9’da gösterilmiş olan yükseltilmiş çip dalga formunun KGO değerinin diğer çip dalga formlarının KGO değerinden yüksek olması gerçeğiyle de desteklenmektedir. Sonuç olarak, frekansta seçici zamanda seçici olmayan sönümlemeli kanallardaki haberleşme için en iyi performansa sahip çip dalga formu, hiç bir benzetim programı ve nümerik analizler yapılmadan sadece çip dalga formunun KGO değeri kullanılarak bulunabilir / tasarlanabilir. Şekil 4.14’te yükseltilmiş kosinüs çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin değişik sönümlleme figürleri için performansı, yarım-çiplik eşzamanlama ve eşzamanlı

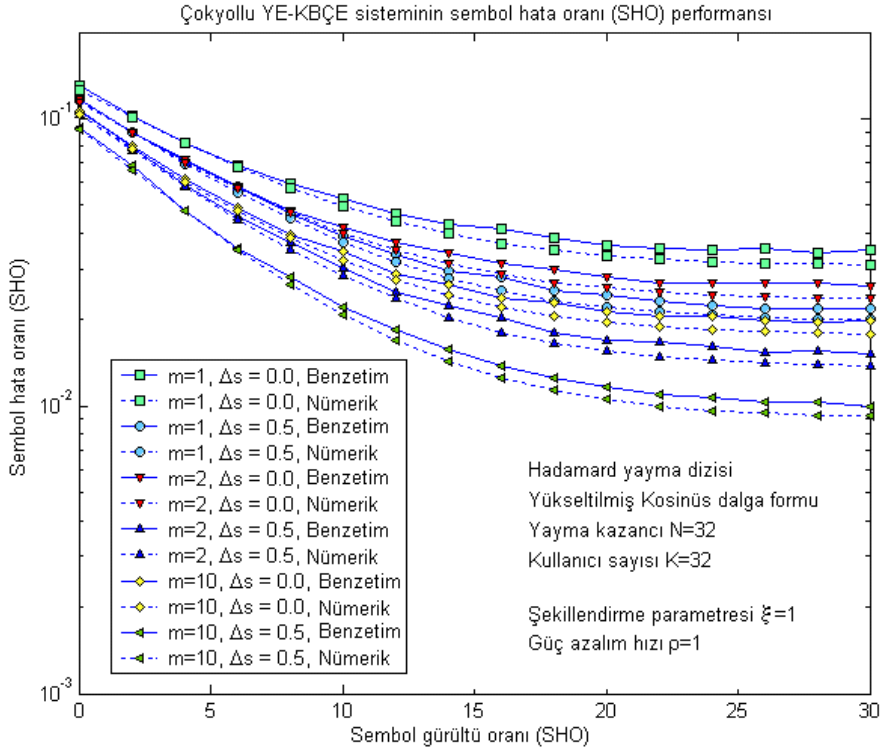
durumları için, (4.54) kullanılarak ve benzetimleri yapılarak elde edilmiştir. Bu şekilde görüldüğü gibi, sistemin performansı sönümleme figürünün artmasıyla iyileşmektedir (sonuçta, sönümleme figürü, m 'nin sonsuza gitmesi durumunda, sistemin performansı TBGG kanallardaki performansına eşit olacaktır). Fakat ilginç bir sonuç olarak, çokyollu sönümlemeli kanallardaki performansı, sistemin yaklaşık eşzamanlı işaretleşme performansı, eşzamanlı işaretleşme performansından birazcık daha iyidir. Buradan, daha önceden çok iyi bildiğimiz, seçilen çip-dalga formunun frekans seçici olan zamanda seçici olmayan sönümlemeli kanallarda ÇEK'i azaltmakta olduğu sonucuna ulaşmaktayız. Alıcıda, çok sayıda anten kullanılması durumu için (4.60) ve (4.61) denklemlerinin kullanılması ve benzetim programları sayesinde elde edilen sonuçlar Şekil 4.15'de sadece yükseltilmiş kosinüs çip dalga formu için çizdirilmiştir. Şekil 4.15'de görüldüğü gibi, sistemin performansı alıcıda fazladan kullanılan antenler neticesinde elde edilen çeşitlilik sayesinde iyileşmektedir; çünkü alıcıda fazladan anten kullanılması, gezgin kullanıcılar ile baz istasyonu arasındaki kanalı TGÇÇ sönümlemeli kanala dönüştürmektedir.



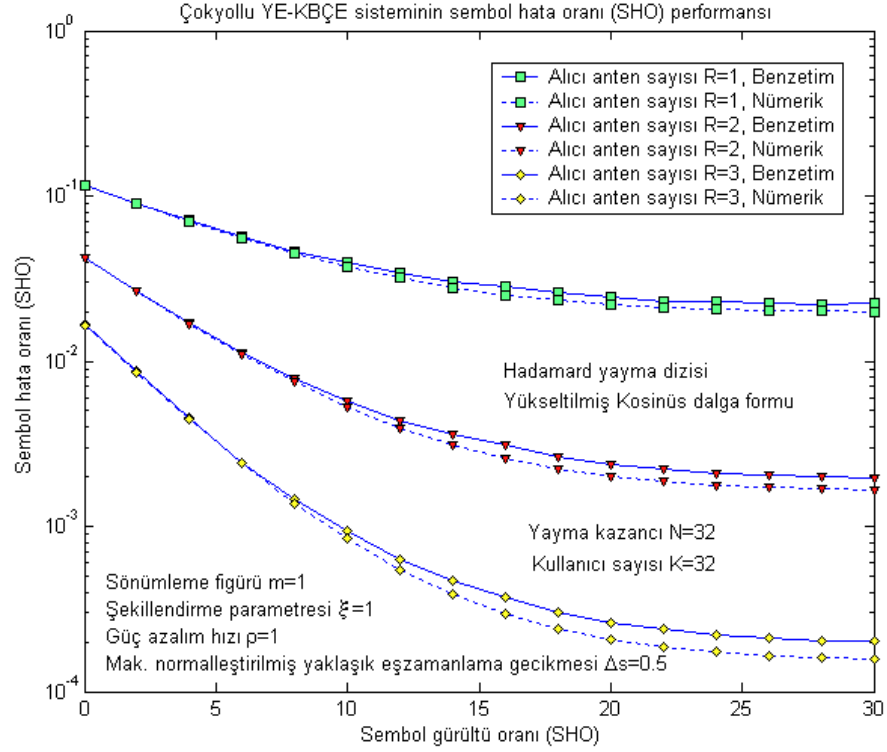
Şekil 4.12 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan YE-KBÇE sisteminin farklı çip dalga formları için çokyollu sönümlemeli kanallardaki $\Delta_s=0.5$ yaklaşık eşzamanlı İFKA performansı.



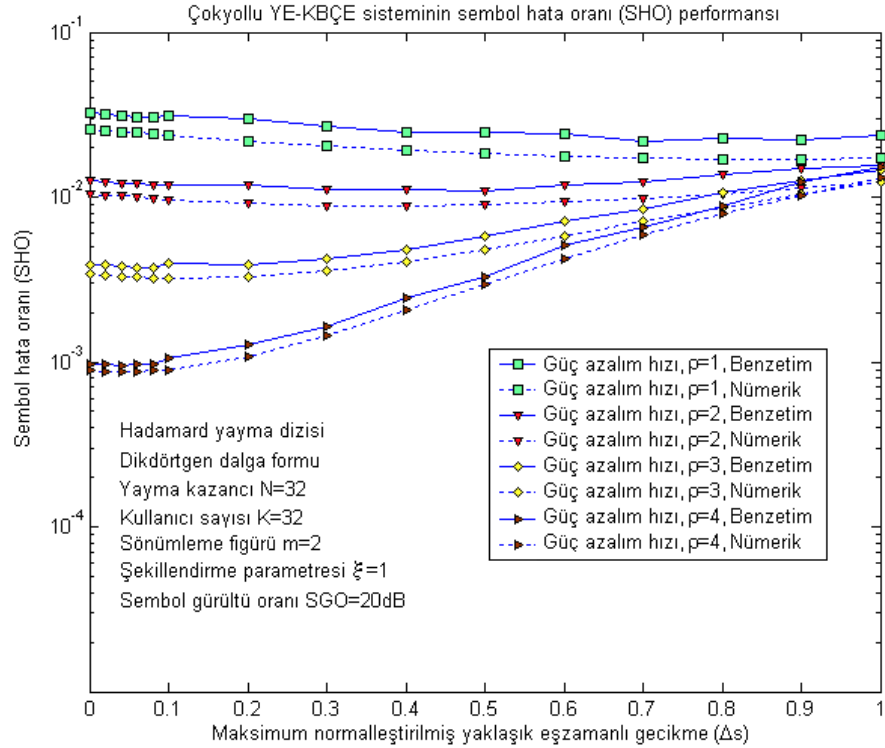
Şekil 4.13 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan YE-KBÇE sisteminin farklı çip dalga formları için $\Delta_s=0.5$ yaklaşık eşzamanlı 4FKA performansı.



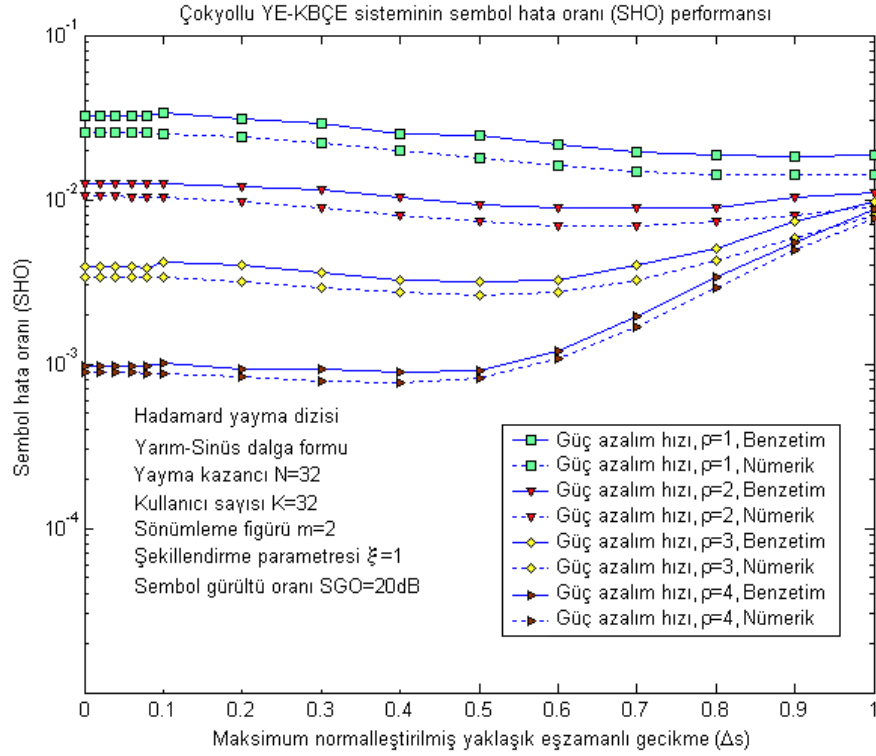
Şekil 4.14 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan YE-KBÇE sisteminin yükseltmiş kosinüs çip dalga formu için eşzamanlı ve yaklaşık eşzamanlı İFKA performansı.



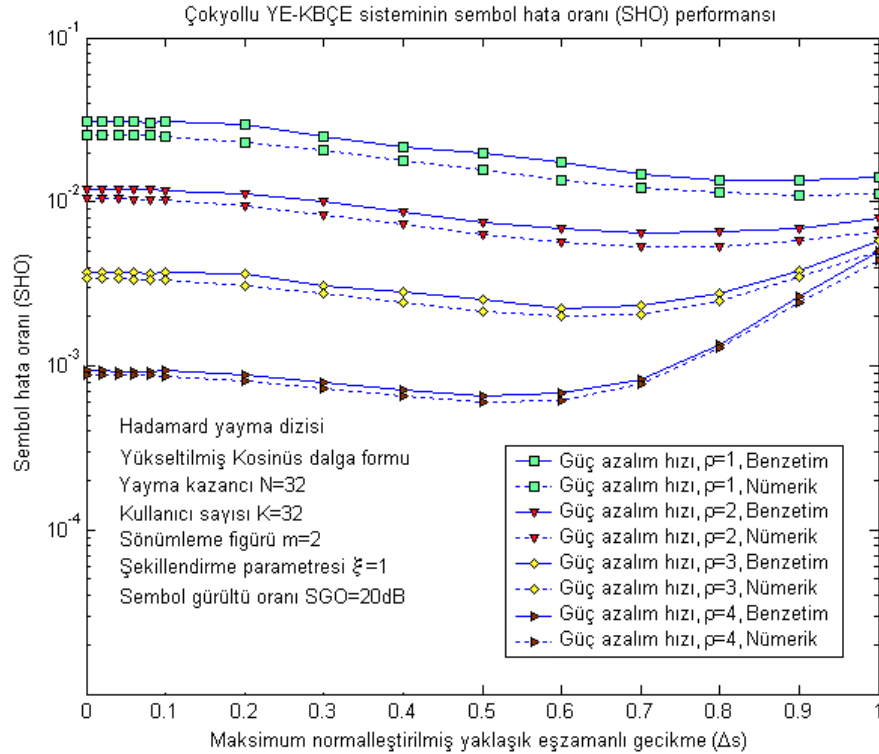
Şekil 4.15 Alıcı yapısında 5 Tırmık ve birden fazla alıcı anten olan YE-KBÇE sisteminin yükseltilmiş kosinüs çip dalga formu için İFKA performansı.



Şekil 4.16 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan dikdörtgen çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin İFKA performansı.



Şekil 4.17 Alıcı yapısında 5 Tırmık olan ve yarı-sinüs çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin İFKA performansı.



Şekil 4.18 Alıcısında 5 Tırmık olan ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE sisteminin İFKA performansı.

Maksimum normalleştirilmiş yaklaşık eşzamanlı gecikme, Δ_s 'nin sıfırdan 1.0'a olan değişimiyle, çip dalga formunun sistemin performansını nasıl arttırdığı (ÇEK'i azalttığı) Şekil 4.16, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de gösterilmiştir. Kuşkusuz, sistemdeki bütün gezgin kullanıcılar eşzamanlı ($\Delta_s = 0$) olduklarında, çip dalga formu sistemin performansını etkilemeyecektir. Dolayısıyla, Şekil 4.16, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de verilen performans eğrilerinde, dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs çip dalga formlarının performansları $\Delta_s = 0$ için aynıdır.

İlaveten, Şekil 4.16, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de verilen eğrilerden görüleceği gibi güç azalım faktörü / hızı $\rho = 3.0$ için maksimum normalleştirilmiş eşzamanlama gecikmesi Δ_s 'nin sırasıyla dikdörtgen, yarım-sinüs ve yükseltilmiş kosinüs dalga formları için 0.2, 0.6, ve 0.7 değerlerinden küçük tutulmasına ihtiyaç yoktur. Bu değerlerin civarında, sistemin performansı eşzamanlı sistemin performansına yaklaşık olarak eşit veya birazcık daha iyidir. Bu spesifik noktalar, performansın kötüleşmeye başladığı yaklaşık eşzamanlama gecikme değerlerini ifade etmektedir. Dolayısıyla, çokyollu sönmülemeli kanallarda sistemin performansını arttırmak için yaklaşık eşzamanlama gecikmesinin sıfır olmasına / bu spesifik değerlerden küçük tutulmasına gerek yoktur. Bu esneklik, alıcıda eşzamanlama devrelerinin karmaşıklığını azaltacaktır.

5. SANAL GURUP KBÇE HABERLEŞME SİSTEMİ

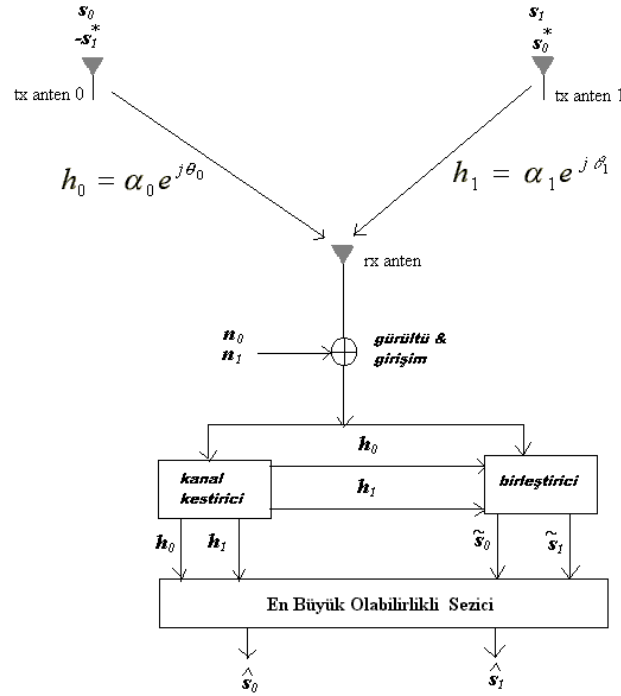
Günümüzde telsiz haberleşme hizmetlerinin kullanım oranının hızlı bir şekilde yükselişi var olan bant genişliğinin daha verimli olarak kullanılmasını ve düşük bit hata hızlarında kaliteli veri iletimini önemli kılmıştır. Telsiz haberleşme sistemlerinde çokyollu sönümlemeli kanalların etkisiyle haberleşme sisteminin bant genişliği verimliliği düşmekte, bit hata hızı artmaktadır. Dolayısıyla, haberleşme istenilen düzeyde sağlanamamaktadır [147]. Gezgini kullanıcılar ile baz istasyonu arasındaki çokyollu sönümlemeli kanalda her gezgini kullanıcının gönderdiği işaretleşme sembolleri yüksek dağlar, binalar, araçlar gibi engellerden yansıyarak baz istasyonuna gelmektedir. Gezgini kullanıcıların işaretlerinin baz istasyonuna birçok yoldan ulaşması nedeni ile alıcı antenlerde elde edilen toplam işaretin genliğinde ve fazında ani değişimler olmaktadır [67], [146], [158]. Bu sebeple gezgini kullanıcıların işaretleşme sembolleri baz istasyonuna zamanda ve frekansta yayılmış bir şekilde gelmektedirler; yani kanalın dürtü cevabı zamana ve frekansa göre değişmektedir [143], [159], [160].

Çeşitleme, iletilen işaretin istatistiksel ilişkisiz veya çok az ilişkili birden fazla kopyalarının alıcıda elde edilmesi için kullanılan bir yöntemdir [85], [146], [147]. Aynı sembolü taşıyan işaretin birden çok kopyasını birbirinden ilişkisiz veya çok az ilişkili sönümlemeli kanallar üzerinden gönderirsek işaretlerin hepsinin aynı anda sönümlemeye uğrama olasılıkları önemli bir miktarda azalacaktır. Bundan dolayı çeşitleme tekniği mantıklı bir yaklaşımdır [85], [147]. Çeşitleme, telsiz iletişim kanallarında derin sönümlemeleri azaltmanın yanında iletim gücü ihtiyacını azaltmakta önemli bir rol oynamaktadır. Özellikle gezgini kullanıcılardan baz istasyonuna olan haberleşme (yukarı hat / uplink) için gezgini kullanıcılarının pil kapasitelerinin sınırlı olduğunu düşünürsek çeşitlemenin önemi daha da iyi anlaşılmaktadır [147]. Çeşitlilik sağlamak amacıyla telsiz haberleşmesinde vericilerde ve/veya alıcılarda fiziksel çoklu anten dizilerinin kullanımı araştırmacıların çok büyük ilgisini çekmiştir. Fiziksel anten dizileri sayesinde uzay çeşitliliği (space diversity) sağlanır ve sönümlemenin bozucu etkisi ortadan kaldırılır. Çok sayıda antenlerin kullanımı telsiz haberleşmesinde kanalın çeşitliliğini

(diversity) arttıracığından sistemin performansı da iyileşecektir. Çeşitlilik her iletilmiş bilgi parçası tarafından tam olarak kullanılan kanalların ortalama sayısıdır. N_t verici ve N_r alıcı antene sahip bir haberleşme kanalında mümkün olan en büyük çeşitlilik derecesi $N_t \times N_r$ 'dir. Sisteme yeni bir anten eklenmesiyle baz istasyonunda alınmış toplam işaret sembollerinin tespit edilmesinde ekstra kanallar kullanılacaktır; yani sistemin çeşitliliği artmış olacaktır.

Uzay-zaman kodlaması, gezgin kullanıcılarda ve/veya baz istasyonunda çok sayıda antenin kullanılmasıyla oluşturulan kodlanmış çeşitlilikle elde edilir [147], [161], [162]. Kullanıcının işaretleşme sembolleri Uzay-Zaman Kodlayıcıya (Space-Time Encoder) girmektedir ve paralel alt dallara dağıtılmaktadır. İşaretleşme sembolleri işaretleşme dalgalarına eşlenmektedir ve sonra ilgili alt-dalın anteninden iletilmektedirler. İşaretleşme sembollerinin işaretleşme dalgalarına eşleştirilmesine Uzay-Zaman Kodlaması [UZK, Space-Time Coding (STC)] denir. Gezgin kullanıcılardaki antenlerden aynı anda iletilen işaretler, birbirlerine yaptıkları bozucu etkilerden ve haberleşme kanallarındaki sönümlemeden dolayı bozularak baz istasyonuna ulaşırlar. Baz istasyonunda ise bir veya daha fazla alıcı antenle kullanıcının gönderdiği işaretler alınır. Uzay-zaman kodlaması, KBÇE sisteminin performansını çeşitlilik vasıtasıyla iyileştirmektedir.

Gecikme çeşitliliği (Delay diversity) [163], [164] ve diğer şekilleri [146], [165] haberleşme çeşitliliğini kullanan ilk tekniklerdendir. Gecikme çeşitliliği Uzay-Zaman Kafes Kodlamanın [UZKK, Space-Time Trellis Coding (STTC)] özel bir durumu olarak Tarokh ve arkadaşları tarafından geliştirilmiştir. Genel yaklaşım Kafes Kodlamalı Modülasyon [KKM, Trellis Coded Modulation (TCM)] ile haberleşme çeşitlilik tekniklerinin birleştirilmesidir; dolayısıyla kullanıcıların sayısının artmasıyla kod çözme işlemi de üstel olarak artmaktadır. Bu çalışmayla rank ve determinant kriteri sunulmuştur. Bu kriter uzay-zaman kod tasarlamada ölçüt olmuştur. Tam çeşitliliğini garanti eden daha çok yapısal UZKK oluşturma metodu daha sonra [166]'da sunulmuştur.



Şekil 5.1 Alamouti çeşitleme yapısı: 2 verici anten, 1 alıcı anten

Şekil 5.1’de görüldüğü gibi Alamouti kodu zarif ve basit bir lineer alıcıya sahip olmasıyla dikkati çekmiştir [147]. Uzay-Zaman Blok Kodlamasında [UZBK, Space-Time Block Coding (STBC)] bir mihenk taşı olmuştur. İki anten için tasarlanmış olan Alamouti uzay zaman kodlaması [161], [162] çalışmalarında genelleştirilmiştir. Bu çalışmalarda tam çeşitlilik (full diversity) ve iletilmiş işaretleri dekuple eden lineer en büyük olabilirlikli (Linear Maximum Likelihood, ML) alıcıları bir arada düşünülmüştür. Maalesef, Hurwitz-Radon teoremine göre iki antenli durum haricinde, karesel kompleks lineer işlemeli ortogonal tasarımlarıyla aynı anda hem tam veri hızı (full data rate) hem de tam çeşitlilik (full diversity) başarılamaz [161], [167]. Kare kod matrisleri için başarılabilecek maksimum veri hızı için formül [167], [168]’de verilmiştir. Üç ve dört iletim anteni (transmit antennas) için tam çeşitlilik sağlayan ve veri hızı 3/4 olan birçok ortogonal kodlar bulunmuştur [161],[162], [167], [168], [169]. Özel işaret kümesi (signal constellations) için [163]’te görüldüğü üzere ikiden çok anten için tam veri hızlı ve tam çeşitlilikli ortogonal kompleks kodlar tasarlamak mümkündür.

Ortogonal kodlara benzer olarak, Birimsel Uzay-Zaman Modülasyonu (Unitary Space-Time Modulation) [164] ve Farksal Birimsel Modülasyonu

(Differential Unitary Modulation) [170], veriyi ifade etmek için birimsel kod matris (unitary code matrices) kümesini kullanır. Genelde, birimsel modülasyon kodu için en uygun alıcı, ortogonal tasarım için olandan daha karmaşıktır; çünkü tespit için dekuple edilebilir semboller tarafından kod matrisi düzenlenmemiştir. Bu kodlar tipik olarak karesel değildir (non-square) ve Kanal Durum Bilgisinin [KDB, Channel State Information (CSI)] alıcıda bilinmediği yerlerdeki sistemler için tasarlanmıştır.

ABBA kodu [165] ve buna benzer kodlar [171], [172], [173], [174] tam hızlıdır; ama yaklaşık ortogonaldırlar (quasi-orthogonal) ve yalnız iki çeşitlilik derecesine sahiptirler. Dik İletim Çeşitliliği [DİÇ, Orthogonal Transmit Diversity, (OTD)] kodu [174] sembolleri Alamouti blok kodlarına guruplaşarak ve onlara Walsh-Hadamard matrisini kullanarak bazı çeşitlilik kazancı sağlamaktadır. 4 iletim anteni durumu için bu çeşitlilik derecesi 2 ve tam hızlı ortogonal kodudur. Ayrıca, 4 anten için bir ortogonal tam çeşitlilikli ve tam hızlı UZBK [175]'de verilmiştir. Fakat alıcıda ve vericide kanalın mükemmel olarak bilinmesi ortogonallığı sağlamak ve semboller arası ÇEK'i iptal etmek için gereklidir.

Hadamard transformasyonlu döndürülmüş işaret kümesi (rotated constellations) kullanan Genelleştirilmiş Cebirsel Uzay-Zaman (Generalized Algebraic Space-Time, GAST) kodlarıyla tam çeşitlilikli ve tam hızlı gerçeklemlerin olabileceği gösterilmiştir [176]. Ortogonal olmayan kodlar ortogonal olan kodlara göre bir kodlama kazancı sunmaktadır. Özellikle büyük işaret kümeleri ve çok iletim anteni için kodlama kazancı elde edilmektedir. Literatürde, uzay-zaman çeşitliliğini kullanan bir diğer kodlayıcı ise Birimsel İşaret Kümesi Döndürmeli Ön-Kodlayıcıdır (Unitary Constellation Rotating Precoders) [158], [177], [178].

Uzay zaman kodlarını kullanan birçok KBÇE haberleşme sistemleri önerilmiştir. Özellikle son zamanlarda uzay-zaman kodlu ÇGÇÇ kanallarda KBÇE tekniklerinin kullanımı konusunda araştırmalar hız kazanmıştır. KBÇE'nin aşağı hat haberleşmesinde baz istasyonundan gezgin kullanıcılara gönderilen işaretleşme sembollerinin ortogonal yapısı frekans seçici kanallar tarafından bozularak ÇEK'in oluşmasına neden olmaktadır. Uzay-zaman Kodlamalı Çip-Dengeleyicileri (Space-Time Chip Equalizer), işaretlerin ortogonalitelerini yeniden oluşturan ve ÇEK'i

bastıran çok önemli bir tekniktir [179], [180], [181]. UZK [147], [161], Turbo detektörü ve RAKE alıcısı kavramlarının bir arada kullanılmasıyla performansı çok iyi olan KBÇE haberleşme sistemlerinin tasarlanması mümkündür. Turbo RAKE alıcılı KBÇE’de çok yollu kanallarda taşınan bilginin alıcı antendeki İGO’nu büyük tutmak için Uzay-zaman kodları kullanılmıştır [182]. Uzay-zaman kodlamalı ÇT-KBÇE’nin hem zamanda hem de frekansta seçici (double selective) olan sönümlemeli kanallardaki performansı [183]’te verilmiştir. İkili verici anten konfigürasyonu için uzay-zaman kodlarını kullanan çok yollu düz sönümlemeli (flat fading) kanallarda eşzamanlı ve eşzamanlı olmayan KBÇE için uyarlamalı (adaptive) alıcı yapısı D. Reynolds, Xiaodong Wang ve H.V. Poor tarafından önerilmiştir [184].

Sonuç olarak, uzay-zaman kodlarını kullanan yaklaşık eşzamanlı KBÇE’nin performansı konusunda şu ana kadar yeterli çalışma yapılmamıştır. Özellikle, frekans seçici ve düz sönümlemeli kanallarda uzay-zaman kodlamalı yaklaşık eşzamanlı KBÇE’nin performans analizi ve baz istasyonundaki alıcı yapısında kullanılmak üzere çoklu kullanıcı detektör yapısı tasarımı ayrı bir çalışma konusu olabilir.

Son zamanlarda telsiz haberleşmede baz istasyonunda ve/veya gezgin kullanıcılarda fiziksel çoklu anten dizilerinin kullanımı araştırmacıların çok büyük ilgisini çekmiştir. Fiziksel anten dizileri sayesinde sönümlemenin bozucu etkisini ortadan kaldırmak için uzay çeşitliliği kullanılmaktadır. Sonuçta, fiziksel anten dizileri sistemin kapasitesini arttırmaktadır ve sönümlemeye karşı bir dayanıklılık sağlamaktadır. Hatta uzay-zaman kodlarının bulunması ve bu kodların ÇGÇÇ sistemler için uygun olması bu konudaki çalışmaları hızlandırmıştır. Gerçekte gezgin kullanıcıların üzerlerine birden fazla anten yerleştirilmesi mümkün olmadığından ÇGÇÇ sisteminin sağlayacağı mümkün kazançlar elde edilmemektedir; çünkü gezgin kullanıcılar üzerindeki antenler birbirlerine çok yakın olduklarından aralarında çok büyük derecede ilişki oluşturmaktadır [185], [186]. ÇGÇÇ sistemlerinin sağladığı mümkün kazançlar gezgin kullanıcılar komşu kullanıcıların antenleri [187], [188], [189], [190] ve uzay-zaman kodlaması haberleşmede kullanılarak [188], [191], [192], [193] sistemin performansı da çok büyük oranlarda artmaktadır ve sönümlemeye karşı bir bağışıklık kazanılmaktadır [184], [185], [186], [187], [188], [189], [190], [191], [192], [193], [194]. Komşu gezgin kullanıcıların antenleriyle beraber

kullanıcının anteni bir arada düşünüldüğünde bir anten dizisi olarak görülebilirler. Bu anten dizisine Sanal Anten Dizisi [SAD, Virtual Antenna Array (VAA)] adı verilir [185], [186], [187], [188].

UZKK kodlamalı sanal anten dizili sistemin performansı M. Dohler, B. Rassool ve H. Aghvami tarafından analiz edilmiştir [195]. Bu çalışmada ileten (relaying) gezgin terminallerin birbirlerine göre çok uzakta olmalarından dolayı sanal anten dizisini oluşturan antenler arasında hiç bir ilişki oluşmamaktadır ve sistemin gürültüye olan dayanıklılığı artmaktadır. 1998 yılında Alamouti tarafından geliştirilmiş olan 2 verici ve 2 alıcı antenli çeşitlilik şeklini kullanan sanal anten dizili sistem [196]'da incelenmiştir. Sanal anten dizili sistemler linkte ve sistem kapasitesinde sağladıkları oldukça belirgin iyileştirmeden dolayı 4. nesil telsiz haberleşme sistemleri için adaydır. Komşu kullanıcılarla oluşturulmuş Ad-hoc network içerisindeki kanalın durumlarına bağlı olarak yüksek dereceden uzay-zaman kodlarını kullanan sanal anten dizili sisteminin hat performansı [197]'de sunulmuştur.

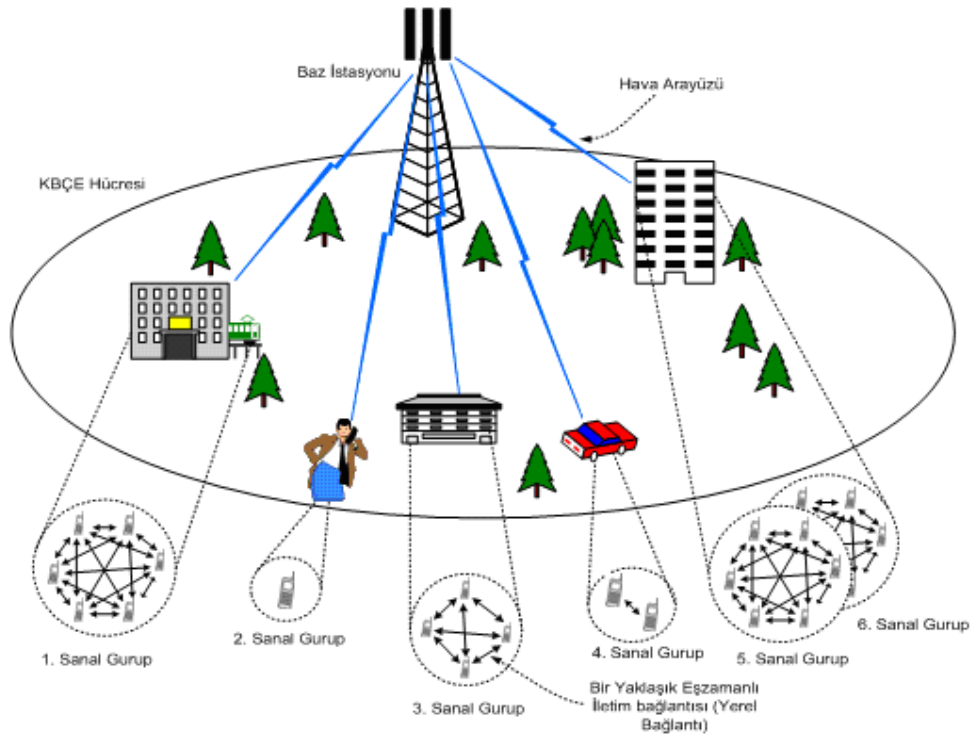
Komşu hücrelerin baz istasyonlarını veya gezgin kullanıcıları kullanarak iletmek istenen işaretleri birbirleri üzerinden istenen hedefe ulaştıran telsiz haberleşme sistemleri ve bunlara uygun uzay-zaman kodları geliştirilmiş ve performansları incelenmiştir. [160], [198], [199], [200], [201], [202], [203], [204], [205], [206], [217], [218], [219]. Tek bir düğümün ulaşamayacağı kadar uzak mesafelere güvenli bir şekilde bilgi sembollerinin iletilmesini sağlayan bir teknik [207]'de önerilmiştir ve burada çoklu-atlamalı (multihop) hatlar kullanılmıştır; yani kullanıcılar birbirlerine gönderecekleri bilgileri birbirleri üzerinden paylaşmaktadırlar. Bu çalışmada önerilen anahtar düşünce, daha uzaktaki her komşu gezgin kullanıcı kendisinden önceki komşu gezgin kullanıcıdan aldığı bilgiyi uzaklara iletmektedir. Böylece iletilen bilginin asıl sahibi olan gezgin kullanıcının bilgilerinin ekoları (echos) baz istasyonuna ulaşır. Ulaşan bu bilgi sembolleri aktif saçıcılardan (active scatters) kaynaklanan işaretler olarak düşünülmüştür. Bu tekniğin işaretleşme sınırları çok gevşektir [207]. Ayrıca, çok yollu sönümlemeli kanallarda çoklu protokolleri arasında uzay-zaman kodlamalı işbirlikçi çeşitlilik protokolleri geliştirilmiştir ve analiz edilmiştir [208].

Gezgin kullanıcılar arasındaki haberleşme hattında maksimum mümkün çeşitliliğin (maximum possible diversity) ve performansın çok iyi olduğunda, tam işbirliği çeşitliliği (providing full cooperation diversity) sağlama yeteneği olan uzay-zaman kodları [160]'da A. Stefanov ve E. Erkip tarafından tanıtılmıştır. Önerilen kodların, işbirliği olmasa da performansları çok iyidir. Kullanıcılar arasındaki kanalın çok gürültülü olduğu zaman bile işbirlikçi uzay-zaman kodlaması (cooperative space-time coding) oldukça belirgin performans iyileşmesi sunmaktadır [160]. Yine A. Stefanov ve E. Erkip tarafından bu çalışmanın asimptotik analizi ve performans sınır değerleri [200]'de yapılmıştır. E. Zimmermann, P. Herhold ve G. Fettweis tarafından tek bir anteni olan telsiz cihazlara uzaysal çeşitliliğin kazançlarını (spatial diversity gains) kazandıran işbirlikçi çeşitliliğin (cooperative diversity) performansı gerçekçi değerler için incelenmiştir [209].

Sonuç olarak, sanal anten dizili haberleşme sistemleri enformasyon teknikleri içerisinde yeni bir çalışma sahası olup yapılacak araştırmalara açıktır [189], [190], [191], [194], [195], [196]. Sanal anten dizili KBÇE sistemlerinin çok yollu düz sönümlmeli kanallarda yaklaşık eşzamanlı performansları incelenebilir. Burada bir gezgin kullanıcı baz istasyonuna iletmek istediği işaretleşme sembollerini komşu kullanıcıların antenlerini kullanarak iletmektedir. Bu durum kullanıcının komşu kullanıcılarla eşzamanlı olmasını zorunlu kılmaktadır; ancak böyle bir eşzamanlaşmanın sağlanması imkânsızdır. Sadece bir çip süresi kadar toleranslı bir eşzamanlaşma sağlanabilir. Yani sanal dizisi içerisindeki gezgin kullanıcılar arasında yaklaşık eşzamanlaşma söz konusu iken diğer sanal dizileri içindeki gezgin kullanıcılarla eşzamanlı değildir; ama eşzamanlı olurlarsa sistemin performansının artacağı aşikârdır. Bu konuda şu ana kadar hiç bir çalışma yapılmamıştır. Hatta sanal anten dizisini oluşturan kullanıcılar arasındaki yaklaşık eşzamanlı durum dikkate alınarak alıcıda çoklu kullanıcı detektörleri tasarlanabilir.

Son yıllarda işbirlikçi haberleşme araştırmacıların dikkatini çekmiş ve bu yönde çalışmalar hız kazanmıştır [210]. İşbirlikçi haberleşme konusunda ilk orijinal çalışma E.C. Van Der Meulen tarafından yapılmıştır [211]. Bu çalışmayla üçlü haberleşme terminali sayesinde oluşturulan haberleşme kanalı incelenmiştir; ilk defa işbirlikçi haberleşme tanımı yapılmıştır. 1980'lerde ve 1990'larda çok az sayıda

çalışma mevcuttur; ancak ÇGÇÇ sistemlerin avantajlarının ortaya konmuş olması sebebiyle işbirlikçi haberleşme konusundaki çalışmalar hız kazanmıştır [212], [213]. Aktarım (relaying) kanalları için ideal işbirlikçi haberleşme Cover ve El Gamal tarafından incelenmiştir [214]. Konumsal olarak birbirlerine yakın telsiz haberleşme terminallerinin UZK kullanarak sanal anten dizilerini oluşturması ve neticesinde ÇGÇÇ haberleşme sistemlerinin gerçekleştirilmesi [215], [216] çalışmalarında incelenmiştir. Sanal anten dizili işbirlikçi haberleşme [216]'da önerilmiştir.



Şekil 5.2 Sanal Gurup KBÇE (SG-KBÇE) haberleşme hücresi.

Bu çalışmada önerilen Sanal Gurup KBÇE (SG-KBÇE) sisteminde ise konumsal olarak birbirlerine yakın olan telsiz haberleşme terminalleri YE haberleşme sayesinde birbirlerinin antenlerini ortaklaşa kullanabilmektedirler. SG-KBÇE haberleşme hücresi Şekil 5.2'de resmedilmiştir. Antenlerin ortaklaşa kullanımı sayesinde ÇGÇÇ haberleşme teknolojilerini telsiz haberleşme terminallerine uygulayabilmek sistemin yukarı-hat (terminalden baz istasyonuna olan haberleşme) kanalının bant genişliğini arttırmadan mümkün olmaktadır.

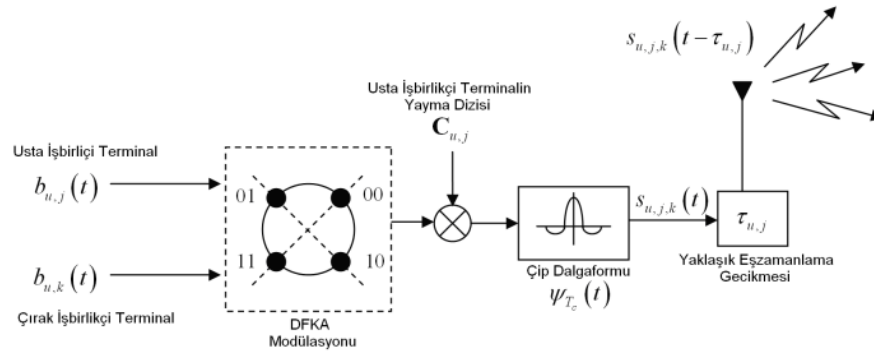
Bu çalışmada, yukarı-hat DY-KBÇE haberleşme için SG-KBÇE sistemi önerilmektedir. SG-KBÇE sistemi konumsal olarak birbirine yakın telsiz haberleşme terminallerinde, YE haberleşme kullanılarak sanal ÇGÇÇ haberleşme teknolojisini gerçekleştirmeyi mümkün kılmaktadır. Bir sanal grup içerisinde telsiz terminaller birbirleriyle aktarım (relaying) haberleşme linkleri kurarlar. Birbirlerini senkronize ederler ve yayma dizilerini paylaşırlar. Sanal grup içerisinde herhangi bir terminalin sanal grup içerisindeki bütün terminallerin yayma dizilerini bildiği varsayılmaktadır. SG-KBÇE işbirlikçi haberleşme sisteminde bir terminal kendi yayma dizisiyle sadece bir terminalle işbirliği kurabilir. Bu işbirliğinde iki terminalden, işbirliğinde yayma dizisi kullanılan terminale Usta İşbirlikçi (Master Cooperative) terminal, diğerine de Çırac İşbirlikçi (Slave Cooperative) terminal denir. Bir terminal aynı anda yalnız bir işbirliğinde usta terminal hem de birçok işbirliğinde çırac terminal olabilmektedir. Herhangi bir işbirliğinde her iki terminalde oluşturdukları aynı DFKA sembolünü, usta terminalin yayma dizisiyle baz istasyonuna gönderirler.

5.1. Verici Modeli

Sistem performansını arttırmak için, geniş bir alanda geleneksel KBÇE sisteminde bütün terminalleri birbirleriyle eşzamanlı / yaklaşık eşzamanlı yapmak pratik olarak mümkün olmamaktadır. Fakat N_{VG} tane sanal gruptan oluşan SG-KBÇE sisteminde grup içerisindeki terminaller yaklaşık eşzamanlı olacağından sistemin performansı artacaktır. Terminallerin işbirliği yaparak birbirlerinin antenlerini kullanmaları da sistemin performansını daha da iyileştirecektir. N_{VG} tane birbiriyle eşzamansız sanal gruptan oluşan ve her bir sanal grupta YE K_u telsiz terminali bulunan SG-KBÇE sisteminde toplam $K = \sum_{u=1}^{N_{VG}} K_u$ haberleşme terminali vardır. Sistemdeki bir terminalin blok verici yapısı Şekil 5.3'te gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, DFKA işbirliği sembolünün reel kısmında usta işbirlikçi terminalin 2FKA bilgi sembolleri taşınırken, imajiner kısmında çırac işbirlikçi terminalin 2FKA bilgi sembolleri taşınmaktadır. Bir gruptaki terminaller arasındaki işbirliği $K_u \times K_u$ dereceli bir matris ile ifade edilebilir:

$$\mathbf{\Lambda}_u = \begin{bmatrix} \lambda_{1,1}^u & \dots & \lambda_{1,K_u}^u \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{K_u,1}^u & \dots & \lambda_{K_u,K_u}^u \end{bmatrix} \equiv [\lambda_{j,k}^u]_{K_u \times K_u} \quad (5.1)$$

Burada $\lambda_{j,k}^u \in \{0,1\}$, $1 \leq j,k \leq K_u$, u . sanal grup içerisindeki terminaller arasındaki işbirlikçi haberleşmeyi tanımlamaktadır. Öyle ki, j . satır j . terminalin usta işbirlikçi olarak (kendi yayma dizisini kullanarak) hangi çıkar terminalle işbirliği yaptığını ifade etmektedir. Benzer bir şekilde, j . sütunda j . terminalin çıkar işbirlikçi olarak (diğer terminallerin yayma dizilerini kullanarak) hangi usta işbirlikçilerle işbirliği yaptığını ifade etmektedir.



Şekil 5.3 SG-KBÇE sisteminde u . sanal grup içerisindeki j . haberleşme terminalinin verici yapısı.

SG-KBÇE sisteminde bir terminal kendi yayma dizisiyle sadece bir işbirliği kurabileceğinden dolayı, (5.1)'de verilen işbirliği matrisinin bir satırındaki toplam 1'lerin sayısı 2'den fazla olamaz; fakat aynı terminal birden fazla usta işbirlikçisinin çıkar işbirlikçisi olabileceğinden bir sütundaki 1'lerin sayısı en fazla SG içerisindeki toplam kullanıcı sayısı kadar olabilir. u . sanal grupta j . haberleşme terminalinin baz istasyonuna göndereceği $(2M+1)$ sembolden oluşan işareti

$$s_{u,j}(t) = \sum_{n=-M}^M \sum_{k=1}^{K_u} \sqrt{P_{u,j}} \lambda_{j,k}^u d_{u,j}^{(n)} C_{u,k}(t - nT_b) \quad (5.2)$$

olarak ifade edilebilir. Burada, T_b bilgi darbelerinin süresidir ve $P_{u,j}$, toplam gücü P_0 olan j . terminalin her bir işbirliğinde kullandığı güç miktarıdır:

$$P_{u,j} = \frac{P_0}{\sum_{i=1}^{K_u} \lambda_{j,k}^u} \quad (5.3)$$

(5.2)'de $d_{u,j}^{(n)}$ ise işbirlikçi işaretleme sembolü olup

$$d_{u,j}^{(n)} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{K_u} \lambda_{j,k}^u b_{u,j,k}^{(n)} \quad (5.4)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, $b_{u,j,k}^{(n)}$ ise nT_b örnekleme anında u . sanal grup içerisindeki k . ve j . haberleşme terminallerinin sırasıyla $b_{u,k}^{(n)} \in \{\pm 1\}$ ve $b_{u,j}^{(n)} \in \{\pm 1\}$ ikili bilgi sembollerinden oluşturulmuş DFKA haberleşme sembolüdür:

$$b_{u,j,k}^{(n)} = M_{QPSK}(b_{u,j}^{(n)}, b_{u,k}^{(n)}) = b_{u,j}^{(n)} + ib_{u,k}^{(n)} \quad (5.5)$$

Burada, $i = \sqrt{-1}$ 'dir.

Son olarak, (5.2)'de $C_{u,k}(t)$ ise u . sanal gruptaki k . haberleşme terminalinin yayma dalga formudur:

$$C_{u,k}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} C_{u,k}^{(m)} \psi_{T_c}(t - mT_c), \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.6)$$

Burada, N , T_c ve $C_{u,k}^{(m)}$ sırasıyla yayma kazancı (spreading gain), çip süresi T_c ($T_b = NT_c$) ve yayma dizisinin çip değerlerini ifade etmektedir. $\psi_{T_c}(t)$ ise çip-sınırlı birim enerjili çip dalga formudur. u . sanal grup içinde ÇGÇÇ oluşturularak iletilen toplam işaret

$$s_u(t) = \sum_{k=1}^{K_u} s_{u,j}(t - \tau_{u,j}) \quad (5.7)$$

şeklinde ifade edilir. $\tau_{u,j} = \Delta_{u,j}T_c$ gecikmesi u . sanal gurup içerisindeki j . terminalin sanal guruba göre olan gecikmesidir. $\Delta_{u,j}$ ise gecikmenin chip süresiyle normalleştirilmiş halidir ve $0 \leq \Delta_{u,j} < \Delta_Q$ aralığında düzgün dağılmış rastgele değişken olarak modellenmektedir ($0 \leq \Delta_Q < 1$). Sanal gurubun sisteme göre gecikmesi τ_u , $0 \leq \tau_u < T_b$ aralığında düzgün dağılımlı rastgele değişken olarak modellenmektedir. Dolayısıyla, baz istasyonuna bütün sanal guruplardan gönderilen toplam işaret

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{VG}} s_u(t - \tau_u) \quad (5.8)$$

olarak elde edilir.

5.2. Çokyollu Sönümlmeli Kanal Modeli

SG-KBÇE sisteminde u . sanal guruptaki j . terminal için nT_b örnekleme anındaki kanalın alçak geçiren dürtü cevabı

$$h_{u,j}^{(n)}(t) \approx \sum_{l=0}^{L_c-1} h_{u,j,l}^{(n)} \delta(t - lT_c) \quad (5.9)$$

şeklinde verilmektedir. $L_c \approx [T_m T_c] \ll N$, baz istasyonu ile j . terminali arasındaki çözülebilir yol (resolvable multipath) sayısıdır. T_m ise çokyollu kanalın gecikme yayılım parametresidir. Kanal katsayıları $h_{u,j,l}^{(n)} = \alpha_{u,j,l}^{(n)} e^{i\varphi_{u,j,l}^{(n)}}$ kompleks değerlidir. Çözülebilir yolların $\varphi_{u,j,l}^{(n)}$ fazları karşılıklı olarak istatistiksel bağımsız ve $[0, 2\pi)$ aralığında düzgün dağılımlıdır. $\alpha_{u,j,l}^{(n)}$ sönümlleme genlikleri de karşılıklı olarak istatistiksel bağımsız olup GGZ3 olasılık yoğunluk fonksiyonlu rastgele değişkenler olarak modellenmektedir:

$$P_{\alpha_{u,j,l}^{(n)}}(\alpha) = \frac{2\xi \alpha^{2\xi m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_{u,j,l}} \right)^m \exp\left(-\frac{m}{\Omega_{u,j,l}} \alpha^{2\xi}\right), 0 \leq \alpha < \infty \quad (5.10)$$

Burada, $\Gamma(.)$ terimi Gamma fonksiyonudur ve ξ ve m sırasıyla şekillendirme ve sönümleme figürü olarak adlandırılan parametrelerdir. (5.10)'daki $\Omega_{u,j,l}$ parametresi, u . sanal guruptaki j . haberleşme terminali için kanalın ÇYP'sidir ve üstel azalım için

$$\Omega_{u,j,l} = \Omega_{u,j,0} \exp(-\rho l), \quad \rho > 0 \quad (5.11)$$

şeklinde verilmektedir. Burada, $\Omega_{u,j,0}$ ilk çözülebilir yolun ortalama işaret gücü, ρ ise ortalama işaret gücündeki azalma hızını ifade etmektedir. Bir sembol anındaki İGO, $\gamma_{u,j,l} = (\alpha_{u,j,l})^2$ için olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p_{\gamma_{u,j,l}}(\gamma) = \xi \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}_{u,j,l}} \right)^{m\xi} \frac{\gamma^{m\xi-1}}{\Gamma(m)} \exp \left(- \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}_{u,j,l}} \gamma \right)^\xi \right), \quad m > \frac{1}{2}, \xi > 0 \quad (5.12)$$

şeklinde verilebilir. Burada $\beta = \Gamma(m + 1/\xi)/\Gamma(m)$ 'dir.

5.3. Alıcı Modeli

SG-KBÇE sisteminin alıcısında, nT_b örnekleme anında kanaldan alınan toplam işaret

$$r^{(n)}(t) = \sum_{v=1}^{N_{VG}} \sum_{k=1}^{K_v} \sum_{k_c=1}^{K_v} \sum_{l_p=0}^{L_c-1} \sqrt{P_{v,k}} \lambda_{k_c,k}^{(n)} d_{v,k}^{(n)} \times \quad (5.13)$$

$$h_{v,k,l_p}^{(n)} C_{v,k_c}(t - nT_b - l_p T_c - \tau_v - \tau_{v,k}) + n(t)$$

olarak verilebilir. $n(t)$ çift-yönlü $N_o/2$ güç spektral yoğunluğuna sahip sıfır ortalamalı kompleks değerli TBGG olarak modellenmektedir. v , k , k_c ve l_p parametreleri sırasıyla sanal gurup, sanal guruptaki terminalin indisi, usta işbirlikçi terminalin indisi ve çözülebilir yolları ifade etmektedir. Şekil 5.4'te verilen alıcı yapısında görüldüğü gibi, $\hat{d}_{u,j}^{(n)}(l)$ tırmık karar değişkenlerinin fazlarının doğrultulması ve sönümlemeleriyle ağırlıklaştırılması neticesinde alıcının çıkışındaki karar değişkeni

$$\hat{d}_{u,j}^{(n)} = \sum_{l=0}^{L-1} q_{u,j}^{(n)}(l) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{u,j,l}^{(n)} e^{-i\varphi_{u,j,l}^{(n)}} \hat{d}_{u,j}^{(n)}(l) \quad (5.14)$$

şeklinde elde edilir. $\hat{d}_{u,j}^{(n)}$ 'nin reel ve imajiner kısmı sırasıyla usta işbirlikçi ve çırak işbirlikçi terminallerin 2FKA sembollerini taşımaktadır.

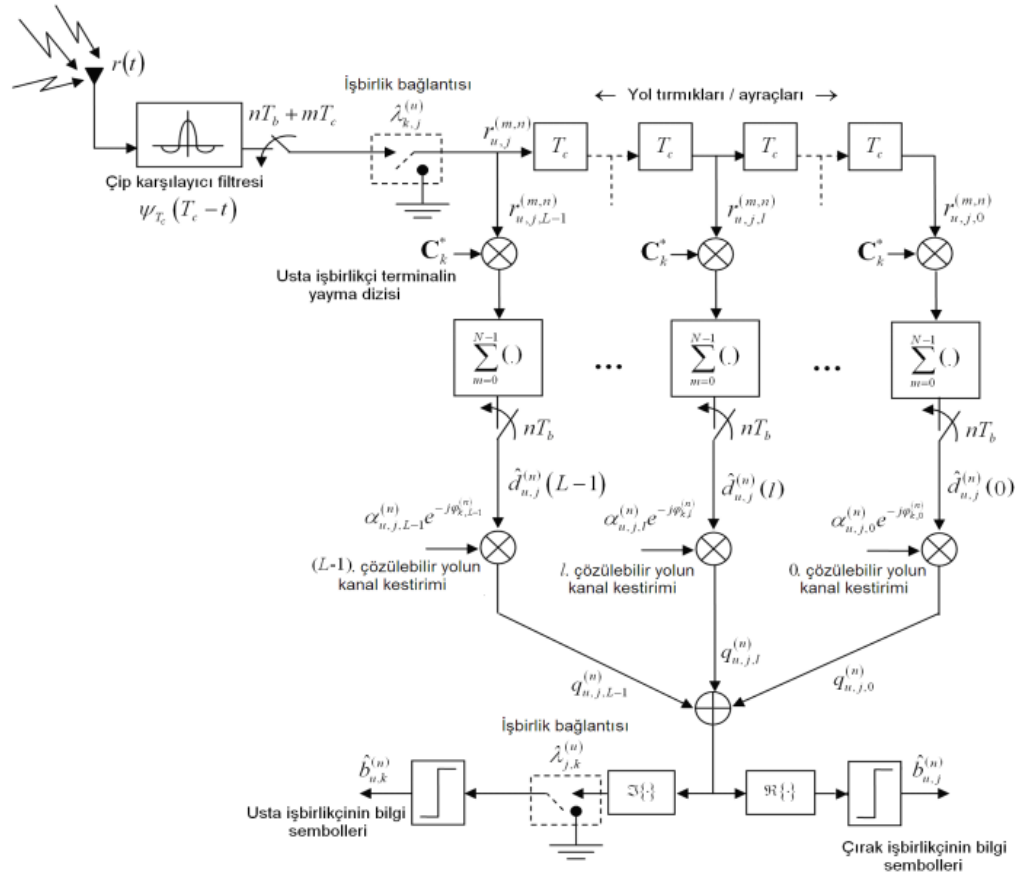
5.4. Performans Analizi

Bu bölümde, Şekil 5.4'te görülen karar değişkeni $\hat{d}_{u,j}^{(n)}$ Gauss yaklaşımı kullanılarak analiz edilmiştir ve çokyollu GG sönümlmeli kanallarda SG-KBÇE'nin *herhangi* bir yayma dizisi ve *herhangi* bir çip dalga formu için BHO ifadesi elde edilmiştir. Alıcıdaki l . tırmık karar değişkeni $q_{u,j}^{(n)}(l)$, $l = 0, 1, \dots, L-1$ için nT_b örnekleme anındaki İGO ifadesi

$$\gamma_{u,j,l}^{(n)} = \frac{E \left[\Re \{ q_{u,j}^{(n)}(l) \} \right]}{\text{Var} \left[\Re \{ q_{u,j}^{(n)}(l) \} \right]} = \left(\alpha_{u,j,l}^{(n)} \right)^2 \gamma_{u,j,l} \quad (5.15)$$

şeklinde elde edilir. $\Re \{ \cdot \}$ reel kısım fonksiyonudur. (5.15)'de, $\gamma_{u,j,l}$ değişkeni l . çözülebilir yoldaki sönümlleme genliğinin karesiyle normalleştirilmiş İGO'dur [8]:

$$\begin{aligned} \gamma_{u,j,l} = P_{u,j} & \left\{ \sum_{\substack{l_p=0 \\ l_p \neq l}}^{L-1} P_{u,j} \Omega_{u,j,l_p} E_{j,j}^{u,u}(l, l_p) + \right. \\ & \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{K_u} \sum_{k_c=1}^{K_u} \sum_{l_p=0}^{L-1} P_{u,k} \lambda_{k_c,k}^{(v)} \Omega_{u,k,l_p} E_{j,k}^{u,u}(l, l_p) + \\ & \left. \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq u}}^{N_{VG}} \sum_{k=1}^{K_u} \sum_{k_c=1}^{K_u} \sum_{l_p=0}^{L-1} P_{u,k} \lambda_{k_c,k}^{(v)} \Omega_{u,k,l_p} E_{j,k}^{u,v}(l, l_p) + \frac{N_0 T_b}{2} \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (5.16)$$



Şekil 5.4 SG-KBÇE sisteminde u . sanal gruptaki j . terminal için baz istasyonundaki alıcı yapısı

Burada, l . ve l_p . yollardaki iki yayma dalga formu arasındaki ilişkinin varyansı $E_{j,k}^{u,v}(l, l_p)$ ile ifade edilmektedir. Aynı grup içerisindeki ($u=v$) iki terminalin yayma dizileri arasındaki ilişkinin varyansı

$$\begin{aligned}
 E_{j,k}^{u,u}(l, l_p) &= E_Q \left[R_{\psi_{T_c}}(\hat{\Delta}_j T_c)^2 \right] U_{j,k}^{u,u}(l_p - l) + \\
 &E_Q \left[R_{\psi_{T_c}}(\hat{\Delta}_j T_c) \hat{R}_{\psi_{T_c}}(\hat{\Delta}_j T_c) \right] V_{j,k}^{u,u}(l_p - l) + \\
 &E_Q \left[\hat{R}_{\psi_{T_c}}(\hat{\Delta}_j T_c)^2 \right] Z_{j,k}^{u,u}(l_p - l)
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

olarak bu çalışmada elde edilmiştir [8]. $E_Q[\cdot]$ ifadesi $(-\Delta_Q T_c, \Delta_Q T_c)$ aralığında üçgensel dağılım için beklenen değer operatörüdür. Farklı gruplardaki iki terminalin yayma dalga formları arasındaki ilişkinin varyansı ise

$$\begin{aligned}
E_{j,k}^{u,u}(l, l_p) = & \frac{1}{N} \sum_{l=-N}^N \left(1 - \frac{|l|}{N}\right) \left\{ E_A \left[R_{\psi_{T_c}}(\widehat{\Delta}_j T_c)^2 \right] U_{j,k}^{u,v}(l_p - l) + \right. \\
& E_A \left[R_{\psi_{T_c}}(\widehat{\Delta}_j T_c) \widehat{R}_{\psi_{T_c}}(\widehat{\Delta}_j T_c) \right] V_{j,k}^{u,v}(l_p - l) + \\
& \left. E_A \left[\widehat{R}_{\psi_{T_c}}(\widehat{\Delta}_j T_c)^2 \right] Z_{j,k}^{u,v}(l_p - l) \right\}
\end{aligned} \tag{5.18}$$

olarak bu çalışmada elde edilmiştir [8]. $E_A[\cdot]$ ifadesi $(-T_c, T_c)$ bölgesinde düzgün dağılım için beklenen değerdir. (5.17) ve (5.18)'de $R_{\psi_{T_c}}(\tau)$ ve $\widehat{R}_{\psi_{T_c}}(\tau)$ kullanılan çip dalga formunun kısmi özilişki fonksiyonlardır ve

$$U_{j,k}^{u,v}(l) = R_{j,k}^{u,v}(l)^2 + \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l)^2 \tag{5.19}$$

$$\begin{aligned}
V_{j,k}^{u,v}(l) = & \frac{1}{2} \Re \{ R_{j,k}^{u,v}(l-1) R_{j,k}^{u,v}(l)^* + \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l-1) \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l)^* + \\
& R_{j,k}^{u,v}(l+1) R_{j,k}^{u,v}(l)^* + \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l+1) \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l)^* \}
\end{aligned} \tag{5.20}$$

$$\begin{aligned}
V_{j,k}^{u,v}(l) = & \frac{1}{2} \{ R_{j,k}^{u,v}(l-1)^2 + \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l-1)^2 + \\
& R_{j,k}^{u,v}(l+1)^2 + \widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l+1)^2 \}
\end{aligned} \tag{5.21}$$

olarak ifade edilir [8]. $R_{j,k}^{u,v}(l)$ ve $\widehat{R}_{j,k}^{u,v}(l)$ ise v . sanal gurup içerisindeki k . terminalin yayma dizisi ile u . sanal gurup içerisindeki j . terminalin yayma dizisi arasındaki kısmi karşı-ilişki fonksiyonlarıdır. Dolayısıyla, u . sanal guruptaki j . terminal için karar değişkeninin İGO'su

$$\gamma_{u,j}^{(n)} = \sum_{k=1}^{K_u} \sum_{l=1}^{L-1} \lambda_{k,j}^u \gamma_{u,j,l}^{(n)} \tag{5.22}$$

olarak bulunur. $\gamma_{u,j,l}^{(n)}$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu (5.12)'de verilmiştir. Her bir çözülebilir yolun ortalama İGO'su

$$\bar{\gamma}_{u,j,l}^{(n)} = \gamma_{u,j,l} \exp(-\rho l) \quad (5.23)$$

şeklinde verilir. Craig Q-Fonksiyonu ifadesi kullanılarak, sistemin anlık performans ifadesi

$$P_{u,j,BER}^{(n)}(\gamma_{u,j,0}^{(n)}, \dots, \gamma_{u,j,L-1}^{(n)}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\sum_{k=1}^{K_u} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\lambda_{k,j}^u \gamma_{u,j,l}^{(n)}}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta \quad (5.24)$$

olarak verilir [8]. Bu ifadenin çözülebilir yollardaki sönümlemenin İGO'sunun olasılık yoğunluk fonksiyonu ile ağırlıklaştırılmasıyla sistemin performansı bulunur. Yol karar değişkenlerinin istatistiklerinin elde edilmesiyle frekansta seçici çokyollu GG yavaş sönümlemeli kanallardaki SG-KBÇE'nin u . sanal guruptaki j . terminalin performans ifadesi ise

$$P_{u,j,BER} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{k=1}^{K_u} \prod_{l=0}^{L-1} H_{2,1}^{1,1} \left[\left(\frac{m}{\gamma_{u,j,l}} \right)^{\frac{1}{\xi}} \frac{e^{\rho l/\xi} \lambda_{k,j}^u}{\sin^2(\theta)} \middle| \begin{matrix} (1-m, 1/\xi), (m, 0) \\ (0, 1) \end{matrix} \right] d\theta \quad (5.25)$$

olarak elde edilmiştir. $H_{p,q}^{m,n}[\cdot]$, Fox-H fonksiyonudur [13], [17]. Sonuç olarak, u . sanal gurubun performansı

$$P_{u,BER} = \frac{1}{K_u} \sum_{j=1}^{K_u} P_{u,j,BER} \quad (5.26)$$

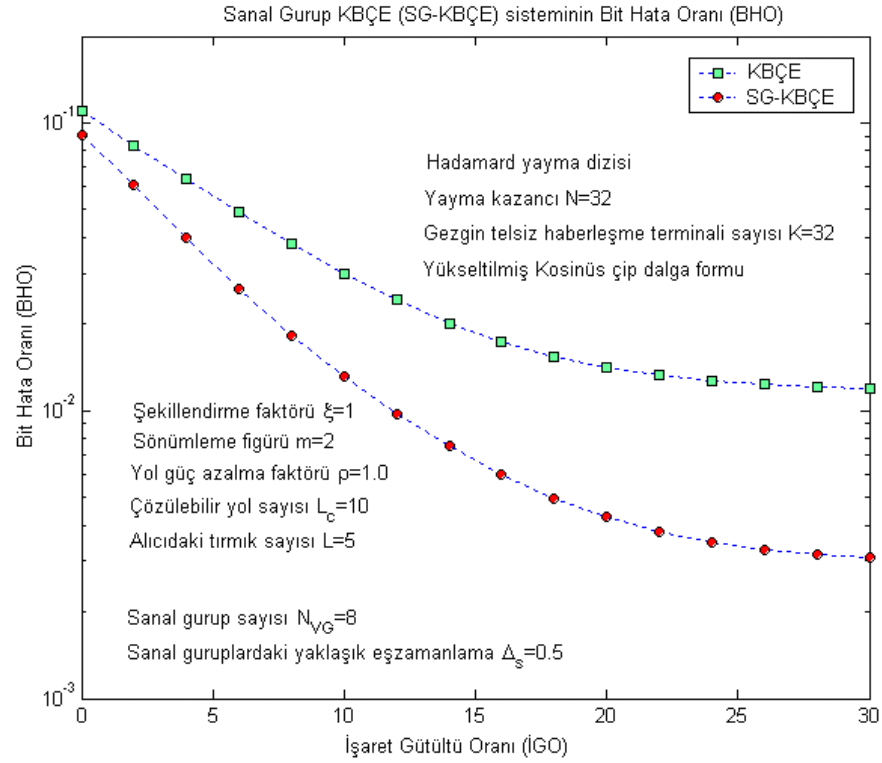
ve bütün bir SG-KBÇE sisteminin performansı

$$P_{BER} = \frac{1}{N_{VG}} \sum_{u=1}^{N_{VG}} P_{u,BER} \quad (5.27)$$

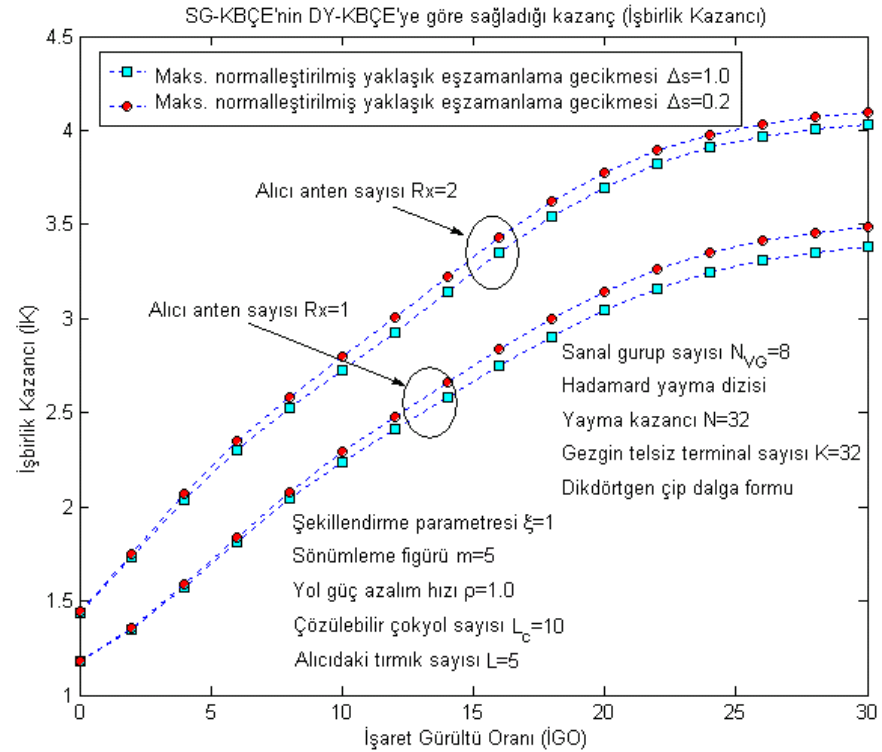
olarak elde edilir. DY-KBÇE sistemine göre SG-KBÇE sisteminin işbirliğinden sağladığı kazanç aşağıdaki gibi bulunur:

$$CG_{VG} = \frac{P_{BER}^{DS}}{P_{BER}^{VG}} \quad (5.28)$$

P_{BER}^{VG} ve P_{BER}^{DS} sırasıyla SG-KBÇE'nin ve DY-KBÇE'nin performanslarıdır.



Şekil 5.5 SG-KBÇE'nin performansının DY-KBÇE sistemiyle karşılaştırılması



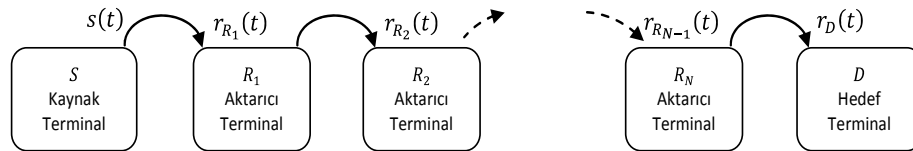
Şekil 5.6 SG-KBÇE'nin DY-KBÇE sistemine göre sağladığı kazanç

Şekil 5.5’de görüldüğü gibi, terminallerin iletim güçlerini arttırmadan işbirliği sayesinde elde edilen uzay çeşitliliği sönümlemeye karşı dayanıklılık sağlamaktadır. Güç paylaşımından dolayı SAK azalacaktır, performans artacaktır. Sonuç olarak, SG-KBÇE sisteminin BHO performansı DY-KBÇE sistemininkinden çok daha iyidir.

Şekil 5.6’da ise SG-KBÇE’nin işbirlikçi haberleşmeyle sağladığı kazanç bir ve iki alıcı anten için gösterilmektedir. Neticede, önerilen SG-KBÇE sistemi geleneksel DY-KBÇE’den performans ve kapasite bakımından üstündür. Üstelik mevcut 3N haberleşme sistemlerine adapte edilebilir ve 4N’ye aday gösterilebilir.

6. ÇOKLU ATLAMALI HABERLEŞME

Bu bölümde, çoklu atlamalı (multihop) / N -atlamalı (N -hop) telsiz haberleşme sisteminin GGZ3 sönümlemeli kanallarda gerçek (exact) performansı incelenmiştir. Bir haberleşme sisteminde işareti gönderecek olan kaynak terminal S ile işareti alacak olan hedef terminal D arasındaki uzaklık çok fazla olduğu durumda, Şekil 6.1’de görüldüğü gibi S ile D birbirleriyle $R_1, R_2, \dots, R_N$ aktarıcı (relaying) terminalleri üzerinden haberleşebilirler. Bu tür haberleşmeyi, terminallerdeki güç ve anten sınırlaması ve uzaklığın artmasıyla kanallardaki sönümlemenin etkisinin artması zorunlu kılmaktadır. Bu aktarıcı terminaller bir önceki atlamadan aldıkları işaretleri bir sonraki terminale iletirler. Bunu da Yükselt ve İlet [Yİ, Amplify and Forward (AF)] aktarımı yaparak gerçekleştirirler. Ayrıca, bu performans ifadesi elde edilirken, bütün iletim terminallerinin eşzamanlı olarak bir önceki atlamadan işareti alabildikleri, aldıkları işaretleri bir sonraki terminale ilettikleri kabul edilmektedir. Yani bir başka deyişle, iletim (relaying) esnasında terminallerden bir gecikme kaynaklanmamaktadır.



Şekil 6.1 Telsiz çoklu atlamalı haberleşme sistemi.

Kaynak terminal S 'nin hedef terminal D 'ye iletmek istediği işaret birim enerjili $s(t)$ ise ilk iletim terminali R_1 'in aldığı işaret

$$r_{R_1}(t) = \alpha_1 s(t) + n_{0,1}(t) \quad (6.1)$$

şeklinde verilir. Burada, α_1 kaynak terminal S ile ilk iletim terminal R_1 arasındaki kanaldan kaynaklanan kompleks sönümlemedir. $n_{0,1}(t)$ ise ilk terminal R_1 'in alıcısından kaynaklanan $N_{0,1}$ güç spektral yoğunluklu kompleks TBGG gürültüsüdür. İlk iletim terminali R_1 kaynak terminal S 'den aldığı işareti g_1 kazancıyla çarparak,

bir sonraki iletim terminaline (R_2) iletir. İkinci iletim terminali R_2 'nin ilk terminal R_1 'den aldığı işaret

$$r_{R_2}(t) = \alpha_2 g_1 \left(\alpha_1 s(t) + n_{0,1}(t) \right) + n_{0,2}(t) \quad (6.2)$$

şeklinde olup α_2 ilk iletim terminali R_1 ile ikinci iletim terminali R_2 arasındaki kanaldan kaynaklanan kompleks sönümlemedir. $n_{0,2}(t)$ ise ikinci terminal R_2 'nin alıcısından kaynaklanan $N_{0,2}$ güç spektral yoğunluklu kompleks TBGG gürültüsüdür. İlk iletim terminalinde olduğu gibi, ikinci iletim terminali R_2 'de aldığı işareti g_2 kazancıyla çarparak, bir sonraki iletim terminali ne (R_3) iletir. Sonuç olarak, üçüncü iletim terminali R_3 'ün aldığı işaret

$$r_{R_3}(t) = \alpha_3 g_2 \left(\alpha_2 g_1 \left(\alpha_1 s(t) + n_{0,1}(t) \right) + n_{0,2}(t) \right) + n_{0,3}(t) \quad (6.3)$$

şeklinde ifade edilir. Burada α_3 ikinci iletim terminali R_1 ile üçüncü iletim terminali R_2 arasındaki kanaldan kaynaklanan complex sönümlemedir. $n_{0,3}(t)$ ise üçüncü terminal R_3 'in alıcısından kaynaklanan $N_{0,3}$ güç spektral yoğunluklu complex AWGN gürültüsüdür. Sonuç olarak, hedef terminal D 'nin N -tane iletim terminali üzerinden aldığı işaret

$$r_D(t) = s(t) \left(\prod_{i=1}^N \alpha_i g_{i-1} \right) + \sum_{i=1}^N n_{0,i}(t) \left(\prod_{j=i+1}^N \alpha_j g_{j-1} \right) \quad (6.4)$$

şeklinde bulunur. Burada, kaynak terminal D 'nin iletim kazancının bir olduğu kabul edildiğinden, $g_0 = 1$ 'dir. Kaynak terminal S 'nin ilettiği işaretin ortalama gücünün bir olduğu varsayımıyla, hedef terminal D 'de alınan işaretin İGO ifadesi

$$\gamma_{end} = \prod_{i=1}^N \alpha_i^2 g_{i-1}^2 / \sum_{i=1}^N N_{0,i} \left(\prod_{j=i+1}^N \alpha_j^2 g_{j-1}^2 \right) \quad (6.5)$$

olarak bulunur. (6.5) denkleminde kolaylıkla görüleceği üzere, her bir iletim terminalinin kazancı İGO'nı belirlemektedir. İletim terminallerinin kazançları,

$$g_i^2 \triangleq 1/\alpha_i^2 \quad i = 0, 2, 3, \dots, N-1 \quad (6.6)$$

olacak şekilde seçilebilir; yani her bir iletim terminali bir sonraki terminale ileteceği işareti, bir önceki terminalle arasında olan kanalın sönümlenmesiyle ağırlaştırarak iletmektedir. Sonuç olarak, (6.6) denkleminin (6.5)'de yerine konmasıyla hedef terminal D 'de alınan işaretin anlık (instantaneous) İGO'su

$$\gamma_{end} \triangleq \frac{1}{\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \dots + \frac{1}{\gamma_N}} \quad (6.7)$$

olarak elde edilir.

Tanım 6.1 (Değişkenlerin Normalleştirilmiş Aritmetik Ortalaması): *Verilen N tane $\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N$ değişkenlerinin normalleştirilmiş aritmetik ortalaması ($\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N$ değişkenlerin toplamı), $\mu_A(\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N)$ ile ifade edilmektedir:*

$$\mu_A(\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N) \triangleq \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \dots + \mathcal{R}_N \quad (6.8)$$

Tanım 6.2 (Değişkenlerin Normalleştirilmiş Harmonik Ortalaması): *Verilen N tane $\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N$ değişkenlerinin normalleştirilmiş harmonik ortalaması ($\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N$ değişkenlerin alt karşılıklı toplamı), $\mu_H(\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N)$ ile ifade edilmektedir:*

$$\mu_H(\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N) \triangleq \frac{1}{\frac{1}{\mathcal{R}_1} + \frac{1}{\mathcal{R}_2} + \dots + \frac{1}{\mathcal{R}_N}} = \frac{1}{\mu_A\left(\frac{1}{\mathcal{R}_1}, \frac{1}{\mathcal{R}_2}, \dots, \frac{1}{\mathcal{R}_N}\right)} \quad (6.9)$$

Buradan denilebilir ki, N tane $\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \dots, \mathcal{R}_N$ değişkenlerinin normalleştirilmiş harmonik ortalaması, bu değişkenlerin karşılıklı (reciprocal) ifadelerinin normalleştirilmiş aritmetik ortalamasının karşılığı (reciprocal)'dır.

Elde edilen (6.7) ifadesi, $\gamma_i, i = 1, 2, \dots, N$ anlık İGO'larının normalleştirilmiş harmonik ortalamasıdır. $\gamma_i, i = 1, 2, \dots, N$ anlık İGO'ları

$$\gamma_i = \alpha_i^2 / N_{0,i} \quad (6.10)$$

olarak tanımlanmaktadır. Bu anlık İGO ifadesinde iletim (relaying) atlamalarının genlik sönümlmeleri $\alpha_i, i = 1, 2, \dots, N$ GGZ3 dağılımlı olduklarından, ilgili anlık İGO $\gamma_i = \alpha_i^2 / N_{0,i}$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p_{\gamma_i}(r|m_i, \xi_i, \bar{\gamma}_i) = \frac{\xi_i}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} \right)^{\xi_i m_i} r^{\xi_i m_i - 1} e^{-\left(\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} \right)^{\xi_i} r^{\xi_i}} \quad (6.11)$$

veya Fox-H fonksiyonu cinsinden [13]

$$p_{\gamma_i}(r|m_i, \xi_i, \bar{\gamma}_i) = \frac{\beta_i}{\Gamma(m_i) \bar{\gamma}_i} H_{0,1}^{1,0} \left[\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} r \left| \left(m_i - \frac{1}{\xi_i}, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right] \quad (6.12)$$

olarak ifade edilmektedir [9], [10]. $\bar{\gamma}_i$ ise rastgele değişkenin güç ölçeklendirme parametresidir ve $\bar{\gamma}_i = E[\alpha_i^2] / N_{0,i}$ şeklinde tanımlanmıştır. Ayrıca, terminaller arasındaki kanallardaki anlık İGO'ların, $\gamma_i = \alpha_i^2 / N_{0,i}, i = 1, 2, \dots, N$, momentleri

$$E[\gamma_i^k] = \frac{1}{\Gamma(m_i)} \Gamma\left(m_i + \frac{1}{\xi_i} k\right) \left(\frac{\bar{\gamma}_i}{\beta_i} \right)^k, \quad k \in \mathbb{N} \quad (6.13)$$

şeklindedir. LMÜF ifadesi ise

$$\mathcal{L}\{\gamma_i\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\bar{\gamma}_i}{\beta_i} s \left| \left(1 - m_i, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right]_{(0,1)} \quad (6.14)$$

olarak bulunur [9], [10]. (6.7) ifadesinde $1/\gamma_i, i = 1, 2, \dots, N$ değişkenleri Karşılıklı Genelleştirilmiş Gamma Güç [KGGG3, Reciprocal Generalized Gamma Power (RGGP3)] dağılımlarına sahip rastgele değişkenler olarak modellenmektedir.

KGGG3 dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu literatürde bilinmemektedir ve ilk defa bu tez çalışmasıyla elde edilmiştir.

Tanım 6.3 (Karşılıklı Genelleştirilmiş Gamma Güç (KGGG3) dağılımı): *Bir rastgele değişken $\tilde{\gamma}$ düşünelim. Eğer $\tilde{\gamma}$ rastgele değişkeninin karşılığı olan $1/\tilde{\gamma}$ rastgele değişkeni GGG3 dağılımına sahipse, $\tilde{\gamma}$ rastgele değişkeninin dağılımına KGGG3 adı verilir ve KGGG3 dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonunun ifadesi [9], [10]*

$$p_{\tilde{\gamma}}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi m} r^{-\xi m - 1} e^{-\left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{-\xi}}, \quad r \geq 0 \quad (6.15)$$

veya Fox-H fonksiyonu cinsinden

$$p_{\tilde{\gamma}}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\bar{\gamma}}{\Gamma(m)\beta} H_{1,0}^{0,1} \left[\frac{\bar{\gamma}}{\beta} r \left| \begin{matrix} 1 - m - \frac{1}{\xi}, \frac{1}{\xi} \\ - \end{matrix} \right. \right], \quad r \geq 0 \quad (6.16)$$

olarak verilir. Burada, $\bar{\gamma}$ ifadesi $\gamma = 1/\tilde{\gamma}$ 'nın ortalama gücünü ifade etmektedir [9], [10].

KGGG3 rastgele değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonu, (3.13)'te verilen GGG3 dağılımının $r' = 1/r$ transformunun ve

$$p_{\tilde{\gamma}}(r|m, \xi, \bar{\gamma})dr = p_{\gamma}(r'|m, \xi, \bar{\gamma})dr' \quad (6.17)$$

olabilirlik eşitliğinin kullanılmasıyla,

$$p_{\tilde{\gamma}}(r|m, \xi, \bar{\gamma})dr' = \frac{1}{r^2} p_{\gamma}(1/r|m, \xi, \bar{\gamma}) \quad (6.18)$$

şeklinde bulunabilir. Burada, (3.13) ifadesinin yerleştirilmesiyle kolayca, (6.15)'de verilen olasılık yoğunluk fonksiyonu bulunur. (3.14) ifadesinin yerleştirilmesiyle de (6.16) ifadesi kolayca bulunur.

6.1. Karşılıklı Genelleştirilmiş Gamma Güç Dağılımının İstatistiksel Özellikleri

Bu bölümde, GGG3 dağılımının istatistiksel özellikleri elde edilecektir.

Teorem 6.1 (KGGG3 dağılımının Laplace Moment Üretim Fonksiyonu): *Bir rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim KGGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının Laplace moment üretim fonksiyonu (LMÜF)*

$$\mathcal{L}\{\tilde{\gamma}\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta}{\bar{\gamma}} s \left| (0,1), \left(m, \frac{1}{\xi}\right) \right. \right], \quad 0 < R\{s\} < \infty \quad (6.19)$$

şeklindedir [9], [10].

İspat: Öncelikle, Teorem 3.1'de izlenen yolun aynısı izlenerek, (6.16)'de verilen olasılık yoğunluk fonksiyonunun LMÜF fonksiyonunun (6.19) olduğu kolayca gösterilir. Ayrıca, bulunan bu LMÜF fonksiyonu, aşağıda verilen Teorem 6.2'nin kullanılmasıyla da bulunabilir.

Teorem 6.2 (Karşılıklı Rastgele Değişkenin LMÜF Fonksiyonu): *Bir γ rastgele değişken düşünelim. Bu rastgele değişken, dağılımı pozitif tanımlı ve Lebesgue integrali alınabilir bir $p_\gamma(r)$ olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahip olsun. Bu $p_\gamma(r)$ olasılık yoğunluk fonksiyonunun LMÜF fonksiyonu $\mathcal{L}\{\gamma\}$ ise bu rastgele değişkenin $\tilde{\gamma} = 1/\gamma$ karşılıklı rastgele değişkeni için LMÜF fonksiyonu*

$$\mathcal{L}\{\tilde{\gamma}\}(s) = \int_0^\infty J_0(2\sqrt{su}) R(u) du \quad (6.20)$$

şeklindedir. Burada, $J_0(\cdot)$ fonksiyonu ise sıfırıncı dereceden birinci çeşit Bessel (zero-order Bessel function of the first kind) fonksiyonudur ve $R(u)$ terimi ise

$$R(s) = -\frac{d}{ds} \mathcal{L}\{\gamma\}(s) \quad (6.21)$$

olarak tanımlıdır [10].

Teorem 6.3 (KGGG3 dağılımının Mellin Moment Üretim Fonksiyonu): *Bir rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim KGGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının Mellin moment üretim fonksiyonu (MMÜF)*

$$\mathcal{M}\{\tilde{\gamma}\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m + \frac{1}{\xi} - \frac{1}{\xi}s\right) \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{s-1} \quad (6.22)$$

şeklindedir. Bu ifade, $R\{s\} < \xi m + 1$ yakınsak bölgesi için geçerlidir [9], [10].

İspat: Teorem 3.2'nin ispatına bakınız.

Teorem 6.4 (KGGG3 Dağılımının Momentleri): *Bir rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim KGGG3(m, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının momentleri*

$$E\{\tilde{\gamma}^k\} = \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m - \frac{1}{\xi}k\right) \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^k, \quad k \in \mathbb{N} \quad (6.23)$$

şeklinde bulunur. Ortalama ve karesel beklenen değerleri

$$E\{\tilde{\gamma}\} = \frac{\mathcal{B}\left(m - \frac{1}{\xi}, m + \frac{1}{\xi}\right) 1}{\mathcal{B}(m, m)} \frac{1}{\bar{\gamma}} \quad (6.24)$$

$$E\{\tilde{\gamma}^2\} = \frac{\mathcal{B}\left(m - \frac{2}{\xi}, m + \frac{1}{\xi}\right) \mathcal{B}\left(m - \frac{1}{\xi}, m + \frac{1}{\xi}\right) 1}{\mathcal{B}\left(m, m - \frac{1}{\xi}\right) \mathcal{B}(m, m)} \frac{1}{\bar{\gamma}^2} \quad (6.25)$$

şeklindedir [9], [10].

İspat: Teorem 3.3'ün ispatına bakınız.

6.2. Laplace Moment Üretim Fonksiyonunun Bulunması

Çoklu atlamalı (N atlamalı) telsiz haberleşme sistemlerinin performans analizini yapmak için (6.7) ifadesi ile verilen rastgele değişkenin LMÜF fonksiyonunu bulmak gerekmektedir. Tanım 6.2 gereğince, N tane $\gamma_i, i = 1, 2, \dots, N$ değişkenlerinin normalleştirilmiş harmonik ortalaması, bu değişkenlerin karşılıklı (reciprocal) ifadelerinin normalleştirilmiş aritmetik ortalamasının karşılığı (reciprocal)'dır:

$$\mu_{\mathcal{H}}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N) = \frac{1}{\mu_{\mathcal{A}}\left(\frac{1}{\gamma_1}, \frac{1}{\gamma_2}, \dots, \frac{1}{\gamma_N}\right)} \quad (6.26)$$

Burada,

$$\mu_{\mathcal{A}}\left(\frac{1}{\gamma_1}, \frac{1}{\gamma_2}, \dots, \frac{1}{\gamma_N}\right) \triangleq \tilde{\gamma}_1 + \tilde{\gamma}_2 + \dots + \tilde{\gamma}_N \quad (6.27)$$

Öyleyse, öncelikle $\tilde{\gamma}_i = 1/\gamma_i, i = 1, 2, \dots, N$ değişkenlerinin normalleştirilmiş aritmetik ortalamasının LMÜF'u, (6.19) ifadesinin kullanılmasıyla kolaylıkla

$$\mathcal{L}\{\gamma_{\mathcal{A}}\}(s) = \prod_{i=1}^N \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_i}{\tilde{\gamma}_i} s \left| (0,1), \left(m_i, \frac{1}{\tilde{\gamma}_i} \right) \right. \right] \quad (6.28)$$

şeklinde bulunur [9], [10]. Bu tez çalışmasında verilen Teorem 6.2 sayesinde (6.26)'ın LMÜF fonksiyonunu kolayca bulunur. Öyleyse öncelikle (6.28) denkleminin s 'e göre türevini bulmak gerekmektedir. (6.28) denkleminin s 'ye göre olan türevi

$$\frac{\partial}{\partial s} \prod_{i=1}^N F_i(s) = \sum_{i=1}^N \frac{\partial F_i(s)}{\partial s} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N F_j(s) \quad (6.29)$$

ifadesinin kullanılmasıyla,

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}\{\gamma_{\mathcal{A}}\}(s)}{\partial s} &= \sum_{i=1}^N \frac{\partial}{\partial s} \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} s \left| (0,1), \left(m_i, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right] \times \\ &\quad \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \frac{1}{\Gamma(m_j)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_j}{\bar{\gamma}_j} s \left| (0,1), \left(m_j, \frac{1}{\xi_j} \right) \right. \right] \end{aligned} \quad (6.30)$$

olarak bulunur. Burada, [13, D.(2.2.2)] yardımıyla bulunan

$$\frac{\partial}{\partial s} \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} s \left| (0,1), \left(m_i, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right] = \frac{-1}{\Gamma(m_i)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} s \left| (1,1), \left(m_i, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right] \quad (6.31)$$

ifadesinin yerleştirilmesiyle

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}\{\gamma_{\mathcal{A}}\}(s)}{\partial s} &= - \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} s \left| (1,1), \left(m_i, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right] \times \\ &\quad \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \frac{1}{\Gamma(m_j)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_j}{\bar{\gamma}_j} s \left| (0,1), \left(m_j, \frac{1}{\xi_j} \right) \right. \right] \end{aligned} \quad (6.32)$$

bulunur [10]. Bulunan bu ifadenin (6.20)'de yerine konmasıyla çoklu atlamalı (N atlamalı) telsiz haberleşme sistemlerinin LMÜF fonksiyonu kolaylıkla

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) &= \int_0^\infty \frac{J_0(2\sqrt{su})}{s} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_i}{\bar{\gamma}_i} s \left| (1,1), \left(m_i, \frac{1}{\xi_i} \right) \right. \right] \times \\ &\quad \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \frac{1}{\Gamma(m_j)} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{\beta_j}{\bar{\gamma}_j} s \left| (0,1), \left(m_j, \frac{1}{\xi_j} \right) \right. \right] du \end{aligned} \quad (6.33)$$

olarak bulunur [9], [10]. Sonuç olarak, bu ifadenin analitik olarak doğruluğunu gösterebilmek için özel durumlarını inceleyelim.

Özel Hal I (Bir Atlamalı Hal): Literatürde incelenmiş olan telsiz haberleşme sistemlerinin hemen hemen hepsi bir (tek) atlamalı haberleşme sistemidir. Bu bir atlamalı haberleşme sistemi telsiz çoklu atlamalı haberleşmenin özel bir halidir; diğer bir deyişle, sistemde hiç bir aktarıcı (relaying) terminalinin olmadığı haberleşme sistemidir (atlama sayısı $N = 1$ 'dir). Ayrıca, literatürde, tek atlamalı telsiz haberleşme sistemlerinin performans ifadeleri Nakagami- m sönümlmeli kanallar için verilmiştir. Bu durumda, (6.33)'de verilen LMÜF fonksiyonu tek atlamalı Nakagami- m ($m = m_1 \geq 0.5, \xi = \xi_1 = 1$) sönümlmeli kanallar için

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{m}{\Omega\Gamma(m)} \int_0^\infty J_0(2\sqrt{su}) \mathcal{H}_{0,2}^{2,0} \left[\frac{m}{\Omega} u \middle| \begin{matrix} - & - & - \\ (0,1), (m-1,1) \end{matrix} \right] du \quad (6.34)$$

şeklinde sadeleştirilir [9]. [13, D. (2.9.19)]'da verilen

$$\mathcal{H}_{0,2}^{2,0} \left[\frac{u^2}{4} \middle| \begin{matrix} - & - & - \\ \left(\frac{\alpha-\beta}{2}, 1\right), \left(\frac{\alpha+\beta}{2}, 1\right) \end{matrix} \right] = 2 \left(\frac{u}{2}\right)^\alpha K_\beta(u) \quad (6.35)$$

Fox-H fonksiyonu eşitliği kullanılarak, (6.34) integrali bilinen fonksiyonların integraline dönüştürülebilir. Burada $\alpha, \beta \in \mathbb{R}$ ve $K_n(x)$ ise n . dereceden değiştirilmiş ikinci çeşit Bessel (n th-order modified Bessel function of second kind) fonksiyonudur. Sonuç olarak, (6.34) LMÜF ifadesi

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{\frac{m+1}{2}} \int_0^\infty u^{\frac{m-1}{2}} J_0(2\sqrt{su}) K_{m-1} \left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}} u \right) du \quad (6.36)$$

şeklinde kolayca ifade edilebilir [9], [10]. Bu durumda, [220, D. (3.16.11.7)] verilen integral eşitliğinin (6.36)'e uygulanmasıyla, Nakagami- m sönümlmeli kanallar için LMÜF fonksiyonu

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \left(1 + \frac{\Omega}{m} s\right)^{-m} \quad (6.37)$$

şeklinde elde edilir [9]. Bu sonuç literatürde çok iyi bilinmektedir [25, D. (5.15)], [154].

Özel Hal II (Dengeli İki Atlamalı Özel Hal): Çoklu atlamalı telsiz haberleşme sisteminde sadece bir tane aktarıcı olması halinde, alıcı ve verici terminal arasında iki tane telsiz haberleşme atlaması mevcuttur ($N = 2$). Bu durum için, (6.33)'de verilen LMÜF fonksiyonu Nakagami- m ($m = m_1 = m_2 \geq 0.5, \xi = \xi_1 = \xi_2 = 1$) sönümlemeli kanallar için

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{2m}{\Omega \Gamma^2(m)} \int_0^\infty J_0(2\sqrt{su}) \mathcal{H}_{0,2}^{2,0} \left[\frac{m}{\Omega} u \left| \begin{matrix} - & - & - \\ (\frac{1}{2}, 1), (m - \frac{1}{2}, 1) \end{matrix} \right. \right] \times \quad (6.38)$$

$$\mathcal{H}_{0,2}^{2,0} \left[\frac{m}{\Omega} u \left| \begin{matrix} - & - & - \\ (-\frac{1}{2}, 1), (m - \frac{1}{2}, 1) \end{matrix} \right. \right] du$$

şeklinde sadeleştirilir [9], [10]. Burada, (6.35)'de verilen Fox-H fonksiyonu eşitliği [13, D. (2.9.19)] kullanılarak

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{8}{\Gamma^2(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^{\frac{2m+1}{2}} \times \quad (6.39)$$

$$\int_0^\infty u^{\frac{2m-1}{2}} J_0(2\sqrt{su}) K_{m-1} \left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}} u \right) K_m \left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}} u \right) du$$

olarak LMÜF fonksiyonu Nakagami- m sönümlemeli kanallar için bulunmuştur. Sonuç olarak, [220, D. (8.4.23.29)] denkleminin sayesinde (6.39) ifadesi

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = {}_2F_1 \left(m, 2m; m + \frac{1}{2}; -\frac{\Omega}{4m} s \right) \quad (6.40)$$

şeklinde sadeleştirilir. Bu ifade, literatürde daha önceden elde edilmiştir [221, D. (5)]. Burada, ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ terimi Gauss hipergeometrik fonksiyonudur ve [222, D.(15.1.1)]'de tanımı verilmiştir. Eğer (6.40) ifadesinde, sönümleme figürü $m = 1$ seçilmişse, Rayleigh sönümlemeli kanallarda dengeli çift atlamalı haberleşmenin

LMÜF'u elde edilir. Sonuç olarak, $m = 1$ için (6.40)'de verilen LMÜF fonksiyonu [223, D. (21)] fonksiyonuna indirgenir.

Özel Hal III (Dengeli Üç Atlamalı Özel Hal): Çoklu atlamalı telsiz haberleşme sisteminde sadece bir tane aktarıcı olması halinde, alıcı ve verici terminal arasında iki tane telsiz haberleşme atlaması mevcuttur ($N = 3$). Bu durum için, (6.33)'de verilen LMÜF fonksiyonu Nakagami- m ($m = m_1 = m_2 = m_3 \geq 0.5, \xi = \xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = 1$) sönümlemeli kanallar için

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{24}{\Gamma^3(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{\frac{3m+1}{2}} \int_0^\infty u^{\frac{3m-1}{2}} J_0(2\sqrt{su}) \times$$

$$K_{m-1}\left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}}u\right) K_m^2\left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}}u\right) du \quad (6.41)$$

olur [9], [10]. Bu integral, Bessel fonksiyonlarının güç (power) serilerinin kullanılmasıyla kolaylıkla elde edilir. Bu durumda, daha önce literatürde bilinmeyen, LMÜF fonksiyonu

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{3\sqrt{\pi}}{2^{\frac{7}{3}-2m}\Gamma^3(m)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \left(\frac{\Omega}{m}s\right)^n}{n! n!} \times$$

$$G_{3,3}^{3,2} \left[4 \left| \begin{array}{c} -\frac{2+3n}{3}, \frac{1-3n-3k}{3}, \frac{6m-1}{6} \\ -\frac{2}{3}, \frac{3m-2}{3}, \frac{6m-2}{3} \end{array} \right. \right] \quad (6.42)$$

olarak bulunur [9], [10]. Burada, $G_{p,q}^{m,n}(\cdot)$, $m, n, p, q \in \mathbb{N}$ terimi Meijer-G fonksiyonudur ve [49, D. (9.301)]'de tanımlanmıştır. Fakat bu elde edilmiş olan LMÜF fonksiyonu kullanılarak elde edilecek olan performans ifadesi, M-FKA modülasyonu için belirsizliğe sahiptir. Bu problemten kurtulmak için, Laguerre transformu [224] (6.42)'e uygulanabilir. Sonuç olarak, LMÜF fonksiyonu

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{3\sqrt{\pi}}{2^{\frac{7}{3}-2m}\Gamma^3(m)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{e^{-\frac{\Omega}{m}s} \left(\frac{\Omega}{m}s\right)^n L_n}{n!} \quad (6.43)$$

olarak bulunur. Bu ifade de L_n teriminin tanımı

$$L_n = \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k \binom{n}{k}}{k!} G_{3,3}^{3,2} \left[4 \left| \begin{matrix} -\frac{2+3n}{3}, \frac{1-3n-3k}{3}, \frac{6m-1}{6} \\ -\frac{2}{3}, \frac{3m-2}{3}, \frac{6m-2}{3} \end{matrix} \right. \right] \quad (6.44)$$

şeklindedir [9], [10].

Özel Hal IV (N-Atlamalı Özel Hal): Çoklu atlamalı telsiz haberleşme sisteminde alıcı ile verici arasında $N - 1$ tane aktarıcı olması durumunda, toplam atlama sayısı N 'dir. Dengeli Nakagami- m ($m = m_1 = m_2 = \dots = m_N \geq 0.5, \xi = \xi_1 = \xi_2 = \dots = \xi_N = 1$) sönümlemesi için (6.33)'de verilen LMÜF fonksiyonu

$$\mathcal{L}\{\gamma_{end}\}(s) = \frac{N2^N}{\Gamma^N(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{\frac{Nm+1}{2}} \int_0^{\infty} u^{\frac{Nm-1}{2}} J_0(2\sqrt{su}) \times \quad (6.45)$$

$$K_{m-1}\left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}}u\right) K_m^{N-1}\left(2\sqrt{\frac{m}{\Omega}}u\right) du$$

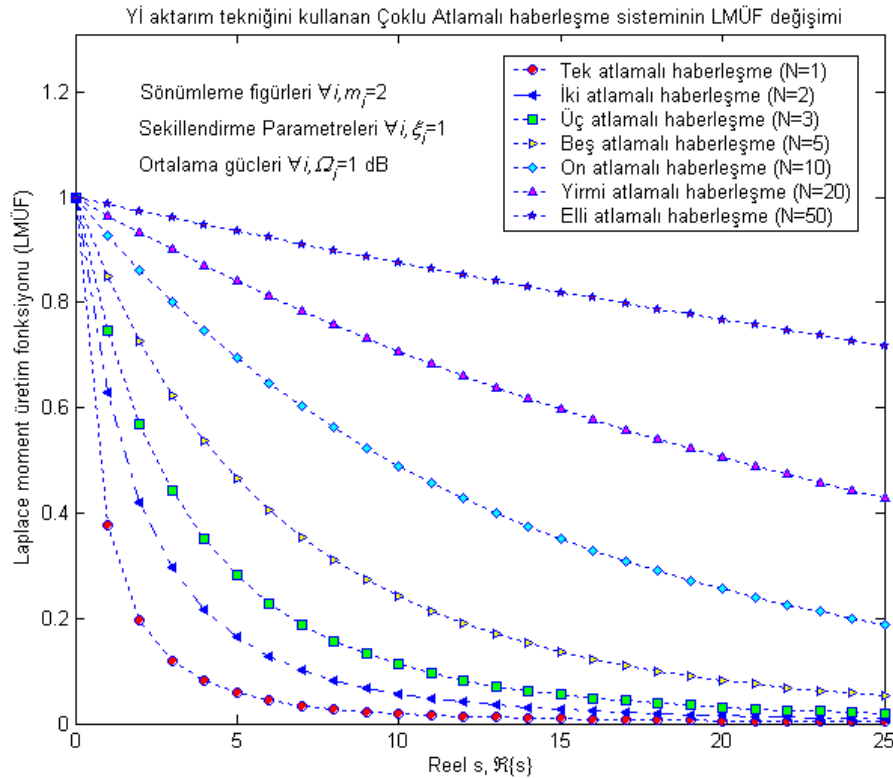
şeklinde elde edilir [9], [10]. Bu sonuç literatürde ilk defa bu çalışmada elde edilmiştir.

Şekil 6.2'de (6.33)'de verilen LMÜF fonksiyonu, değişik aktarıcı sayısına göre çizdirilmiştir. Toplam aktarıcı sayısı sonsuza gittiğinde (yani sistemde $N \rightarrow \infty$ tane atlama varken) LMÜF fonksiyonu

$$\lim_{N \rightarrow \infty} M_{\gamma_{end}}(s) = \begin{cases} 1, & s \geq 0 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (6.46)$$

olur. Buradan, N 'nin artmasıyla çoklu atlamalı telsiz haberleşmenin performansı kötüleşecektir. Öyle ki, M-FKA işaretleşme için çoklu atlamalı telsiz haberleşmenin

performansı $M/(M - 1)$ olmaktadır. Burada, M katsayısı modülasyon seviyesidir. Farksal Faz Kaydırmalı Anahtarlama [FFKA, Differential Phase Shift Keying (DPSK)] veya İFKA (BPSK) modülasyonları için sistemin performansı 0.5 hata/sembol olacaktır. Sonuç olarak, atlama sayısı istenilen performans ve kapsama alanıyla sınırlıdır.



Şekil 6.2 Çoklu atlamalı haberleşme sisteminin LMÜF'nun atlama sayısına göre değişim eğrileri.

6.3. Performans Analizi

Sayısal modülasyon yöntemlerinin sönümlmeli kanallardaki performansı LMÜF yaklaşımı ile hesaplanabilir. Dolayısıyla, alıcı ile verici arasındaki anlık İGO, γ_{end} rastgele değişkeninin LMÜF fonksiyonunu kullanarak çoklu atlamalı telsiz haberleşme sisteminin performansını hesaplayabiliriz [25]. (6.33)'de elde ettiğimiz LMÜF fonksiyonu sayesinde M-seviyeli modülasyonlar için SHO performanslarını

$$P_{SER} = \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} M_{\gamma_{end}} \left(\frac{\phi_d}{V_d - 2\Lambda_d \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (6.47)$$

kullanarak hesaplayabiliriz. Burada, D , E_d , θ_d , V_d , Λ_d ve ϕ_d parametreleri M-seviyeli modülasyonlar için performans parametreleridir ve aldıkları değerler değişik modülasyon türleri için Tablo 6.1’de verilmiştir. Mesela, M-seviyeli FFKA (M-FFKA) modülasyonu için performans ifadesi Tablo 6.1 sayesinde [25]

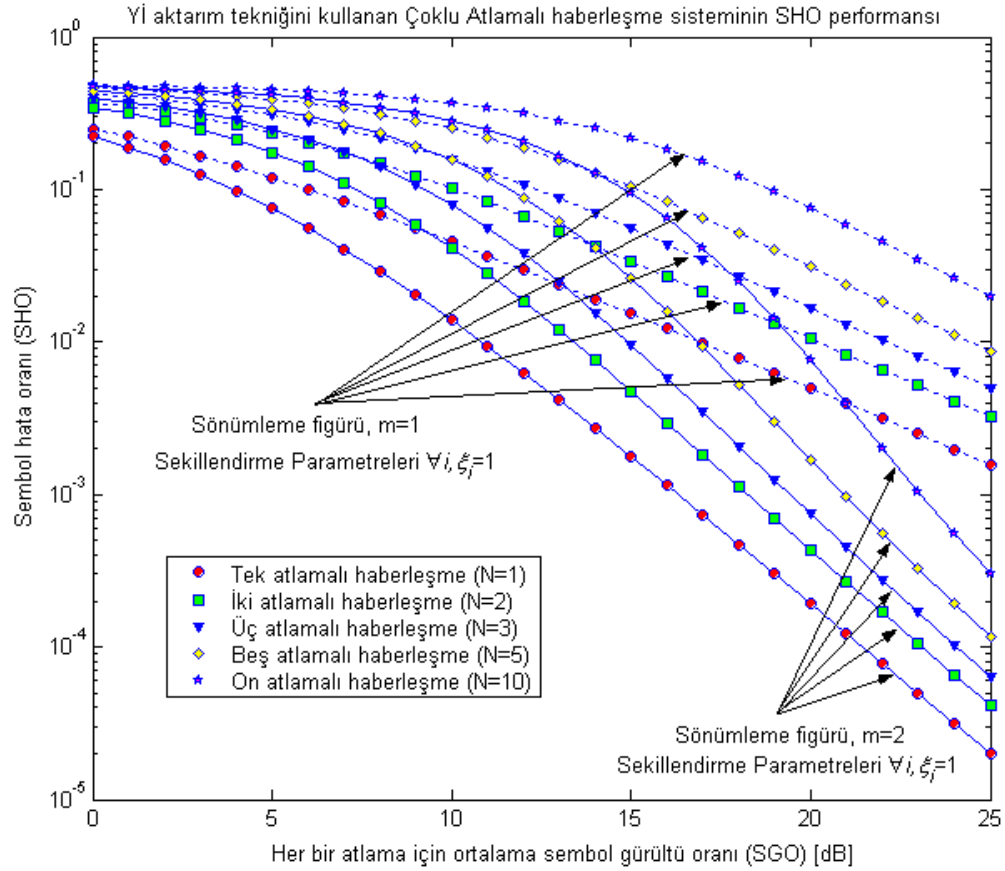
$$P_{SER} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi M - \pi}{M}} M_{\gamma_{end}} \left(\frac{\sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right)}{1 + \cos \left(\frac{\pi}{M} \right) - 2 \cos \left(\frac{\pi}{M} \right) \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (6.48)$$

olarak kolayca bulunur [9], [10].

Tablo 6.1 Farklı M-seviyeli modülasyon türleri için çoklu atlamalı haberleşmenin performans parametreleri

M-seviyeli Modülasyon Türleri	D	E_d	V_d	Λ_d	ϕ_d	θ_d
M-FKA	1	$\frac{1}{\pi}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right)$	$\frac{\pi M - \pi}{M}$
M-FFKA	1	$\frac{2}{\pi}$	$1 + \cos \left(\frac{\pi}{M} \right)$	$\cos \left(\frac{\pi}{M} \right)$	$\sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right)$	$\frac{\pi M - \pi}{M}$
M-DÖGM	2	$\frac{4\sqrt{M} - 4}{\pi\sqrt{M}}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3/2}{1 - M}$	$\frac{\pi}{2}$
		$\frac{4 - 4\sqrt{M}}{\pi\sqrt{M}}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3/2}{1 - M}$	$\frac{\pi}{4}$
M-DGM	1	$\frac{2M - 2}{\pi M}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{M^2 - 1}$	$\frac{\pi}{2}$

Literatürde, telsiz çoklu atlamalı haberleşme sistemlerinin performansı genellikle İkili FFKA için verilmiştir. Sonuç olarak, Şekil 6.3’te telsiz çoklu atlamalı haberleşmenin performansı değişik atlama sayıları için çizdirilmiştir.



Şekil 6.3 Çoklu atlamalı haberleşme sisteminin atlama sayısına ($N \geq 1$) göre performans eğrileri.

Şekil 6.2’de elde ettiğimiz sonuçlara benzer olarak, Şekil 6.3’ten de görüldüğü gibi telsiz atlama sayısının artmasıyla çoklu atlamalı telsiz haberleşme sisteminin performansı kötüleşmektedir. Bu nedenle, eğer sistemde çoklu atlamalı çeşitlilik (multihop diversity) yoksa, telsiz haberleşmedeki toplam atlama sayısı istenilen performans ve kapsama alanına bağlıdır. Ayrıca, sönümlerme figürü m ’nin artmasıyla sistemin performansı, TBGG kanallardaki İFFKA işaretlemenin performansına yakınsar.

7. MN4 SÖNÜMLEME MODELİ VE M-SEVİYELİ İŞARETLEŞMENİN PERFORMANSI

Telsiz haberleşmede radyo dalgalarının yayılımı, alıcı-verici arasındaki uzaklığa bağlı olan yol-kayıbı (path-loss) varyansı, gölgeleme / uzun vadeli (shadowing / long term fading) sönümlemesi ve çokyol / kısa vadeli (multipath / short-term fading) sönümleme ile karakterize edilebilen çok karmaşık bir problemdir. Sadece alıcı-verici arasındaki uzaklığa bağlı olan yol-kayıbı varyansı hariç; sönümleme, yansıma, kırınım, saçılma ve gölgeleme etkileri kanalın gölgeleme ve çokyol sönümleme özelliğini karakterize etmektedir. Bu nedenle, birçok araştırmacı, deneysel ölçümler neticesinde elde edilen verilerle istatistiksel metotlarla bu etkileri modellemeye çalışmıştır. Açık bir ifadeyle, haberleşmenin yapılacağı ortamın sönümleme özelliği deneysel ölçüm sonuçlarının histogramının elde edilmesiyle sönümleme modelleri geliştirilerek belirlenmiştir.

Literatürde, telsiz haberleşme sistemlerinin sönümlemeli kanallardaki performans analizini yapabilmek için çok sayıda sönümleme modeli önerilmiştir. Bu modellerde, Gauss rastgele proses yaklaşımı kullanılmıştır. Çünkü Gauss rastgele proses yaklaşımı kullanılmasıyla, matematiksel ifadeler elde etmek mümkün olmaktadır. Alıcıda haberleşme kanalından alınan işaretin reel ve imajiner vektör bileşenlerinin Gauss yaklaşımı, hem istenen işaretler hem de gürültü işaretleri için kısa vadeli ve uzun vadeli sönümleme durumlarını modellemektedir. Mesela, kısa vadeli sönümleme Rayleigh, Weibull, Rice ve Nakagami-m dağılımlarıyla [25], [32], [26], [30] ve uzun vadeli sönümleme dağılımları çok iyi bilinen lognormal [30], [31] dağılımıyla modellenmektedir.

Daha önceden bahsedildiği gibi, bu sönümleme modelleri haberleşmenin yapılacağı telsiz haberleşme kanalında yapılan ölçümlerin histogramından bulunmuştur. Bu nedenle, bir istatistiksel sönümleme modelini bir haberleşme kanalı için kullanmak doğru sonuçlar verirken, diğer telsiz haberleşme kanallarını modellemek için uygun olmayabilir; çünkü her haberleşme kanalının sönümleme şartları, durumları ve etkileri birbirlerinden farklıdır.

Dolayısıyla, yukarıda anlatılan nedenlerden dolayı, hemen hemen bütün haberleşme kanallarındaki sönümleme şartlarını, durumlarını ve etkilerini ifade edebilecek genel bir sönümleme modeline ihtiyaç vardır. Mesela, literatürde istatistiksel GG3 sönümleme modeli Stacy [32] tarafından bu amaç için önerilmiştir. GG3 sönümleme modeli çok genel bir sönümleme modeli olup, TBGG (sönümlemesiz), Rayleigh, Rician, üstel, Gamma, Nakagami-m, Weibull, lognormal gibi sönümleme modellerini (özel hallerini) ifade etmektedir [28], [50], [225], [226]. Bu özellik, son zamanlarda birçok araştırmacıyı GG3 sönümleme modelini çalışmaya yöneltmiştir [6], [8], [9], [10], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46], [47]. Fakat GG3 sönümleme modeli bazı durumlarda, bazı telsiz haberleşme sistemlerindeki sönümleme şartlarını yeterince modelleyememektedir. Öyle ki, kanaldaki sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu $p_X(x)$ için olasılık yoğunluk fonksiyonunun $\lim_{x \rightarrow \infty} p_X(x)$ ve $\lim_{x \rightarrow \infty} \partial p_X(x) / \partial x$ kuyruk özellikleri telsiz haberleşme kanalındaki değişik haberleşme durumlarını belirlemektedir. Açık bir ifadeyle, kuyruk özellikleri parametreye bağlı olarak değişen sönümleme modelleri, değişik telsiz haberleşme kanallarındaki sönümleme durumlarını, şartlarını ve etkilerini daha iyi modelleyebilmektedir. Alıcıda kanaldan alınan işaretin bileşenlerinin gecikmesine, gecikme yayılımına ve fazlarına bağlı olarak sönümlemenin kuyruk özellikleri değişmektedir. Öyle ki, dar-bant sistemler için derin-sönümleme kuyruğu Rayleigh dağılımı olarak karşımıza çıkmaktadır. Hatta bazı araştırmacılar Nakagami-m dağılımının sönümleme modelleri için kullanımını sorgulamaktadır; çünkü Nakagami-m dağılımı ölçüm sonuçlarının histogramına tam olarak oturmamaktadır. Nakagami-m dağılımının kullanımının uygun olduğu durumun ortalama ve medyan civarında olduğu gözlemlenmiştir [227]. Ayrıca, laboratuvarımızda yapılan simülasyon çalışmalarına göre, değişik telsiz haberleşme kanallarındaki sönümlemeyi ifade edebilecek çok genel bir kanal modeline ihtiyaç duyulmaktadır.

Tezin bu bölümünde, telsiz haberleşme kanalları için tarafımızca önerilen yeni bir istatistiksel sönümleme modeli, m-n sönümleme (MN4) modeli üzerinde çalışılmıştır. Spesifik olarak, MN4 modeli çok iyi kuyruk özelliklerine sahip olduğundan, literatürde var olan hemen hemen bütün sönümleme modellerini ve onların karşılıklarını içermektedir.

7.1. MN4 Sönümlleme Modeli

Alıcının antenine ulaşan işaret, $r(t)$ diğer kullanıcılardan kaynaklanan hiçbir karışım olmadığı durumda,

$$r(t) = \sqrt{P_0} s_0(t) \mathbf{A}_0 \quad (7.1)$$

şeklindedir. Burada, P_0 iletilen gücü, $s_0(t)$ iletilen birim enerjili işareti ve $\mathbf{A}_0$ ise iletilen işaretin N -boyutlu vektör olup uzayda işaretin alıcıya geliş açısını ifade etmektedir. Haberleşme sisteminde, L tane daha farklı yol olması halinde, alıcının kanaldan aldığı işaret,

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \sqrt{P_l} s_l(t) \mathbf{A}_l \quad (7.2)$$

şeklinde olacaktır. Burada, $P_l, l = 1, 2, \dots, L$ alıcıya gönderilen işaretin kanalda varolan yollardaki işaretlerin $s_l(t), l = 1, 2, \dots, L$ ortalama güçlerini ifade etmektedir. $\mathbf{A}_l, l = 1, 2, \dots, L$ ise yollardaki işaretlerinin alıcı antene geliş açılarını ifade eden vektörlerdir. Burada, $l = 0$ ana yol kabul edilmektedir ve diğer yolların ortalama işaret güçleri $P_1 = P_2 = \dots = P_L = P$ olduğu kabul edilmektedir. Ayrıca, her bir yolun geliş açılarının küresel değişmeyen rastgele vektörler (spherical invariant random vectors) olduğu kabulü ile, $\mathbf{A}_l, l \in 1, 2, \dots, L$ vektörü, negatif olmayan Z_l ve sıfır ortalamalı kompleks Gauss rastgele vektörü $\mathbf{V}_l$ 'nin çarpımı şeklinde ifade edilebilir:

$$\mathbf{A}_l = Z_l \mathbf{V}_l \quad (7.3)$$

Burada, Z_l ve $\mathbf{V}_l$ 'nin $l = 1, 2, \dots, L$ için birbirinden bağımsız oldukları kabul edilmektedir. Ayrıca, $\mathbf{V}_l, l = 1, 2, \dots, L$ vektörleride birbirinden bağımsız, aynı dağılıma sahip ve sıfır ortalamalı kompleks gauss vektörleri olup, her birinin karşılıklı (covariance) matrisi $\mathbf{M}$ pozitif tanımlıdır.

Sonuç olarak, sönümlleme hızının, iletilen işaretin sembol hızından küçük olduğu durumda, alınan işaretin İGO'su,

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{P_0}{P} \frac{\mathbf{A}_0^H \mathbf{A}_0 \mathbf{A}_0 \mathbf{A}_0^H}{\mathbf{A}_0^H \mathbf{R} \mathbf{A}_0} \\ &= \frac{Z_0^2}{P/P_0} \frac{\mathbf{V}_0^H \mathbf{V}_0 \mathbf{V}_0 \mathbf{V}_0^H}{\mathbf{V}_0^H \mathbf{R} \mathbf{V}_0}\end{aligned}\quad (7.4)$$

şeklinde yazılır. Burada, H indisi transpoz ve eşleniği (Hermition Transpose) transpozeyi ifade etmektedir ve $\mathbf{R}$ matrisi karşı-ilişki (covariance) matrisi olup, tanımı

$$\mathbf{R} = \sum_{l=1}^L Z_l^2 \mathbf{V}_l \mathbf{V}_l^H \quad (7.5)$$

şeklinde dir. Karşı-ilişki matrisi, $\mathbf{M}$ pozitif tanımlı olduğundan, her bir $\mathbf{V}_l$ vektörü Cholesky ayrıştırması (Cholesky decomposition) ile $\sigma^2 \mathbf{I}$ karşı-ilişki matrisine sahip $\mathbf{W}_l$ beyaz vektörlerine dönüştürülebilir. Sonuç olarak, bütün diğer yolların işaretlerinin birbiriyle çok sıkı bir şekilde ilişkili olduğunu kabul edersek, $l = 1, 2, \dots, L$, açık bir ifadeyle, kullanıcıların işaretlerinin aynı pozitif rastgele değişkenle (sönümllemeyle) modülasyona uğradığını kabul edersek, $\mathbf{A}_l = Z \mathbf{V}_l$ olacağından, alınan işaretin İGO'su

$$\gamma = \frac{P_0}{P} \left(\frac{Z_0}{Z} \right)^2 \frac{|\mathbf{V}_0^H \mathbf{V}_0|^2}{\sum_{l=1}^L \mathbf{V}_0^H \mathbf{W}_l \mathbf{W}_l^H \mathbf{V}_0} \quad (7.6)$$

şeklinde bulunur. Burada, Z_0 ve Z birbirinden bağımsız pozitif rastgele değişkenlerdir. Sonuç olarak, diğer kullanıcıların olması durumunda, alıcıdaki sönümllemenin genliğinin dağılımı, iki tane pozitif tanımlı rastgele değişkenin oranları Z_0/Z şeklinde modellenmektedir.

Alıcıya gelen işaret demeti içerisinde saçınımına uğramış dalgaların fazları rastgele olmaktadır. Bu demetlerdeki işaretlerin aynı güçlerle saçınımına uğradıkları kabul edildiğinde, kanaldan elde edilen işaretin genliği (zarfı) çokyol bileşenlerinin

toplamlarının doğrusal (linear) olmayan fonksiyonu olacaktır. Bu doğrusalsızlık, şekillendirme parametresiyle ifade edilmektedir [46], [47]. Yukarıda fiziksel olaylarca açıklanmış olan modele göre, alıcıda kanaldan toplanan işaretin genliği, $\mathcal{R}$, herhangi bir m sayıda çokyol işaretlerin toplamı ve n sayıda çokyol işaretlerin toplamlarının oranının doğrusal olmayan fonksiyonudur. Sonuç olarak, alınan sinyalin genliği $\mathcal{R}$, Gauss değişkenleri cinsinden [11], [12]

$$\mathcal{R} \equiv \frac{Z_0}{Z} = \left(\frac{\sum_{i=1}^m (X_{1,i}^2 + Y_{1,i}^2)}{\sum_{i=1}^n (X_{2,i}^2 + Y_{2,i}^2)} \right)^{\frac{1}{2\xi}} \quad (7.7)$$

şeklinde ifade edilir. Burada X_i ve Y_i 'nin her ikisi de istatistiksel bağımsız sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss proseslerdir ($E[X_{\{1,2\},i}] = E[Y_{\{1,2\},i}] = 0$ ve $E[X_{\{1,2\},i}^2] = E[Y_{\{1,2\},i}^2] = \sigma^2$). Sonuçta, $\mathcal{R}$ 'nin genliği merkezi chi-square veya Nakagami- m dağılımlı rastgele değişkenin, $\mathcal{A} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (X_{1,i}^2 + Y_{1,i}^2)}$ ve $\mathcal{B} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (X_{2,i}^2 + Y_{2,i}^2)}$ güç transformu olarak ifade edilebilir:

$$\mathcal{R} = \left(\frac{\mathcal{A}}{\mathcal{B}} \right)^{1/\xi} \quad (7.8)$$

Burada, $\mathcal{A}$ ve $\mathcal{B}$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu [26] çalışmasında verilmiştir:

$$p_{\mathcal{A}}(r|n, \Omega) = \frac{2}{\Gamma(n)} \left(\frac{n}{\Omega} \right)^n r^{2n-1} \exp\left(-\frac{n}{\Omega} r^2\right), r \geq 0 \quad (7.9)$$

Burada, $n \in \mathbb{N}$ olarak modellenmektedir ancak n reel değerler de alabilir. Öyleyse, n yerine m sönümlerme figürünün değerinin konmasıyla Nakagami- m sönümlerme dağılım modeli elde edilmiş olur:

$$p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}}) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_{\mathcal{A}}} \right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega_{\mathcal{A}}} r^2\right), r \geq 0 \quad (7.10)$$

$$p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}}) = \frac{2}{\Gamma(n)} \left(\frac{n}{\Omega_{\mathcal{B}}} \right)^n r^{2n-1} \exp\left(-\frac{n}{\Omega_{\mathcal{B}}} r^2\right), r \geq 0 \quad (7.11)$$

Burada $\Omega_{\mathcal{A}}$ ve $\Omega_{\mathcal{B}}$ güç ölçeklendirme parametreleri olup $\Omega_{\mathcal{A}} = E[\mathcal{A}^2]$ ve $\Omega_{\mathcal{B}} = E[\mathcal{B}^2]$ şeklinde tanımlanmaktadırlar. Sonuç olarak, $\mathcal{C} = \mathcal{A}/\mathcal{B}$ rasgele değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonu, Mellin transformu sayesinde

$$\begin{aligned} p_{\mathcal{C}}(r) &= \mathcal{M}_s^{-1}\{\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{C}}(r)\}(s)\}(r) \\ &= \mathcal{M}_s^{-1}\{\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}})\}(s) \mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}})\}(2-s)\}(r) \end{aligned} \quad (7.12)$$

şeklinde bulunur [11], [12]. $p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}})$ ve $p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}})$ 'yi Fox-H fonksiyonu cinsinden

$$p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}}) = \frac{1}{\Gamma(m)} \sqrt{\frac{m}{\Omega_{\mathcal{A}}}} H_{0,1}^{1,0} \left[\sqrt{\frac{m}{\Omega_{\mathcal{A}}}} r \left| \left(m - \frac{1}{2}, \frac{1}{2} \right) \right. \right], r \geq 0 \quad (7.13)$$

$$p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}}) = \frac{1}{\Gamma(n)} \sqrt{\frac{n}{\Omega_{\mathcal{B}}}} H_{0,1}^{1,0} \left[\sqrt{\frac{n}{\Omega_{\mathcal{B}}}} r \left| \left(n - \frac{1}{2}, \frac{1}{2} \right) \right. \right], r \geq 0 \quad (7.14)$$

olarak ifade ettiğimizde, $\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}})\}(s)$ ve $\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}})\}(s)$ Mellin transformları

$$\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}})\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma\left(m - \frac{1}{2} + \frac{s}{2}\right) \left(\frac{\Omega_{\mathcal{A}}}{m}\right)^{\frac{s-1}{2}} \quad (7.15)$$

$$\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}})\}(s) = \frac{1}{\Gamma(n)} \Gamma\left(n - \frac{1}{2} + \frac{s}{2}\right) \left(\frac{\Omega_{\mathcal{B}}}{n}\right)^{\frac{s-1}{2}} \quad (7.16)$$

şeklinde kolaylıkla bulunur [11], [12]. (7.12) ifadesinden anlaşılacağı üzere, $p_{\mathcal{C}}(r)$ 'nin Mellin transformu, $\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{C}}(r)\}(s)$

$$\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{C}}(r)\}(s) = \mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{A}}(r|m, \Omega_{\mathcal{A}})\}(s) \mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{B}}(r|n, \Omega_{\mathcal{B}})\}(2-s) \quad (7.17)$$

şeklinde dir. (7.17) denklemi, daha açık bir ifadeyle,

$$\mathcal{M}_r\{p_c(r)\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \Gamma\left(m - \frac{1}{2} + \frac{s}{2}\right) \Gamma\left(n + \frac{1}{2} - \frac{s}{2}\right) \left(\frac{\Omega_A}{m} \frac{n}{\Omega_B}\right)^{\frac{s-1}{2}} \quad (7.18)$$

şeklinde verilir. (7.8)'de ifade edildiği gibi, $\mathcal{R} = (\mathcal{A}/\mathcal{B})^{1/\xi} = C^{1/\xi}$ şeklindedir. Burada, $\mathcal{R}$ 'nin $p_{\mathcal{R}}(r)$ olasılık yoğunluk fonksiyonunun Mellin transformu $\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(s)$, (7.17) cinsinden

$$\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(s) = \mathcal{M}_r\{p_c(r)\}\left(\frac{1}{\xi}s - \frac{1}{\xi} + 1\right) \quad (7.19)$$

olarak ifade edilir [12]. Bu ifadeye (7.18)'ü yerleştirirsek, $\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(s)$ ifadesini

$$\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \Gamma\left(m - \frac{1}{2\xi} + \frac{s}{2\xi}\right) \Gamma\left(n + \frac{1}{2\xi} - \frac{s}{2\xi}\right) \left(\frac{\Omega_A}{\Omega_B} \frac{n}{m}\right)^{\frac{s-1}{2\xi}} \quad (7.20)$$

olarak buluruz. Haberleşme sistemlerinden biliyoruz ki, $p_{\mathcal{R}}(r)$ sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu ise

$$p_{\mathcal{R}}(r|m, n, \xi, \Omega_A, \Omega_B) \geq 0 \quad (7.21)$$

$$\int_0^{\infty} p_{\mathcal{R}}(r|m, n, \xi, \Omega_A, \Omega_B) dr = 1 \quad (7.22)$$

$$\int_0^{\infty} r^2 p_{\mathcal{R}}(r|m, n, \xi, \Omega_A, \Omega_B) dr = \Omega \quad (7.23)$$

şartlarını bütün farklı m, n, ξ, Ω_A , ve Ω_B değerleri için sağlamalıdır. Mellin teoremine göre, $p_{\mathcal{R}}(r)$ olasılık yoğunluk fonksiyonunun k . dereceden moment, $E[\mathcal{R}^k], k \in \mathbb{N}$ ifadesi, (7.20) sayesinde

$$E[\mathcal{R}^k] = \mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(k+1) \quad (7.24)$$

şeklinde verilebilir. Buradan hareketle (7.23) ve (7.24) denklemlerinin birlikte sağlanması için, $E[\mathcal{R}^2] = \mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(3)$ olması gerektiği açıktır. Yani, açık bir ifadeyle,

$$\frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \Gamma\left(m + \frac{1}{2\xi}\right) \Gamma\left(n - \frac{1}{2\xi}\right) \left(\frac{\Omega_{\mathcal{A}}}{\Omega_{\mathcal{B}}} \frac{n}{m}\right)^{\frac{1}{\xi}} = \Omega \quad (7.25)$$

olmak zorundadır. Genelliği bozmadan, $\Omega_{\mathcal{B}} = 1$ seçilirse, $\Omega_{\mathcal{A}}$ 'nın Ω cinsinden ifadesi,

$$\Omega_{\mathcal{A}} = \frac{m}{n} \left(\frac{\Gamma(m)\Gamma(n)}{\Gamma\left(m + \frac{1}{2\xi}\right) \Gamma\left(n - \frac{1}{2\xi}\right)} \Omega \right)^{\xi} \quad (7.26)$$

olarak bulunur. $\Omega_{\mathcal{B}} = 1$ kabuluyla, bu ifadenin (7.20)'de yerine konmasıyla $p_{\mathcal{R}}(r)$ olasılık yoğunluk fonksiyonunun Mellin transformu, $\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(s)$

$$\mathcal{M}_r\{p_{\mathcal{R}}(r)\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \Gamma\left(m - \frac{1}{2\xi} + \frac{s}{2\xi}\right) \Gamma\left(n + \frac{1}{2\xi} - \frac{s}{2\xi}\right) \left(\frac{\Omega}{\beta}\right)^{\frac{s-1}{2}} \quad (7.27)$$

olarak elde edilir [11], [12]. Burada, β parametresinin tanımı

$$\beta = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2\xi}\right) \Gamma\left(n - \frac{1}{2\xi}\right)}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \quad (7.28)$$

şeklinde verilmektedir [12]. Sonuç olarak, Mellin transformu teoremi gereğince [13], $p_{\mathcal{R}}(r)$ olasılık yoğunluk fonksiyonu (7.27) ifadesi sayesinde, Tanım 7.1'daki gibi verilir.

Tanım 7.1 (MN4 Zarf (MNZ4) Dağılımı): $\mathcal{R}$ bir rastgele değişken olsun. Bu rastgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu $p_{\mathcal{R}}(r|m, n, \xi, \Omega)$ [11], [12]

$$p_{\mathcal{R}}(r|m, n, \xi, \Omega) = \frac{\xi \sqrt{\beta/\Omega}}{B(m, n) 2^{m+n-1}} \frac{(\sqrt{\beta/\Omega} r)^{\xi(m-n)-1}}{\cosh^{m+n}(\xi \log(\sqrt{\beta/\Omega} r))}, \quad 0 \leq r < \infty \quad (7.29)$$

veya Fox-H fonksiyonu [13] cinsinden

$$p_{\mathcal{R}}(r|m, n, \xi, \Omega) = \frac{\sqrt{\beta/\Omega}}{\Gamma(m)\Gamma(n)} H_{1,1}^{1,1} \left[\sqrt{\frac{\beta}{\Omega}} r \left| \begin{matrix} 1-n-\frac{1}{2\xi}, \frac{1}{2\xi} \\ m-\frac{1}{2\xi}, \frac{1}{2\xi} \end{matrix} \right. \right], \quad 0 \leq r < \infty \quad (7.30)$$

şeklinde veriliyorsa [11], [12] $\mathcal{R}$ rastgele değişkeninin dağılımına MNZ4 dağılımı adı verilir. Burada, β parametresinin tanımı

$$\beta = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{\xi}\right) \Gamma\left(n - \frac{1}{\xi}\right)}{\Gamma(m)\Gamma(n)} = \frac{B\left(m + \frac{1}{\xi}, n - \frac{1}{\xi}\right)}{B(m, n)} \quad (7.31)$$

şeklinde verilmektedir. $\Gamma(\cdot)$, Gamma fonksiyonudur [27, D.(18.39)], $B(m, n)$ ise Beta fonksiyonudur [27, D.(18.23)] ve $H_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ ise Fox-H fonksiyonudur [13, S. 1-5]. Ayrıca, $m \geq 1/2, n \geq 1/2, \xi \geq 1/n$ ve $\Omega > 0$ parametreleri sırasıyla, sönümleme figürünü (diversity order), kuyruk sönümleme figürünü (diversity order divider), sönümleme şekillendirme parametresi ve güç ölçeklendirme parametresidir.

Bu kanal modelinin en çarpıcı özelliği, haberleşme sisteminde diğer kullanıcılardan kaynaklanan karışımı modellemesidir. Öyle ki, haberleşme sistemindeki yolların toplam sayısı L ile m ve n arasındaki ilişki sezgisel olarak

$$L \propto \frac{m}{n} \quad (7.32)$$

şeklinde verilebilir [12]. Bunun ispatlanması gerekmektedir. Dolayısıyla, bu model sayesinde, diğer yollardan kaynaklanan gürültü altında haberleşme problemi ilk defa basit bir yoğunluk fonksiyonu olan MN4 ile çözülmüştür.

TBGG kanallarda, alıcıdaki işaretin İGO ifadesi $\gamma \triangleq \mathcal{R}^2/N_0$, ortalama İGO $\bar{\gamma} \triangleq E[\mathcal{R}^2]/N_0 = \Omega/N_0$ cinsinden kolayca tanımlanabilir. Burada, N_0 , TBGG gürültüsünün gücünü ifade etmektedir. Burada, alıcıda kanaldan alınan anlık güç, γ 'nın dağılımına MN4 güç dağılımı (MNG4) adı verilir.

Tanım 7.2 (MN4 Güç (MNG4) Dağılımı): γ bir rastgele değişken olsun. Bu rastgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu, $p_\gamma(r|m, n, \xi, \bar{\gamma})$ [11], [12]

$$p_\gamma(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\xi \sqrt{\frac{\beta}{\bar{\gamma}}}}{B(m, n) 2^{m+n}} \frac{\left(\sqrt{\frac{\beta}{\bar{\gamma}}} r\right)^{\xi(m-n)-1}}{\cosh^{m+n}\left(\xi \log\left(\sqrt{\frac{\beta}{\bar{\gamma}}} r\right)\right)}, \quad 0 \leq r < \infty \quad (7.33)$$

veya Fox-H fonksiyonu [13] cinsinden

$$p_\gamma(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\beta/\bar{\gamma}}{\Gamma(m)\Gamma(n)} H_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\beta}{\bar{\gamma}} r \left| \begin{matrix} \left(1 - n - \frac{1}{\xi}, \frac{1}{\xi}\right) \\ \left(m - \frac{1}{\xi}, \frac{1}{\xi}\right) \end{matrix} \right. \right], \quad 0 \leq r < \infty \quad (7.34)$$

şeklinde veriliyorsa [11], [12] γ rastgele değişkeninin dağılımına MNG4 dağılımı adı verilir. Burada, β parametresinin tanımı (7.31)'de verilmiştir.

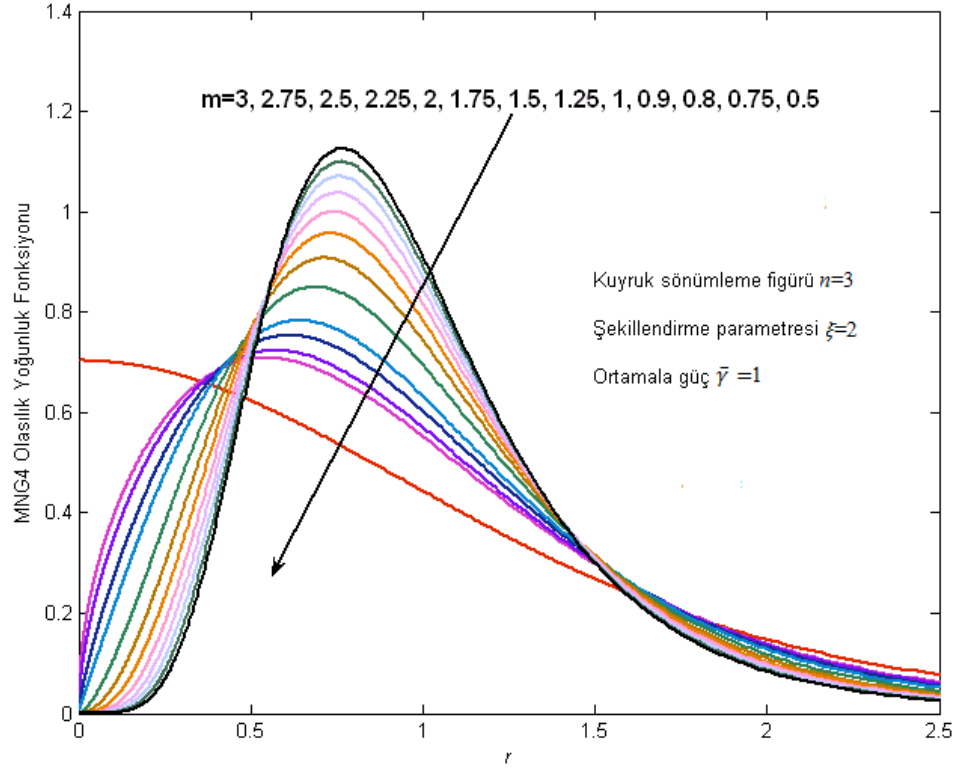
MNZ4 sönümlemeli kanallarda sönümlemenin zarfının dağılımının gerçek bir dağılım olması için gerekli olan (7.21), (7.22), (7.23) şartları gibi olasılık yoğunluk fonksiyonu (7.33) ve (7.34) denklemleriyle verilen MNG4 dağılımının da kanaldaki sönümlemenin gücünün dağılımını modelleyebilmesi için

$$p_\gamma(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) \geq 0 \quad (7.35)$$

$$\int_0^\infty p_\gamma(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) dr = 1 \quad (7.36)$$

$$\int_0^{\infty} r p_{\gamma}(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) dr = \bar{\gamma} \quad (7.37)$$

şartlarını bütün farklı m , n , ξ ve $\bar{\gamma}$ değerleri için sağlamalıdır.

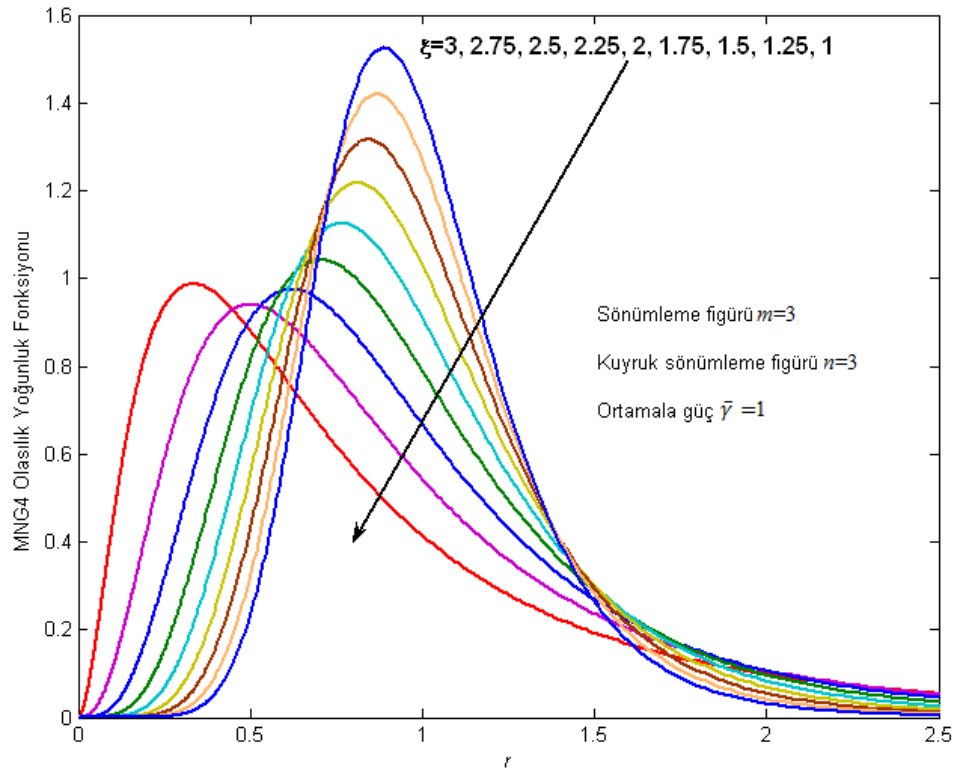


Şekil 7.1 MNG4 dağılımının sönümlene figürüne göre değişimi.

MNG4 dağılımının m , n , ve ξ parametreleri sırasıyla haberleşme kanalının sönümlene figürünü (çeşitlilik derecesini), kuyruk sönümlene figürünü ve şekillendirmesini / keskinliğini ifade etmektedir. Sönümlene figürü m 'nin artmasıyla kanalın çeşitlilik özelliği artacağından, sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu ortalama güç $\bar{\gamma}$ civarına toplanacaktır. Sönümlene figürünün sonsuza gitmesiyle ($m \rightarrow \infty$), olasılık yoğunluk fonksiyonu $\bar{\gamma}$ noktasına yerleşmiş olan dirak delta fonksiyonuna yakınsayacaktır. Matematiksel olarak,

$$\lim_{m \rightarrow \infty} p_{\gamma}(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) \cong \delta(r - \bar{\gamma}) \quad (7.38)$$

şeklinde ifade edilebilir [12]. Burada, $\delta(r - \bar{\gamma})$ ifadesi dirak delta fonksiyonudur (7.38)'de verilen olasılık yoğunluk fonksiyonunun, TBGG kanallardaki sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu olduğu aşikârdır. Şekil 7.1'de görüldüğü gibi kanal sönümleme figürünün değerinin 0.5'ten 3.0'e artmasıyla, sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu $\bar{\gamma} = 1$ civarına toplanmaktadır. Dolayısıyla, sönümlemenin belli bir değerden küçük olma olasılığı (outage probability) çok küçülecektir; yani haberleşme sisteminin performansı artacaktır. Sönümleme figürünün sonsuza gitmesiyle ($m \rightarrow \infty$), haberleşme sisteminin performansı TBGG kanallardaki performansa yakınsayacaktır.



Şekil 7.2 MNG4 dağılımının şekillendirme parametresine göre değişimi.

MNG4 sönümlemeli kanallarda, şekillendirme parametresi ξ 'nin artmasıyla sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonunun keskinliği / dikliği artmaktadır. Yani matematiksel olarak,

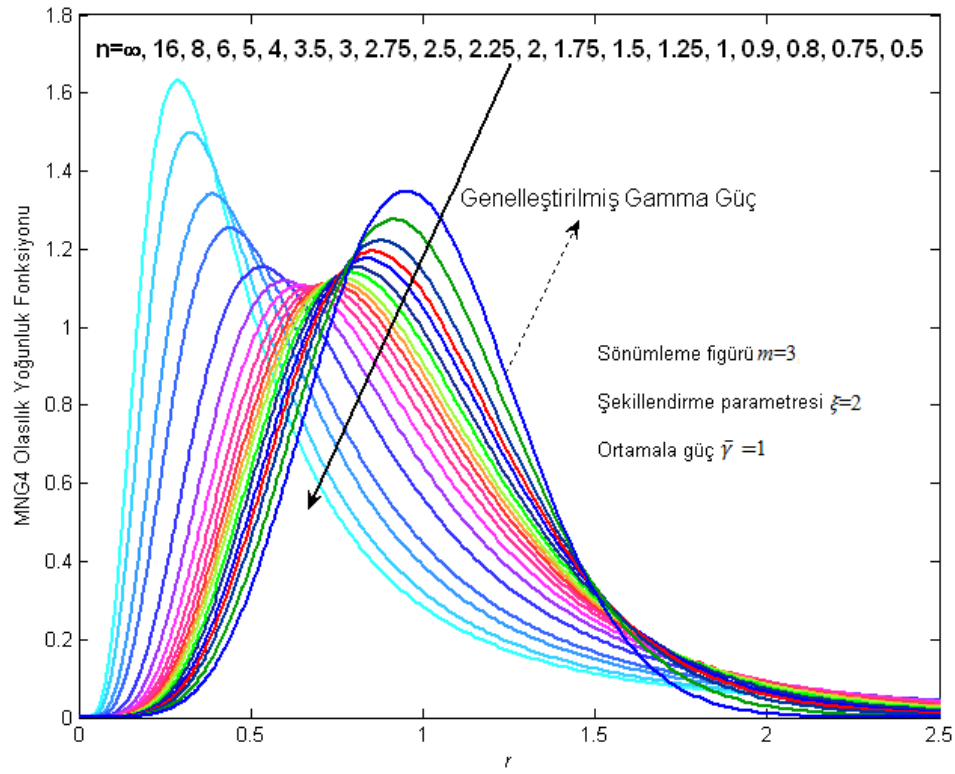
$$\lim_{r \rightarrow \infty} \frac{\partial}{\partial r} p_{\gamma}(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) \geq \lim_{\Delta \rightarrow 0^+} \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{\partial}{\partial r} p_{\gamma}(r|m, n, \xi + \Delta, \bar{\gamma}) \quad (7.39)$$

ifade edilir [12]. Buradan anlaşılabacağı üzere, sönümleme olasılık yoğunluk fonksiyonunun kuyruğunun eğimi artacaktır; yani sönümlemenin belli bir değerden küçük olma olasılığı (outage probability) çok küçülecektir; yani haberleşme sisteminin performansı artacaktır. Şekil 7.2’de görüldüğü üzere, şekillendirme parametresi ξ ’nin değerinin 1’den 3’e artmasıyla, olasılık yoğunluk fonksiyonunun eğimi artmaktadır. Diğer bir ifadeyle, sönümlemenin kuyruğu kaybolmaktadır. Açık bir ifadeyle, sönümlemenin aldığı rastgele değerlerin belli bir seviyeden büyük olma olasılığı azalmaktadır. Ama şekillendirme parametresi ξ ’nin değerinin artmasıyla sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu ortalama güç $\bar{\gamma}$ civarına toplandığından, sönümlemenin aldığı rasgele değerlerin belli bir seviyeden küçük olma olasılığı da azalmaktadır. Sonuç olarak, şekillendirme parametresi ξ ’nin değerinin artmasıyla sisteminin performansı artar.

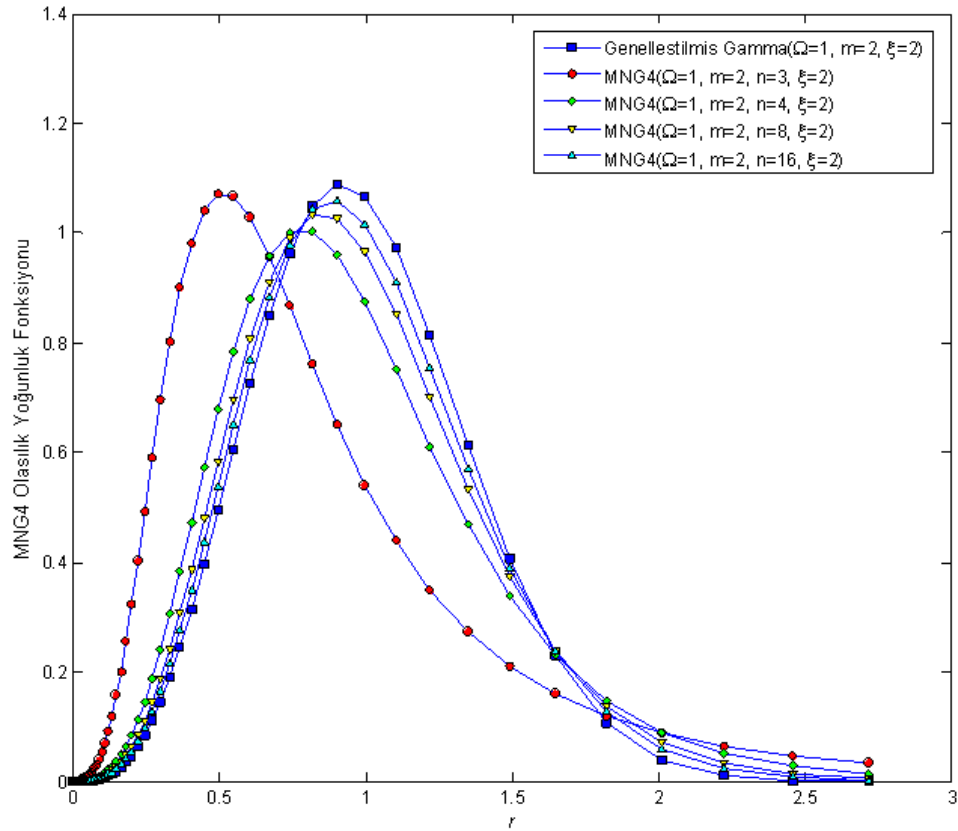
MNG4 sönümlemeli kanallarda, kuyruk sönümleme parametresi n ’nin azalmasıyla, Şekil 7.3’de görüldüğü gibi kanaldaki sönümlemenin belli bir değerden küçük olma olasılığı (outage probability) artmaktadır yani sönümlemenin şiddeti artmaktadır. Sönümleme parametresi n ’nin artmasıyla, sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$\lim_{n \rightarrow \infty} p_{\gamma}(r|m, n, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi m} r^{\xi m - 1} e^{-\left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{\xi}} \quad (7.40)$$

olacaktır [12]. (7.40) ifadesinin, (3.13) sayesinde GGG3 sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk fonksiyonu olduğu aşıkardır. Şekil 7.4’de görüldüğü gibi kuyruk sönümleme parametresi n ’nin 0.5’ten ∞ ’a artmasıyla sönümlemenin olasılık yoğunluk fonksiyonu GGG3 sönümlemeli kanalın olasılık yoğunluk fonksiyonuna dönüşmektedir. Kanalın sönümlemesi kuyruk sönümleme parametresi n ’nin küçük değerlerinden daha çok etkilenmektedir. Görüldüğü gibi, kuyruk sönümleme parametresi n kanalın kalitesini ifade eden, yani kanalın çeşitliliğini azaltan bir parametredir.



Şekil 7.3 MNG4 dağılımının kuyruk sönümlenme figürüne göre değişimi.



Şekil 7.4 MNG4 dağılımının sonsuz kuyruk sönümlenme figürü ($n \rightarrow \infty$) için GGG3 dağılımına yakınsaması.

Çalışmanın devamında, MNG4 dağılımının LMÜF, MMÜF gibi önemli istatistiksel özellikleri elde edilecektir. Ek olarak, γ dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonunun (7.33) ve (7.34)'deki gibi olduğunu belirtmek için $\gamma \sim MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ notasyonu kullanılacaktır.

7.2. MNG4 Dağılımının İstatistiksel Özellikleri

Bu bölümde, MNG4 dağılımının istatistiksel özellikleri elde edilecektir.

Teorem 7.1 (MNG4 dağılımının LMÜF Fonksiyonu): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ ise karşılığı olan $\hat{\gamma} = 1/\gamma$ değişkeni de $\hat{\gamma} \sim MNG4(n, m, \xi, 1/\bar{\gamma})$ dağılımına sahiptir [11], [12].*

İspat: MNG4 dağılımını, (7.7)'de verildiği Gauss değişkenleri cinsinden ifade edilebilir Buradan hareketle, $\hat{\gamma} = 1/\gamma$ değişkeni de aynı Gauss değişkenleri cinsinden

$$\hat{\gamma} \equiv \frac{1}{\gamma} = \left(\frac{\sum_{i=1}^n (X_{2,i}^2 + Y_{2,i}^2)}{\sum_{i=1}^m (X_{1,i}^2 + Y_{1,i}^2)} \right)^{\frac{1}{\xi}} \quad (7.41)$$

şeklinde ifade edilir. Bu durumda, (7.29)'da verilen $\gamma \sim MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımının elde edilmesindeki yöntemin benzeri izlenerek, $\hat{\gamma} = 1/\gamma$ değişkeninin dağılımının $MNG4(n, m, \xi, 1/\bar{\gamma})$ şeklinde olduğu kolayca gösterilir [12].

Teorem 7.2 (MNG4 dağılımının LMÜF Fonksiyonu): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının LMÜF fonksiyonu*

$$\mathcal{L}\{\gamma\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} H_{1,2}^{2,1} \left[\frac{\bar{\gamma}}{\beta} s \left| \begin{matrix} \left(1 - m, \frac{1}{\xi}\right) \\ (0,1) \left(n, \frac{1}{\xi}\right) \end{matrix} \right. \right], \quad 0 < R\{s\} < \infty \quad (7.42)$$

şeklindedir [11], [12].

İspat: Olasılık yoğunluk fonksiyonu (3.14) ile verilen MNG4 dağılımının LMÜF fonksiyonu [13, Teorem 2.3]'te verilen Fox-H fonksiyonunun Laplace transformu kullanılarak kolayca elde edilir ve Teorem 7.2 ispatlanmış olur [12].

Şekil 7.5'de MNG4 dağılımının LMÜF'nun değişimi gösterilmiştir. Sönümleme figürü m ve kuyruk sönümleme figürü n 'nin artmasıyla, LMÜF'nun eğimi artmaktadır; yani haberleşme sisteminin performansı artmaktadır.

Teorem 7.3 (*MNG4 dağılımının MMÜF Fonksiyonu*): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının MMÜF fonksiyonu*

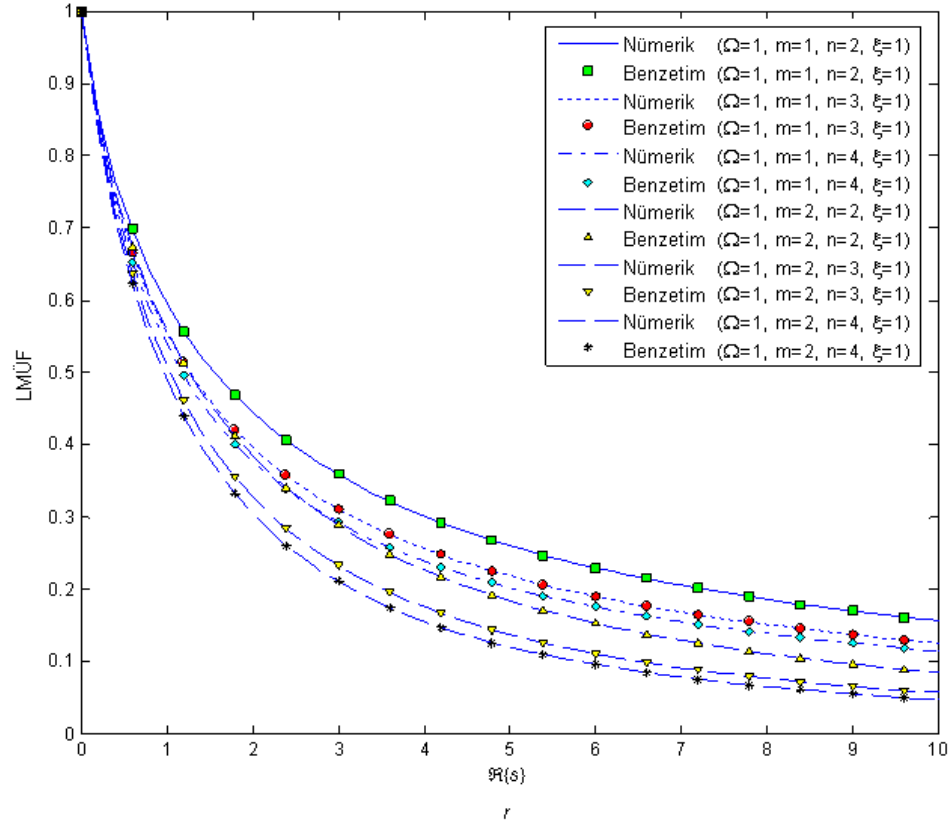
$$\mathcal{M}\{\gamma\}(s) = \frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \Gamma\left(m - \frac{1}{\xi} + \frac{s}{\xi}\right) \Gamma\left(n + \frac{1}{\xi} - \frac{s}{\xi}\right) \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta}\right)^{s-1} \quad (7.43)$$

yakınsama bölgesi $1 - \xi m < R\{s\} < 1 + \xi n$ ile verilir [11], [12].

İspat: Fox-H fonksiyonunun [13, D. (1.1.1)] denkleminde verilen tanımlamanın ve [13, Teorem 2.2] 'de verilen Fox-H fonksiyonunun Mellin transformunun mevcut olup olmadığını belirleyen teoremin kullanılmasıyla, MMÜF fonksiyonu (3.14)'ün kompleks p -düzleminde Mellin-Barnes integrali

$$p_{\gamma}(r|m, \xi, \bar{\gamma}) = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi i} \int_{c-iR}^{c+iR} \frac{\Gamma\left(m - \frac{1}{\xi} + \frac{1}{\xi}p\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta}\right)^{p-1} r^{-p} dp \quad (7.44)$$

ifadesinin kullanılmasıyla bulunur. (3.20) kontur integralinin yakınsama bölgesi [13, Teorem 2.2] teoremi sayesinde kolayca $1 - \xi m < R\{s\} < 1 + \xi n$ olarak bulunur. Neticede, MMÜF'nu (3.19)'daki gibi bulunur ve Teorem 7.3 ispatlanmış olur [12].



Şekil 7.5 MNG4 dağılımının LMÜF'nun değişimi

Teorem 7.4 (MNG4 dağılımının Momentleri): *Rastgele değişken γ 'nın dağılımı $\gamma \sim MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ ise γ dağılımının k . moment, $k \in \mathbb{N}$*

$$E\{\gamma^k\} = \frac{1}{\Gamma(m)\Gamma(n)} \Gamma\left(m + \frac{k}{\xi}\right) \Gamma\left(n - \frac{k}{\xi}\right) \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta}\right)^k \quad (7.45)$$

olarak bulunur [11], [12].

İspat: Teorem 3.3'te izlenen yolun aynısı izlenerek, Teorem 7.4 kolayca ispatlanır.

7.3. MNG4 Dağılımının Özel Durumları

Bu tezde önerilen MNG4 dağılımı, literatürde sıkça kullanılan olasılık yoğunluk fonksiyonlarının hemen hemen hepsini ifade edebilmektedir. Diğer bir deyişle, MNG4 dağılımı çok genel bir dağılımdır. Bu özellik, sönümlemeli

kanallardaki haberleşme sistemlerinin farklı sönümlene durumları için analizini kolaylaştırmaktadır. Mesela, haberleşme sistemlerinin analizinin MNG4 sönümlene dağılımı için yapılmasıyla, aslında birçok sönümlene çeşidi için de yapılmış olmaktadır. Bu sönümlene çeşitleri, MNG4 dağılımının özel durumlarıdır [11], [12].

Özel Hal I (GGG3 Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $n \rightarrow \infty$ için (3.13)'de verilen GGG3 dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_r(r|m, \infty, \xi, \bar{\gamma}) = \frac{\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi m} r^{\xi m - 1} e^{-\left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{\xi}}, \quad r > 0 \quad (7.46)$$

Özel Hal II (Weibull Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = 1, n \rightarrow \infty$ ve için Weibull dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_r(r|1, \infty, \xi, \bar{\gamma}) = \xi \left(\frac{\omega}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{\xi - 1} e^{-\left(\frac{\omega}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{\xi}}, \quad r > 0 \quad (7.47)$$

Burada, ω 'nın tanımı

$$\omega = \Gamma\left(1 + \frac{1}{\xi}\right) \quad (7.48)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal III (Üstel Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = 1, n \rightarrow \infty$ ve $\xi = 1$ için üstel dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_r(r|1, \infty, 1, \bar{\gamma}) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{r}{\bar{\gamma}}}, \quad r > 0 \quad (7.49)$$

Özel Hal IV (Rayleigh Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $n \rightarrow \infty$ ve $\xi = 2$ için Rayleigh dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|m, \infty, 2, \bar{\gamma}) = \frac{2}{\Omega} r e^{-\frac{r^2}{\Omega}}, \quad r > 0 \quad (7.50)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \left(\bar{\gamma} / \Gamma \left(1 + \frac{1}{\xi} \right) \right)^2 \quad (7.51)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal V (Gamma Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $n \rightarrow \infty$ ve $\xi = 1$ için Gamma dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|m, \infty, 1, \bar{\gamma}) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}} \right)^m r^{m-1} e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}r}, \quad r > 0 \quad (7.52)$$

Özel Hal VI (Nakagami-m Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $n \rightarrow \infty$ ve $\xi = 2$ için Nakagami-m dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|m, \infty, 2, \bar{\gamma}) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}r^2}, \quad r > 0 \quad (7.53)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \left(\Gamma(m) m^{\frac{1}{2}} / \Gamma \left(m + \frac{1}{2} \right) \right)^2 \bar{\gamma}^2 \quad (7.54)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal VII (Yarım-Normal Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = 1/2$, $n \rightarrow \infty$ ve $\xi = 2$ için Yarım-Normal dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|1/2, \infty, 2, \bar{\gamma}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\Omega^2} e^{-\frac{1}{\Omega^2}r^2}, \quad r > 0 \quad (7.55)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \bar{\gamma} \quad (7.56)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal VIII (Maxwell Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = 3/2$, $n \rightarrow \infty$ ve $\xi = 2$ için Maxwell dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_{\gamma}(r | 3/2, \infty, 2, \bar{\gamma}) = \frac{4r^2}{\Omega^3 \sqrt{\pi}} e^{-\frac{r^2}{\Omega^2}}, \quad r > 0 \quad (7.57)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \bar{\gamma} \quad (7.58)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal IX (Chi-Square Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = \alpha/2$, $\alpha \in \mathbb{R}^+$, $n \rightarrow \infty$, $\xi = 2$ ve $\bar{\gamma} = m$ için Chi-Square dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_{\gamma}(r | \alpha/2, \infty, 2, m) = \frac{r^{\alpha/2-1}}{2^{\alpha/2} \Gamma(\alpha/2)} e^{-\frac{r}{2}}, \quad r > 0 \quad (7.59)$$

Özel Hal X (Yarım-Cauchy Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = 1/2$, $n = 1/2$, $\xi \rightarrow 2$ ve $\bar{\gamma} = 2\theta\Gamma(1/2 - \xi)/\pi$, $\theta \in \mathbb{R}^+$ için Yarım-Cauchy dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$\lim_{\xi \rightarrow 2} p_{\gamma} \left(r \middle| 1/2, 1/2, \xi, \frac{2}{\pi} \Gamma(1/2 - \xi) \theta \right) = \frac{2\theta}{\pi(\theta^2 + r^2)}, \quad r > 0 \quad (7.60)$$

Özel Hal XI (Karşılıklı GGG3 Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı GGG3 dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, m, \xi, 1/\bar{\gamma}) = \frac{\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi m} r^{-\xi m - 1} e^{-\left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{-\xi}}, \quad r > 0 \quad (7.61)$$

Özel Hal XII (Karşılıklı Weibull Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty, n = 1$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı Weibull dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, 1, \xi, 1/\bar{\gamma}) = \xi \left(\frac{\omega}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{-\xi - 1} e^{-\left(\frac{\omega}{\bar{\gamma}}\right)^{\xi} r^{-\xi}}, \quad r > 0 \quad (7.62)$$

Burada, ω 'nın tanımı

$$\omega = \Gamma\left(1 + \frac{1}{\xi}\right) \quad (7.63)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal XIII (Karşılıklı Üstel Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty, n = 1, \xi = 1$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı üstel dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, 1, 1, 1/\bar{\gamma}) = \frac{r^2}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{1}{\bar{\gamma}r}}, \quad r > 0 \quad (7.64)$$

Özel Hal XIV (Karşılıklı Rayleigh Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty, n = 1, \xi = 2$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı Rayleigh dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, 1, 2, 1/\bar{\gamma}) = \frac{2}{\Omega} r e^{-\frac{r^2}{\Omega}}, \quad r > 0 \quad (7.65)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \left(\bar{\gamma} / \Gamma \left(1 + \frac{1}{\xi} \right) \right)^2 \quad (7.66)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal XV (Karşılıklı Gamma Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty$, $\xi = 1$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı Gamma dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, n, 1, 1/\bar{\gamma}) = \frac{1}{\Gamma(n)} \left(\frac{n}{\bar{\gamma}} \right)^n r^{-n-1} e^{-\frac{n}{\bar{\gamma}r}}, \quad r > 0 \quad (7.67)$$

Özel Hal XVI (Karşılıklı Nakagami-m Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty$, $\xi = 2$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı Nakagami-m dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, n, 2, 1/\bar{\gamma}) = \frac{2}{\Gamma(n)} \left(\frac{n}{\bar{\gamma}} \right)^n r^{2n-1} e^{-\frac{n}{\bar{\gamma}}r^2}, \quad r > 0 \quad (7.68)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \left(\Gamma(n)n^{\frac{1}{2}} / \Gamma \left(n + \frac{1}{2} \right) \right)^2 \bar{\gamma}^2 \quad (7.69)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal XVII (Karşılıklı Yarı-normal Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m \rightarrow \infty$, $n = 1/2$, $\xi = 2$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı Yarı-normal dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_Y(r|\infty, 1/2, 2, \bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}) = \frac{2r^{-2}}{\sqrt{2\pi}\Omega^2} e^{-\frac{1}{\Omega^2}r^{-2}}, \quad r > 0 \quad (7.70)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \bar{\gamma} \quad (7.71)$$

olarak verilmektedir.

Özel Hal XVIII (Karşılıklı Maxwell Dağılımı): $MNG4(m, n, \xi, \bar{\gamma})$ dağılımı $m = 3/2$, $n \rightarrow \infty$, $\xi = 2$ ve $\bar{\gamma} \rightarrow 1/\bar{\gamma}$ için karşılıklı Maxwell dağılımına dönüşmektedir [12]:

$$p_{\gamma}(r|\infty, 3/2, 2, 1/\bar{\gamma}) = \frac{4}{\Omega^3 \sqrt{\pi}} e^{-\frac{r^{-2}}{\Omega^2}}, \quad r > 0 \quad (7.72)$$

Burada, Ω 'nın tanımı

$$\Omega = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \bar{\gamma} \quad (7.73)$$

olarak verilmektedir.

7.4. MNG4 Sönümlmeli Kanallarda Haberleşme: M-Seviyeli İşaretleşmenin Performansı

Sayısal modülasyon yöntemlerinin sönümlmeli kanallardaki performansı LMÜF yaklaşımı ile hesaplanmaktadır. TBGG kanallarda, alıcıdaki işaretin İGO oranı ifadesi $\gamma \triangleq \mathcal{R}^2/N_0$, ortalama İGO $\bar{\gamma} \triangleq E[\mathcal{R}^2]/N_0 = \Omega/N_0$ cinsinden kolayca tanımlanabilir. Burada, N_0 , TBGG gürültüsünün gücünü ifade etmektedir. Alıcıda kanaldan alınan anlık güç, γ 'nın dağılımı MNG4 ise anlık gücün LMÜF fonksiyonunu (7.42)'de verilmiştir. Bu LMÜF fonksiyonu sayesinde M-seviyeli modülasyonlar için SHO performans ifadesini

$$P_{SER} = \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} \mathcal{L}\{\gamma\} \left(\frac{\phi_d}{V_d - 2\Lambda_d \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (7.74)$$

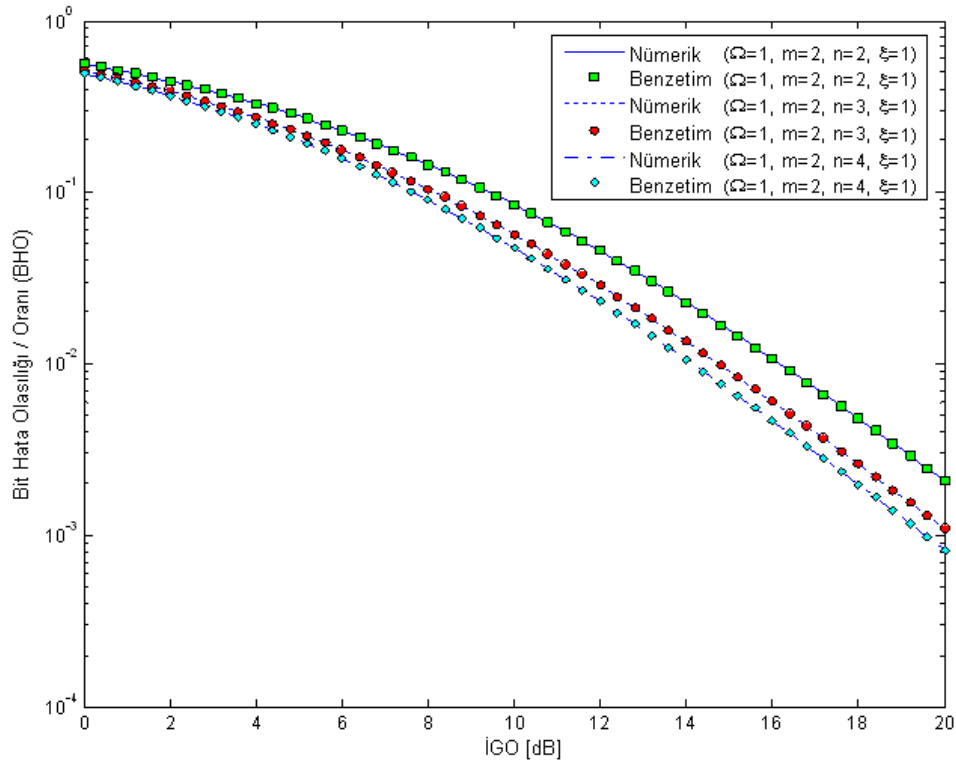
kullanarak kolayca hesaplayabiliriz. Burada, D , E_d , θ_d , V_d , Λ_d ve ϕ_d parametreleri M-seviyeli modülasyonlar için performans parametreleridir ve aldıkları değerler

değişik modülasyon türleri için Tablo 6.1’de verilmiştir. Mesela, M-seviyeli FFKa (M-FFKA) modülasyonları için performans ifadesi Tablo 6.1 sayesinde [25]

$$P_{SER} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi M - \pi}{M}} \mathcal{L}\{\gamma\} \left(\frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}{1 + \cos\left(\frac{\pi}{M}\right) - 2\cos\left(\frac{\pi}{M}\right)\sin^2\theta} \right) d\theta \quad (7.75)$$

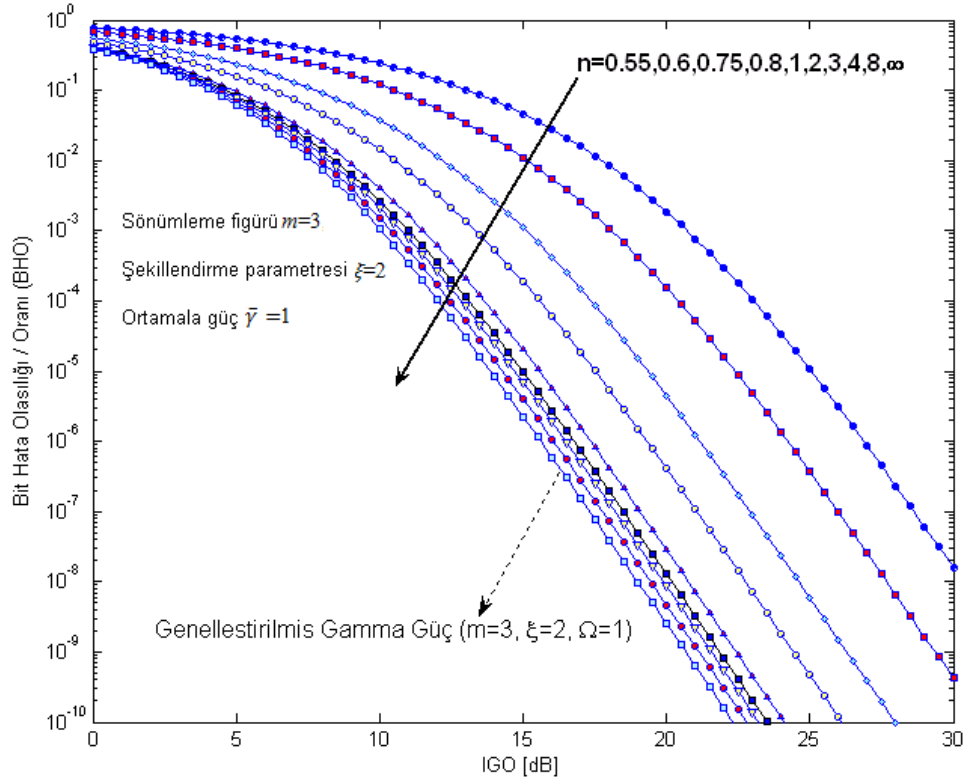
olarak ifade edilir [11], [12].

Literatürde, telsiz çoklu atlamalı haberleşme sistemlerinin performansı genellikle İFFKA için verilmiştir. Sonuç olarak, Şekil 7.6’da, $\xi = 1$ için ve Şekil 7.7’de $\xi = 2$ şekillendirme ve değişik kuyruk sönümlleme parametrelerine göre çizdirilmiştir.



Şekil 7.6 İFFKA'nın n parametresinin farklı değerleri için BHO performansı.

Şekil 7.3'te elde ettiğimiz sonuçlara benzer olarak, Şekil 7.6'ten de görüldüğü gibi kuyruk sönümleme parametresi n 'nin artmasıyla, haberleşme sisteminin performansı, GGG3 sönümlmeli kanallardaki haberleşme sisteminin performansına yakınsamaktadır. Ayrıca, sönümlleme figürü m 'nin artmasıyla sistemin performansı, TBGG kanallardaki İFFKA işaretleşmenin performansına yakınsar [11], [12].



Şekil 7.7 MNG4 sönümlmeli kanallarda İFFKA'nın BHO performansının farklı kuyruk sönümlleme figürünün değerleri için GGG3 sönümlmeli kanallardaki BHO performansına yakınsaması.

8. SONUÇLAR

Bu tezde, haberleşme sistemlerinin genelleştirilmiş sönümlemeli kanallarda performansı incelenmiştir.

8.1. YE-KBÇE Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, frekansta seçici olan zamanda seçici olmayan çokyollu GGZ3 sönümlemeli kanallarda YE-KBÇE'nin performansı araştırılmıştır ve çip dalga formları ile maksimum normalleştirilmiş eşzamanlama gecikmesinin sistem performansına olan etkisi ortaya konmuştur. Herhangi bir yayma dizisi (deterministik veya rastgele) için herhangi bir M-seviyeli işaretleşmenin SHO ifadesi elde edilmiştir. Elde edilen performans ifadelerinden, özellikle çözülebilir yollar için elde edilen İGO ifadelerinden, çip dalga formunun tasarımı ve seçimi için KGO olarak adlandırdığımız bir ölçüt ilk defa bu çalışmada tarafımızca tanımlanmıştır. KGO değeri büyük olan çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE'nin performansı, KGO değeri küçük olan çip dalga formunu kullanan YE-KBÇE'nin performansından daha iyidir. Kısacası, KGO değeri büyük olan çip dalga formu sistemin yaklaşık eşzamanlı kanallardaki performansını iyileştirmektedir. Nümerik sonuçlardan Yükseltilmiş-Kosinüsün performansı bu tez çalışmasında dikkate alınan diğer çip dalga formlarının performansından çok daha iyidir. Ayrıca, bu tez çalışmasıyla alıcının ve vericinin karmaşıklığının azaltılabileceği gösterilmiştir; çünkü gezgin kullanıcılar arasında en büyük izin verilebilir zamanlama kaymasının kullanılan çip dalga formuna göre sıfır olmasına gerek yoktur. Mesela, Dikdörtgen, Yarım-Sinüs ve Yükseltilmiş Kosinüs çip dalga formları için en büyük izin verilebilir zamanlama kaymasının 0.2, 0.6 ve 0.7 değerlerinden küçük olmasına gerek yoktur. Yaklaşık eşzamanlı haberleşme sisteminin eşzamanlaşması araştırmacılar için çok güncel bir çalışma konusuyken, bu tez çalışmasıyla ortaya konan en büyük izin verilebilir zaman kaymasındaki bu esneklik sayesinde çok sıkı eşzamanlama algoritmalarına gerek kalmadığından eşzamanlama işinin karmaşıklığı azaltılmıştır.

8.2. SG-KBÇE Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar

YE-KBÇE haberleşmesinin performansını arttırmak için tarafımızca SG-KBÇE sistemi önerilmiştir. Yaklaşık eşzamanlama ve sanal gurup kavramını ortaklaşa kullanarak çeşitlilik sağlayan SG-KBÇE sistemi literatürde bilinmemektedir. DFKA modülasyonu ve yaklaşık eşzamanlı haberleşme sayesinde işbirlikçi haberleşmeler yapan SG-KBÇE sisteminin yukarı hat performansı frekansta seçici çokyollu genelleştirilmiş Gamma yavaş sönümlemeli kanallar için elde edilmiştir. Bu çalışma neticesinde SG-KBÇE'nin geleneksel DY-KBÇE'den daha iyi performansa ve kapasiteye sahip olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, SG-KBÇE sistemiyle baz istasyonunda kullanıcıları birbirlerine senkronize yapan karmaşık zamanlama algoritmalarına gerek kalmadığı gösterilmiştir. Üstelik SG-KBÇE sistemi mevcut 3N haberleşme sistemlerine adapte edilebilir ve 4N'ye aday gösterilebilir.

8.3. Çoklu Atlamalı Haberleşme Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar

Çoklu atlamalı ($N \geq 2$) telsiz haberleşme sisteminin GGZ3 sönümlemeli kanallarda M-seviyeli modülasyonlar için *tam* (yaklaşıklık kullanılmadan) performansı, literatürde ilk defa elde edilmiştir. Literatürde, problemin zorluğundan dolayı en fazla $N = 2$ atlama için Nakagami- m sönümlemeli kanalda tam performans ifadesi elde edilmiştir. Ayrıca, bu çalışmayla, Mellin-Barnes integralleri ve Fox-H fonksiyonları sayesinde, N tane GGZ3 dağılımlı rastgele değişkenlerin normalleştirilmiş harmonik ortalamasının LMÜF fonksiyonu elde edilmiştir. Tek atlama, dengeli çift atlama, dengeli üç atlama ve dengeli N ($N \rightarrow \infty$) atlama durumları özel durum olarak Nakagami- m sönümlemeli kanallar için incelenmiştir. Elde edilen sonucun $N = 2$ özel halinin literatürde varolan sonuçla aynı olduğu gösterilmiştir. Elde edilen performans eğrileri ile sistemde çoklu-atlamalı çeşitlilik yoksa atlama sayısının istenilen performans ve kapsama alanıyla sınırlandığı görülmüştür.

8.4. MN4 Sönümlleme Modeli Çalışmasıyla Elde Edilen Sonuçlar

Bir haberleşme sisteminin değişik haberleşme kanallarındaki performansı farklıdır; çünkü haberleşme kanalı değişikçe haberleşme sisteminin maruz kaldığı sönümlleme de değişmektedir. Bu durumda, haberleşme sisteminin performansının her bir sönümlleme durumu, şartları ve etkisi için incelenmesi gerekmektedir. Yani, değişik sönümlleme modelleri için yapılan performans analizi işlemlerinin tekrarlanması gerekmektedir. Öyle bir sönümlleme modeli olsun ki, bütün haberleşme kanallarındaki sönümlleme modelleri bu sönümlleme modelinin özel halleri olsun. Bu durumda, haberleşme sisteminin bu sönümlleme kanalındaki performans analizi yeterli olacaktır. Elde edilen performans ifadesinin özel durumları, değişik haberleşme kanallarında değişik sönümlleme durumlarındaki performans ifadeleri olacaktır. Bu tez çalışmasında, tarafımızca önerilen, MNZ4 ve MNG4 sönümlleme modeli böyle bir sönümlleme çeşiti olup, literatürde bilinen hemen hemen bütün sönümlleme modelleri bu sönümlleme modelinin özel halleridir. Özetle, MNZ4 ve MNG4 sönümlleme modelleri sayesinde, haberleşme sisteminin bu modelle analiziyle değişik kanal sönümlleme durumları için davranışını kolaylıkla bulabiliriz. Bu çalışmanın devamında herhangi bir haberleşme sisteminin M-seviyeli işaretleşme için performans ifadesi verilmiştir ve sonuçları yorumlanmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] F. Yilmaz, O. Kucur, "Quasisynchronous analysis of scale-time-code division multiple access" Technical Report GYTE-ELM-2004-001, Gebze Institute of Technology, Electronics Eng. Dept., Dec. 2004, Available:
<http://www.gyte.edu.tr/gytenet/Dosya/102/teknikraporlar/QS-STCDMA-report.pdf>
- [2] F. Yilmaz, O. Kucur, "Performance analysis of quasisynchronous scale-time code division multiple access for AWGN channel", Journal of Computers and Electrical Engineering (CEE), vol.34, issue 1, pp.38-52, Jan. 2008.
- [3] Ferkan Yilmaz, Oğuz Kucur, "Analysis of QS-CDMA over frequency selective time non-selective Nakagami-m fading channels", IEEE Signal Processing & Communication Applications Symp. (SIU 2006) in Turkey, July 2006.
- [4] F. Yilmaz, O. Kucur, "Symbol error rate performance of QS-CDMA over frequency selective time non-selective multipath Nakagami-m fading channels" Technical Report GYTE-ELM-2006-002, Gebze Institute of Technology, Electronics Eng. Dept., Dec. 2006, Available:
<http://www.gyte.edu.tr/gytenet/Dosya/102/teknikraporlar/Multipath%20QS-CDMA%20Report.pdf>
- [5] Ferkan Yilmaz, Oğuz Kucur, "Performance of QS-CDMA over frequency selective time non-selective multipath generalized Gamma fading channels", The 13th European Wireless Conference (EW 2007), Paris, 1-4 April 2007.
- [6] F. Yilmaz, O. Kucur, "Analysis of QS-CDMA for M-ary signaling over frequency selective generalized Gamma slowly fading channels," IEEE 15th Signal Processing and Communications Applications, SIU 2007, pp:1-4, June 2007.

- [7] F. Yilmaz, O. Kucur, "Symbol error rate performance of QS-CDMA over frequency selective time non-selective multipath generalized Gamma fading channels", Journal of Wireless Personal Communications, DOI:10.1007/S11277-008-9572-4.
- [8] F. Yilmaz, O. Kucur, "Cooperative Uplink VG-CDMA over Frequency Selective Generalized Gamma Slowly Fading Channels," IEEE 15th Signal Processing and Communications Applications, SIU 2007, 11-13, pp:1-4, June 2007.
- [9] F. Yilmaz, O. Kucur, "Exact performance of wireless multihop transmission for M-ary coherent modulations over generalized Gamma fading channels", The IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Cannes, France, Sep. 2008.
- [10] F. Yilmaz, O. Kucur, "Exact symbol error rate performance of wireless multihop transmission for M-ary coherent modulations over generalized Gamma fading channels", Submitted to IEEE Transactions on Communications.
- [11] F. Yilmaz, O. Kucur, "The m-n distribution - A new closed-form physical channel fading model and symbol error rate performance of M-ary modulations", Submitted to the 15th European Wireless Conference (EW2009), Aalborg, Denmark, May 2009.
- [12] F. Yilmaz, O. Kucur, "The m-n Distribution - A new closed-form physical channel fading model and performance of M-ary modulations", Submitted to IEEE Transactions on Communications.
- [13] A.A. Kilbas, M. Saigo, H-Transforms: Theory and Applications, CRC Press LLC, 2004.

- [14] C. Fox, "The G and H Functions as Symmetrical Fourier Kernels", Transactions of the American Mathematical Society, vol. 98, no. 3, pp. 395-429, March, 1961.
- [15] A. Erdelyi, Tables of Integral Transforms, vol. 1, Bateman Manuscript Project, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1954.
- [16] A. Erdélyi, W. Magnus, F. Oberhettinger, and F.G. Tricomi, Higher Transcendental Functions, vol. I, McGraw-Hill, New York-Toronto-London, 1953.
- [17] A.M. Mathai, R.K. Saxena, The H-function with Applications in Statistics and Other Disciplines, John Wiley and Sons, New York, 1978.
- [18] M.D. Yacoub, Foundations of Mobile Radio Engineering, CRC Press, 1993.
- [19] B. Sklar, 1997, Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, IEEE Communications Magazine, 90- 109.
- [20] W.C. Jakes, Microwave Mobile Communications, Wiley, Newyork, 1974
- [21] W.C. Lee, Mobile Communications Engineering, 2nd Edition, McGrawHill, NewYork, 1998.
- [22] D.C. Cox, R.R. Murray, and A.W. Norris, "Measurements of 800 MHz Radio Transmission into Buildings with Metallic Walls," Bell System Technical Journal, vol. 62, pp. 2695-2717, Nov. 1983.
- [23] D.C. Cox, R.R. Murray, and A.W. Norris, "Measurements of 800 MHz Attenuation Measured In and Around Suburban Houses," Bell System Technical Journal, vol. 63, pp. 921-954, Nov. 1984.

- [24] R.J.C. Bultitude, G.K. Bedal, "Propagation Characteristics on Microcellular Urban Mobile Radio Channels at 910 MHz," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 7, no. 1, pp. 31-39, Jan. 1989.
- [25] M. K. Simon and M.-S. Alouini, Digital Communication over Fading Channels, 2nd ed. New York: Wiley, 2004.
- [26] M. Nakagami, "The m-distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," Statistical Methods in Radio Wave Propagation, pp. 3-36. Permagon Press, 1960.
- [27] D. Zwillinger S. Kokoska, CRC Standard Probability and Statistics: Tables and Formulae, 31th Edition, Boca Raton, Florida: Chapman & Hall/CRC, 2002.
- [28] J. Lieblein, "On moments of order statistics form the Weibull distribution," Annals Math. Stat., vol. 26, no. 2, pp. 330-33, June 1955.
- [29] A.J. Coulson, A.G. Williamson, and R.G. Vaughan, "Improved fading distribution for mobile radio," IEE Proc. F-Commun. Vol.145, no.13, pp.197-202, June 1998.
- [30] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, and D. Lavry, "A statistical model of urban multipath propagation," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-21, p. 19, Feb. 1972.
- [31] F. Hansen and F. I. Meno, "Mobile fading-Rayleigh and Lognormal superimposed," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-26, pp. 332-335, Nov. 1977.
- [32] E.W. Stacy, "A generalization of the Gamma distribution", Annals Mathematical Statistics, vol. 33, 1962, pp. 1187-1192

- [33] A.J. Coulson, "Characterization of the mobile radio path fading channel", Ph.D. Thesis, University of Auckland, 1998.
- [34] A.J. Coulson, A.G. Williamson, R.G. Vaughan, "Improved fading distribution for mobile radio," IEE Proceedings - Communications, vol.145, pp.197-202, June 1998.
- [35] T. Piboongunon, V.A. Aalo, C.D. Iskander, G.P. Efthymoglou, "Bivariate generalised Gamma distribution with arbitrary fading parameters," Electronics Letters, vol. 41, pp. 709-710, June 2005.
- [36] V.A. Aalo, G.P. Efthymoglou, T. Piboongunon and C.D. Iskander, "Performance of diversity receivers in generalised Gamma fading channels," IET Communications, vol. 1, pp. 341-347, June 2007.
- [37] J. Cheng, T. Berger, "On the difference of two sums of independent generalized Gamma random variables with applications to error performance analysis and outage probability evaluation," IEEE International Symposium on Information Theory, pp.39, June 2003.
- [38] S.L. Primak, V.Y. Kontorovich, "On the Second Order Statistics of Generalized Gamma Process," IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 1-5, Sept. 2006.
- [39] V.A. Aalo, T. Piboongunon, "On the multivariate generalized Gamma distribution with exponential correlation," IEEE Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05, vol. 3, pp.5, Nov. 2005.
- [40] T. Piboongunon, V.A. Aalo, and C.D. Iskander, "Average error rate of linear diversity reception schemes over generalized Gamma fading channels," IEEE SoutheastCon Proceedings, pp.265-270, 8-10 April 2005.

- [41] J. Cheng, and T. Berger, "Performance analysis for MRC and postdetection EGC over generalized Gamma fading channels," IEEE Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003, vol.1, pp.120-125, March 2003.
- [42] T. Pham, J. Almhana, "The generalized Gamma distribution: its hazard rate and stress-strength model," IEEE Transactions on Reliability, vol.44, pp.392-397, Sept. 1995.
- [43] N.C. Sagias, T. Mathiopoulos, "Switched diversity receivers over generalized Gamma fading channels," IEEE Communications Letters, vol.9, pp.871 - 873, Oct. 2005.
- [44] V.A. Aalo, T. Piboongunon, and C.D. Iskander, "Bit-error rate of binary digital modulation schemes in generalized Gamma fading channels," IEEE Communications Letters, vol.9, pp.139-141, Feb. 2005.
- [45] N.C. Sagias, P.T. Mathiopoulos, P.S. Bithas, and G.K. Karagiannidis, "On the Distribution of the Sum of Generalized Gamma Variates and Applications to Satellite Digital Communications," The 2nd International Symposium on Wireless Communication Systems, pp.785-789, Sept. 2005.
- [46] M.D. Yacoub "The $\alpha - \mu$ Distribution: A Physical Fading Model for the Stacy Distribution," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.56, pp.27-34, Jan. 2007.
- [47] M.D. Yacoub "The $\alpha - \mu$ distribution: A general fading distribution," Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol.2 pp.629-633, Sep. 2002.
- [48] J.G. Proakis, Digital Communications, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1995.

- [49] I.S. Gradshteyn and I.M. Ryzhik, Table of Integrals, Series, and Products, 5th Ed. San Diego, CA: Academic, 1994.
- [50] P.M. Shankar, "Ultrasonic tissue characterization using a generalized Nakagami model", IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelect. Freq. Contr., vol. 48, no.6, pp.1716-1720, November 2001.
- [51] H. Bertoni, "Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range—received signal fading distributions," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 37, no. 1, pp. 57–60, Feb. 1988.
- [52] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," Proc. IEEE, vol. 81, no. 7, pp. 943-967, July 1993.
- [53] S. J. Howard, K. Pahlavan, "Statistical modeling and computer simulation of the indoor radio channel," IEE Proc., Part I: Communication, Speech and Vision, vol. 138, no. 3, pp. 92–97, June 1991.
- [54] S.Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple access channels", IEEE Trans. on Info. Theory, vol IT-32, no.1, pp. 85-96, Jan. 1986.
- [55] L.S. Gordon, Principles of Mobile Communication, 2nd Ed. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [56] Riccardo De Gaudenzi, Carlo Elia, and Roberto Viola, "Bandlimited quasi-synchronous CDMA: A novel satellite access technique for mobile and personal communication systems," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 10, No. 2, Feb. 1992.

- [57] M.L. De Mateo et al., "First satellite mobile communication trials utilizing BLQS-CDMA," in Proc. 3rd Mobile Satellite Conf. IMSC '93, JPL Pub., 93-009, Pasadena, CA, June 1993, DC, pp. 284-393, Mar. 1992.
- [58] K. Jin Kim, and Ronald A. Iltis, "Joint detection and channel estimation algorithms for QS-CDMA signals over time-varying channels," IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, No. 5, May, 2002.
- [59] A. Purwoko, H. Ali, "A time synchronization scheme for quasi-synchronous up-link of MC-CDMA systems", IEEE Signal Processing and Information Technology, vol. 14, pp. 371-374, Dec. 2003.
- [60] F.V. Heeswyk, D.D. Falconer, and A.U.H. Sheikh, "A delay independent decorrelating detector for quasi-synchronous CDMA", IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Vol. 14, No. 8, October, 1996.
- [61] V.M. DaSilva, E.S. Sousa, "Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communication systems," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 12 No. 5, June, 1994.
- [62] F. Verde, "Subspace-based blind multiuser detection for quasi-synchronous MC-CDMA systems, IEEE Signal Processing Letters, Vol. 11, No. 7, July, 2004.
- [63] O. Takyu, T. Ohtsuki, and M. Nakagawa, "Frequency offset compensation with MMSE-MUD for multi-carrier CDMA in quasi-synchronous uplink," 0-7803-7802-4/03, 2003.
- [64] P.K.P.Cheung, B.R. Predrag, A.K. Rodney, "CMA-based adaptive 2-D RAKE receivers for QS DS-CDMA systems over frequency-selective channels," IEEE 0-7803-5000-6/98, 1998.

- [65] R. Chandrasekaran, R.E. Cagley, and J.J. Shynk, "A blind multiuser detection algorithm for QS-CDMA systems," IEEE, 0-7803-6339-6/00, 2000.
- [66] V. Heeswyk, "A delay independent decorrelating detector for quasi-synchronous CDMA," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 14,no. 8,pp. 1619–1626,October 1996.
- [67] G.L. Turin,"The effects of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA systems," IEEE JSAC, vol. SAC-2,no. 4,pp. 597–603, July, 1984.
- [68] S.Verdú, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1st Edition, 1998.
- [69] Z.A. Uzmi and M. J. Narasimha,"Maximizing system capacity in a sub-symbol based DS-CDMA multiuser detector," IEEE Globecom Proceedings, vol. 1,pp. 15–19, Nov. 2000.
- [70] R.A. Iltis, "An RLS-based algorithm for estimation and demodulation of QS-CDMA signals", 0-7803-5148-7/98, 1998.
- [71] R.A. Iltis, "Exact and approximate maximum-likelihood parameter estimation for quasi-synchronous CDMA signals," IEEE Transactions on Communications, vol.48, pp.1208-1216, July 2000.
- [72] Laurence Mailaender, and Ronald A. Iltis, "Multiuser detectors with single-user parameter estimation on quasi-synchronous CDMA channels", IEEE Transactions on Communications, Vol. 48 No. 2, February, 2000.
- [73] K. Jin Kim, "Adaptive channel estimation algorithm for QS-CDMA signals", IEEE, 0-7803-7147-X/01, 2001.

- [74] K. Jin Kim, Ronald A. Iltis, "Joint constrained data detection and channel estimation algorithms for QS-CDMA signals," IEEE, 0-7803-7147-X/01, 2001.
- [75] S.Verdú, "Computational complexity of optimum multiuser detection", *Algorithmica*, vol.4, no.3, pp. 303-312, 1989.
- [76] R.Lupas and S.Verdú, "Linear multi-user detectors for synchronous code division multiple access channels", *IEEE Trans. on Info. Theory*, pp. 1083-1096, vol. 41, No. 4, Oct. 1996.
- [77] S. Verdú, "Recent progress in multiuser detection," in *Proc. 1988 h t . Conf: A&. Commun. Conlr. Syst.*, Baton Rouge, LA, pp. 66-77, Oct. 1988.
- [78] F.-C. Zheng and S.K. Barton, "Performance analysis of near-far resistant CDMA detectors-influence of system parameter estimation errors," *ICC*, pp. 520-524, 1994.
- [79] U. Madhow and M. B. Pursley, "Acquisition in direct-sequence spread-spectrum communication networks: An asymptotic analysis," *IEEE Tran. Inform. Theory*, vol. 39, pp. 903-912, May 1993.
- [80] R.A. Iltis, "Performance bounds for decorrelator detectors in a QS-CDMA system", *IEEE International Symposium on Information Theory*, pp.320, Sep. 1995..
- [81] R.A. Iltis, L. Mailaender, "Linear multiuser detectors for quasi-synchronous CDMA systems," *IEEE* 1058-6393/95, 1995.
- [82] R.A. Iltis, "Decorrelator detection for quasi-synchronous multi-carrier CDMA," 0-7803-4249-6/97, 1997.

- [83] I. Ghauri and R.A. Iltis, "Capacity of the linear decorrelating detector for QS-CDMA", IEEE Transactions on Communications, Vol. 45, No. 9, September, 1997.
- [84] K.S. Kim, S.Y. Kim, Joosik Lee, Lickho Song, Seong Ro Lee, and Jinso Bae, "Suboptimum multiuser detection of the QS-CDMA systems using antenna array", 0-7803-4249-6/97 IEEE 1997.
- [85] K.S. Kim, M.J. Lee, Yun Hee Kim, Sun Yong Kim², and Iickho Song, "Use of antenna array diversity in multiuser detection of QS-CDMA systems," IEEE 0-7803-3676-3/97, 1997.
- [86] R.A. Iltis, "Constrained MMSE multiuser detectors for quasi-synchronous CDMA", 29th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, vol.2, pp.25, 1995.
- [87] V.M. DaSilva, E.S. Sousa, "Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems," IEEE, 0-7803-1396-8/93, 1993.
- [88] S.Moshavi, E.G.Kanterakis and D.L. Schilling, "Multistage linear receivers for DS-CDMA systems", Intl. Journal Wireless Info. Networks, 3(1):1-17, 1996.
- [89] F. Kleer, S. Hara, and R. Prasad, "Performance evaluation of a successive interference cancellation scheme in a quasi-synchronous MC-CDMA system," IEEE 0-7803-4788-9/98, 1998.
- [90] A. Nahler, R. Irmer, "Reduced and differential parallel interference cancellation for CDMA systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, pp. 237-247, Feb. 2002.
- [91] H. Holma, A. Toskala, and A. Hottinen, "Performance of CDMA multi-user detection with antenna diversity and closed loop power control", IEEE

Vehicular Technology Conference on 46th Mobile Technology for the Human Raceapos, vol. 1, pp. 362-366, May 1996.

- [92] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 3rd Edition, 1996.
- [93] M.K. Varanasi, B.Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code divison multiple access communications", IEEE Trans. on Comm., pp. 509-519, vol. 38, No. 4, April 1990.
- [94] F. Wijk, G. Janssen, and R. Prasad, "Groupwise successive interference cancellation in a DS/CDMA system", IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol.2, pp. 742-746, Sep. 1995.
- [95] S.Tsumura, S.Hara, "Design and performance of quasi-synchronous multi-carrier CDMA system", 0-7801-7005-8/01, 2001.
- [96] R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Quasi-synchronous time division duplex CDMA", IEEE 0-7803-1820-X/94, 1994.
- [97] W.R. Braun, "PN acquisition and tracking performance in DS-CDMA systems with symbol-length spreading sequences," IEEE Transactions on Communications, Vol. 45, No. 12, 1997.
- [98] O.-S. Park, J.-Y. Ahn, and D.-G. Oh, "Tracking performance of coherent decision-directed delay-locked loop in quasi-synhronous CDMA," Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo, 2000.
- [99] P.Z. Fan, L. Hao, "Generalized orthogonal sequences and their applications in synchronous CDMA systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, no. 11, pp. 1-16, 2000.

- [100] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa, "Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile radio," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 1, pp. 27–28, 1997.
- [101] B.M. Popovic, N. Suehiro, and P.Z. Fan, "Orthogonal sets of quadriphase sequences with good correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 4, pp. 956–959, 2002.
- [102] S. Matsufuji and N. Suehiro, "Complex Hadamard matrices related to Bent sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 637, 1996.
- [103] K. Yang, Y.-K. Kim, and V. P. Kumar, "Quasi-orthogonal sequences for code-division multiple-access systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 3, pp. 982–993, 2000.
- [104] L.R. Welch, "Lower bounds on the maximum cross correlation of signals (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, no. 3, pp. 397–399, 1974.
- [105] D. Peng, P. Z. Fan, *Sequence Design and Applications for CDMA Systems*, Southwest Jiaotong University Press, Chengdu, China, 2001.
- [106] D. Sarwate, "Bounds on crosscorrelation and autocorrelation of sequences (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 25, no. 6, pp. 720–724, 1979.
- [107] J.L. Massey, "On Welch's bound for the correlation of a sequence set," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 385, Budapest, Hungary, June 1991.

- [108] V.I. Levenshtein, "New lower bounds on aperiodic crosscorrelation of binary codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 1, pp. 284–288, 1999.
- [109] D.Y. Peng, P.Z. Fan, "Generalized Sarwate bounds on the aperiodic correlation of complex roots of unity sequences," to appear in *IEE Proceedings on Communications*.
- [110] A. Lempel, H. Greenberger, "Families of sequences with optimal Hamming-correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, no. 1, pp. 90–94, 1974.
- [111] T.S. Seay, "Hopping patterns for bounded mutual interference in frequency hopping multiple access," in *Proc. IEEE Military Communications Conference*, pp. 22.3.1–22.3.6, Boston, Mass, USA, October 1982.
- [112] D.Y. Peng, P.Z. Fan, "New lower bounds on the Hamming correlations of frequency-hopping sequences," in *Proc. 7th International Symposium on Communication Theory and Applications*, pp. 307–310, Ambleside, Lake District, UK, July 2003.
- [113] P.Z. Fan, L. Hao, "Generalized orthogonal sequences and their applications in synchronous CDMA systems," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E83-A, no. 11, pp. 1–16, 2000.
- [114] P. Fan, "Spreading sequence design and theoretical limits for quasisynchronous CDMA systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2004:1, 19-31.
- [115] P.Z. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X.M. Deng, "Class of binary sequences with zero correlation zone," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 10, pp. 777–779, 1999.

- [116] T. Hayashi, "A class of two-dimensional binary sequences with zero-correlation zone," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 217–221, 2002.
- [117] J. S. Cha, S. Kameda, M. Yokoyama, H. Nakase, K. Masu, and K. Tsubouchi, "New binary sequences with zero-correlation duration for approximately synchronised CDMA," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 11, pp. 991–993, 2000.
- [118] W.X. Ye and P.Z. Fan, "Two classes of frequency hopping sequences with no-hit zone," in *Proc. 7th International Symposium on Communications Theory and Applications*, pp. 304–306, Ambleside, Lake District, UK, July 2003.
- [119] X. Deng, P. Fan, "Spreading sequence sets with zero and low correlation zone for quasi-synchronous CDMA communication systems", 0-7803-6507-0/00, 2000.
- [120] B. Long, P. Zhang, and J. Hu, "A generalized QS-CDMA system and the design of new spreading codes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 4, pp. 1268-1275, November 1998.
- [121] X. Deng, P. Fan, "Spreading sequence sets with zero correlation zone," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 11, pp. 993- 994, May 2000.
- [122] P. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X. Deng, "Class of binary sequences with zero correlation zone," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 10, pp. 777-779, May 1999.
- [123] X. H. Chen, T. Lang and J. Oksman, "On algorithms searching for quasi-optimal subfamilies of GMW sequences suitable for CDMA applications", *IEEE 0-8186-7780-5/97*, 1997.

- [124] S. Kuno, T. Yamazato, M. Katayama, and A. Ogawa, "A study on quasi-synchronous CDMA based on selected PN signature sequences," IEEE 0-7893-1750-5/94, 1994.
- [125] K. Sugano, D. Umehara, Y. Morihiro, M. Kawai, "Quasi-synchronous CDMA performances using orthogonal cyclic shift m-sequences", 2003 Korea-Japan Joint Conference on Satellite Communications, Japan, pp.85-90, Oct. 2003.
- [126] X.D. Lin, K.H. Chang, "Optimal PN sequence design for quasi-synchronous CDMA communication systems" IEEE Transactions on Communications, Vol. 45, No. 2, February 1997.
- [127] X.D. Lin, K.H. Chang, and J.S. Kim, "Optimal PN sequence design for quasi-synchronous CDMA communication systems," IEEE 0-7803-2570-2/95, 1995.
- [128] C.-C. Tseng, C.L. Liu, "Complementary sets of sequences", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-18, No. 5, September, 1972.
- [129] H.-H. Chen, J.-F. Yeh, and N. Suehiro, "A multicarrier CDMA architecture based on orthogonal complementary codes for new generations of wideband wireless communications," IEEE Communications Magazine, October, 2001.
- [130] A. Gavish, A. Lempel, "On ternary complementary sequences," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 40, No. 2, March, 1994.
- [131] H.-H. Chen, "A complementary codes based CDMA architecture for future wideband mobile communications," IEEE 0-7803-7490-8/0, 2002.
- [132] R. Sivaswamy, "Multiphase complementary codes," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-24, No. 5, September, 1978.

- [133] R.L. Frank, "Polyphase complementary codes", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-26, No. 6, November, 1980.
- [134] N. Suehiro, M. Hatori, "Modulatable orthogonal sequences and their application to SSMA systems," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 34, pp.93-100, January, 1988.
- [135] S. III Park, S.R. Park, L. Song, and Naoki Suheiro, "Multiple-access interference reduction for QS-CDMA systems with a novel class of polyphase sequences," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 46, No. 4, July, 2000.
- [136] T.-K. Woo, "Orthogonal code design for quasi-synchronous CDMA", Electronics Letters 14th, Vol. 36 No. 19, September, 2000.
- [137] E.S. Sousa, "The effect of clock and carrier frequency offsets on the performance of a direct-sequence spread-spectrum multiple-access system," IEEE 0733-87 16/90/0500-0580, 1990.
- [138] L. Tomba, W.A. Krzymien, "Effect of carrier phase noise and frequency offset on the performance of multicarrier CDMA systems," in Proc. ICC'96 Dallas, TX, June 1996, pp. 1513-1517.
- [139] H. Steendam, M. Moeneclaey, "The effect of synchronisation errors on MC-CDMA performance," IEEE 0-7803-5284-X/99, 1999.
- [140] K.-W. Yip, T.-Sang Ng, "Performance sensitivity of quasi-synchronous, multicarrier DS-CDMA systems due to carrier frequency disturbance," International Conference on Communication Technology, ICCT'98, October 22-24, 1998, Beijing, China.

- [141] K.-W. Yip, and T.-Sang Ng, "Effects of carrier frequency accuracy on quasi-synchronous, multicarrier DS-CDMA communications using optimized sequences," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, No. 11, November, 1999.
- [142] H. Steendam, M. Moeneclaey, "The effect of carrier frequency offsets on downlink and uplink MC-DS-CDMA", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.19 No. 12, December, 2001.
- [143] B.Q. Long, P. Zhang, "The analysis of a generalized QS-CDMA system over a multipath rayleigh fading channel," *Wireless Communication System Symposium*, vol. 27, pp. 137-141, Nov. 1995.
- [144] W.J. Houtum, "Quasi-synchronous code division multiple access with high-order modulation," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, No. 7, July, 2001.
- [145] S. Choe, C.N. Georhiades, "On the performance of a novel quasi-synchronous Trellis-coded CDMA system," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 12, December, 2002.
- [146] J. H. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, New Orleans, LA, May 1994, vol. 2, pp. 1121–1125.
- [147] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [148] N.K. Bose, *Digital Filters: Theory and Applications*, New York: North-Holland, 1985.

- [149] T. Aulin, "Characteristics of a digital mobile radio channel," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-30, pp. 45–53, May 1981.
- [150] M.B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication—Part I: System analysis," IEEE Trans. Communications, vol. 25, no. 8, pp. 795–799, 1977.
- [151] L.-L. Yang, L. Hanzo, "Performance of generalized multicarrier DS-CDMA over Nakagami-m fading channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 6, June 2002.
- [152] M.B. Pursley, "Performance evaluation for phase coded spread-spectrum multiple-access communications – Part I: System analysis," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-25, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [153] T. Ottoson, A. Svensson, "On schemes for multirate support in DS-CDMA systems," Wireless Personal Communications, Kluwer Academic Publishers, vol. 6, 1998, pp. 265-287.
- [154] M.S. Alouini, A.J. Goldsmith, "A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 47, pp. 1324-1334, Sept. 1999.
- [155] M.Z. Win, G. Chrisikos, and J.H. Winters, "MRC performance for M-ary modulation in arbitrarily correlated Nakagami fading channels," IEEE Communication Letters, vol. 4, no. 10, pp. 301-303, Oct. 2000.
- [156] L. Tao, S. Pasupathy, and E.S. Sousa, "Interference control and chip waveform design in multirate DS-CDMA communication systems," IEEE Transac. on Wireless Comm., vol.1, pp. 56-66, Jan. 2002.

- [157] M.A. Landolsi, W.E. Stark, "DS-CDMA chip waveform design for minimal interference under bandwidth, phase, and envelope constraints," *IEEE Transac. on Comm.*, vol.47, pp. 1737-1746, Nov. 1999.

- [158] V.M. DaSilva, E.S. Sousa, "Fading-resistant modulation using several transmitter antennas," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1236–1244, Oct. 1997.

- [159] B.M. Hochwald, T.L. Marzetta, "Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pp. 543–564, Mar. 2000.

- [160] A. Stefanov, E. Erkip, "Cooperative space-time coding for wireless networks," *Information Theory Workshop, 2003. Proceedings. 2003 IEEE*, pp. 50-53, April 2003.

- [161] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A.R. Calderbank, "Space-time block codes for orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1466, July 1999.

- [162] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A.R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas Commun.*, vol. 17, pp. 451–460, Mar. 1999.

- [163] A. Wittenben, "Base station modulation diversity for digital SIMULCAST," in *Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC)*, St. Louis, MO, May 1991, pp. 848–853.

- [164] A. Wittenben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.(ICC)*, Geneva, Switzerland, May 1993, pp. 1630–1634.

- [165] N. Seshadri, J. H. Winters, "Two signaling schemes for improving the error performance of FDD transmission systems using transmitter antenna diversity," in Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC), Secaucus, NJ, May 1993, pp. 508–511.
- [166] A.R. Hammons, H.E. Gamal, "On the theory of space-time codes for PSK modulation," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46, pp. 524–542, Mar. 2000.
- [167] G. Ganesan, P. Stoica, "Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing (ICASSP), Istanbul, Turkey, June 2000, pp. 2561–2564.
- [168] O. Tirkkonen, A. Hottinen, "Complex space-time block codes for four Tx antennas," in GLOBECOM Conf. Records, San Francisco, CA, Nov.–Dec. 2000, vol. 2, pp. 1005–1009
- [169] B.M. Hochwald, T.L. Marzetta and C.B. Papadias, "A novel space-time spreading scheme for wireless CDMA systems," in Proc. 37th Annual Allerton Conf. On Commun. Control, and Computing, Monticello, IL, Sept. 1999, pp. 1284–1293.
- [170] B.M. Hochwald, W. Sweldens, "Differential unitary space-time modulation," IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp. 2041–2052, Dec. 2000.
- [171] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," IEEE Trans. Commun., vol. 49, pp. 1–4, Jan. 2001.
- [172] C.B. Papadias, G.J. Foschini, "A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing (ICASSP), Salt Lake City, Utah, May 2001, pp. 2481–2484.

- [173] A. Yongacoglu, M. Siala, "Performance of diversity systems with 2 and 4 Transmit antennas," in Proc. Int. Conf. Commun. Tech. (WCC-ICCT), Peking, China, 2000, pp. 148–150.
- [174] L.M.A. Jalloul, K. Rohani, K. Kuchi and J. Chen, "Performance analysis of CDMA transmit diversity methods," in Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC), Amsterdam, Netherlands, Oct. 1999, vol. 3, pp. 1326–1330. 52
- [175] S. Rouquette, S. M'érigeault and K. Gosse, "Orthogonal full diversity space-time block coding based on transmit channel state information for 4 Tx antennas," in Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC), New York City, NY, April–May 2002, vol. 1, pp. 558–562.
- [176] M.O. Damen, K. Abed-Meraim and J.C. Belfiore, "Transmit diversity using rotated constellations with Hadamard transform," in Proc. Adaptive Systems for Signal Processing, Commun. and Control Conf., Lake Louise, Alberta, Canada, Oct. 2000, pp. 396–401.
- [177] Y. Xin, Z. Wang and G.B. Giannakis, "Linear unitary precoders for maximum diversity gains with multiple transmit and receive antennas," in Proc. 34th Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA, Oct.–Nov. 2000, pp. 1553–1557.
- [178] Y. Xin, Z. Wang and G.B. Giannakis, "Space-time diversity systems based on unitary constellation-rotating precoders," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing (ICASSP), Salt Lake City, Utah, May 2001, pp. 2429–2432.
- [179] G.P. Leus, M.F. Moonen, "Space-time chip equalization for space-time coded downlink CDMA", Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on, vol. 1 pp. 568–572, New York, NY, 2002.

- [180] I. Ghauri, D. Slock, "Linear receivers for the DS-CDMA downlink exploiting orthogonality of spreading sequences," in Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, pp. 650–654, Nov. 1998.
- [181] T. Krauss, M. Zoltowski, and G. Leus, "Simple MMSE equalizers for CDMA downlink to restore chip sequence: comparison to zero-forcing and RAKE," in Proc. ICASSP, pp. 2865–2868, June 2000.
- [182] S.K. Jayaweera, H.V. Poor, "A turbo RAKE receiver for space-time block coded frequency selective CDMA systems", Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings, 2002, pp.456-460, Aug. 2002.
- [183] N.H.T. Arumugam, G.H. Krishna, "Performance of space-time coded MC-CDMA over time and frequency selective fading channel", Mobile and Wireless Communications Network, pp. 419-423, 2002.
- [184] D. Reynolds, X. Wang, H.V. Poor, "Blind adaptive space-time multiuser detection with multiple transmitter and receiver antennas", IEEE Transactions on Signal Processing, pp. 1261-1276, June, 2002.
- [185] E.A. Erkip, B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I. System description, Sendonaris," IEEE Transactions on Communications, pp. 1927-1938, Vol.51, Nov. 2003.
- [186] E.A. Erkip, B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis, Sendonaris," IEEE Transactions on Communications, pp. 1939- 1948, Nov. 2003.
- [187] A. Stefanov, E.A. Erkip, "Cooperative coding for wireless networks," Mobile and Wireless Communications Network, 2002. 4th International Workshop on, pp. 273-277, Sept. 2002.

- [188] M-VCE, Mischa Dohler, et al., "Virtual Antenna Array", Patent, GB0115799.9, 2001.
- [189] M-VCE, Mischa Dohler, et al., "Forced Synchronisation", Patent, GB0115804.7, 2001.
- [190] Mischa Dohler, et al., "VAA for Hot-Spots with applied STC: Concept of VAA", M-VCE Report I, December 2000.
- [191] Mischa Dohler, et al., "VAA for Hot-Spots with applied STC: Performance of VAA" M-VCE Report II January 2001.
- [192] Mischa Dohler, et al., "VAA for Hot-Spots with applied STC: Interference Study of VAA", M-VCE Report III, December, July 2001.
- [193] M-VCE, Mischa Dohler, et al., "Frequency Relaying", Patent, GB0115807.0, 2001.
- [194] M. Dohler, B. Rassool and H. Aghvami, "Performance evaluation of STTCs for virtual antenna arrays," Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual, pp. 57-60 vol.1, April 2003.
- [195] M. Dohler, E. Lefranc, and H. Aghvami, "Space-time block codes for virtual antenna arrays," Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on, pp. 414-417 vol.1, Sept. 2002.
- [196] A. Kastrisios, M. Dohler, and H. Aghvami, "Influence of channel characteristics on the performance of VAA with deployed STBCs," Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual, pp. 1138-1142 vol.2, April 2003.

- [197] P.A. Anghel, M. Kaveh, "Exact symbol error probability of a Cooperative network in a Rayleigh-fading environment," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, pp. 1416-1421, vol. 3, Sept. 2004.
- [198] W. Cheng, L. Zheng, and J. Hu, "Performance analysis of cooperative macro-diversity in mobile cellular networks," *Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication, 2004. Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on*, pp. 133 - 136 vol.1, 2004.
- [199] A. Stefanov, E.A. Erkip, "On the performance analysis of cooperative space-time coded systems," *Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE*, pp. 729-734 vol.2, March 2003.
- [200] W. Cheng, L. Zheng, and J. Hu, "Performance analysis of cooperative macro-diversity in Rayleigh-Lognormal composite fading," *Communications, Circuits and Systems, 2004. ICCCAS 2004. 2004 International Conference on*, pp. 238-241 vol.1, June 2004.
- [201] J. Vazifehdon, H. Shafiee, "Cooperative diversity in space-time coded wireless networks", *Communications Systems, 2004. ICCS 2004. The Ninth International Conference on*, pp. 215-219, Sept. 2004.
- [202] P.A. Anghel, M. Kaveh, "On the diversity of cooperative systems," *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004. Proceedings. (ICASSP '04). IEEE International Conference on*, pp. iv-577-580 vol.4, May 2004.
- [203] O. Canpolat, M. Uysal, "Super-orthogonal space-time trellis coded cooperative diversity systems," *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, pp. 2429-2433 vol. 4, Sept. 2004.
- [204] A. Nosratinia, T.E. Hunter and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *Communications Magazine, IEEE*, pp. 74-80, Oct. 2004.

- [205] Shuguang Cui, A.J. Goldsmith, and A. Bahai, "Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks," *Selected Areas in Communications*, IEEE Journal on, pp. 1089-1098, Aug. 2004.
- [206] Y. Cao, B. Vojcic, "MMSE multiuser detection for cooperative diversity CDMA systems," *Wireless Communications and Networking Conference*, 2004. WCNC. 2004 IEEE, pp. 42-47 vol.1, March 2004.
- [207] A. Scaglione, Yao-Win Hong, "Opportunistic large arrays: cooperative transmission in wireless multihop ad hoc networks to reach far distances," *IEEE Transactions on Signal Processing*, pp.2082-2092, Vol. 51, Aug, 2003.
- [208] J.N. Laneman, G.W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *Global Telecommunications Conference*, 2002. GLOBECOM '02. IEEE, pp.77-81 vol.1, Nov. 2002.
- [209] E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, "On the performance of cooperative diversity protocols in practical wireless systems," *Vehicular Technology Conference*, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th, pp. 2212-2216 vol.4 Oct. 2003.
- [210] C. Shuguang and A. Goldsmith, "Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks," *IEEE on J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 22, no. 6, pp. 1089–1098, Aug. 2004.
- [211] E.C. Van Der Meulen; "Three-terminal communication channels", *Adv. Appl. Prob.* 3, 1971.
- [212] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity - part I: system description," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov. 2003.

- [213] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity - part II: implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948, Nov. 2003.
- [214] T. Cover, A.E. Gamal, "Capacity theorems for relay channel", *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. 25, pp. 572-584, Sep. 1979
- [215] M. Dohler, E. Lefranc, and H. Aghvami, "Virtual Antenna Arrays for Future Wireless Mobile Comm. Systems", *IEEE ICT 2002*, Beijing, China, 2002.
- [216] M. Dohler, et al., "VAA for hot-spots with applied STC", *M-VCE Internal Reports I, II, III and IV*, 1999-2002.
- [217] P.A. Anghel, G. Leus, and M. Kavehl, "Multi-user space-time coding in cooperative networks," *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2003. *Proceedings. (ICASSP '03)*. 2003 *IEEE International Conference on*, pp. IV-73-6 vol.4, April 2003.
- [218] V. Mahinthan, J.W. Mark, "A simple cooperative diversity scheme based on orthogonal signaling," *Wireless Communications and Networking Conference*, 2005 *IEEE*, pp. 1012-1017, vol. 2, March 2005.
- [219] D. Chen, J. N. Laneman, "Cooperative diversity for wireless fading channels without channel state information," *Signals, Systems and Computers*, 2004. *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on*, pp. 1307-1312, vol. 2, 2004.
- [220] A.P. Prudnikov, Yu.A. Brychkov, and O.I. Marichew, *Integrals and series*, vol. 1-5, Gordon & Breach, 1986-1992.

- [221] M.O. Hasna, M.S. Alouini, "Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays," *IEEE Transactions of Communications*, vol. 52, pp. 130–135, Jan. 2004
- [222] M. Abramowitz, I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, 9th ed. New York: Dover, 1970.
- [223] M.O. Hasna, M.S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, pp. 1126–1131, Nov. 2003.
- [224] J. McCully, "The Laguerre Transform," *SIAM Review*, vol. 2, no. 3, pp. 185–191, Jul. 1960.
- [225] J. K. Carves, *Mobile Channel Characteristics*, Hingham, MA: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [226] A.A.M. Saleh, R.A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [227] S. Stein, "Fading channel issues in system engineering," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 68–69, Feb. 1987.

ÖZGEÇMİŞ

Ferkan Yılmaz, 1976 Malatya doğumludur. İlk ve orta öğrenimini Malatya'da Hasan Varol İlköğretim Okulu'nda tamamladı. Malatya Lisesinden 4. olarak mezun oldu.

1993 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde mühendislik eğitimine başladı. Bölümden 30.07.1997 tarihinde bölüm birinciği, fakülte ikinciliği ve üniversite ikinciliğiyle mezun oldu. Aynı yıl içerisinde TÜBİTAK'da Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü (UEKAE)'de araştırmacı olarak çalışmaya başladı.

2002 yılında İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü – Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı – Elektronik ve Haberleşme Programı'nda yüksek lisans öğrenimini tamamladı ve Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Haberleşme Programı'nda doktora öğrenimine başladı.

Doktora öğrenimini sürdürürken, 2004 yılında Vodafone Teknoloji A.Ş.'inde uzman haberleşme mühendisi olarak çalışmaya başladı. Şu an Texas A&M Üniversitesi'nin Katar programında uzman haberleşme mühendisi olarak, Prof. Dr. M.-S. Alouini ile beraber çalışmaktadır.

