

T.C.
NUH NACİ YAZGAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

KABLOSUZ ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN FARKLI
SÖNÜMLENMELİ KANAL ORTAMLARINDAKİ PERFORMANS
ANALİZLERİ
(Yüksek Lisans Tezi)

Tezi Hazırlayan
Caner ÖZEN

Danışman
Doç. Dr. Mehmet BİLİM

Mayıs 2022
KAYSERİ

T.C.
NUH NACİ YAZGAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

KABLOSUZ ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN FARKLI
SÖNÜMLENMELİ KANAL ORTAMLARINDAKİ PERFORMANS
ANALİZLERİ
(Yüksek Lisans Tezi)

Tezi Hazırlayan
Caner ÖZEN

Danışman
Doç. Dr. Mehmet BİLİM

Mayıs 2022
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Caner ÖZEN



YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI

“Kablosuz Çeşitleme Yöntemlerinin Farklı Sönümlenmeli Kanal Ortamlarındaki Performans Analizleri” adlı Yüksek Lisans tezi, Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Caner ÖZEN

Tezi Hazırlayan

Doç. Dr. Mehmet BİLİM

Danışman

YÜKSEK LİSANS BİTİRME TEZİ KABUL VE ONAY SAYFASI

Doç. Dr. Mehmet BİLİM danışmanlığında Caner ÖZEN tarafından hazırlanan “Kablosuz Çeşitleme Yöntemlerinin Farklı Sönümlenmeli Kanal Ortamlarındaki Performans Analizleri” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

20/06/2022

JÜRİ:

Danışman : Doç. Dr. Mehmet BİLİM
Üye : Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ
Üye : Dr. Öğr. Üyesi Hasan ZORLU

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Kurulunun tarih ve sayılı kararı ile onaylanmıştır.

...../...../2022

Prof. Dr. Serhan YAMAÇLI
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Tez dönemimin tüm aşamalarında sahip olduğu bilgileri paylaşarak, getirdiği özgün yaklaşımlar ve yorumlarıyla, güven aşılayıcı, özverili ve sabırlı tutumuyla bana büyük katkıda bulunan değerli hocam Sayın Doç. Dr. Mehmet BİLİM'e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca; çalışmalarım süresince sabır göstererek beni her daim destekleyen aileme ve çalışma arkadaşlarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

Caner ÖZEN

Kayseri, Mayıs 2022



KABLOSUZ ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN FARKLI SÖNÜMLENMELİ KANAL ORTAMLARINDAKİ PERFORMANS ANALİZLERİ

Caner ÖZEN

Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Mayıs 2022

Danışman: Doç. Dr. Mehmet BİLİM

ÖZET

5G ve ötesi çalışmalara hız verilmesi ve bu alandaki araştırmaların artmasıyla birlikte, güç, bant genişliği ve verimlilik gibi faktörler üzerine çeşitli modülasyon şemaları, kanal modelleri, çeşitleme yöntemleri incelenmektedir. Son yıllardaki araştırmalarda kanal modellerinde farklı matematiksel türetimler yapıldığı ve kablosuz kanal ortamlarını daha başarılı bir şekilde ortaya koyan modeller oluşturulduğu görülmektedir. Bu tez çalışmasında; Fisher-Snedecor F kanal modeli, en büyük oranlı birleştirme tekniği için altıgen karesel genlik modülasyonu ve kaskat yapıya sahip bir sistemin dalgalanmalı iki ışınlı sönmelenmeli kanallarda altıgen karesel genlik modülasyonu analizi gerçekleştirilmiştir. Analizler sonucunda hata ifadeleri türetilmiş ve bu ifadelerin doğruluğu nümerik sonuçlarla gösterilmiştir. Böylelikle literatürde ilk kez bu sistem modelleri için altıgen karesel genlik modülasyonu hata ifadeleri türetilmiş ve türetilen bu ifadelerin doğruluğu simülasyonlarla gösterilmeye çalışılmıştır. Ayrıca elde edilen sonuçların başarımları Matematica ve MATLAB yazılım programları yardımıyla gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kaskat FTR sönmelenmesi, hata olasılığı analizi, HQAM tekniği, Fisher-Snedecor F kanal modeli, en büyük oranlı birleştirme.

PERFORMANCE ANALYSIS OF WIRELESS DIVERSITY TECHNIQUES OVER DIFFERENT FADING CHANNEL ENVIRONMENTS

Caner ÖZEN

Nuh Naci Yazgan University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

M.Sc. Thesis, May 2022

Supervisor: Assoc. Prof. Mehmet BİLİM

ABSTRACT

With the acceleration of 5G and beyond studies and increasing research in this field, various modulation schemes, channel models, and diversity methods are being studied on factors such as power, bandwidth, and efficiency. In recent years, it is seen that different mathematical derivations have been made for channel models and that models have been created that reveal wireless channel environments successfully. In this thesis work; The Fisher-Snedecor F channel model, hexagonal quadratic amplitude modulation for the maximal ratio combining technique and hexagonal quadrature amplitude modulation analysis of a system with a cascade structure in channels with fluctuating two-ray fading were performed. As a result of the analyses, error statements were derived and the accuracy of these statements was shown by numerical results. Thus, for the first time in the literature, hexagonal quadrature amplitude modulation error expressions were derived for these system models and the accuracy of these derived expressions was tried to be shown by simulations. In addition, the achievements of the results obtained are shown with the help of the Mathematica and MATLAB software programs.

Key Words: Cascaded FTR fading, error probability analysis, HQAM technique, Fisher-Snedecor F channel model, maximal ratio combining.

İÇİNDEKİLER

KABLOSUZ ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN FARKLI SÖNÜMLENMELİ KANAL ORTAMLARINDAKİ PERFORMANS ANALİZLERİ

Sayfa

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI	ii
YÜKSEK LİSANS BİTİRME TEZİ KABUL VE ONAY SAYFASI	iii
ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR	iv
ÖZET	v
ABSTRACT.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
TABLolar LİSTESİ	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
KISALTMALAR VE SİMGELER.....	x

1. BÖLÜM: GİRİŞ

1. GİRİŞ.....	1
---------------	---

2. BÖLÜM: LİTERATÜR ANALİZİ

2. GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR TARAMASI	4
2.1. Kanal Modelleri.....	4
2.1.1. Nakagami- m Kanal Modeli.....	4
2.1.2. Nakagami- q Kanal Modeli.....	6
2.1.3. κ - μ ve η - μ Dağılımları	8
2.1.4. α - μ Kanal Modeli	17
2.1.5. α - η - μ Kanal Modeli.....	19
2.1.6. α - η - κ - μ Kanal Modeli.....	20
2.1.7. α - μ /Gamma, η - μ /Gamma, κ - μ /Gamma Kanal Modeli.....	22
2.1.8. Fisher-Snedecor F Kanal Modeli	23
2.1.9. mmW-FTR Kanal Modeli.....	26
2.1.10. Literatürdeki Bazı Diğer Kaskat Sönümlü Kanal Modelleri Çalışmaları	30

2.2. Modülasyon Şeması.....	33
-----------------------------	----

3. BÖLÜM: SİSTEM VE KANAL MODELİ

3. SİSTEM VE KANAL MODELİ.....	53
3.1. Kaskat Bir Sistemin FTR Sönümlenmeli Kanal Modeli	53
3.2. MRC Çeşitlemeli Sistemlerin Fisher-Snedecor F Kanal Modeli.....	54

4. BÖLÜM: PERFORMANS ANALİZİ

4. PERFORMANS ANALİZİ	56
4.1. MRC Çeşitlemeli Sistemlerin Fisher-Snedecor F Kanallarında HQAM Analizi.....	56
4.2. Kaskat Bir Sistemin FTR Sönümlenmeli Kanallarda HQAM Performans Analizi.....	59

5. BÖLÜM: BULGULAR

5. BULGULAR.....	62
5.1. MRC Çeşitlemeli Sistemlerin Fisher-Snedecor F Kanallarında HQAM Analizi.....	62
5.2. Kaskat Bir Sistemin FTR Sönümlenmeli Kanallarda HQAM Performans Analizi.....	65

6. BÖLÜM: SONUÇLAR

6. SONUÇLAR.....	69
KAYNAKÇA.....	71
ÖZGEÇMİŞ	78

TABLolar LİSTESİ

Tablo 1. Akaike bilgi kriteri (Akaike information criterion, AIC) Sıralaması ile Birlikte Dikkate Alınan Tüm D2D Ölçümleri İçin F ve K_G Modelleri İçin Parametre Tahminleri	25
Tablo 2. Mevcut Kablosuz İletişim Sistemlerinde ve IEEE Standartlarında Farklı QAM Takımyıldızlarının Uygulamaları	37
Tablo 3. R_9 Bölgesi İçin Sınır Noktalarının İmajiner Değerleri	46
Tablo 4. Çeşitli Dikey Bölgeler İçin Sınır Noktalarının İmajiner Değerleri	46
Tablo 5. AWGN Kanalı Üzerindeki Çeşitli Düzenli ve Düzensiz HQAM Takımyıldızları İçin Farklı Parametreler	48
Tablo 6. Çeşitli QAM Takımyıldızlarının Karşılaştırması	52
Tablo 7. M değerlerine HQAM parametreleri [17]	61

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1. Tip I, Tip II ve Tip III QAM Takımyıldızları.....	35
Şekil 2. 16-HQAM Takımyıldızı	39
Şekil 3. Çeşitli Düzenli HQAM Takımyıldızları	41
Şekil 4. Çeşitli Düzensiz HQAM (optimum) Takımyıldızları.....	42
Şekil 5. Optimum Düzensiz QAM Takımyıldızı Oluşturma ($M=64$).	43
Şekil 6. Düzensiz 64-HQAM takımyıldızı için basitleştirilmiş algılama yöntemi	44
Şekil 7. Karar Sınırları ile Çeşitli Düzensiz HQAM (optimum) Takımyıldızları	46
Şekil 8. 64-HQAM İçin Bit Eşlemesi	51
Şekil 9. m değişimine göre Pe -SNR grafiği ($m_s=2, L=2, M=4$).	63
Şekil 10. L değişimine göre Pe -SNR grafiği ($m=2, m_s=5, M=4$).	63
Şekil 11. M değişimine göre Pe -SNR grafiği ($m=2, m_s=10, L=2$).	64
Şekil 12. Farklı kaskat bağlantı sayıları için hata performansı kıyaslaması	65
Şekil 13. Kaskat bağlantılardaki farklı m değerleri için hata performansı kıyaslaması .	66
Şekil 14. Farklı K değerleri için hata performansı kıyaslaması	67
Şekil 15. Farklı modülasyon seviyeleri için hata performansı kıyaslaması.....	68

KISALTMALAR VE SİMGELER

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
Ω	Ortalama Güç
χ	Sinyal Yoğunluğu (dB cinsinden)
m	Sönümleme Parametresi
L	MRC Çeşitleme Derecesi
M	Modülasyon Seviyesi
m_s	Gölgeleme Parametresi
$P(\cdot, \cdot)$	Düzenli Olarak Tamamlanmış Gama Fonksiyonu
${}_1F_1(.,.;.)$	Kummer Birleşen Hipergeometrik Fonksiyonu
$E(\cdot)$	Aritmetik Ortalama Operatörü
$I_\nu(\cdot)$	Bessel Fonksiyonu
$Q_\nu(\cdot)$	Marcum-Q Fonksiyonu
$\Gamma(\cdot)$	Gamma Fonksiyonu
A_m	SNR İleten Parametre
F_1	Appell Hipergeometrik Fonksiyonu
$(a)_k$	Pochhammer Sembolü
$\Phi_1(\cdot)$	Seri Gösterime Sahip İki Değişkenin Birleşik Hipergeometrik Fonksiyon
γ_i	κ - μ Sönümleme Kanalının Anlık SNR Değeri
β_i	Şekil Parametresi
λ_i	Oran Parametresi
$E[\cdot]$	Beklenti İfadesi
$var[\cdot]$	Değişkenlik İfadesi
G	Rastgele Değişken
η	Sönümleme Sinyali Güç Oranı
$\delta(\cdot)$	Dirac Delta Fonksiyonu
σ_z	Ölçek Parametresi
λ_z	Konum Parametresi
μ_z	Şekil Parametresi
k	Şekillendirme Parametresi

Simgeler**Açıklamalar**

α	Doğrusal Olmayan Sönümlendirme Parametresi
K_G	Genelleştirilmiş K Kanalı
$F_B^{(n)}(\cdot)$	Lauricella Çok Değişkenli Hipergeometrik Fonksiyonu
E_b	Enerji Yoğunluğu
γ	SNR İfadesi
$P_\mu(\cdot)$	Legendre Fonksiyonu
${}_2F_1(\cdot)$	Gauss Hipergeometrik Fonksiyonu
ζ	Bağımsız ve Eşit Dağılmış Rastgele Değişken
D_{vs}	Dikey Aralığı
E_c	Takımyıldız Noktasının Enerjisi
τ	Ortalama En Yakın Komşu Sayısı
d	Takımyıldızları Noktaları Arasındaki Mesafenin Yarıısı
σ	AWGN Standart Sapması
C	Çakışan Çift Sayımı Telafi Etmek İçin Kullanılan Düzeltme Terimi
G_P	Gri Kod Cezası
N	Kaskat Düzendeki Bağlantı Sayısı
σ^2	Gürültü Varyansı
V	Yansıtıcı Bileşen
w	Seri Üst Sınır Parametresi
$G(\cdot)$	Meijer's G -Fonksiyonu
$\bar{\gamma}$	Ortalama SNR
N_0	Güç Spektral Yoğunluğu
$P(e \gamma)$	Koşullu Hata İfadesi

Kısaltmalar**Açıklamalar**

SMS	Kısa Mesaj Servisi
MMS	Medya Mesaj Servisi
1G	Birinci Nesil
2G	İkinci Nesil
3G	Üçüncü Nesil
4G	Dördüncü Nesil
5G	Beşinci Nesil
IS-95	Uluslararası Standartlar 95
IMT-2000	Uluslararası Mobil Telekomünikasyon
AM	Genlik Modülasyonu
QAM	Karesel Genlik Modülasyonu
BER	Bit Hata Oranı
SNR	Sinyal Gürültü Oranı
APSK	Genlik Faz Kaydırmalı Anahtarlama
MRC	En Büyük Oranlı Birleştirme
HQAM	Altıgen Karesel Genlik Modülasyonu
FTR	Dalgalanmalı İki Işınlı
PDF	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
CDF	Kümülatif Yoğunluk Fonksiyonu
JPDF	Birleşik Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
JCDF	Birleşik Kümülatif Yoğunluk Fonksiyonu
OP	Devre Dışı Kalma Olasılığı
LOS	Görüş Hattı
NLOS	Görüş Hattı Olmayan
MGF	Moment Üreten Fonksiyon
RQAM	Dikdörtgen Karesel Genlik Modülasyonu
BEP	Bit Hata Olasılığı
JAM	Ortak Keyfi Momentler
PSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
FSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
MIMO	Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
SEP	Sinyal Hata Olasılığı

Kısaltmalar**Açıklamalar**

DS-CDMA

Yükselt Ve İlerlet Doğrudan Dizi Kod Bölmeli
Çoklu Erişim

ED

Enerji Tespiti

MG

Karma Gama

D2D

Cihazdan Cihaza

AIC

Akaike Bilgi Kriteri

i.n.i.d.

Bağımsız Fakat Aynı Şekilde Dağılmayan

TWDP

Dağınık Güç Sönümlü İki Dalga

ASER

Asimptotik Sembol Hata Oranı

mmW

Milimetre Dalga

XQAM

Çapraz Karesel Genlik Modülasyonu

RV

Rastgele Değişken

AWGD

Toplanır Beyaz Gauss Dağılımı

AWGN

Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü

IQI

Faz İçi / Dörtlü Faz Dengesizlikleri

RF

Radyo Frekans

TX

Verici

RX

Alıcı

UHF RFID

Ultra Yüksek Frekanslı Radyo Frekansı Tanımlama

ASK

Genlik Kaymalı Anahtarlama

QPSK

Dörtlü Faz Kaymalı Anahtarlama

QoS

Servis Kalitesi

PAPR

Tepe-Ortalama-Güç Oranı

2D

İki Boyutlu

DVB-C

Dijital Video Yayını – Kablo

DVB-T

Dijital Video Yayını – Karasal

IEEE

Elektrik Elektronik Mühendisleri Enstitüsü

CDMA

Kod Bölmeli Çoklu Erişim

TQAM

Üçgen Karesel Genlik Modülasyonu

NN

En Yakın Komşu

ML

Maksimum Olasılık

SQAM

Kare Karesel Genlik Modülasyonu

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemlerinin kullanıcıya sağladığı birçok avantaj sebebiyle, bu alanda yapılan çalışmalar hız kazanmıştır. Bu çalışmalar için kanal modelleri, modülasyon türleri ve çeşitleme yöntemleri gibi çeşitli konulara yoğunlaşmaktadır. Tüm bu gelişmelerle birlikte kablosuz haberleşme sistemlerinde her geçen gün farklı gelişmeler görülmektedir. Bu gelişmeler çeşitli avantajlar sağlayan kanal modelleri veya modülasyon çeşitleri üzerinde yoğunlaşmaktadır.

Bilgi iletiminin tarihsel süreçte gelişimiyle; bilginin daha uzağa, daha fazla noktaya, daha fazla miktarda, daha hızlı ve güvenli iletimi ihtiyaçları doğmuştur. Bu ihtiyaçlar, 1876 yılında Graham Bell'in telefonu icadı ile önemli bir aşamaya geçmiş ve ses iletimi başlamıştır. Daha sonra 1906 yılında Guglielmo Marconi tarafından antenin icadı ile radyo olarak adlandırılan kablosuz haberleşme çağı başlamıştır. Reginald Fessenden, 1906'da genlik modülasyonunu bulmuş ve kablosuz ses haberleşmesini gerçekleştirmiştir. Böylelikle haberleşmenin tarihçesine modülasyon kavramı da girmiştir. 1922'de Arthur Korn, radyo dalgaları aracılığıyla görüntü (fotoğraf) gönderebilen ilk faks makinesini icat etmiştir. 1933'te de Edwin Howard Armstrong tarafından Frekans Modülasyonu geliştirilmiştir. Bu sayede bilginin bir noktadan çoklu noktalara iletimi sağlanmıştır. 1947 yılında Bell araştırma laboratuvarlarında, William Shockley başkanlığında John Bardeen'den ve Walter Brattain'den oluşan ekip tarafından transistörün bulunması ile analog elektronik kavramının yanına sayısal elektronik kavramı literatüre dahil edilmiştir. Sayısal elektronik tabanlı gelişmeler; çok yüksek frekanslara fiziksel olarak erişebilme yeteneği kazandırmış ve bilgiyi iletme, daha uzağa iletme ve daha fazla noktaya iletme yeteneklerinin yanı sıra daha fazla bilgi iletme yeteneği de kazanılmıştır. Haberleşme ağlarının gelişimine paralel olarak, yeni bir haberleşme aracı olan cep telefonu insanların yaşamına girmiştir. Böylece kısa mesaj servisi (short message service, SMS) ve medya mesaj servisi (media message service, MMS) yetenekleri ortaya çıkmıştır. Daha sonra, hücresel haberleşme sistemleri analog

hücreli haberleşme sistemleri olarak 1979 yılında Japonya'da hücre teknolojisine dayanan birinci nesil (1st generation, 1G) haberleşme sistemleri olarak gelişim göstermiştir. Bu haberleşme sistemleri ses verisinin alıcıya ulaştırılmasını baz alan sistemleri içermektedir ve veri güvenliği çok düşüktür. Sayısal hücreli haberleşme sistemi de denilen ikinci nesil (2nd generation, 2G) sistemlerle birlikte bu alanda çeşitli standartlar ortaya konmuş, uluslararası standartlar 95 (IS-95) ve gezgin haberleşme için küresel sistem olarak adlandırılan GSM haberleşme sistemleri tanımlanmıştır. Birinci nesil haberleşme sistemlerinde olduğu gibi yalnızca ses verisi iletilmesini amaçlayan bu sistemlerin farkı analog yerine sayısal ilkelere dayanmasıdır. Kullanıcı sayısındaki artış sonucu üçüncü nesil (3rd generation, 3G) sistemler ortaya çıkmış ve bu sistemlerle ses verisinin yanı sıra veri ve çoklu ortam trafiğinin desteklenmesi mümkün kılınmıştır. Böylece uluslararası mobil telekomünikasyon (IMT-2000), kod bölmeli çoklu erişim yöntemiyle sürekli servis sağlamanın yanı sıra hem devre anahtarlama hem de paket anahtarlama servisleri destekleyen teknoloji kullanımına başlanmıştır. 3G sistemlerde kapsama alanı gibi temel sorunlar görülmüştür. Dördüncü nesil (4th generation, 4G) teknolojisi, daha önceki nesillerden daha yüksek veri hızları temeline dayanan herhangi bir zamanda, herhangi bir yerde, ses, veriler ve akan çoklu kitle iletişimin kullanıcılara hizmet verebileceği, uçtan uca internet protokolü (internet protocol, IP) çözümü olarak ortaya çıkmıştır. Günümüzde yaşanan teknolojik gelişmeler doğrultusunda yüksek hız, bant genişliği, verimlilik ve güç tüketimi gibi faktörler araştırmacıların beşinci nesil (5th generation, 5G) teknolojiye kadar ilerlemesine öncülük etmiştir. 5G ve ötesi çalışmalara hız verilmesi ve bu alandaki araştırmaların artmasıyla birlikte, güç tüketimi, bant genişliği ve verimlilik gibi faktörler üzerine çeşitli modülasyon şemaları, kanal modelleri, çeşitleme yöntemleri incelenmektedir. Son yıllardaki araştırmalarda kanal modellerinde farklı matematiksel türetimler yapıldığı ve kablosuz kanal ortamlarını daha başarılı olarak ortaya koyan modeller oluşturulduğu görülmektedir.

1950'lerin sonlarında, dijital faz modülasyon şemaları ve iletim için dijital genlik modülasyonu (amplitude modulation, AM) büyük araştırma ilgisi kazanmıştır. Bu modülasyon, iletimin hem genlik hem de faz modülasyonunu hesaba katan AM'nin bir uzantısıdır. Dördün genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation, QAM) ilk olarak 1960 yılında Cahn tarafından önerildi. Hancock ve Lucy, Cahn'ın çalışmasını genişleterek, küme noktalarının Cahn'dan farklı bir şekilde yerleştirilmesiyle dairesel kümelerin performansının iyileştirilebileceğini buldular. Daha sonra 1962'de

Campopiano ve Glazer, iyi organize edilmiş kare QAM kümesini önermiştir. 1971'de ise Salz ve Bell laboratuvar çalışmalarında bazı gerçek QAM kümeleri önermişlerdir. Daha sonrasında Simon ve Smith, birbirine çok yakın iki boyutlu küresel petek yapılarını önerdiler. Foschini ise, en iyi bit hata oranı (bit error rate, BER) performansına sahip ancak yüksek algılama karmaşıklığına sahip büyük küme boyutları (M) için dairesel küme zarfına sahip optimal bir sinyal kümesi önerdi. Foschini, çalışmasını genişleterek iki boyutlu sinyal takımyıldızlarını optimize etmek için bir hata optimizasyon tekniği önerdi. Aynı yıl, Thomas, ortalama ve tepe sinyal-gürültü oranının (signal-to-noise ratio, SNR) bağlantılı sembol hatası olasılığından (symbol error probability, SEP) optimal sinyal takımyıldızını belirlemek için ampirik olarak 29 genlik-faz kaydırmalı anahtarlama sinyal seti önermiştir. Smith; çeşitli tek bitlik QAM takımyıldızları önermiş, dikdörtgen ve simetrik takımyıldızların karşılaştırmalı bir çalışmasını yapmıştır. Weber tarafından, çoklu genlik faz kaydırmalı anahtarlama (amplitude phase shift keying, APSK) sistemlerinin faz belirsizliğini en aza indirerek performans cezasını azaltmak için bir diferansiyel kodlama tekniği önerilmiştir. Forney, telefon kanalları ve çeşitli enerji verimli dikdörtgen ve altıgen QAM takımyıldızları gibi bant sınırlı kanallar için kodlamanın temelleri ayrıntılı olarak incelemiştir. Bu çalışmalardan bu zamana kadar önerilen tüm takımyıldızların uygulamaları, çeşitli iletişim sistemlerinde ve standartlarda ortak konu olmuştur.

Bu tez çalışmasında genel kapsamda kablosuz çeşitleme yöntemlerini kullanan sistemlerin başarımları analiz edilmiştir. Bu sistemler; Fisher-Snedecor F kanal modeli, en büyük oranlı birleştirme tekniği (maximal combining technic, MRC) için altıgen QAM (hexagonal quadrature amplitude modulation, HQAM) ile analizi ve kaskat yapıya sahip bir sistemin dalgalanmalı iki ışınli (fluctuating two-ray, FTR) sönümlenmeli kanallarda HQAM analizi olarak sıralanmaktadır. Tez çalışmasında ilk bölümde Fisher-Snedecor F ve FTR kanallar ile HQAM modülasyonunun literatüre sağladığı katkılar ve çalışmanın özgünlük açısından önemine yer verilmiştir. İkinci bölümde sistem ve kanal modelleri incelenmektedir. Buna ilaveten Fisher-Snedecor F ve kaskat yapılı FTR kanallar için olasılık yoğunluk fonksiyonları (probability density function, PDF) elde edilmiştir. Üçüncü bölümde bu modellere ait performans analizleri sonucunda yaklaşık ve asimptotik hata ifadeleri elde edilmiş ve dördüncü bölümde bu sonuçlara ait simülasyon sonuçlarının yer aldığı bulgulara yer verilmektedir. Beşinci bölümde ise sonuçlar kısmı yer almaktadır.

2. GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR TARAMASI

5G ve ötesi çalışmalar ile birlikte farklı kablosuz iletişim uygulamaları için araştırmalar hız kazanmaya başlamıştır. 5G ve ötesi uygulamalarda yüksek veri hızı için gerekli optimum bant genişliği ve güç verimliliği konuları üzerine araştırmalar yapılarak çeşitli modülasyon şemaları incelenmekte ve uygulanmaktadır. Uygulanacak olan modülasyon şemasının performansının ve sağlamlığının bu çalışmalar için temel oluşturacağı öngörülmektedir. Modülasyon şemalarının sağlamlığı ise sistemin veri hızını, kanal bozukluklarına karşı gürbüzlüğü, bant genişliğini, güç ve maliyet verimliliğini etkilemektedir [1]. Ayrıca buna ek olarak gelişen teknoloji ile birlikte gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde kapsama alanının geniş olması beklenen gerekliliklerden bir diğeridir. Kapsama alanının geniş tutulması için ise çok atlamalı (multi-hop) sistem modelleri ve kaskat (cascaded) sönümlü kanal türleri ortaya çıkmıştır. Kaskat sönümlü kanal, birbirine seri bağlı kanalların birleşimi gibi düşünülmektedir.

Kullanılacak olan kanal modelinin sönümlemedeki doğru karakterizasyonu, 5G ve ötesi çalışmalarda kullanılacak kablosuz haberleşme sistemlerinin hata performansını yüksek doğrulukta görmek ve bu doğrultuda geliştirmeler yapabilmek adına önemli bir konudur. Sönümleme, genellikle çok yollu ve gölgelemeli yayılımda oluşan sinyal bileşenlerinin etkileşimleri sonucunda ortaya çıkar. Sonraki alt başlıkta literatürde sık kullanım alanı bulan çeşitli kanal modelleri ve gelişimleri sunulmaktadır.

Öte yandan gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinden beklenen gerekliliklerden bir diğeri ise yüksek veri hızıdır. Bu beklentiyi karşılamak adına literatürde çeşitli modülasyon şemaları araştırılmıştır. Bu noktadan hareketle bu tez çalışmasında çeşitli kanal modelleri ve modülasyon şemaları incelenecektir.

2.1. Kanal Modelleri

2.1.1. Nakagami- m Kanal Modeli

Kanal modellerinden literatürde oldukça sık kullanıma sahip bir kanal yapısı olan

Nakagami- m kanal dağılımı [2]'deki yazarlar tarafından sunulmuştur. Bu çalışmada hem iyonosferik hem de troposferik yayılma modlarına uygulanabilirliği gözlemler ve teorik çalışmalarla gösterilmiş ve özellikle bina dışı kablosuz kanal ortamlarının temsilindeki başarısı konusunda detaylı bir çalışmaya yer verilmiştir. Teorik çalışmaların altyapılarının da detaylı incelendiği çalışmada log-normal dağılımın teorik bir yorumu yer almaktadır. Ayrıca bu çalışmada, çeşitli alıcı tekniklerinden elde edilebilecek iyileşmeyi tahmin etmek için basitleştirilmiş bir yöntem sunulmuş ve m -formülü ile diğer temel dağılımlar arasındaki karşılıklı bağımlılıklar irdelenmiştir. Temel dağılımların bazı genelleştirilmiş biçimleri de m -formülü ile ilgili olarak araştırılmıştır. İlgili çalışmada çeşitli kapsamlı gözlem ve deneylerin sonuçlarını daha detaylı incelemek adına üç model kullanılmıştır: Rayleigh, log-normal ve m -dağılımı. Bu modellerden ilki, 1880 yılında Lord Rayleigh tarafından türetilen Rayleigh dağılımında;

$$p(R) = \frac{2R}{\Omega} e^{-\left(\frac{R^2}{\Omega}\right)} \quad (1)$$

ifadesi verilmiştir. Burada $\Omega = \overline{R^2}$ ve R^2 zaman ortalamasıdır. İkinci olarak log-normal dağılımda ise;

$$p(\chi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\chi} e^{-\frac{(\chi - \bar{\chi})^2}{2\sigma_\chi^2}} \quad (2)$$

ifadesine yer verilmektedir. Burada χ , dB cinsinden sinyal yoğunluğunu göstermektedir. Log-normal dağılım, ilk olarak Grosskopf tarafından 1953 yılında nispeten uzun bir süre boyunca yapılan kapsamlı gözlemlerini tanımlamak için sönümlenme problemlerinde tanıtılmış gibi görünmektedir. Teorik arka planı, iyi bilindiği gibi, pozitif değişkenlerin logaritmalarının özelliği ile yaklaşık olarak genel bir şekilde açıklanmaktadır. Bu çalışmada yazar, Grosskopf'un gözlemlerinde olduğu gibi daha uzun aralıklar için ortalama yoğunluk değişimlerini dikkate alarak, m -dağılımı ile bağlantılı olarak bir çalışma gerçekleştirmiştir.

Üçüncü ve son olarak, Nagakami tarafından uzun mesafe yayılımında hızlı sönümlenme konusundaki geniş çaplı deneyler sonucunda türetilmiş olan m -dağılımı;

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (3)$$

olarak verilmiştir. Burada $\Gamma(\cdot)$ Gama fonksiyonu, $\Omega = \overline{R^2}$ ve m ise;

$$m = \frac{(\overline{R^2})^2}{(\overline{R^2} - \overline{R}^2)^2} \geq \frac{1}{2} \quad (4)$$

şeklinde bir parametredir.

2.1.2. Nakagami- q Kanal Modeli

m -dağılımı ile verilen fonksiyonu elde etmenin iki yöntemi detaylı gösterilerek her biri m dağılımını izleyen iki değişkenin ortak dağılımı iki farklı şekilde türetilmiş ve bu türetime dayanarak bazı yararlı ilişkili dağılımlar incelenmiştir. Nakagami- m dağılımının ortam temsil kabiliyetinin yüksek oluşundan yola çıkılarak sunulan iki değişkenli Nakagami- q (Hoyt) dağılımı; küçük ve orta ölçekli korelasyon katsayıları için mükemmel, büyük ölçekli korelasyon katsayıları için ise makul sonuçların elde edildiği ve bu açıdan kanal yapısının başarımını matematiksel anlamda daha basit ifadeler türeterek bu anlamda ilgili kanal yapısının başarımının gösterildiği bir kanal modeli olarak yazarları tarafından sunulmuştur [3]. Bu dağılımda birleşik PDF (Joint PDF, JPDF), birleşik kümülatif dağılım fonksiyonu (Joint cumulative distribution function, JCDF), güç ve zarf korelasyon katsayıları ile servis dışı kalma olasılığı (outage probability, OP) ve PDF denilen seçim birleştiricinin çıkışındaki SNR ile ilişkili istatistikler elde edilmiştir. Kesin ifadeler sonsuz seri olarak verilmiştir. Ancak matematiksel olarak izlenebilir, değerlendirilmesi kolay ve sönümlü ortamların daha genel analizinde faydalı birçok korelasyonu barındıracak kadar esnek olduğu sonucuna varılabilir.

[3]'teki çalışmada, Y_i normalde sıfıra eşit olacak şekilde dağıtılmış değişkenler ve $[\cdot]^T$ ifadesi $[\cdot]$ ifadesinin transpozesi olmak üzere $\mathbf{Y} = [Y_1 Y_2 Y_3 Y_4]^T$ tanımlaması için; $\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T$ Wishmart matrisinin köşegen parçasının moment üreten fonksiyon (moment generating function, MGF) ifadesi;

$$\Phi(s'_1, s'_2, s'_3, s'_4) = |\mathbf{I} - \mathbf{\Sigma}\mathbf{S}|^{-1/2} \quad (5)$$

olarak verilmiştir. Burada $\mathbf{I}$ birim matristir, $\mathbf{S}$ Laplace değişkenlerinin köşegen matrisidir ve $\mathbf{S} = \text{Diag}(s'_1, s'_2, s'_3, s'_4)$ olarak ifade edilmiştir. Ayrıca $\mathbf{\Sigma}$ ifadesi;

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \rho_{13} & \rho_{14} \\ 0 & \sigma_2^2 & \rho_{23} & \rho_{24} \\ \rho_{13} & \rho_{23} & \sigma_3^2 & 0 \\ \rho_{14} & \rho_{24} & 0 & \sigma_4^2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

şeklindedir. Burada $C(\cdot)$ kovaryans operatörü, $1 \leq k, l \leq 4$ olmak üzere $\rho_{kl} = C(Y_k, Y_l)$ olarak verilmektedir. $k = l$ olduğu durumda $\rho_{kl} = \sigma_k^2$ şeklinde ifade edilmektedir. Daha sonra gerekli işlemlerin yapılmasıyla iki ilişkili Hoyt zarfının genel ve kesin ifadesinin JPDF'si şu şekilde verilmiştir:

$$\begin{aligned}
& f_{R_1, R_2}(r_1, r_2) \\
&= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{k_1=0}^k \sum_{k_2=0}^{k_1} \sum_{k_3=0}^{k_2} \sum_{k_4=0}^{k_3} \frac{(1/2)_k \delta_1^{2(k-k_1)} \delta_4^{2(k_1-k_2)} \delta_3^{2(k_2-k_3)} \delta_2^{2(k_3-k_4)} (-1)^{k_4} (\delta_1 \delta_2 - \delta_3 \delta_4)^{2k_4}}{(k-k_1)! (k_1-k_2)! (k_2-k_3)! (k_3-k_4)! k_4!} \\
&\times \sum_{j_1=0}^{k-k_1+k_2-k_3+k_4} \sum_{j_2=0}^{k_1-k_2+k_3} \binom{k-k_1+k_2-k_3+k_4}{j_1} \binom{k_1-k_2+k_3}{j_2} \left(\frac{1+\eta_1}{2\Omega_1} \right)^{j_1+j_2+1} (-1)^{j_1+j_2} \\
&\times \frac{2r_1^{2(j_1+j_2)+1}}{\eta_1^{j_1+1/2} \exp\left(\frac{1+\eta_1}{2\Omega_1} r_1^2\right)} {}_1\tilde{F}_1\left(j_1+1/2, j_1+j_2+1; \frac{\eta_1^2-1}{2\Omega_1\eta_1} r_1^2\right) \sum_{j_3=0}^{k-k_2+k_4} \sum_{j_4=0}^{k_2} \binom{k-k_2+k_4}{j_3} \binom{k_2}{j_4} \\
&\times \left(\frac{1+\eta_2}{2\Omega_2} \right)^{j_3+j_4+1} \frac{(-1)^{j_3+j_4} 2r_2^{2(j_3+j_4)+1}}{\eta_2^{j_3+1/2} \exp\left(\frac{1+\eta_2}{2\Omega_2} 2r_2^2\right)} {}_1\tilde{F}_1\left(j_3+1/2, j_3+j_4+1; \frac{\eta_2^2-1}{2\Omega_2\eta_2} r_2^2\right)
\end{aligned} \tag{7}$$

Burada ${}_1\tilde{F}_1(\cdot, \cdot; \cdot)$ düzenli olarak birleştirilmiş hipergeometrik fonksiyondur [82, denklem, (13.1.2)], $\Omega_1 = E(R_1^2)$, $\Omega_2 = E(R_2^2)$, $\eta_1 = \sigma_1^2/\sigma_2^2$, $\eta_2 = \sigma_3^2/\sigma_4^2$, r_1 ve r_2 sinyal değerleri ve $E(\cdot)$ aritmetik ortalama operatörünü göstermektedir. Ayrıca $-1 \leq \delta_i \leq 1$ ve $i=1,2,3,4$ olmak üzere; $\delta_1 = \frac{\rho_{13}}{\sigma_1\sigma_3}$, $\delta_2 = \frac{\rho_{24}}{\sigma_2\sigma_4}$, $\delta_3 = \frac{\rho_{14}}{\sigma_1\sigma_4}$, $\delta_4 = \frac{\rho_{23}}{\sigma_2\sigma_3}$ olarak ifade edilmektedir.

Keyfi korelasyon katsayısına sahip iki değişkenli Hoyt JCDF genel ve kesin ifadesi ise Eşitlik (8)'deki gibidir. Burada $P(\cdot, \cdot)$ ifadesi düzenli olarak tamamlanmamış gama fonksiyonudur [82, eşitlik, (6.5.1)].

$$\begin{aligned}
& f_{R_1, R_2}(r_1, r_2) \\
&= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{k_1=0}^k \sum_{k_2=0}^{k_1} \sum_{k_3=0}^{k_2} \sum_{k_4=0}^{k_3} \frac{(1/2)_k \delta_1^{2(k-k_1)} \delta_4^{2(k_1-k_2)} \delta_3^{2(k_2-k_3)} \delta_2^{2(k_3-k_4)} (-1)^{k_4} (\delta_1 \delta_2 - \delta_3 \delta_4)^{2k_4}}{(k-k_1)! (k_1-k_2)! (k_2-k_3)! (k_3-k_4)! k_4!} \\
&\times \sum_{j_1=0}^{k-k_1+k_2-k_3+k_4} \sum_{j_2=0}^{k_1-k_2+k_3} \binom{k-k_1+k_2-k_3+k_4}{j_1} \binom{k_1-k_2+k_3}{j_2} \frac{(-1)^{j_1+j_2}}{\eta_1^{j_1+1/2}} \\
&\times \sum_{j_3=0}^{\infty} \frac{(j_1+1/2)_{j_3}}{j_3!} \left(\frac{\eta_1+1}{\eta_1} \right)^{j_3} P\left(j_1+j_2+j_3+1, \frac{1+\eta_1}{2\Omega_1} r_1^2\right) \sum_{j_4=0}^{k-k_2+k_4} \sum_{j_5=0}^{k_2} \frac{(-1)^{j_4+j_5}}{\eta_2^{j_4+1/2}} \\
&\times \binom{k-k_2+k_3}{j_4} \binom{k_2}{j_5} \sum_{j_6=0}^{\infty} \frac{(j_4+1/2)_{j_6}}{j_6!} \left(\frac{\eta_2+1}{\eta_2} \right)^{j_6} P\left(j_4+j_5+j_6+1, \frac{1+\eta_2}{2\Omega_2} r_2^2\right)
\end{aligned} \tag{8}$$

2.1.3. κ - μ ve η - μ Dağılımları

[4]'te yazarlar tarafından önerilen κ - μ ve η - μ kanal dağılımları Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Hoyt (Nakagami- q) gibi sönümleme dağılımları dahil olmak üzere bu konuda yenilikçi bir bakış açısı sunmuştur. Ayrıca belirli koşullar altında önerilen κ - μ ve η - μ kanallarının temsildeki kabiliyetleri; Rayleigh, Rice ve Nakagami- m gibi iyi bilinen sönümleme dağılımlarından daha iyi performans gösterdikleri saha çalışmaları ile birlikte ayrıntılı olarak göstermektedir. κ - μ kanalının görüş hattı (line-of-sight, LOS) uygulamalarında daha iyi sonuçlar verdiği, η - μ kanalının ise görüş hattı (non-line-of-sight, NLOS) olmayan uygulamalarda daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. İlgili çalışmada, κ ve μ , belirli koşullar altında genellikle m olarak tanımlanan sönümleme sinyal gücünün normalleştirilmiş varyansı ile temsil edilmiştir. [4]'teki çalışmada κ - μ dağılımı için zarf PDF ifadesi;

$$f_P(\rho) = \frac{2\pi(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\mu\kappa)} \rho^\mu \exp[-\mu(1+\kappa)\rho^2] I_{\mu-1} \left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\rho \right] \quad (9)$$

şeklindedir. Burada $\kappa > 0$, baskın bileşenlerin toplam gücü ile dağınık dalgaların toplam gücü arasındaki orandır. $\mu > 0$ ise $\mu = \frac{E^2(R^2)}{V(R^2)} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2} = \frac{1}{V(P^2)} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}$ olarak verilmiştir. Ayrıca $I_\nu(\cdot)$ ifadesi ν dereceden ve birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur [82, eşitlik 9.6.20]. κ - μ dağılımı için güç PDF ifadesi ise;

$$f_\Omega(\omega) = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\mu\kappa)} \omega^{\frac{\mu-1}{2}} \exp[-\mu(1+\kappa)\omega] I_{\mu-1} \left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\omega \right] \quad (10)$$

şeklindedir. Burada $\mu = \frac{E^2(W)}{V(W)} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2} = \frac{1}{V(\Omega)} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}$ olarak ifade edilmektedir. κ - μ zarf PDF ifadesi, $F_P(\rho)$, kapalı formda şu şekilde elde edilmiştir:

$$F_P(\rho) = 1 - Q_\mu \left[\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu}\rho \right] \quad (11)$$

Burada,

$$Q_\nu(a, b) = \frac{1}{a^{\nu-1}} \int_b^\infty x^\nu \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_{\nu-1}(ax) dx \quad (12)$$

olarak verilen Marcum-Q fonksiyonudur. İlgili çalışmada ayrıca η - μ dağılımı için zarf PDF ifadesi;

$$f_P(\rho) = \frac{4\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-\frac{1}{2}}} \rho^{2\mu} \exp(-2\mu h \rho^2) I_{\mu-\frac{1}{2}}(2\mu H \rho^2) \quad (13)$$

olarak ifade edilmektedir. Buradaki h ve H ifadeleri çeşitli formatlar altında verilmektedir. Her çok yollu kümenin faz içi ve dörtlü bileşenleri arasındaki dağınık dalga güç oranı $0 < \eta < \infty$ ise $h = \frac{2+\eta^{-1}+\eta}{4}$ ve $H = \frac{\eta^{-1}-\eta}{4}$ şeklinde; $-1 < \eta < 1$ ise, $h = \frac{1}{1-\eta^2}$ ve $H = \frac{\eta}{1-\eta^2}$ şeklindedir. $\mu > 0$ ifadesi $\mu = \frac{E^2(R^2)}{2V(R^2)} \left[1 + \left(\frac{H}{h} \right)^2 \right] = \frac{1}{2V(R^2)} \left[1 + \left(\frac{H}{h} \right)^2 \right]$ olarak yer verilmiştir. $\Gamma(\cdot)$ ifadesi Gamma fonksiyonudur [82, eşitlik, 6.1.1]. η - μ dağılımı için güç PDF ifadesi ise;

$$f_\Omega(\omega) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^\mu}{\Gamma(\mu)H^{\mu-\frac{1}{2}}} \omega^{\mu-\frac{1}{2}} \exp(-2\mu h \omega) I_{\mu-\frac{1}{2}}(2\mu H \omega) \quad (14)$$

şeklinde verilmiştir. η - μ dağılımı için zarf PDF ifadesi ise;

$$F_P(\rho) = 1 - Y_\mu \left(\frac{H}{h}, \sqrt{2h\mu\rho} \right) \quad (15)$$

olarak ifade edilmiştir.

[5]'teki yapılan çalışmada yazarlar, Gauss Q-fonksiyonunun ve iki Gauss Q-fonksiyonunun sonuçlarının genelleştirilmiş κ - μ ve η - μ dağılımları üzerindeki ortalamalarının, Appell ve Lauricella hipergeometrik fonksiyonları açısından kapalı formlarda ifade edilebileceğini ispatlamışlardır. Buna göre, çalışmada κ - μ ve η - μ kanal dağılımlarının kullanımında kolaylık sağlayan oldukça faydalı integral çözümlere yer verilmiştir. İlgili çalışmada bahsedilen kanal dağılımlarının hata oranı performansı değerlendirilmesinde yarar sağlayan sonuçlar ve bu kanal dağılımlarının MGF'si elde edilmiştir. Belirtilen çalışmada uygulama örneği olarak, η - μ ve κ - μ kanallarındaki genel dikdörtgen kare genlik modülasyonunun (rectangular quadrature amplitude modulation, RQAM) ortalama sembol hata oranları elde edilmiştir. İlgili çalışmada κ - μ dağılımı görüş hattı uygulamaları için daha uygun olduğundan bahsedilerek, diğerleriyle birlikte Nakagami- n ve Nakagami- m dağılımlarını özel durumlar olarak içerdiğinden bahsedilmiştir. İlgili dağılımın PDF'si ise şu şekilde verilmiştir:

$$f_{\gamma_{\kappa-\mu}}(x) = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}} x^{\frac{\mu-1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\mu\kappa) \bar{\gamma}^{\frac{\mu+1}{2}}} \exp \left[-\frac{\mu(1+\kappa)x}{\bar{\gamma}} \right] I_{\mu-1} \left[2\mu \sqrt{\frac{\kappa(1+\kappa)x}{\bar{\gamma}}} \right] \quad (16)$$

burada $k > 0$, baskın bileşenlerin toplam gücünün dağınık dalgaların gücüne oranıdır ve

$\mu = (E^2\{\gamma\}/var\{\gamma\})(1 + 2\kappa/(1 + \kappa)^2)$ olarak verilmiştir. Temel fonksiyonlar açısından her iki dağılım için MGF ifadeleri ($M_\gamma(s) \triangleq E\{exp(-s\gamma)\}$) için;

$$M_{\gamma_{\eta-\mu}}(s) = \left(\frac{4\mu^2 h}{(2(h-H)\mu + s\bar{\gamma})(2(h+H)\mu + s\bar{\gamma})} \right)^\mu \quad (17)$$

$$M_{\gamma_{\eta-\mu}}(s) = \left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\mu(1+\kappa) + s\bar{\gamma}} \right)^\mu \exp\left(\frac{\mu^2 \kappa(1+\kappa)}{\mu(1+\kappa) + s\bar{\gamma}} - \mu\kappa \right) \quad (18)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Sönümleme kanalları üzerinden hata olasılıklarının değerlendirilmesi için MGF tabanlı yaklaşım açısından ise Gaussian-Q fonksiyonu şu şekilde elde edilmiştir:

$$E\{Q(A_m\sqrt{\gamma})\} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(\frac{A_m^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (19)$$

$$\begin{aligned} E\{Q(A_1\sqrt{\gamma})Q(A_2\sqrt{\gamma})\} \\ = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2 - \arctan(A_2/A_1)} M_\gamma\left(\frac{A_1^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \\ + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\arctan(A_2/A_1)} M_\gamma\left(\frac{A_2^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (20)$$

Burada A_m , spesifik modülasyon algılama kombinasyonuna bağlı olan ve SNR ileten parametrelerdir. Çalışmada Gaussian-Q fonksiyonunun $\eta-\mu$ ve $\kappa-\mu$ dağılımları üzerindeki ortalamaları açısından incelendiğinde $\eta-\mu$ dağılımı için (21)'deki ifadeye yer verilmiştir.

$$\begin{aligned} E_{\eta-\mu}\{Q(A_m\sqrt{\gamma})\} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\eta-\mu}\left(\frac{A_m^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{4\mu^2 h}{\left(2(h-H)\mu + \left(\frac{A_m^2}{2\sin^2\theta}\right)\bar{\gamma}\right) \times \left(2(h+H)\mu + \left(\frac{A_m^2}{2\sin^2\theta}\right)\bar{\gamma}\right)} \right)^\mu d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} M_{\gamma_{\eta-\mu}}\left(\frac{A_m^2}{2}\right) \int_0^1 t^{-1/2} (1-t)^{2\mu-1/2} \times \left(1 - \left(\frac{4(h-H)\mu}{4(h-H)\mu + A_m^2\bar{\gamma}}\right)t\right)^{-\mu} \\ &\quad \times \left(1 - \left(\frac{4(h-H)\mu}{4(h-H)\mu + A_m^2\bar{\gamma}}\right)t\right)^{-\mu} dt \\ &= \frac{\Gamma(2\mu + (1/2))}{2\sqrt{\pi} \cdot \Gamma(2\mu + 1)} M_{\gamma_{\eta-\mu}}\left(\frac{A_m^2}{2}\right) \\ &\quad \times F_1\left(\frac{1}{2}, \mu, \mu; 2\mu + 1; \frac{4(h-H)\mu}{A_m^2\bar{\gamma} + 4(h-H)\mu}, \frac{4(h-H)\mu}{A_m^2\bar{\gamma} + 4(h-H)\mu}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

Burada $\Gamma(\cdot)$ gamma fonksiyonu, F_1 Appell hipergeometrik fonksiyonu olmak üzere;

$$F_1(a, b_1, b_2; c; x_1, x_2) = \sum_{k,l=0}^{\infty} \frac{(a)_{k+l}(b_1)_k(b_2)_l x_1^k x_2^l}{(c)_{k+l} k! l!} \quad (22)$$

$$|x_1| < 1, \quad |x_2| < 1$$

şeklindedir. Burada $(a)_k$ Pochhammer sembolünü ifade etmektedir. Gaussian Q-fonksiyonunun κ - μ dağılımı üzerindeki ortalama ifadesi ise;

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{\eta-\mu}} \left(\frac{A_m^2}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \\ &= \frac{\exp(-\mu\kappa)}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left(\frac{2\mu^2 \kappa (1+\kappa) \sin^2 \theta}{(2\mu(1+\kappa) \sin^2 \theta + A_m^2 \bar{\gamma})} \right) \\ & \quad \times \left(\frac{2\mu(1+\kappa) \sin^2 \theta}{2\mu(1+\kappa) \sin^2 \theta + A_m^2 \bar{\gamma}} \right)^{\mu} d\theta \\ &= \frac{-\exp(-\mu\kappa) A_m \sqrt{\bar{\gamma}}}{2\pi(\mu\kappa)^{\mu-1} (2\mu(1+\kappa) + A_m^2 \bar{\gamma})^{1/2}} \\ & \quad \times \int_0^{\left(\frac{2\mu^2 \kappa (1+\kappa)}{(2\mu(1+\kappa) + A_m^2 \bar{\gamma})} \right)} \exp(t) t^{\mu-1/2} \\ & \quad \times \left(\frac{2\mu^2 \kappa (1+\kappa)}{2\mu(1+\kappa) + A_m^2 \bar{\gamma}} - t \right)^{-1/2} [t + (-\mu\kappa)]^{-1} dt \\ &= \frac{\Gamma(\mu + (1/2)) \exp(-\mu\kappa) (2\mu(1+\kappa))^{\mu} A_m \sqrt{\bar{\gamma}} / \pi}{2\Gamma(\mu + 1) [2\mu(1+\kappa) + A_m^2 \bar{\gamma}]^{\mu+1/2}} \\ & \quad \times \phi_1 \left(\mu + \frac{1}{2}, 1, \mu + 1; \frac{2\mu(1+\kappa)}{(2\mu(1+\kappa) + A_m^2 \bar{\gamma})}, \frac{2\mu^2 \kappa (1+\kappa)}{(2\mu(1+\kappa) + A_m^2 \bar{\gamma})} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada $\Phi_1(\cdot)$ sonlu integral gösterimleri [83, eşitlik 7.2.48] ve [84, eşitlik 2.3.8.1] ile birlikte bir seri gösterime sahip olan iki değişkenin birleşik bir hipergeometrik fonksiyondur [83, eşitlik 7.2.4.5]. [83, eşitlik 7.2.48] yardımıyla gerekli işlemler yapıldığında;

$$\begin{aligned} & \phi_1(a, b; c; x_1, x_2) \\ &= \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(a)\Gamma(c-a)} \times \int_0^1 \exp(ux_2) u^{a-1} (1-u)^{c-a-1} (1-ux_1)^{-b} du \end{aligned} \quad (24)$$

elde edilmiştir.

κ - μ kanalında iki bağımsız ve aynı dağılımlı olmayan rasgele değişkenin (random variable, RV) sonucu ile ilişkili istatistiklerin sistematik bir araştırmasının yapıldığı bir diğer çalışmada, ilgilenilen temel istatistiklerden PDF, kümülatif dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) ve MGF için yeni analitik formülasyonlar

türetilmiş ve bu yeni sonuçlar kullanılarak OP, ortalama kanal kapasitesi, ortalama SEP ve ortalama bit hata olasılığı (bit error probability, BEP) için analitik ifadeler elde edilmiştir. Yüksek dereceli momentler, sönümleme miktarı ve kanal kalite tahmin indeksi için kapalı-form ifadeleri elde edilmiştir. Bu genel ifadeler oldukça esnek olmasından dolayı literatürdeki özel durumlar olan çift Rayleigh, çift Rice, çift Nakagami- m , κ - μ /Nakagami- m ve Rice/Nakagami- m gibi bir dizi sönümleme modellerini içermektedir [6]. İlgili çalışmada κ - μ sönümleme kanalının anlık SNR değeri γ_i olmak üzere PDF ifadesi $f_{\gamma_i}(\gamma)$;

$$\begin{aligned} f_{\gamma_i}(\gamma) &= \frac{1}{e^{\mu_i \kappa_i}} \sum_{a'=0}^{\infty} \frac{(\mu_i \kappa_i)^{a'}}{a'!} \left[\frac{\theta_i^{a'+\mu_i}}{\Gamma(a' + \mu_i)} \gamma^{a'+\mu_i-1} \exp(-\gamma \theta_i) \right] \\ &= \frac{1}{e^{\mu_i \kappa_i}} \sum_{a'=0}^{\infty} \frac{(\mu_i \kappa_i)^{a'}}{a'!} \text{Gamma}(a' + \mu_i, \theta_i) \end{aligned} \quad (25)$$

olarak ifade edilmiştir. Burada birinci türden değiştirilmiş Bessel fonksiyonu [82, eşitlik 9.6.16] $I_v(\rho) = \sum_{a'=0}^{\infty} \frac{1}{a'! \Gamma(a'+v+1)} \left(\frac{\rho}{2}\right)^{2a'+v}$ olarak ve $\theta_i = \frac{\mu_i(1+\kappa_i)}{\bar{\gamma}_i}$ yazılmıştır. Ayrıca $a' = m, n$; $i = 1, 2$ ve $\text{Gamma}(\beta_i, \lambda_i)$ olmak üzere gamma dağılımının PDF ifadesi şu şekilde verilmiştir:

$$f_{\lambda_i}(\lambda) = \frac{\lambda^{\beta_i}}{\Gamma(\beta_i)} \lambda^{\beta_i-1} e^{-\lambda \lambda_i} \quad (26)$$

Burada β_i şekil parametresi, λ_i ise oran parametresidir. Gerekli matematiksel işlemler ve sadeleştirmeler yapılarak zarf PDF ifadesi;

$$\begin{aligned} f_Y(y) &= \frac{4}{y \rho_{1,2}} \left[\sum_{j=1}^{\infty} \left(\frac{y^2}{\mathcal{P}_1 \mathcal{P}_2} \right)^{\frac{\xi_3}{2}} (\kappa_1 \mu_1)^j K_{j+\mu_1-\mu_2} \left(2y \sqrt{\frac{1}{\mathcal{P}_1 \mathcal{P}_2}} \right) {}_0\tilde{F}_3(; 1+j, j+\mu_1, \mu_2; \zeta_2) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j=0}^{\infty} \left(\frac{y^2}{\mathcal{P}_1 \mathcal{P}_2} \right)^{\frac{\xi_3}{2}} (\kappa_2 \mu_2)^j K_{j-\mu_1+\mu_2} \left(2y \sqrt{\frac{1}{\mathcal{P}_1 \mathcal{P}_2}} \right) {}_0\tilde{F}_3(; 1+j, \mu_1, j+\mu_2; \zeta_2) \right] \end{aligned} \quad (27)$$

olarak verilmiştir. Burada $p_1 = 1/\phi_1$, $p_2 = 1/\phi_2$, $\xi_3 = j + \mu_1 + \mu_2$ ve $\zeta_2 = \frac{y^2 \kappa_1 \kappa_2 \mu_1 \mu_2}{p_1 p_2}$ 'dir. Aynı şekilde iki κ - μ rastgele değişkenin sinyal zarf CDF ifadesi;

$$F_Y(y) = F_X(y^2) = \frac{1}{\rho_{1,2}} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} c_{n,m} G_{1,3}^{2,1} \left(y^2 \phi_1 \phi_2 \middle| m + \mu_1, n + \mu_2, 0 \right) \quad (28)$$

olarak ifade edilmiştir. Aynı şekilde MGF ifadesi ise şu şekilde yer almaktadır:

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[e^{sX}] &= \frac{1}{\rho_{1,2}} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} c_{n,m} G_{1,3}^{2,1} \left(\frac{s}{\theta_1 \theta_2} \middle| \begin{matrix} 1-m-\mu_1, 1-n-\mu_2 \\ 0 \end{matrix} \right) \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\kappa_1 \mu_1)^m (\kappa_2 \mu_2)^n}{\rho_{1,2} m! n!} \left(\frac{\theta_1 \theta_2}{s} \right)^{m+\mu_1} \\ &\quad \times U \left(m + \mu_1, 1 - n + m + \mu_1 - \mu_2, \frac{\theta_1 \theta_2}{s} \right)\end{aligned}\quad (29)$$

Yüksek derece moment formülü, Pochhammer sembolü olan $(\tau_1)_{\tau_2} = \frac{\Gamma(\tau_1 + \tau_2)}{\Gamma(\tau_1)}$ olmak üzere;

$$\mathbb{E}[e^{sX}] = \frac{(\mu_1)_q (\mu_2)_q}{\rho_{1,2} \theta_1^q \theta_2^q} {}_1F_1(q + \mu_1; \mu_1; \kappa_1 \mu_1) {}_1F_1(q + \mu_2; \mu_2; \kappa_2 \mu_2) \quad (30)$$

[7]'deki; sırasıyla görüş hattı ve görüş hattı olmayan yayılma etkilerini modelleyen κ - μ ve η - μ sönümlenme kanalı dağılımları için OP ve kapasitenin analitik değerlendirmesine odaklanan çalışmada; Gauss hipergeometrik fonksiyonu ve Kummer birleşen hipergeometrik fonksiyonu açısından basit ifadeler, hem kesinti olasılığı hem de kapasite için, istenen sinyal κ - μ sönümlenmesi ve bozucular η - μ sönümlenmesi etkisindeyken OP için yaklaşık bir kapalı form ifadesi ve hipergeometrik fonksiyonlar açısından kapasite için basit bir ifade türetilmektedir. İlgili çalışmada kare κ - μ rastgele değişkenin PDF ifadesi;

$$f_S(g) = \frac{\mu(1+\kappa) \frac{\mu+1}{2}}{\kappa \frac{\mu-1}{2} e^{\mu\kappa}} g^{\frac{\mu-1}{2}} e^{-\mu(1+\kappa)g} I_{\mu-1} \left(2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)g} \right) \quad (31)$$

olarak verilmektedir. Burada $\kappa > 0$, baskın bileşenlerin toplam gücünün dağınık dalgalarınkine oranıdır ve $\mu = \frac{(\mathbb{E}[g])^2}{2\text{var}[g]} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}$ şeklindedir. Ayrıca $\mathbb{E}[\cdot]$ beklenti, $\text{var}[\cdot]$ ise değişkenliği ifade etmektedir. $I_a(\cdot)$ birinci türün değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur. Aynı şekilde κ - μ rastgele değişken G karesinin PDF $f_G(x)$ değeri;

$$f_G(x) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^{\mu}x^{\mu-\frac{1}{2}}}{\Gamma(\mu)H^{\mu-\frac{1}{2}}} \exp(-2\mu hx) I_{\mu-\frac{1}{2}}(2\mu Hx) \quad (32)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Burada; $\mu = \frac{(\mathbb{E}[g])^2}{2\text{var}[g]} \left(1 + \left(\frac{H}{h} \right)^2 \right)$, $\Gamma(\cdot)$ gamma fonksiyonu, η ise her bir çok yollu kümedeki sönümlenme sinyalinin faz içi ve dörtlü bileşeninin güç oranıdır

ve CDF ifadesi ise şu şekilde verilmiştir:

$$F_I(x) = \frac{x^\beta}{\lambda^\beta \Gamma(\beta + 1)} {}_1F_1\left(\beta; \beta + 1; \frac{-x}{\lambda}\right) \quad (33)$$

Burada ${}_1F_1(.)$ birleşen hipergeometrik fonksiyonudur ve

$$\beta = \frac{(\sum_{i \in \psi, j=1,2} \mu_i \lambda_{ji} d_i^{-a})^2}{\sum_{i \in \psi, j=1,2} \mu_i (\lambda_{ji} d_i^{-a})^2}, \lambda = \frac{\sum_{i \in \psi, j=1,2} \mu_i (\lambda_{ji} d_i^{-a})^2}{\sum_{i \in \psi, j=1,2} \mu_i \lambda_{ji} d_i^{-a}} \quad (34)$$

Daha sonra [8]'de yapılan çalışmada κ - μ kanal yapısının iki değişkenli temsili JPDF, JCDF, birleşik keyfi momentler ve normalleştirilmiş zarf korelasyon katsayısı için tam ifadeler türetilerek araştırılmış ve sonuçların başarısı detaylı bir şekilde sunulmuştur. κ - μ sönümlenme kanalları arasındaki korelasyonu tanımlayan parametreler, kablosuz ortamda etkilediği bilinen Doppler kayması parametresi, iki alıcı noktası arasındaki ayırma mesafesi, frekans ve gecikme yayılımı cinsinden ifade edilir. İlgili araştırmalarda, çok değişkenli Gauss sürecinin JPDF ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} f_{R_1, R_2}(R_1, R_2) &= \frac{2^{\mu-1} R_1 R_2 \Gamma(\mu - 1) e^{-\frac{1}{2}(\sum_{11}^{-1} R_1^2 + \sum_{22}^{-1} R_2^2 + (\sum_{11}^{-1} + \sum_{22}^{-1} + 2 \sum_{12}^{-1}) |A|^2)}}{(det \Sigma)^\mu (\sum_{11}^{-1} + \sum_{12}^{-1}) (\sum_{12}^{-1} + \sum_{22}^{-1}) \sum_{12}^{-1} |A|^2)^{\mu-1}} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k (\mu - 1 \\ &+ k) \binom{2\mu + k - 3}{2\mu - 3} \\ &\times I_{\mu-1+k} \left(R_2 \left(\left(\sum_{11}^{-1} + \sum_{22}^{-1} \right) |A| \right) \right) I_{\mu-1+k} \left(\sum_{12}^{-1} R_2 R_1 \right) I_{\mu-1+k} \left(R_1 \left(\left(\sum_{11}^{-1} + \sum_{12}^{-1} \right) |A| \right) \right) \end{aligned} \quad (35)$$

JCDF ifadesi ise $\gamma(a, x) = \int_0^x \exp(-t) t^{a-1} dt$ eksik Gama fonksiyonu [82, Eşitlik (6.5.2)] olmak üzere;

$$\begin{aligned} F_{P_1, P_2}(\rho_1, \rho_2) &= \sum_{k, w, l, z=0}^{\infty} \frac{e^{-\frac{\mu(\kappa_1 + \kappa_2 - 2\delta\sqrt{\kappa_1\kappa_2})}{1-\delta^2}} (\mu - 1 + k) \Gamma(\mu - 1) (1 - \delta^2)^\mu \delta^{k+2z} (2\mu - 2)_k \left(\frac{(\sqrt{\kappa_1} - \delta\sqrt{\kappa_2})^2 \mu}{1 - \delta^2} \right)^{l+\frac{k}{2}}}{k! w! z! l! \Gamma(\mu + k + w) \Gamma(\mu + k + z) \Gamma(\mu + k + l)} \\ &\times \left(\frac{(\sqrt{\kappa_1} - \delta\sqrt{\kappa_2})^2 \mu}{1 - \delta^2} \right)^{w+\frac{k}{2}} \gamma \left(w + k + z + \mu, \frac{\rho_2^2 \mu (1 + \kappa_2)}{1 + \delta^2} \right) \gamma \left(l + k + z + \mu, \frac{\rho_1^2 \mu (1 + \kappa_1)}{1 - \delta^2} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

şeklinde ifade edilmiştir. JCDF'nin türetilmesine benzer bir yaklaşım kullanarak ve toplama sırasını entegrasyonla değiştirerek, ortak keyfi momentler (joint arbitrary moments, JAM) ifadesi (37)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E}[P_1^{n_1} P_2^{n_2}] \\
&= e^{-\frac{\mu(\kappa_1 + \kappa_2 - 2\delta\sqrt{\kappa_1\kappa_2})}{1-\delta^2}} \sum_{k,w,l,z=0}^{\infty} \frac{(\mu-1+k)\Gamma(\mu-1)(1-\delta^2)^\mu \delta^{k+2z}(2\mu-2)_k}{k! w! z! l! \Gamma(\mu+k+w)\Gamma(\mu+k+z)\Gamma(\mu+k+l)} \Gamma\left(w+k\right. \\
&\quad \left.+ z + \mu + \frac{n_2}{2}\right) \\
&\quad \times \left(\frac{(\sqrt{\kappa_1} - \delta\sqrt{\kappa_2})^2 \mu}{1-\delta^2}\right)^{l+\frac{k}{2}} \left(\frac{(\sqrt{\kappa_2} - \delta\sqrt{\kappa_1})^2 \mu}{1-\delta^2}\right)^{w+\frac{k}{2}} \left(\frac{\mu(1+\kappa_1)}{1-\delta^2}\right)^{-\frac{n_1}{2}} \left(\frac{\mu(1+\kappa_2)}{1-\delta^2}\right)^{-\frac{n_2}{2}} \Gamma\left(l+k\right. \\
&\quad \left.+ z + \mu + \frac{n_1}{2}\right)
\end{aligned} \tag{37}$$

Normalleştirilmiş zarf korelasyon katsayısı şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\rho = \frac{\mathbb{C}(P_1, P_2)}{\sqrt{\mathbb{V}(P_1)\mathbb{V}(P_2)}} \tag{38}$$

[8]'de verilen çalışmadan yola çıkarak κ - μ kanal yapısında gölgeleme etkisini gösteren çalışmada yazarlar tarafından gölgelemeli κ - μ olarak adlandırılan kanal yapısı önerilmiştir [9]. κ - μ gölgeli sönümlenme modeli, κ - μ modelinin yanı sıra, belirli bir durum olarak η - μ sönümlenme modelini de içermesiyle literatüre katkı sağlamıştır. İlgili çalışmada başarımlı olarak popüler bazı κ - μ dağılımlarının daha genel ancak aynı zamanda daha çözülebilir olması önemli bir noktadır. Bu modelin altında yatan yeni fiziksel modellerin elverişliliği detaylı olarak tartışılmıştır. Farklı sönümlenme parametrelerinin sistem performansı üzerindeki etkilerini gösteren κ - μ gölgeli sönümlenme kanallarındaki asimptotik ergodik kapasite için basit ve yeni kapalı form ifadeleri elde edilmiştir. [9]'daki çalışmada n 'inci dereceden sönümlenme miktarı

$$AF_Y^{(n)} = \frac{\mathbb{E}[\gamma^n]}{\bar{\gamma}^n} - 1 \tag{39}$$

olarak ifade edilmiştir. Gamma dağılımı için PDF ifadesi,

$$f_w(w) = \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} w^{\alpha-1} e^{-\beta w} \tag{40}$$

şeklinde dir. κ - μ gölgeli dağılımı için PDF ifadesi,

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\mu^\mu m^m (1+\kappa)^\mu}{\Gamma(\mu)\bar{\gamma}(\mu\kappa+m)^m} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\mu-1} \times e^{-\frac{\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}} {}_1F_1\left(m; \mu; \frac{\mu^2\kappa(1+\kappa)\gamma}{\mu\kappa+m\bar{\gamma}}\right) \tag{41}$$

olarak verilmiştir. κ - μ dağılımı için PDF ifadesi,

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\bar{\gamma}\kappa^{\frac{\mu-1}{2}}e^{\mu\kappa}} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\frac{\mu-1}{2}} \times e^{-\frac{\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}} I_{\mu-1} \left(2\mu \sqrt{\frac{\kappa(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}} \right) \quad (42)$$

şeklinde ifade edilmiştir. η - μ dağılımı için PDF ifadesi ise aşağıda gösterilmektedir:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\sqrt{\pi}(1+\eta)^{\mu+\frac{1}{2}}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}}{\Gamma(\mu)\bar{\gamma}\sqrt{\eta}(1-\eta)^{\mu-\frac{1}{2}}} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\mu-\frac{1}{2}} \times e^{-\frac{\mu(1+\eta)^2\gamma}{2\eta\bar{\gamma}}} I_{\mu-\frac{1}{2}} \left(\frac{\mu(1-\eta^2)\gamma}{2\eta\bar{\gamma}} \right) \quad (43)$$

Çalışmanın sonraki bölümünde κ - μ gölgeli modelin altında yatan fiziksel model incelenmiş, sonrasında κ - μ ve η - μ dağılımlarının birleştirilmesini sağlayacak iki genel ve uygun fiziksel model önerilmiştir. Bu fiziksel modeller; tüm kümeler için aynı gölgelendirmeye sahip genelleştirilmiş model ve bağımsız ve aynı şekilde dağıtılmış gölgelendirme ile genelleştirilmiş modeldir. Tüm kümeler için aynı gölgelendirmeye sahip genelleştirilmiş model için;

$$\Omega_1 = \sum_{i=1}^{\mu} |\tilde{z}_i + \tilde{\xi}\tilde{\rho}_i|^2 \quad (44)$$

ifadesi verilmiştir. Burada $\tilde{z}_i = x_i + jy_i$ ve $\tilde{\rho}_i = p_i + jq_i$ olarak ifade edilmiştir. Bağımsız ve aynı şekilde dağıtılmış gölgelendirme ile genelleştirilmiş model için ise;

$$\Omega_2 = \sum_{i=1}^{\mu} |\tilde{z}_i + \tilde{\xi}_i\tilde{\rho}|^2 \quad (45)$$

olarak verilmiştir. Çalışmanın devamında bu modellerin her birinin sırasıyla genel κ - μ ve η - μ sönümlenme dağılımlarına nasıl dönüştürüldüğü incelenmiştir.

[10]'daki çalışmada, κ - μ sönümlenme modelinin bir üyesi olan ve parametreleri sabit bir sönümlenme miktarı için uç değerlere ($\kappa \rightarrow \infty$ ve $\mu \rightarrow 0$) ulaştığında elde edilen κ - μ aşırı sönümlenme dağılımını araştırmaktadır. Sonuçlar, κ - μ aşırı dağılımının esnek olduğunu ve bu senaryoları modellemeye uygun olduğunu göstermektedir. Bu yeni modelin performansı daha sonra seçim, maksimum oran ve eşit kazanç olmak üzere üç temel birleştirme tekniğinde araştırılmış ve bir dizi kesin, kapalı form formülü elde edilmiştir. Çalışmanın sonucu olarak aşırı sönümlenme koşullarında, seçim birleştiricisinin eşit kazanç birleştiricisinden daha iyi performans gösterebileceği bilgisine yer verilmiştir. Bahsedilen çalışmada sabit bir sönümlenme miktarında uç parametre değerlerini kullanarak karma bir sönümlü kanal modeli olan κ - μ kanalının PDF ve CDF ifadeleri

önerilmiştir. İlgili çalışmada m sabit, $\kappa \rightarrow \infty$ ve $\mu \rightarrow 0$ iken $\rho = 0$ eğiliminde olduğu ve bu koşullar altında $\kappa\mu = 2m$ ve normalleştirilmiş κ - μ aşırı zarf PDF ifadesi;

$$f_P(\rho) = \frac{4mI_1(4m\rho)}{\exp[2m(1 + \rho^2)]} + \left[1 - \frac{\sqrt{2m\pi}}{\exp(m)} I_{1/2}(m)\right] \delta(\rho) \quad (46)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $\delta(\cdot)$ Dirac delta fonksiyonu, m Nagakami- m parametresi olarak da bilinen sönümlleme şiddeti veya sönümlleme parametresinin miktarıdır. Aynı koşullar altında κ - μ aşırı CDF ifadesi ise;

$$F_P(\rho) = 1 - Q_0(2\sqrt{m}, 2\sqrt{m}\rho) \quad (47)$$

şeklinde dir. (47)'deki ifade gerekli işlemler sonucunda (48)'deki gibi yazılabilmektedir.

$$F_P(\rho) = 1 - \exp[-2m(1 + \rho^2)] \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2m)^{k+1}}{(k+1)!} \sum_{n=0}^k \frac{(2m\rho^2)^n}{n!} \quad (48)$$

Çalışmanın ilerleyen kısımlarında MRC çeşitlemesi için yapılan çalışma için MRC'de, giriş sinyalleri eş fazlı olduğundan, uygun şekilde ağırlıklandırılmış ve optimum çıkış SNR'si için eklenmiştir. MRC için anlık çıkış SNR CDF'si şu şekilde ifade edilmiştir:

$$F_{Y,MRC}(v) = 1 - Q_0(\sqrt{2mM}, 2\sqrt{mv}) \quad (49)$$

Anlık normalize çıkış SNR'sinin PDF ifadesi ise;

$$f_{Y,MRC}(v) = \frac{2mI_1(4m\sqrt{Mv})}{\sqrt{v/M} \exp[2m(M + v)]} + \frac{\exp(-2Mm)}{2\sqrt{Mv}} \delta(\sqrt{v}) \quad (50)$$

olarak verilmiştir.

2.1.4. α - μ Kanal Modeli

[11]'de verilen çalışmada ise α - μ sönümlü yeni bir kanal yapısı ele alınmış, bu kanal yapısına ait MGF ifadesi türetilmiş, türetilen bu ifade kullanılarak bu genelleştirilmiş α - μ kanalda farklı evre uyumlu modülasyon teknikleri açısından BER değerlendirilmesinde kullanılmış ve haberleşme uygulamaları bakımından detaylı olarak analizi verilmiştir. Ayrıca, bu kanal modeli için OP ifadeleri türetilmiştir. Bu ifadeler, literatürde özel durumlar olarak yer alan Rayleigh, Nakagami- m ve Weibull modeli gibi iyi bilinen sönümlleme kanalı dağılımlarına indirgenebilen kapalı formlarda ve geneldir. Burada türetilen MGF, faz kaydırmalı anahtarlama (phase shift keying, PSK), frekans kaydırmalı anahtarlama (frequency shift keying, FSK) gibi farklı evre uyumlu

modülasyon teknikleri için BER gibi bazı performans ölçümlerinin değerlendirilmesinde uygulanabilir. İlgili çalışmada α - μ dağılımı için PDF ifadesi,

$$f_Y(\gamma) = \frac{\alpha \mu^\mu \gamma^{\alpha\mu/2-1}}{2\Gamma(\mu) \tilde{\gamma}^{\alpha\mu/2}} e^{-\mu(\frac{\gamma}{\tilde{\gamma}})^{\alpha/2}} \quad (51)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Meijer G-fonksiyonu yardımıyla MGF ifadesi aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir:

$$\begin{aligned} M_Y(s) &= \frac{\alpha \mu^\mu}{2\Gamma(\mu) \tilde{\gamma}^{\alpha\mu/2}} \int_0^\infty \gamma^{\alpha\mu/2-1} \times G_{0,1}^{1,0}(s\gamma | -) G_{0,1}^{1,0}\left(\frac{\mu}{\tilde{\gamma}^{\alpha/2}} \gamma^{l/k} \middle| -\right) d\gamma \\ &= \frac{\alpha \mu^\mu}{2\Gamma(\mu) \tilde{\gamma}^{\alpha\mu/2}} \frac{k^{\frac{1}{2}} l^{\frac{\alpha\mu-1}{2}}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}} s^{\alpha\mu/2}} \times G_{l,k}^{k,l}\left(\left(\frac{\mu}{\tilde{\gamma}^{\alpha/2}}\right)^k \frac{l^l}{s^l k^k} \middle| \begin{matrix} I(l, 1-\alpha\mu/2) \\ I(k, 0) \end{matrix}\right) \end{aligned} \quad (52)$$

Bahsedilen bu çalışmanın devamı olarak [12]'deki çalışma ise, α - μ sönümlü kanal yapısı farklı değişkenlerle ele almıştır. İlgili bu çalışmada α - μ dağılım modelinin genelliğinin sonucu olarak birçok dağılımı da bünyesinde barındırmasından ötürü uygulama örneğinde kaskat yapılar için çalışmalara yer verilmiştir. Belirtilen çalışmada PDF ve CDF ifadelerinin keyfi sayıda bağımsız, aynı şekilde dağılmayan α - μ varyantlarının sonucu için kesin, kapalı form ifadeler türetilmiştir. Elde edilen PDF ifadesi [12];

$$\begin{aligned} f_{Z_n}(z) &= \frac{(2\pi)^{\frac{n-v_s}{2}} u v_p}{\Gamma_{\mu^z}} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{v_i} \frac{(-1)^{j-1} (2\pi)^{\frac{v_i-1}{2}} v_i^{j-\frac{3}{2}}}{(j-1)!} \\ &\quad \times \frac{t^{(i,j)}(h_p z)^{u a_{i,j}}}{v_e^{b_{i,j}}} {}_0F_{v_s-1}\left[\begin{matrix} - \\ 1 - c^{(i,j)} \end{matrix}; \frac{(-1)^{v_s} (h_p z)^u}{v_e} \right] \end{aligned} \quad (53)$$

olarak verilmektedir. Burada $t^{(i,j)}$ ifadesi;

$$t^{(i,j)} = \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^n (2\pi)^{\frac{v_l-1}{2}} v_l^{v_l a_{i,j} - \mu_l + \frac{1}{2}} \Gamma(-v_l a_{i,j} + \mu_l) \quad (54)$$

şeklinde. CDF ifadesi ise (55)'te verilmektedir:

$$\begin{aligned} F_{Z_n}(z) &= \frac{(2\pi)^{\frac{n-v_s}{2}} v_p}{\Gamma_{\mu}} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{v_i} \frac{(-1)^{j-1} (2\pi)^{\frac{v_i-1}{2}} v_i^{j-\frac{3}{2}}}{a_{i,j} (j-1)!} \\ &\quad \times \frac{t^{(i,j)}(h_p z)^{u a_{i,j}}}{v_e^{b_{i,j}}} {}_1F_{v_s}\left[\begin{matrix} a_{i,j} \\ 1 - c^{(i,j)}, a_{i,j} + 1 \end{matrix}; \frac{(-1)^{v_s} (h_p z)^u}{v_e} \right] \end{aligned} \quad (55)$$

İki bağımsız ve aynı şekilde dağılmayan $\alpha-\mu$, $\kappa-\mu$ ve $\eta-\mu$ kanal yapılarının PDF, CDF ve MGF gibi temel istatistiklerinin yanı sıra karakteristik fonksiyonlarının da analiz edildiği [13]'teki kapsamlı çalışmada ifadeler hem genelleştirilmiş Fox H -fonksiyonu hem de kolayca hesaplanabilir seri açılımları açısından verilmiştir. Türetilen formülasyonların, çok sekmeli sistemler, kaskat kanallar, radar haberleşmeleri, çoklu giriş-çoklu çıkış (multiple-input-multiple output, MIMO) bağlantıları ve diğerleri dahil olmak üzere bir dizi kablosuz iletişim sürecinin performansını araştırmak için doğrudan kullanılabilir olduğu sonucu paylaşılmıştır. Uygulama örnekleri olarak, kaskat sönümlleme kanalı için performans ölçümleri türetilmiş ve ifadelerin geçerliliği Monte Carlo simülasyonu ile doğrulanmıştır. Herhangi bir kompozit çok yollu gölgelendirme sönümlleme modelinin, iki sönümlleme değişkeninin sonucu için özel bir durum olarak elde edilmesi nedeniyle, burada verilen sonuçların çok sayıda bileşik çok yollu gölgelendirme sönümlleme senaryosu sağlaması en dikkat çekici nokta olarak sunulmaktadır.

2.1.5. $\alpha - \eta - \mu$ Kanal Modeli

Bu çalışmaların yanı sıra, [14]'te $\alpha-\eta-\mu$ sönümlleme kanalları üzerinden çalışan dijital iletişim sistemlerinin performansını analiz edildiği çalışmada $\alpha-\mu$, $\kappa-\mu$ ve $\eta-\mu$ kanal yapılarını kapsayan yeni bir kanal modeli ele alınmıştır. İlgili çalışmada CDF, MGF, ortalama kanal kapasitesi ve ortalama SEP için yeni, birleşik ve kesin kapalı form analitik ifadeler türetilmiştir. Bu çalışmada türetilmiş ifadelerin sönümlleme parametreleri rastgele değerleri için geçerlidir. Bu türetilen ifadeler sönümlleme parametrelerinin sistem performansı üzerindeki etkisini incelemek için kullanılmıştır. Ek olarak, $\eta-\mu$ ve $\alpha-\mu$ gibi diğer iyi bilinen sönümlleme kanallarına göre performans ve bunların kapsayıcı özel durumları, önerilen kanal modelinde elde edilen sonuçlar kullanılarak analiz edilebilmektedir. Elde edilen sonuçların çok çeşitli ortalama SNR ve sönümlleme parametrelerinin farklı değerleri üzerinde mükemmel bir uyum içinde olduğu sonucu paylaşılmaktadır.

İlgili yeni kanal modeli baz alınarak [15]'te bu yeni kanal modeline ait işbirlikli doğrudan dizili kod bölmeli çoklu erişim sistemlerinin başarıml analizi sunulmuştur. Bu çalışmada yükselt ve ilerlet doğrudan dizi kod bölmeli çoklu erişim (direct sequence code division multiple-access, DS-CDMA) sistemlerinin OP'si $\alpha - \eta - \mu$ sönümlü kanalları üzerinden en iyi yol seçimi ile analiz edilmiştir. $\alpha - \eta - \mu$ sönümlmesinin CDF'si türetilmiş ve daha sonra, söz konusu sistem için OP'nin alt sınırı elde edilmiştir. Sistem

davranışı hakkında daha fazla bilgi edinmek adına asimptotik bir CDF ifadesi önerilmiş ve OP performansı farklı röle ve sönümlleme parametre konfigürasyonları için simülasyon gerçekleştirilmiştir. [15]'teki çalışmada anlık SNR'ın PDF ifadesi;

$$f_{Y_{ij}}(\gamma) = A_{ij} \gamma^{(\alpha(\mu+0,5)/2)-1} \exp(-B_{ij} \gamma^{(\alpha/2)}) I_{\mu-(1/2)}(C_{ij} \gamma^{(\alpha/2)}) \quad (56)$$

şeklindedir. Burada;

$$A_{ij} = \frac{\sqrt{\pi} \alpha \mu^{\mu+0,5} h^\mu}{\Gamma(\mu) H^{\mu-0,5} \bar{\gamma}_{ij}^{(\alpha(\mu+0,5)/2)}}, \quad B_{ij} = \frac{2\mu h}{\bar{\gamma}_{ij}^{\alpha/2}}, \quad C_{ij} = \frac{2\mu H \gamma^{\alpha/2}}{\bar{\gamma}_{ij}^{\alpha/2}} \quad (57)$$

ve

$$\gamma = \frac{E_b |h_{ij}|^2}{N_0 (R_D)_{s,s}^{-2}}, \quad \bar{\gamma}_{ij} = \frac{E_b E \langle |h_{ij}|^2 \rangle}{N_0 (R_D)_{s,s}^{-2}} \quad (58)$$

olarak ifade edilmiştir. CDF ifadesi ise;

$$F_{Y_{ij}}(\gamma_{th}) = A_{ij} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0,5)} \left(\frac{C_{ij}}{2}\right)^{\mu+2k-0,5} \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{(a/2) B_{ij}^{2(\mu+k)}} \times \left[1 - \exp(-B_{ij} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}) \sum_{m=0}^{2\mu+2k-1} \frac{(B_{ij} \gamma_{th}^{(\alpha/2)})^m}{m!} \right] \quad (59)$$

şeklindedir.

2.1.6. $\alpha - \eta - \kappa - \mu$ Kanal Modeli

[16]'da sunulan çalışmada ise α - η - κ - μ olarak adlandırılan ve daha önce bahsedilen bütün kanal yapılarına dönüşebilen oldukça önemli ve muhtemelen literatürdeki en genel ve diğer modelleri birleştirici bir sönümlenme modeli önerilmiştir. Bu fenomen, ortamın doğrusallığını, dağınık dalgaların gücünü, baskın bileşenlerin gücünü ve çok yollu kümelerinin sayısını içermektedir. Fiziksel parametreler üzerine ve yalnızca ortaya çıkan sinyal zarfını etkilediği varsayılan ilk parametreden ayrı olarak eşleştirilen çalışmada, diğer parametreler, faz içi ve dörtlü bileşenlerini bağımsız olarak etkilemektedir. Dengesizlik parametreleri, bu fenomenlerin tüm süreç üzerindeki etkisini daha iyi değerlendirmek adına çalışmada sinyal, zarf ve faz PDF'leri ile tanımlanmıştır. Bu amaçla çalışmada, karmaşık ve zarf tabanlı modeller önerilmekte ve araştırılmaktadır. Kesin ortak zarf-faz PDF'sinin kapalı formda ifadesi verilmiştir. Bu durumda marjinal istatistikler integral formlarda kalmaktadır. Çalışmada zarf tabanlı model aracılığıyla elde

edilen zarf yoğunluğu fonksiyonunun, karmaşık model aracılığıyla elde edilenden daha verimli bir şekilde hesaplandığı sonucuna ulaşılmıştır. Buna ek olarak, literatürdeki sonuçlardan yararlanarak, zarf PDF'sinin yanı sıra zarf CDF'i için de kesin seri açılım formülasyonları bulunmaktadır. Bu kanal modelinin dönüşüm özellikleri detaylı olarak ilgili çalışmada izah edilmiştir. Çalışmanın geniş kapsamlı oluşu nedeniyle açıkta kalan konular bulunmaktadır. [16]'daki ilgili çalışmada önerilen çok genel karmaşık sönümlleme modeli, farklı özelliklere sahip bağımsız faz içi ve dörtlü sinyalleri varsaymaktadır. Sıfır-ortalama Gauss durumu için, aynı şekilde dağıtılmış korelasyonlu Gauss sinyalleri, aynı şekilde dağıtılmış bağımsız olanlara eşlenebileceği düşüncesine dayanarak η - μ modeli için kullanılmıştır. Başka bir deyişle, faz içi ve dörtlü sinyaller için farklı parametreler varsaymak, bu sinyaller arasında belirli bir korelasyon derecesi anlamına gelir. Dolayısıyla bu durum, sadece Gauss varyasyonları için benzer bir fenomenin meydana geldiği gerçeğine dayanan saf bir varsayımdır. Bu nedenle, kesinlikle bir soruşturma yapılması gerekiyor. Çalışmada birleşik PDF, $f_{R,\theta}(r, \theta)$, ifadesi

$$f_{R,\theta}(r, \theta) = \frac{\alpha}{2} r^{\alpha-1} f_X(r^{\alpha/2} \cos \theta) f_Y(r^{\alpha/2} \sin \theta) \quad (60)$$

olarak bulunmuştur. Burada $f_X(X)$ ve $f_Y(Y)$ ifadeleri (61)'de verilen genel karesel model PDF ifadesindeki faz-içi ve karesel sinalleri ifade etmektedir.

$$f_Z(z) = \frac{|z|^{\frac{\mu_Z}{2}} \exp\left(-\frac{(z - \lambda_Z)^2}{2\sigma_Z^2}\right) I_{\frac{\mu_Z}{2}-1}\left(\frac{|\lambda_Z z|}{\sigma_Z^2}\right)}{2\sigma_Z^2 |\lambda_Z|^{\frac{\mu_Z}{2}-1} \cosh\left(\frac{z\lambda_Z}{\sigma_Z^2}\right)} \quad (61)$$

Burada ifade edilen σ_Z^2 ifadesi, $\sigma_Z > 0$ olmak üzere, bir çok yollu kümenin gücü (ölçek parametresi); λ_Z^2 ifadesi, $-\infty < \lambda_Z < \infty$ olmak üzere, tüm kümelerin baskın bileşenlerinin gücü (konum parametresi) ve $\mu_Z > 0$ ifadesi çok yollu kümelerin sayısını (şekil parametresi) ifade etmektedir. Eşitlik (60)'ta verilen ifadede $\alpha = 2$ ise doğrusal, değilse doğrusal olmayan anlamını taşımaktadır. Kompleks sinyal S , R zarf ve θ faz olmak üzere $S = R^{\frac{\alpha}{2}} \exp(j\theta)$ şeklindedir. Karmaşık modeller kullanılarak herhangi bir marjinal istatistik için kapalı biçimli ifadeler elde edilmezse, zarf tabanlı bir perspektiften istatistiklerin türetilmesi genellikle daha basit bir formüle yol açacağı gerçeğine dayanarak zarf tabanlı bir PDF ifadesi de (62)'de verilmiştir. Bu durumda, modelleme işlemi sırasında faz bilgisi kaybolduğundan, oluşturulan istatistikler yalnızca zarfı ilgilendirecektir. Zarf PDF ifadesi,

$$f_R(r) = \frac{\alpha r^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2} - 1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{k! c_k L_k^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2} - 1} (2r^\alpha)}{\left(\frac{\mu_x + \mu_y}{2}\right)_k} \frac{1}{2^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2}} \Gamma\left(\frac{\mu_x + \mu_y}{2}\right) \exp\left(\frac{r^\alpha}{2}\right)} \quad (62)$$

şeklindedir. Burada

$$c_0 = \frac{2^{\mu_x + \mu_y} (1 + 3\sigma_x^2)^{-\frac{\mu_x}{2}} (1 + 3\sigma_y^2)^{-\frac{\mu_y}{2}}}{\exp\left(\frac{3\lambda_x^2}{6\sigma_x^2 + 2} + \frac{3\lambda_y^2}{6\sigma_y^2 + 2}\right)} \quad (63)$$

olarak ifade edilmiştir. Zarf CDF ifadesi ise,

$$F_R(r) = \frac{r^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{k! m_k L_k^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2}} \left(2r^\alpha \left(\frac{2}{\mu_x + \mu_y} + 1\right)\right)}{\left(\frac{\mu_x + \mu_y}{2} + 1\right)_k} \frac{1}{2^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2} + 1} \Gamma\left(\frac{\mu_x + \mu_y}{2} + 1\right) \exp\left(\frac{r^\alpha}{2}\right)} \quad (64)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada

$$m_0 = \frac{2^{\mu_x + \mu_y + 3} (\mu_x + \mu_y + 2)^{\frac{\mu_x + \mu_y}{2} + 1} \left((\mu_x + \mu_y)(1 + 3\sigma_x^2) + 8\sigma_x^2\right)^{-\frac{\mu_x}{2}} \left((\mu_x + \mu_y)(1 + 3\sigma_y^2) + 8\sigma_y^2\right)^{-\frac{\mu_y}{2}}}{(3(\mu_x + \mu_y) + 8) \exp\left(\frac{\lambda_x^2(3(\mu_x + \mu_y) + 8)}{2(\mu_x + \mu_y)(1 + 3\sigma_x^2) + 16\sigma_x^2} + \frac{\lambda_y^2(3(\mu_x + \mu_y) + 8)}{2(\mu_x + \mu_y)(1 + 3\sigma_y^2) + 16\sigma_y^2}\right)} \quad (65)$$

olarak verilmiştir.

2.1.7. α - μ /Gamma, η - μ /Gamma, κ - μ /Gamma Kanal Modeli

Son olarak [17]'de verilen çalışmada ise bu bahsi geçen kanallardan farklı olarak, bir enerji tespiti (energy detection, ED) performansı, farklı kompozit geliştirilmiş çok yollu/gama sönümlenme kanallarında analiz edilmektedir. Bahsedilen çok yollu/gama sönümlenme kanalları α - μ /Gamma, η - μ /Gamma, κ - μ /Gamma dağılımlı karma kanal modelleridir. Karma gama (mixture gamma, MG) dağılımı, tüm bu kanallar için SNR'si yüksek doğrulukla yakınsamak adına kullanılmaktadır. Genel olarak çalışmada, matematiksel olarak izlenebilir ve ED'nin performans ölçümleri için birleştirilmiş analitik ifadeler, yani ortalama algılama olasılığı ve alıcı çalışma karakteristikleri eğrisi altındaki ortalama alan türetilmektedir. Çalışmada yer alan analizlerin doğrulanması, analitik sonuçlar ile simülasyon sonuçları karşılaştırılarak doğrulanmaktadır. κ - μ , κ ve μ olmak

üzere iki parametre içerir. Birincisi, baskın bileşenlerin toplam gücü ile dağınık dalgalar arasındaki oranı temsil ederken, η - μ ve α - μ 'de de sunulan ikincisi, çok yollu kümelerin sayısının gerçek uzantısını temsil eder. κ - μ /gama sönümlleme kanalı, κ - μ sönümlleme kanalından ve gölgelemeyi modelleyen gama dağılımından oluşan kompozit bir sönümlleme kanalıdır. Buna göre, κ - μ /gama sönümlleme kanalının SNR dağılımı şu şekilde değerlendirilebilir:

$$f_Y = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}} \gamma^{\frac{\mu-1}{2}}}{\Gamma(k) \Omega^k \kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\mu\kappa}} \times \int_0^\infty y^{k-\frac{\mu}{2}-\frac{3}{2}} e^{-\frac{\mu(1+\kappa)\gamma}{y} - \frac{y}{\Omega}} I_{\mu-1} \left(2\mu \sqrt{\frac{\gamma(1+\kappa)\kappa}{y}} \right) dy \quad (66)$$

Burada k şekillendirme parametresi ve Ω ortalama güçtür.

η - μ , η ve μ olmak üzere iki parametre içerir. η 'nin tanımı formatın türüne bağlıdır. η , $0 < \eta < \infty$ değerine sahip her çok yollu kümedeki faz içi ve karesel dağınık bileşenler arasındaki güç oranını temsil etmektedir. $H = (\eta^{-1} - \eta)/4$ ve $h = (2 + \eta^{-1} + \eta)/4$ olmak üzere η - μ /gama sönümlleme kanalının SNR dağılımı

$$f_Y = \frac{2\sqrt{\mu} h^\mu \mu^{\mu+\frac{1}{2}} \gamma^{\mu-\frac{1}{2}}}{\Gamma(\mu) \Gamma(k) \Omega^k H^{\mu-\frac{1}{2}}} \times \int_0^\infty y^{k-\frac{\mu}{2}-\frac{3}{2}} e^{-\frac{2\mu h \gamma}{y} - \frac{y}{\Omega}} I_{\mu-\frac{1}{2}} \left(\frac{2\mu H \gamma}{y} \right) dy \quad (67)$$

olarak verilmiştir.

Kompozit α - μ /Gamma SNR dağılımı ise şu şekilde ifade edilmiştir:

$$f_Y = \frac{\alpha \mu^\mu \gamma^{\frac{\alpha\mu}{2}-1}}{2\Gamma(\mu) \Gamma(k) \Omega^k} \int_0^\infty y^{k-\frac{\alpha\mu}{2}-1} e^{-\frac{\mu\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{y^2} - \frac{y}{\Omega}} dy \quad (68)$$

Burada doğrusal olmayan sönümlleme parametresi $\alpha > 0$ olarak ifade edilmektedir.

2.1.8. Fisher-Snedecor F Kanal Modeli

[18]'de verilen çalışmada kompozit sönümlleme kanallarını modellemek için iki chi-kare değişkeninin oranı olarak tanımlanan Fisher-Snedecor F dağılımı incelenmiştir. Bu çalışmada bir Nakagami- m sinyalinin gücünün kare kökü, ters Nakagami- m rastgele değişkeni tarafından kaynaklanan değişkenlere tabi olduğu varsayılmış ve Fisher-Snedecor F kanal modelinin genelleştirilmiş K (K_G) kanal modeliyle kıyaslaması yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre önerilen modelin çoğu durum için daha doğru sonuç verdiği ve veriye uygunluğu açısından daha iyi olduğu analizi sunulmuştur. Bahsedilen makalede çokyolluluk ve gölgeleme etkilerinin karakterize edilme işleminin

daha doğru ve matematiksel anlamda daha az karmaşık olduğunu belirten bir kanal modeli olarak önerilmiştir. İlgili çalışmada PDF ifadesi;

$$f_A(\alpha) = \frac{2m_s^{m_s}}{\Gamma(m_s)\alpha^{2m_s+1}} \exp\left(-\frac{m_s}{\alpha^2}\right) \quad (69)$$

olarak verilmiştir. Kompozit sinyal zarfının PDF'si, Nakagami- m işleminin koşullu PDF'sinin sonsuz integralinin, rms sinyal gücünün rastgele değişimine göre ortalaması alınarak elde edilebileceği üzerinden varılan sonuç ve bazı matematiksel manipölasyonlarla zarf PDF ifadesi şu şekilde ifade edilmiştir:

$$f_R(r) = \frac{2m^m(m_s\Omega)^{m_s}r^{2m-1}}{B(m, m_s)(mr^2 + m_s\Omega)^{m+m_s}} \quad (70)$$

Burada $B(\cdot, \cdot)$ ifadesi beta fonksiyonu, m , sönümlleme şiddeti parametresi ve $\Omega = E[r^2]$ ortalama güçtür. Zarf PDF'sine dayanarak, kompozit sinyal zarfının karşılık gelen CDF'si;

$$F_R(r) = \frac{m^{m-1}r^{2m} {}_2F_1\left(m + m_s, m; m + 1; -\frac{mr^2}{m_s\Omega}\right)}{B(m, m_s)(m_s\Omega)^m} \quad (71)$$

olarak ifade edilmiştir. Bir F sönümlleme işleminin birleşik zarf fazı PDF'si;

$$F_{R,\theta}(r, \theta) = \frac{m^m(m_s\Omega)^{m_s}\Gamma(m + m_s)r^{2m-1}|\sin(2\theta)|^{m-1}}{2^{m-1}\Gamma(m_s)\Gamma^2(m/2)(mr^2 + m_s\Omega)^{m+m_s}} \quad (72)$$

olarak bulunmuştur. MGF ifadesi ise (73)'te verilmektedir.

$$M_Y(-s) = {}_1F_1\left(m; 1 - m_s; \frac{s\tilde{y}m_s}{m}\right) + \frac{\Gamma(-m_s)}{B(m, m_s)} \times \left(\frac{s\tilde{y}m_s}{m}\right)^{m_s} {}_1F_1\left(m + m_s; 1 + m_s; \frac{s\tilde{y}m_s}{m}\right), s > 0 \quad (73)$$

Burada ${}_1F_1(.,.;.)$ Kummer birleşen hipergeometrik fonksiyonu olmak üzere $m + m_s \neq \mathbb{N}$ ve $m_s \neq \mathbb{N}$ 'dir. Çalışmanın bir diğer bölümünde F ve K_G modellerinin ampirik kıyaslaması yapılmıştır. F dağılımının kompozit sönümlleme kanallarını modellemek için kullanışlılığını incelemek adına genelleştirilmiş- K (K_G) gibi daha yerleşik modellerle karşılaştırılan ampirik verilerle karşılaştırılmıştır. İki modeli karşılaştırmak için, kapalı açık ofis alanı ve açık açık alan ortamlarında cihazdan cihaza (device-to-device, D2D) iletişim için 5.8 GHz'de elde edilen alan ölçümleri kullanılmıştır. Çalışmada, 1,65 m boy ve 51 kg ağırlığındaki yetişkin bir kadın olan A kişisi ile 1,83 m boy ve 73 kg ağırlığındaki yetişkin bir erkek olan B kişisi olmak üzere iki kişi arasında bir D2D bağlantısı oluşturulmuştur. Buna göre elde edilen sonuçlar Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Akaike bilgi kriteri (Akaike information criterion, AIC) Sıralaması ile Birlikte Dikkate Alınan Tüm D2D Ölçümleri İçin F ve K_G Modelleri İçin Parametre Tahminleri

İç Mekan Açık Ofis									Dış Mekan Açık Alan							
D2D Bağlan tı	$F(m, \Omega, m_s)$				$K_G(m, \alpha, \beta)$				$F(m, \Omega, m_s)$				$K_G(m, \alpha, \beta)$			
	m	Ω	m_s	Kadem e	m	α	β	Kadem e	m	Ω	m_s	Kadem e	m	α	β	Kadem e
H2H	1,1	0,7	1,4		1,3	1,3	0,8		1,0	0,6	1,0		1,2	1,2	1,0	
LOS	2	0	2	1	9	9	8	2	4	3	3	2	1,2	1,2	9	1
H2H	0,7	1,2	4,2		3,6	0,7	1,9		0,5	0,0	0,9	1	0,7	0,50	0,1	
NLOS	5	0	7	2	2	8	6	1	1	1	9	1	8	0	0	2
H2P	0,9	0,7	2,0		1,0	2,0	0,5		0,5	1,5	20	1	0,5	16,4	0,1	
LOS	8	9	3	1	5	9	7	2	4	6	20	1	4	7	0	2
H2P	1,0	0,9	2,2		2,3	1,1	1,1		0,8	0,3	0,5	1	0,8	0,86	1,3	
NLOS	9	1	5	2	9	5	5	1	6				6		7	2

Bu konudaki diğer çalışma olan [19]'da Fisher-Snedecor F kompozit sönümleme modelinden yararlanarak, bağımsız fakat aynı şekilde dağılmayan (independent but not identically distributed, i.n.i.d.) Fisher-Snedecor F değişkenlerinin toplamı incelenmiştir. İlk olarak anlık SNR'nin MGF için yeni bir kapalı form ifadesi türetilmiş ve buna dayanarak karşılık gelen PDF ve i.n.i.d. Fisher-Snedecor F değişkenlerinin toplamının CDF ifadeleri türetilerek çok dallı MRC analizinde kullanılmıştır. Daha sonra çok yollu ve gölgeli sönümlemenin MRC tabanlı alıcıların kesinti olasılığı ve kesinti kapasitesi üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Ayrıca buna ek olarak, tutarlı ikili modülasyon şemalarının ortalama BER ifadesi için tam kapalı form ifadeleri ve asimptotik hata ifadeleri türetilmiştir. Sonuç olarak yeni ifadeler kullanılarak Fisher-Snedecor F sönümlemesi üzerinde çalışan bir L -dallı MRC alıcısının performansına ilişkin yararlı teorik ve teknik bilgiler OP, OP kapasitesi ve ortalama BER açısından sunulmuştur. İlgili çalışmada Fisher-Snedecor F kompozit sönümlü kanalı altında çalışan MRC alıcısının l 'inci dalındaki anlık SNR'nin PDF ifadesi;

$$f_{\gamma_l}(\gamma) = \frac{m_l^{m_l} (m_{s_l} \bar{\gamma}_l)^{m_{s_l}}}{B(m_l, m_{s_l})} \frac{\gamma^{m_l-1}}{(m_l \gamma + m_{s_l} \bar{\gamma}_l)^{m_l+m_{s_l}}} \quad (74)$$

olarak ifade edilmiştir. Fisher-Snedecor F dağılımının CDF ifadesi (75)'te verilen eşitlikte ifade edilmiştir. Bu ifadede yer alan $F_B^{(n)}(\cdot)$ ifadesi ise Lauricella çok değişkenli hipergeometrik fonksiyondur.

$$\begin{aligned}
F_Y(\gamma) &= \frac{\gamma^{\sum_{l=1}^L m_l}}{\Gamma(1 + \sum_{l=1}^L m_l)} \left[\prod_{l=1}^L \left(\frac{m_l}{m_{s_l} \bar{\gamma}_l} \right)^{m_l} \frac{\Gamma(m_l + m_{s_l})}{\Gamma(m_{s_l})} \right] \\
&\quad \times F_B^{(L)} \left(m_1 + m_{s_1}, m_2 + m_{s_2}, \dots, m_L + m_{s_L}, m_1, m_2, \dots, m_L; 1 \right. \\
&\quad \left. + \sum_{l=1}^L m_l; \frac{-m_1}{m_{s_1} \bar{\gamma}_1} \gamma, \frac{-m_2}{m_{s_2} \bar{\gamma}_2} \gamma, \dots, \frac{-m_L}{m_{s_L} \bar{\gamma}_L} \gamma \right), \gamma \geq 0
\end{aligned} \tag{75}$$

Fisher-Snedecor F dağılımının MGF ifadesi ise;

$$M_Y(t) = \frac{1}{\Gamma(m)} G_{1,1}^{1,1} \left(\frac{\bar{\gamma}}{m} t \middle| \begin{matrix} 1-m \\ 0 \end{matrix} \right) \tag{76}$$

şeklinde verilmiştir. Çalışmanın devamında MRC alıcılarda performans analizleri gerçekleştirilmiştir.

2.1.9. mmW-FTR Kanal Modeli

Rastgele fazlar ile iki dalgalı speküler bileşenden ve bir dağınık bileşenden oluşan yeni bir istatistiksel kanal modeli olan FTR sönümleme modeli ise [20]'de verilmiştir. FTR modeli, dağınık güç sönümlü iki dalganın (two-wave with diffuse power, TWDP) doğal bir uzantısı olarak ortaya çıktı. İlgili model, iki speküler bileşenin rastgele genlik dalgalanmaları sergilemesine izin vermekte ve TWDP modellerinden farklı olarak, FTR sönümleme modelinin PDF, CDF ve MGF gibi tüm temel olasılık fonksiyonları, kapalı formda temsil edilmektedir. Belirtilen çalışmada FTR sönümleme modelinin türetilen PDF, CDF ve MGF ifadeleri yardımıyla ilgili kanalın istatistiksel karakterizasyonu gösterilmiş, BER ve OP gibi ölçütler ışığında başarımlarını sunmuştur. [20]'deki çalışmada FTR sönümleme modelinin, 28 GHz dış mekân milimetre dalga kanallarındaki son küçük ölçekli sönümleme ölçümleri için Rician sönümleme modelinden çok daha iyi bir uyum sağladığı gösterilmiştir. Son olarak, kablosuz iletişim sistemlerinin FTR sönümlemesi üzerindeki performansı, bit hata oranı ve kesinti kapasitesi açısından değerlendirilmekte ve FTR sönümleme modeli parametreleri ile sistem performansı arasındaki etkileşim tartışılmaktadır. İlgili çalışmada çok yönlü bir sönümleme kanalından geçen enerji yoğunluğu E_s olan bir sembol iletildikten sonra alınan ortalama SNR $\bar{\gamma}$ ifadesi;

$$\bar{\gamma} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \mathbb{E}\{|V_r|^2\} = (E_b/N_0)(V_1^2 + V_2^2 + 2\sigma^2) = (E_b/N_0)2\sigma^2(1 + K) \tag{77}$$

şeklindedir. $\mathbb{E}(\cdot)$ beklenti operatörünü ve E_b enerji yoğunluğunu ifade etmektedir. Kapalı

formda alınan SNR γ ifadesinin MGF'si;

$$M_\gamma(s) = \frac{m^m(1+K)(1+K-\bar{\gamma}s)^{m-1}}{\left(\sqrt{\mathcal{R}(m,k,\Delta;s)}\right)^m} \times P_{m-1}\left(\frac{m(1+K)-(m+K)\bar{\gamma}s}{\sqrt{\mathcal{R}(m,k,\Delta;s)}}\right) \quad (78)$$

olarak ifade edilmiştir. Burada $\mathcal{R}(m,k,\Delta;s)$ ifadesi (79)'da ifade edildiği şekilde bir polinomdur.

$$\begin{aligned} \mathcal{R}(m,k,\Delta;s) = & [(m+K)^2 - \Delta^2 K^2] \bar{\gamma}^2 s^2 - 2m(1+K)(m+K)\bar{\gamma}s \\ & + m^2(1+K)^2 \end{aligned} \quad (79)$$

Burada K ve Δ parametreleri ise;

$$K = \frac{V_1^2 + V_2^2}{2\sigma^2}, \quad \Delta = \frac{2V_1V_2}{V_1^2 + V_2^2} \quad (80)$$

olarak verilmiştir. Ayrıca $P_\mu(\cdot)$ Legendre fonksiyonu,

$$P_\mu(z) = {}_2F_1\left(-\mu, \mu+1; 1; \frac{1-z}{2}\right) \quad (81)$$

ve ${}_2F_1(\cdot)$ Gauss hipergeometrik fonksiyonudur. Buradan yola çıkarak PDF ve CDF ifadelerinin bulunması için; m parametresi tamsayı değerleri aldığında, FTR sönümlleme modelindeki SNR'nin MGF'si, temel terimlerin sonlu toplamı olarak hesaplanabilir olduğu bilindiğinden, m bir tamsayı için, MGF'deki Legendre fonksiyonunun tamsayı derecesine sahip olması ve böylece bir Legendre polinomu haline gelmesi gerçeğine dayanılarak PDF ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\begin{aligned} f_\gamma(x) = & \frac{1}{2^{m-1}} \frac{1+K}{\bar{\gamma}} \left(\frac{m}{\sqrt{(m+K)^2 - K^2 \Delta^2}} \right)^m \sum_{q=0}^{[(m-1)/2]} (-1)^q C_q^{m-1} \left(\frac{m+K}{\sqrt{(m+K)^2 - K^2 \Delta^2}} \right)^{m-1-2q} \times \\ & \phi_2^{(4)}\left(1+2q-m, m-q-\frac{1}{2}, m-q-\frac{1}{2}, 1-m; 1; -\frac{m(1+K)}{(m+K)\bar{\gamma}}x, -\frac{m+(1+K)}{(m+K(1+\Delta))\bar{\gamma}}x, -\frac{m+(1+K)}{(m+K(1+\Delta))\bar{\gamma}}x, -\frac{1+K}{\bar{\gamma}}x\right) \end{aligned} \quad (82)$$

CDF ifadesi ise (84)'te yer almaktadır. (84)'te türetilmiş, önerilen FTR sönümlleme kanalının SNR ifadesi için MGF, PDF ve CDF'nin kesin kapalı form ifadeleriyle, bu sönümlleme modelini takip eden kanallarda çalışan kablosuz iletişim sistemlerinin birçok performans ölçümü hesaplanabilir. Uygulama örneği olarak, tutarlı modülasyonlar ailesi ve kesinti kapasitesi için BER hesaplaması yapılmıştır. Her iki durumda da yüksek SNR düzeni için kesin asimptotik ifadeler elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}
& F_Y(x) \\
&= \frac{1}{2^{m-1}} \frac{1+K}{\bar{\gamma}} \left(\frac{m}{\sqrt{(m+K)^2 - K^2 \Delta^2}} \right)^m \sum_{q=0}^{[(m-1)/2]} (-1)^q C_q^{m-1} \left(\frac{m+K}{\sqrt{(m+K)^2 - K^2 \Delta^2}} \right)^{m-1-2q} \\
&\times x \phi_2^{(4)} \left(1+2q-m, m-q-\frac{1}{2}, m-q-\frac{1}{2}, 1 \right. \\
&\left. -m; 2; -\frac{m(1+K)}{(m+K)\bar{\gamma}} x, -\frac{m(1+K)}{(m+K(1+\Delta))\bar{\gamma}} x, -\frac{m(1+K)}{(m+K(1+\Delta))\bar{\gamma}} x, -\frac{1+K}{\bar{\gamma}} x \right)
\end{aligned} \tag{83}$$

TWDP için sınır durumunda, her iki speküler bileşen bağımsız olduğunda ve karmaşık temel bant alınan sinyal; ζ_1 ve ζ_2 ifadeleri bağımsız ve eşit dağılmış rastgele değişkenler olacak şekilde

$$V_r = V_1 \sqrt{\zeta_1} \exp(j\phi_1) + V_2 \sqrt{\zeta_2} \exp(j\phi_2) + X + jY \tag{84}$$

olmak üzere alınan SNR'nin MGF ifadesi;

$$\begin{aligned}
M_Y(s) &= \frac{1+K}{1+K-\bar{\gamma}s} \left(1 + \frac{K}{m} g(s) + \frac{K^2 \Delta^2}{4m^2} g^2(s) \right)^{-m} \\
&\times {}_2F_1 \left(m, m; 1; \frac{K^2 \Delta^2 g^2(s)}{4m^2 - 4mK g(s) + K^2 \Delta^2 g^2(s)} \right)
\end{aligned} \tag{85}$$

olarak ifade edilmiştir. Ayrıca burada,

$$g(s) = \frac{\bar{\gamma}s}{1+K-\bar{\gamma}s} \tag{86}$$

şeklinde verilmiştir.

[21]'deki çalışmada ise FTR sönümlenme modelinin PDF ve CDF ifadeleri, Gamma dağılımlarının karışımı kullanılarak türetilmiş ve bu ifadeler yardımıyla başarımlar analiz edilmiştir. Ayrıca dijital haberleşme sistemlerinin FTR sönümlenme kanalı üzerindeki performansı kanal kapasitesi ve bit hata oranı açısından değerlendirilmektedir. Kanal sönümlenme parametreleri ile sistem performansı arasındaki etkileşim daha detaylı incelenerek literatürdeki mevcut bilgiler genişletilmiştir. İlgili çalışmada m 'in pozitif değerleri için FTR sönümlenme kanalında anlık SNR'nin PDF ifadesi;

$$f_Y(x) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{K^j d_j}{j!} f_G(x; j+1, 2\sigma^2) \tag{87}$$

ve CDF ifadesi;

$$F_Y(x) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{K^j d_j}{j!} F_G(x; j+1, 2\sigma^2) \quad (88)$$

olarak verilmiştir.

[22]'de sunulan çalışmada ise kaskat FTR sönümlü kanallar için matematiksel olarak daha çözülebilir ve basitleştirilmiş ifadeler türeterek PDF, CDF ve MGF gibi temel istatistiksel ölçütlerin yanı sıra, ortalama BER ve servis dışı kalma olasılığı açısından analizler sunulmuştur. İlgili makalede yapılan incelemeler sonucunda, milimetre dalgaları gibi, küçük ölçekli sönümlenme ölçümleri için bahsedilen modelin daha iyi uyum sağladığı çıkarımında bulunulmuştur. İlgili çalışmada FTR rasgele değişkenlerinin sonucunun PDF'si;

$$f_{nFTR}(x) = \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{t_j}{j!} \frac{x^j \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right)}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} \quad (89)$$

olarak verilmiştir. FTR rasgele değişkenlerinin sonucunun CDF ifadesi ise;

$$F_{nFTR}(x) = \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{t_j}{j! \Gamma(j+1)} \gamma\left(j+1, \frac{x}{2\sigma^2}\right) \quad (90)$$

şeklinde. Son olarak FTR rasgele değişkenlerinin sonucunun MGF ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$M_{nFTR}^{(q)}(s) = \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{t_j (j+q)! \left(s + \frac{1}{2\sigma^2}\right)^{-(j+q+1)}}{j! \Gamma(j+1) (2\sigma^2)^{j+1}} \quad (91)$$

[23]'teki çalışmada yazarlar; analitik ifadeler, RQAM ve Çapraz QAM (Cross QAM, XQAM) şemalarının ortalama sembol hata oranı için milimetre dalga (millimeter wave, mmW) FTR sönümlenme kanalları üzerinde PDF yaklaşımı kullanılarak türetilmiştir. İlk olarak, mmW-FTR sönümlenme kanalları üzerinden RQAM için kesin asimptotik sembol hata oranı (asymptotic symbol error rate, ASER) ifadesi türetilmiş, daha sonra mmW-FTR sönümlenme koşulları altında RQAM şemasının iki farklı üst sınır ASER ifadesi, Gauss Q-fonksiyonunun Chernoff ve Chiani yaklaşımları kullanılarak elde edilmiştir. Buna ek olarak çalışmada, RQAM için asimptotik bir ASER ifadesi de önerilmektedir. Daha sonra, mmW-FTR sönümlenme kanalları üzerinden XQAM sinyalleme için, hızla birleşen nite serisi gösterimleri açısından analitik bir formülasyon sunulmuş ve elde edilen analitik ifadelerin doğruluğu simülasyon sonuçlarıyla kıyaslanmıştır.

2.1.10. Literatürdeki Bazı Diğer Kaskat Sönümlü Kanal Modelleri Çalışmaları

Gelişen teknoloji ile birlikte gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde kapsama alanının geniş olması beklenen gerekliliklerdendir. Kapsama alanının geniş tutulması için ise çok atlamalı sistem modelleri ve kaskat sönümlü kanal türleri ortaya çıkmıştır. Kaskat sönümlü kanal, birbirine seri bağlı kanalların birleşimi gibi düşünülmektedir. Son 20 yıllık süreç içerisinde, kaskat sönümlü kanal modelleri ile ilgili literatürde birçok çalışma yapılmıştır [24-32]. [24]'te verilen çalışmada N istatistiksel inid'lerin, Nakagami- m RV'lerin ürünü olan, N *Nakagami adlı genel ve yeni bir dağılım tanıtılmış ve analiz edilmiştir. Önerilen dağılım, kademeli Nakagami- m sönümlü kanalları modellemek ve bu kanallarda çalışan dijital iletişim sistemlerinin performansını analiz etmek için kullanılmaktadır. İlgili çalışmada N *Nakagami dağılımı için MGF, PDF ve CDF ifadeleri, Meijer G -fonksiyonu kullanılarak kapalı formda türetilmiştir. Bu formülasyonlar kullanılarak, N *Nakagami sönümleme ve toplanır beyaz Gauss dağılımı (Additive White Gaussian Distribution, AWGD) kanalları üzerinde çalışan sayısal iletişim sistemlerinin birkaç ikili ve çok seviyeli modüle edilmiş sinyal için OP, sönüm miktarı ve BER için genel kapalı form ifadeleri verilmiştir. [25]'teki çalışmada temelde kaskat genelleştirilmiş K sönümlenmesi ele alınmıştır. Çalışmada çok yollu ve gölge sönümlemenin birçok yaygın modelini genelleştiren genel bir sönümleme dağılımı olarak K_G dağılımı, sunulmuştur. N i.i.d. kare K_G RV'lerin çarpımını göz önünde bulundurarak, MGF, PDF, CDF ve kaskat K_G sönümleme kanalının momentleri için tam kapalı form ifadeleri elde edilmiştir. Bununla birlikte farklı dijital modülasyon şemalarının ergodik kapasite ve bit hata performansı için ifadeler de elde edilmiştir. Bu doğrultuda ortogonal uzay-zaman blok kodlarının MIMO anahtar deliği K_G sönümleme kanalları üzerindeki performansı analiz edilmiştir. [26]'daki çalışmada bozuk radyo frekansı etkilerinin kaskat sönümlenmeli kanallarda incelemesi yapılmıştır. İlgili çalışmada doğrudan dönüşüm mimarileri, iletişim alıcı-vericilerine yüksek oranda entegre düşük maliyetli donanım çözümleri sunabileceği ancak bununla birlikte, amplifikatörlerin doğrusal olmayışları, faz gürültüsü ve faz içi / dörtlü faz dengesizlikleri (in-phase/quadrature-phase imbalances, IQI) gibi radyo frekans (RF) bozukluklarının bu tür sistemlerin performansında ciddi bozulmalara yol açabileceğinden yola çıkılarak, RF IQI'nin hem tek taşıyıcı hem de çok taşıyıcılı sistemler için kaskat sönümleme kanalları bağlamında kablosuz iletişim üzerindeki etkilerinin nicelendirilmesi ve değerlendirilmesi yapılmaktadır. Bu amaçla, ilk olarak ideal verici (transmitter, TX) ve alıcı (receiver, RX), ideal TX ve IQI RX, IQI TX

ve ideal RX ile ortak TX/RX IQI durumları için N^* Nakagami- m kanalları üzerinden OP için kapalı form ifadeleri türetilmiştir. [27]'deki çalışmanın yazarları da Hoyt sönümlenmesinin kaskat yapıda analizini gerçekleştirmişlerdir. İlgili çalışmada, toplam alınan sinyalin iki istatistiksel olarak i.n.i.d. tek Hoyt işleminin çarpımı tarafından belirlendiği çift Hoyt sönümlenme kanallarının istatistiksel özelliklerini araştırılmıştır. Sonlu aralık integral ifadeleri ilk olarak PDF, CDF, seviye geçiş hızı (level-crossing rate, LCR) ve zarf sönümleme işleminin ortalama sönüm süresi için türetilmiş, Laplace yaklaşım teoremi kullanılarak LCR için kapalı biçimli yaklaşık bir çözüm de çıkarılmıştır. Çift Hoyt kanalının türetilmiş PDF'sini uygulayarak hem tutarlı M 'inci PSK hem de kare M 'inci QAM şemalarının ortalama SEP'si için analitik ifadeler sağlanmıştır. Elde edilen tüm teorik sonuçların, özel durum olarak çift Rayleigh kanalları için literatürde halihazırda bilinen ifadeleri içerdiği gösterilmiştir. Ek olarak, Hoyt×Rayleigh, Rayleigh×tek taraflı Gauss ve çift tek taraflı Gauss kanalları için basitleştirilmiş ifadeler sunulmuştur. Ayrıca, önerilen modelin ölçülen gerçek dünya yayılma kanallarına uygulanabilirliği, türetilmiş CDF ve LCR ile araçlar arası yayılma ortamlarında toplanan yayınlanmış ölçüm verileri karşılaştırılarak incelenmiştir. Bir diğer çalışma olan [28]'de ise ultra yüksek frekanslı radyo frekansı tanımlama (ultra high frequency radio frequency identification, UHF RFID) sisteminin kaskat sönümlenmeli kanallardaki performans analizi yapılmıştır. İlgili çalışmada monostatik ve bistatik pasif UHF RFID sistemlerinin kaskat sönümlenme kanallarının ve parazitlerin etkileri altındaki performansı incelenmiştir. Kullanılan performans metriği, anlık alınan gücün okuyucunun duyarlılığından daha yüksek olma olasılığı olarak tanımlanan etiket algılama olasılığıdır. Algılama olasılığının kapalı form ifadesi, kaskat ileri ve geri saçılma sönümleme kanalları ve etikete göre okuyucu antenleri yönlendirmesi kullanılarak türetilmiştir. Ayrıca, pasif UHF RFID sistemlerinin hem istenen RFID sinyalinin hem de çoklu RFID parazitlerinin neden olduğu okuyucu-etiket paraziti altındaki performansı analiz edilmekte ve bununla birlikte yapıcı ve yıkıcı parazitlerin etkisi incelenmektedir. Buna ilaveten, kaskat Rayleigh sönümlenmeli kanallarda araçlar arası çok atlamalı sistemin incelemesi [29]'daki çalışmada sunulmuştur. İlgili çalışmada rejeneratif ve rejeneratif olmayan geçişlerle çoklu atlamalı-aracalar arası haberleşme sistemlerinin performansı araştırılmıştır. Yazarlar tarafından “ n^* Rayleigh dağılımı” adı verilen araçtan araca iletişim senaryoları için yeterli bir çok yollu sönümleme kanalı modeli olarak adlandırılmıştır. MRC çeşitlilik alımının OP'si için yeni bir yaklaşım türetilmiştir. Buna ek olarak, sönümleme miktarı analiz edilmiş ve araştırılan senaryo için güç tahsisini

optimize edilmiştir. Çalışmadaki sayısal sonuçlar, kaskat yapıda n küçük olduğunda rejeneratif sistemlerin rejeneratif olmayan sistemlere göre daha verimli olduğu gösterilmektedir. Bununla birlikte, büyük n değerleri için sonuçların, her iki geçiş tekniğinin performansının oldukça benzer olduğu gösterilmektedir. $\alpha-\mu$ sönümlenmesinde kaskat düzene sahip bir sistem analizi ise [30]'daki çalışmada yapılmıştır. Çalışmada rasgele sayıda inid $\alpha-\mu$ değişkeninin sonucu için PDF ve CDF için tam kapalı form ifadeleri türetilmiştir. İfadeler Meijer G-fonksiyonu ve sonlu bir hipergeometrik fonksiyon toplamı açısından verilmiş ve iyi bilinen matematiksel yazılım araçları ile kolayca hesaplanabildiği belirtilmiştir. Hem de sonuç olarak $\alpha-\mu$ dağılımının genelliği sonucu, bu istatistikler tek taraflı Gaussian, negatif eksponansiyel, Rayleigh, Weibull, Gamma ve Nakagami- m gibi diğer yararlı dağılımlarının rastgele kombinasyonları için de sonuç vermektedir. Uygulama örneği olarak, kaskat bir kanal için OP sunulmuştur. [30]'un yazarları bir başka çalışma olan [31]'de kompozit $\alpha-\mu$ sönümlenmesinde çok yollu yayılım ve gölgelemeli modellerin analizlerini gerçekleştirmişlerdir. Çalışmada iki i.n.i.d. $\alpha-\mu$ değişkeninin sonucu dikkate alınarak PDF, CDF ve elde edilen RV momentleri için oldukça basit kapalı form ifadeleri türetilmiştir. Bu sonuçlar; radar iletişimi, çoklu atlamalı sistemleri, çoklu giriş-çoklu giriş bağlantıları ve genel olarak kaskat iletişim gibi çeşitli alanlarda geniş bir uygulama yelpazesini barındırmaktadır. Özellikle bu sonuçlar, yeni bir $\alpha-\mu/\alpha-\mu$ kompozit çok yollu gölgeleme sönümleme modelini tanımlamak için kullanılırlar. $\alpha-\mu$ modeli tek başına önemli sayıda yararlı sönümleme ortamı içerdiğinden, $\alpha-\mu/\alpha-\mu$ kompozit versiyonu çeşitli ve çok sayıda kompozit sönümleme dağılımına önderlik eder. Bu durum, oldukça esnek olan senaryonun yeni ifadeleri anında hesaplanarak kablosuz solma kanallarını karakterize etmek için kullanışlı olduğu sonucunu verdiği ifade edilmektedir. Bir başka çalışma olan [32]'de ise kaskat $\alpha-\mu$ sönümlenmesinin güvenlik analizleri verilmiştir. İlgili çalışmada ilk olarak kaskat $\alpha-\mu$ sönümleme dağılımı verilerek ve matematiksel olarak karakterize edilmiştir. Bu durum, kaskat Rayleigh, Weibull ve Nakagami- m sönümleme dağılımının genelleştirilmesi olarak ortaya çıkar ve α ve μ sönümleme parametrelerini belirli değerlerle doğru bir şekilde ortaya koyar. Özellikle, kaskat $\alpha-\mu$ sönümleme kanallarının istatistiksel karakterizasyonu, yani PDF ve CDF ifadeleri çalışmada incelenmiştir. Bu yeni istatistiksel sonuçlar kümesi, kaskat $\alpha-\mu$ sönümleme kanalı üzerinden kablosuz iletişim sistemlerinin güvenilirlik ve güvenlik performansının modellenmesi ve analizine uygulanmaktadır. Sistem güvenilirliği ile ilgili olarak, sönümleme miktarı, OP, ortalama kanal kapasitesi ile tutarlı ve tutarlı olmayan

demodülasyon şemalarına sahip ortalama SEP, tek değişkenli Fox H fonksiyonuna göre türetilmektedir. Güvenlik analizi açısından gizlilik kesintisi olasılığı P_{out} , sıfır olmayan gizlilik kapasitesi P_{nz} olasılığı ve ortalama gizlilik kapasitesi, aktif bir dinleme cihazı varlığında türetilen tam kapalı form ifadelerinde analiz edilmiştir. Buna ek olarak, anahtar sistem parametrelerinin güvenilirlik ve güvenlik üzerindeki etkisini incelemek adına tüm metriklerin asimptotik analizi gerçekleştirilmiştir.

2.2. Modülasyon Şeması

Kanal modelinin sönümlü kanal modelinin temsil başarısına ek olarak kullanılacak modülasyon şeması da oldukça önemlidir. Dijital modülasyon şemaları gürültüden büyük ölçüde etkilenirler. Ancak iyi hizmet kalitesi (quality of service, QoS) ile yüksek veri hızlarında çeşitli bilgi formatlarını çoğullama esnekliği sağlanabilir. Dijital modülasyon, dijital mesaj sinyaline göre genlik, faz veya frekans açısından iletilen sinyaldeki varyasyona göre sınıflandırılır. İletilen sinyalin genliği veya fazı; mesaj sinyaline göre değişirse, sırasıyla genlik kayması anahtarlama (amplitude shift keying, ASK) veya PSK sonucunda ortaya çıkan sinyal olarak adlandırılır. ASK ve PSK, süperpozisyon ve ölçekleme prensibini takip ettikleri için doğrusal modülasyon teknikleri olarak bilinir. İletilen sinyalin frekansı mesaj sinyaline göre değişirse, FSK olarak adlandırılır. FSK doğrusal olmayan bir modülasyon tekniği olduğundan, doğrusal modülasyon şemalarına kıyasla spektral olarak verimli değildir. Bu nedenle, doğrusal modülasyon teknikleri kablosuz haberleşmede yaygın olarak kullanılmaktadır [33].

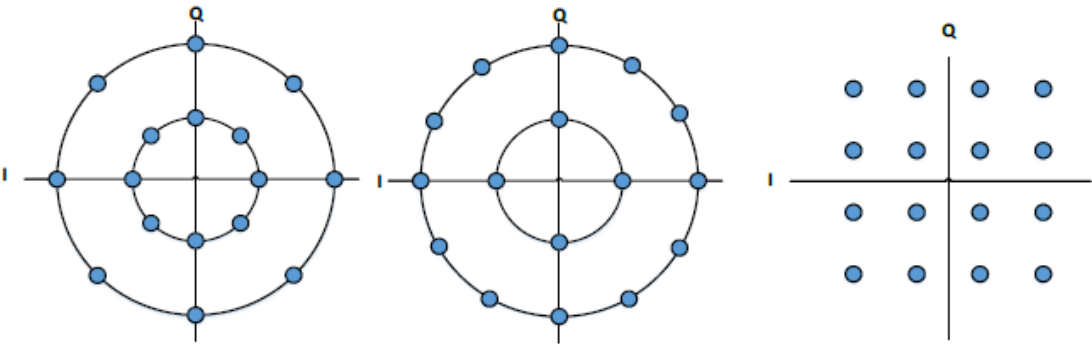
İletilen sinyalin hem genliği hem de fazının, QAM olarak bilinen, dijital mesaj sinyaline göre değiştiği başka bir ileri modülasyon tekniği vardır. Mevcut dijital modülasyon şemaları arasında, QAM ve dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama (quadrature phase shift keying, QPSK) bant genişliği ve güç verimliliği nedeniyle iletişim standartlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca, M 'inci QAM, M 'inci PSK modülasyonuna göre daha güç tasarruflu olduğu [33]'deki çalışmada ifade edilmektedir. Bu nedenle modern kablosuz haberleşme standartlarında yaygın olarak tercih edildiği görülmektedir. Günümüz ve gelecekteki kablosuz haberleşme sistemlerinde sınırlı bant genişliğinin verimli kullanımı ile güç verimli yüksek veri hızlı iletim büyük bir ilgi alanıdır. Güç verimliliği, sabit bir BER için yıldız kümesi ortalama iletim gücünü azaltarak elde edilebilir. Bununla birlikte, sınırlı bir bant genişliği için yüksek veri hızları, aynı performansı korumak için yüksek iletim gücü gerektirir. Adaptif modülasyon, mevcut ve gelecekteki kablosuz haberleşme sistemleri için optimum güç verimliliği ile

spektral olarak verimli yüksek veri hızlı iletişim için istenilen çözümü sunmaktadır. Kablosuz iletişimde, alınan SNR çok yollu sönümlenmeye bağlı olarak değişir. Böylesi bir senaryoda adaptif modülasyon, sınırlı bir bant genişliği için genel sistem kapasitesini artırmada yüksek veri hızlarını iyi kanal koşullarına (yüksek SNR) ve düşük veri hızlarını kötü kanal koşullarına (düşük SNR) sahip kanallara bağlayarak önemli bir rol oynar. Bu nedenle, değişken yıldız kümesi sırasına sahip uygun bir modülasyon şeması, kanal durumuna göre seçilir. Adaptif modülasyonda sabit SNR; iletilen güç, veri hızları ve modülasyon seviyeleri gibi çeşitli parametrelerin değiştirilmesiyle korunur [1], [34-41]. Adaptif modülasyon, 3G mobil ağlardan bu yana modern kablosuz standartlarda şekillendirilmiştir. Adaptif modülasyon, yüksek hızlı modemlerde [42,43], uydu bağlantılarında [44-46] ve yüksek QoS'nin korunacağı uygulamalarda uygulama alanı bulur [47].

İletişim sistemlerinin performansı, mekânsal çeşitlilik tekniklerini adaptif iletim ile birleştirerek daha da geliştirilebilir [48]. Uzaysal çeşitlilik, vericide veya alıcıda veya her ikisinde birden çoklu anten kullanılarak elde edilebilir. Hem vericide hem de alıcıda birden fazla anten kullanılarak, bilgi sinyalinin birden fazla kopyası iletilebilir ve bu sayede, artan donanım ve sinyal işleme karmaşıklığı pahasına sınırlı bant genişliği içerisinde yüksek veri hızları elde edilebilir. Bununla birlikte, cihazın boyutu, maliyeti ve uygulama karmaşıklığı nedeniyle her düğümde birden fazla anten yerleştirmek her zaman mümkün değildir. Bu gibi durumlarda, sanal MIMO sistemi olarak kabul edilen işbirlikçi aktarma yoluyla uzaysal çeşitlilik elde edilebilir. İşbirlikçi aktarmada, uçtan uca bilgi iletimi, kullanılan röleler ile iş birliğini sağlayarak dolaylı bağlantılar (röle düğümleri) aracılığıyla gerçekleşir. Bu doğrultuda yukarıda bahsedilen ilgili çalışmada, çeşitli yüksek mertebeden QAM yıldız kümelerinin ayrıntılı bir çalışması sunulmuştur. Bu çalışmada, Yıldız QAM (Star QAM), XQAM ve Altıgen QAM (Hexagonal QAM, HQAM) yıldız kümeleri ayrıntılı olarak araştırılmıştır. Bunların üretimi, tepe ve ortalama enerjileri, tepe-ortalama-güç oranı (Peak-Average-Power Ratio, PAPR), sembol-hata oranı (Symbol-Error Rate, SER), karar sınırları, bit haritalama, gri kod cezası ve farklı yıldız kümeleri seviyeleri için BER sunulmuştur. Bu noktadan yola çıkarak aşağıda, çeşitli iletişim alanlarında farklı QAM takımyıldızlarına ait uygulamalar incelenmektedir.

1950'lerin sonlarında, dijital faz modülasyon şemaları, iletim için dijital genlik modülasyonu ile birlikte ilgi odağı olmuştur. Yapılan bu çalışmalar iletim için hem genlik hem de faz modülasyonlarını dikkate alan genlik modülasyonunun uzantılarıdır. QAM,

sterilmiştir.



Şekil 1. Tip I, Tip II ve Tip III QAM Takımyıldızları

[52]'deki çalışmada ise tutarlı ve tutarlı olmayan demodülasyon kullanılan bazı gerçek QAM yıldız kümeleri önerilmiştir. İlgili çalışmada 4 ve 8 faz pozisyonları ile birlikte 2 ve 4 genlik pozisyonları yardımıyla dairesel yıldız kümelerinin uygulamalarına yer verilmiştir. [53]'teki yazarlar, bazı sıkı paketlenmiş iki boyutlu (Two Dimentions, 2D) küresel şekilli Petek tipi yapı (HQAM yıldız kümeleri) önermiş ve bu tür yıldız kümeleri için basit jenerasyon ve algılama teknikleri ifade edilmiştir. [54]'te, optimum BER performansına sahip, algılama karmaşıklığı yüksek olan büyük yıldız kümesi boyutu (M) için dairesel yıldız kümesi zarfına sahip optimum sinyal yıldız kümeleri önerilmiştir. Bu çalışmanın devamı olarak [55]'te optimum 2D sinyal takımıyıldızları için hata optimizasyon tekniği önerilmiştir. [56]'daki çalışmada ise hem ortalama hem de tepe SNR'leri için bağlı SEP aracılığıyla optimum bir sinyal takımıyıldızını belirlemek için $M = 4$ ila $M = 128$ arasında değişen ve ampirik olarak oluşturulan 29-APSK sinyal setleri önermişlerdir. Çeşitli tek bit QAM takımıyıldızlarının önerildiği [57]'de dikdörtgen ve

simetrik takımyıldızları karşılaştırmalı bir çalışma yapılmıştır. Birden fazla APSK sistemi için faz belirsizliğini en aza indirerek performans cezasını azaltmak için bir diferansiyel kodlama tekniği [58]'deki çalışmada önerilmiştir. [59]'daki çalışmada yazarlar, telefon kanalları gibi bant sınırlı kanallar için kodlama temelleri ile çeşitli güç verimli Dikdörtgen ve Altıgen QAM takımyıldızları hakkında ayrıntılı bir araştırma sunmuşlardır. Daha sonraki çalışmalarda, tüm önerilen bu takımyıldız uygulamaları, çeşitli iletişim sistemlerinde ve standartlarda yaygın olarak kullanıldığı görülmüştür.

Kablosuz iletişim sistemlerinde, yüksek spektral verimliliğe sahip en iyi QoS'u hedefleyen enerji verimli bir sinyal takımyıldızı, modern mobil iletişim sistemlerinin ilk ortaya çıktığı zamanlardan beri her zaman ilgi çekici ve çokça ilgilenilen bir araştırma alanı olmuştur. Modülasyon şemaları üzerine yapılan araştırmalarda ortaya çıkan ilk atılım, 1960'ların başlarında QAM'in icadı ile gerçekleşmiş ve çeşitli QAM takımyıldızları hala ticari iletişim sistemlerinde aktif olarak kullanılmaktadır. Gelişmiş sinyal işleme algoritmalarında yaşanan gelişmelerle birlikte mevcut mobil haberleşme sistemlerinde QAM'e olan ilgi artmış, çeşitli kablosuz haberleşme standartlarında ve ticari uygulamalarda yaygın olarak benimsenmiştir. QAM'de bilgi, iletilen sinyalin hem genliği hem de fazında kodlanması nedeniyle, belirli bir ortalama enerji için, sembol başına daha fazla bit QAM'de kodlanabilir olması, bu modülasyonu spektral olarak daha verimli olması anlamına gelir. Bu önemli QAM takımyıldızlarının bazılarını genel bir bakış aşağıdaki alt başlıklarda sunulmaktadır.

B.1. HQAM

Düşük enerjide yüksek veri hızları gereksiniminin 5G ve ötesi araştırmaların artmasıyla birlikte, yapılan araştırmaları HQAM olarak adlandırılan daha fazla güç verimli 2D altıgen şekilli takımyıldızına yönlendirmektedir. HQAM, takımyıldızının tepe ve ortalama gücünü azaltan ve mevcut diğer takımyıldızlardan daha verimli hale getiren en yoğun 2D paketlemeye sahiptir. Mevcut haberleşme sistemlerinin çoğunda, HQAM takımyıldızından daha basit maksimum olasılık (maximum likelihood, ML) tespiti olan Kare QAM (Square QAM, SQAM) yaygın olarak tercih edilmektedir. Ancak bununla birlikte teknolojiye ilerleme, HQAM tespitinin uygulama karmaşıklığını önemli ölçüde azaltmıştır. HQAM'ın diğer takımyıldızlara göre bu üstünlüğü nedeniyle, çoklu taşıyıcı sistemler, çoklu anten sistemleri, fiziksel katman ağ kodlaması, küçük hücre, optik haberleşme ve gelişmiş kanal kodlaması gibi çeşitli uygulamalarda kendine yer edinmiştir.

[49-64]. Bu çalışmanın devamında HQAM takımyıldızı daha detaylı bir şekilde incelenmiş ve sunulmuştur.

QAM ve QPSK, çeşitli iletişim standartlarında en çok tercih edilen takımyıldızlardır. Ayrıca, M 'nci QAM, M 'nci PSK takımyıldızından daha iyi bant genişliği ve güç verimliliğine sahiptir [33]. Bu nedenle, çeşitli modern haberleşme standartlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Tablo 2'de, farklı takımyıldız kademelerine sahip çeşitli QAM takımyıldızlarının kullanıldığı haberleşme standartlarının bir listesi verilmiştir.

Tablo 2. Mevcut Kablosuz İletişim Sistemlerinde ve IEEE Standartlarında Farklı QAM Takımyıldızlarının Uygulamaları

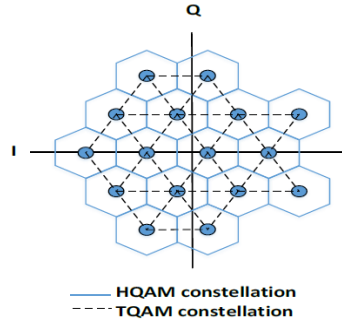
Standartlar	QAM Takımyıldızı Noktaları
Dijital Video Yayını – Kablo (Digital video broadcasting-cable, DVB-C)	16, 32, 64, 128, 256
DVB-C2	16'dan 4096'ya kadar
DVB-C2-gelecek eklentileri	16384, 65536
DVB – Karasal (Digital video broadcasting- terrestrial, DVB-T)	16, 64
DVB-T2	16, 64, 256
Dijital Video Yayını – Uydu (Digital video broadcasting satellite, DVB-S)	16
Bakır bükümlü kablolar için asimetrik dijital abone döngüsü	32768'e kadar
Güç Hattı Etherneti	4096'ya kadar
Ultra Yüksek Kapasiteli Mikrodalga Backhaul Sistemleri	2048
IEEE 802.11n	16, 64
IEEE 802.11g	16, 64
IEEE 802.11ad	16, 64
IEEE 802.11ac	16, 64, 256
IEEE 802.11ay	16, 64
IEEE 802.11af	16, 64
IEEE 802.11ah	16, 64, 256
IEEE 802.11ax	16, 64, 256
IEEE 802.22	16, 64, 256, 1024
IEEE 802.22b	16, 64
Kod Bölmeli Çoklu Erişimi (Code Division Multiple Access, CDMA) 2000 1x EV-DO	16

Sürüm 7-UMTS/HSPA- TR 25 999	16, 64
Sürüm 8-LTE- TS 36.211	16, 64
Sürüm 10-LTE Advanced- TS 36.300	16, 64
Sürüm 14-LTE Advanced Pro- TS 36.306	16, 64, 256
Sürüm 15-5G support- TS 36.331	16, 64, 256, 1024
IEEE 802.16e	16, 64
WiMAX 1.5/IEEE Std 802.16-2009	16, 64
WiMAX 2/IEEE 802.16m	16, 64
IEEE 802.16-2017	16, 64
Telefon Devresi Modemi V.29/34	16, 64
Optik Modem	16
Kablo Şebekelerine Göre Dijital Çok Programlı Televizyon Dağıtımı	16, 32, 64, 128, 256
H.261 Yeniden Yapılandırılabilir Kablosuz Görüntülü Telefon Sistemi	4, 16, 64
DCT Videofon özellikleri	16-pilot yardımcı

B.2. HQAM Yıldız Kümesi

İletim enerjisinden önemli ölçüde tasarruf edebilen enerji açısından verimli iki boyutlu bir sinyal takımyıldızı, mevcut ve gelecekteki kablosuz iletişim sistemlerinin en temel gereksinimidir. İki boyutlu bir sinyal takımyıldızı için, SER esas olarak iki bitişik takımyıldız noktası arasındaki minimum ayırmadan ve takımyıldız noktalarının orijine olan ortalama kare mesafesine bağlı olan ortalama sembol enerjisinden etkilenir. Bu noktalar göz önüne alındığında, takımyıldız noktalarının eşmerkezli kürelerin merkezlerinde yer aldığı iki boyutlu bir altıgen kafese dayalı optimal bir HQAM takımyıldızı önerilmiştir. Altıgen bir takımyıldızdaki iki bitişik takımyıldız noktası arasındaki minimum $2d$ mesafe ayrımı için, altıgen bir bölgenin alanı $2\sqrt{3}d^2$ 'dir, bu da aynı boyuttaki dikdörtgen bir bölgenin alanının 0,866 katıdır. Bu, altıgen Bölgelerin dikdörtgen bölgelere göre yaklaşık 0,6 dB kazanmasına izin verir [59]. HQAM, literatürde üçgen QAM (Triangle QAM, TQAM) olarak da bilinir. 2D düzlemde takımyıldız noktalarının yerleştirilmesi ve ayrılması, HQAM ve TQAM takımyıldızları için aynıdır. Takımyıldızı HQAM olarak adlandırılırsa, takımyıldız noktası, $2d$ mesafede bitişik nokta altıgenleriyle ayrılmış bir eşkenar altıgenin merkezi olarak kabul edilir. Takımyıldız TQAM olarak adlandırılırsa, takımyıldız noktalarının kenar uzunluğu $2d$

olan iyi bağlantılı bir eşkenar üçgenin köşelerinde olduğu kabul edilir. Ancak, karar sınırı, Şekil 2'de gösterildiği gibi altıgenlere sahiptir.

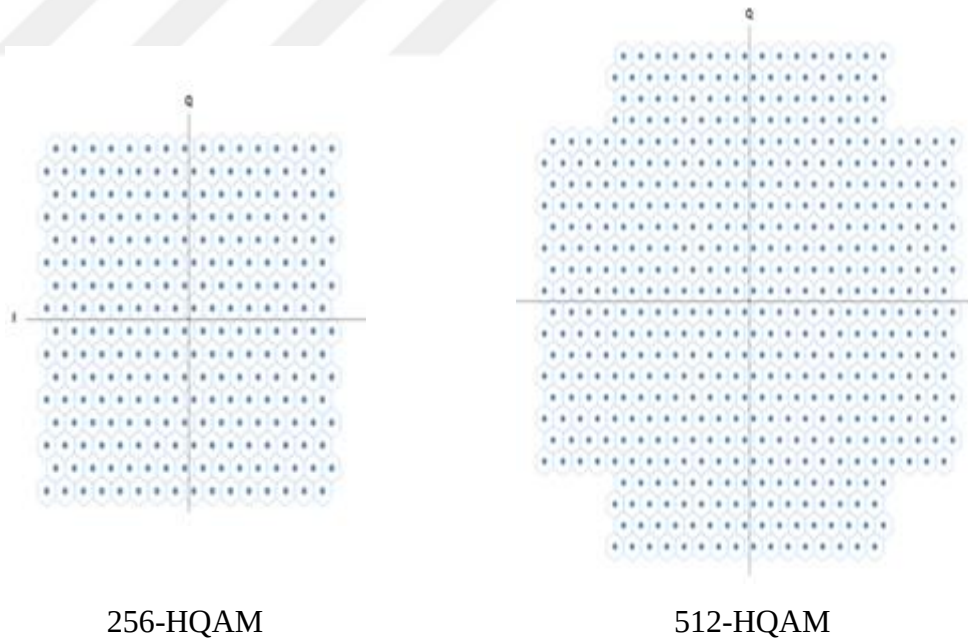
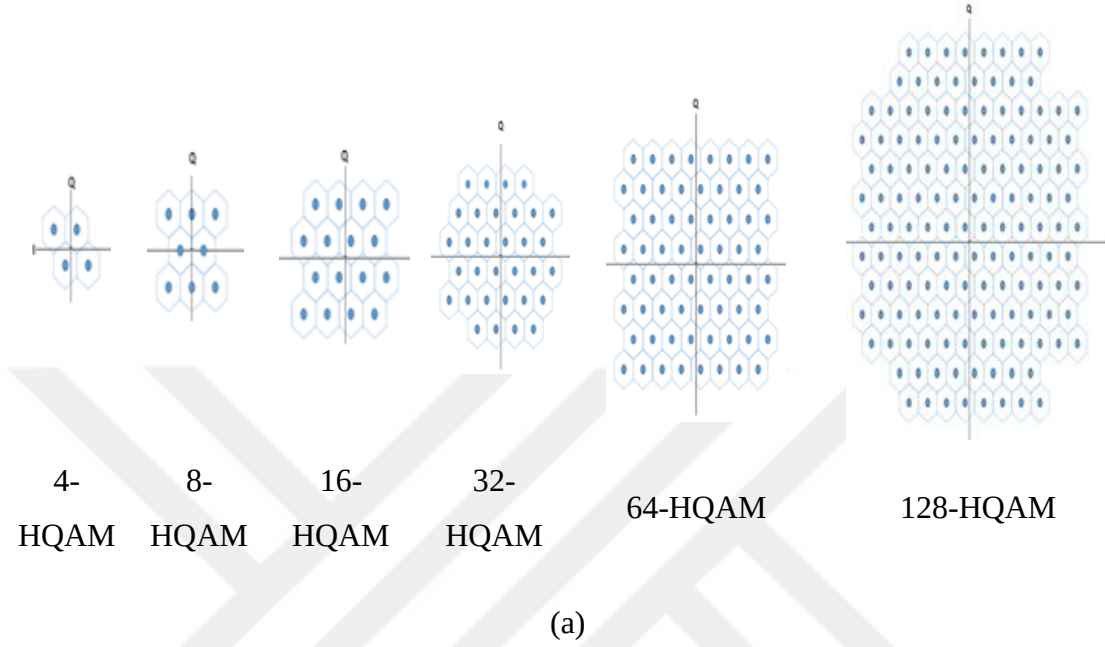


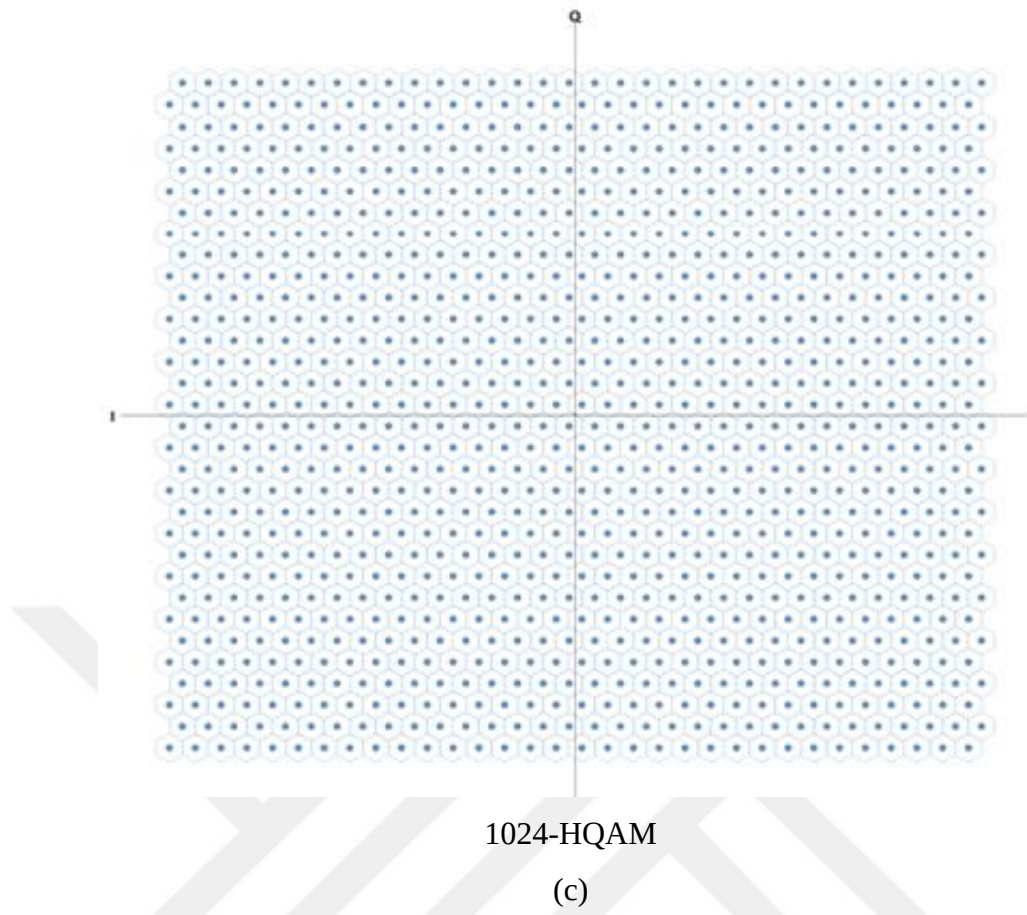
Şekil 2. 16-HQAM Takımyıldızı

Takımyıldız noktalarının konumuna göre, HQAM takımyıldızı ayrıca düzenli ve düzensiz HQAM yapılarına bölünmüştür. Geleneksel HQAM algılaması nispeten basittir ve daha büyük M değerleri için güç verimliliği veya BER performansı daha da geliştirilebilir. Düzenlenmemiş HQAM, artan algılama karmaşıklığı pahasına daha yüksek güç verimliliği ve en iyi performansı sunar [65]. Takımyıldız noktaları arasındaki mesafeler eşit olduğunda, iç bölge için ML tespit limiti bir elmas şeklindedir. Ancak sınırlarda algılama alanı takımyıldız geometrisine göre değişir. Düzenli HQAM için takımyıldız, merkezi etrafında simetrik. 2'nin çift katları için bile, normal HQAM takımyıldızları $M = 16, 64, 256, 1024, \dots$ gibi kare şekillere sahiptir [66]. Ancak, 2'nin tek katları için, normal HQAM takımyıldızları $M = 32, 128, 512, \dots$ gibi çapraz şekillere sahiptir [67]. Düzensiz HQAM takımyıldızları için, M arttıkça takımyıldız daireseldir. Bu da düzensiz HQAM takımyıldızlarını diğer takımyıldızlardan daha kompakt hale getirir [68]. Çeşitli düzenli HQAM ve düzensiz HQAM (optimum) takımyıldızları, sırasıyla Şekil 3 ve Şekil 4'te gösterilmiştir. $M = 4$ haricinde herhangi bir M değeri için, HQAM takımyıldızının ortalama enerjisi, SQAM takımyıldızının ortalama enerjisinden daha azdır. Bunun nedeni, 4-HQAM'ın 4-SQAM ile aynı ortalama takımyıldız enerjisine sahip olması, ancak daha yüksek bir en yakın komşuya (Nearest Neighbor, NN) sahip olmasıdır. Ayrıca, düzensiz HQAM takımyıldızları, normal HQAM takımyıldızlarından nispeten daha düşük ortalama enerjiye sahiptir. Ancak bununla beraber üretilmesi ve tespit edilmesi daha karmaşıktır.

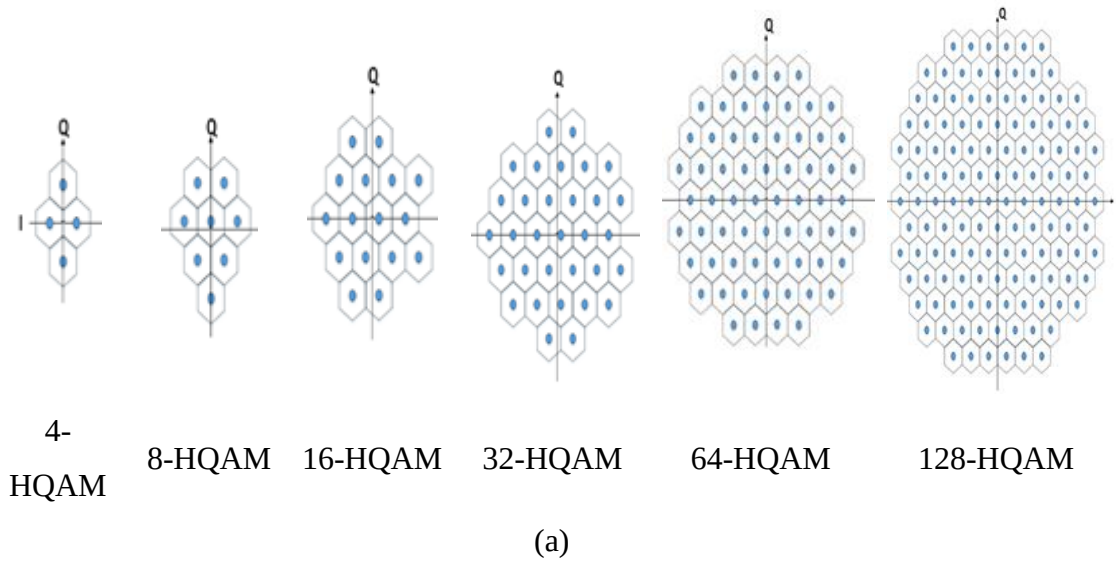
Aşağıdaki alt bölümde, düzenli HQAM takımyıldızından düzensiz HQAM oluşumları incelenmektedir.

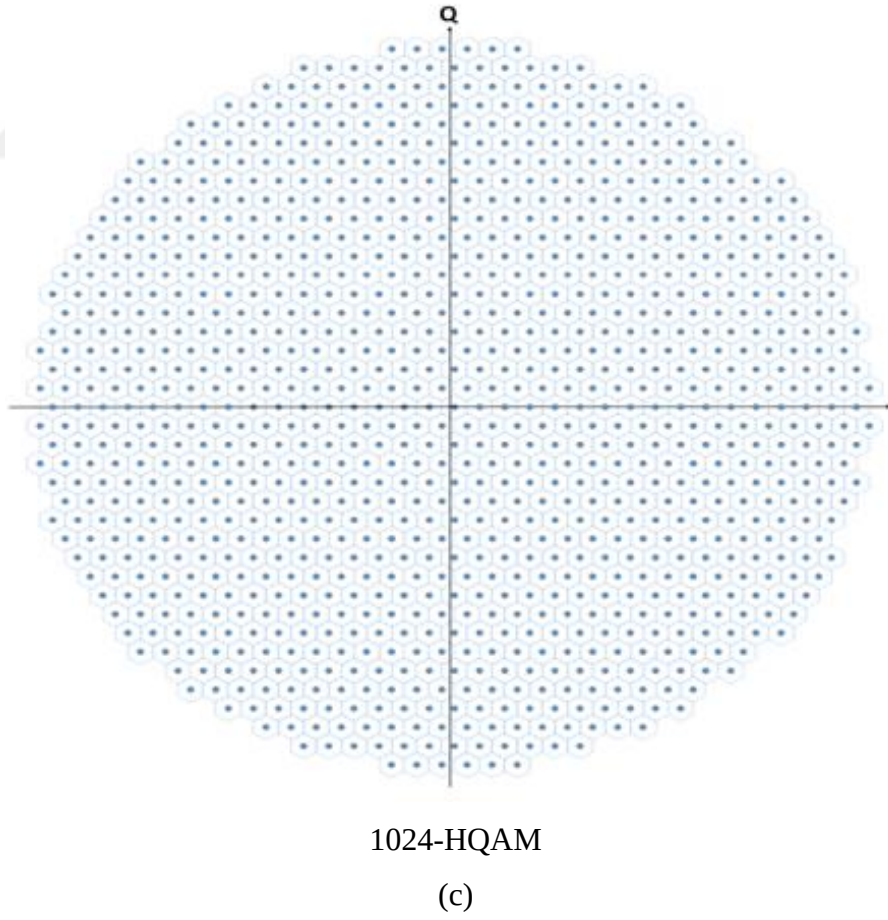
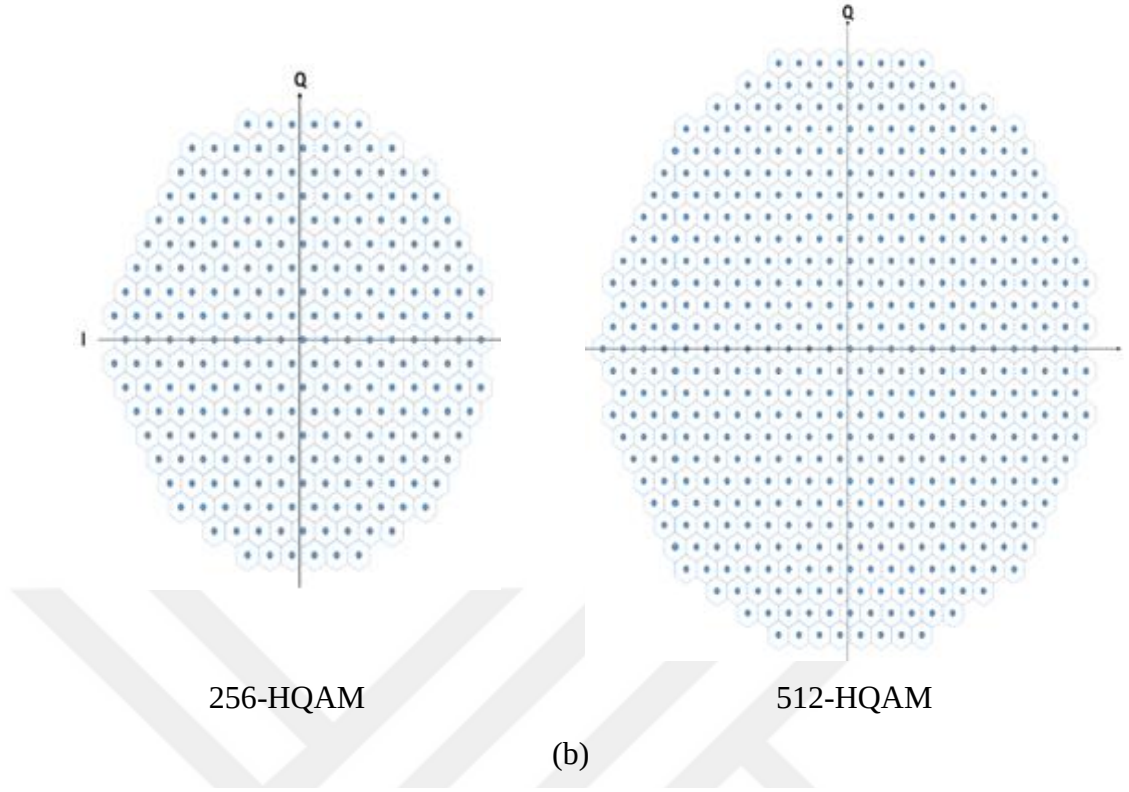
Düzenli HQAM'den düzensiz HQAM (Optimum) takımyıldız oluşumu için düzensiz HQAM (optimal) takımyıldızı oluşturma süreci (Şekil 5) Algoritma 1'de gösterilmektedir. Burada D_{vs} dikey aralığı, E_c bir takımyıldız noktasının enerjisini, E_c takımyıldız noktaları için enerji dizilerini temsil etmektedir.



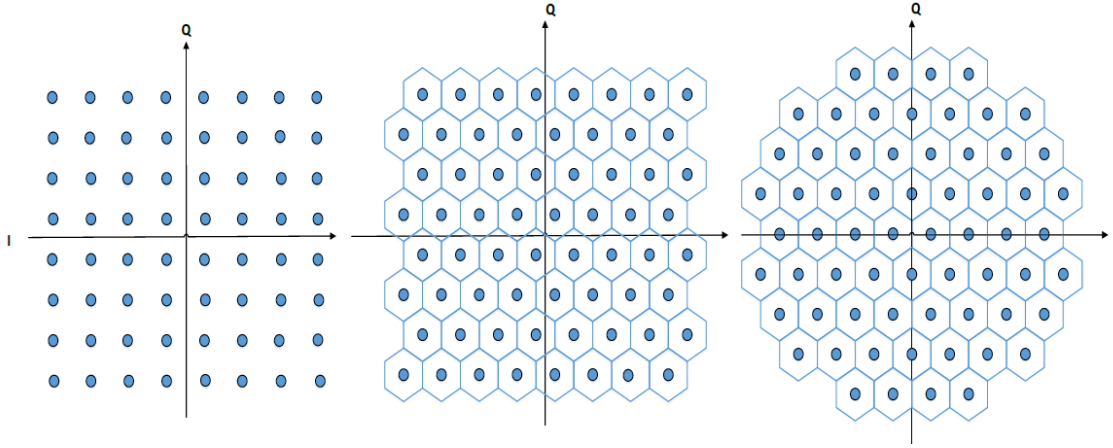


Şekil 3. Çeşitli Düzenli HQAM Takımyıldızları





Şekil 4. Çeşitli Düzensiz HQAM (optimum) Takımyıldızları



Şekil 5. Optimum Düzensiz QAM Takımyıldızı Oluşturma (M= 64).

Yukarıda bahsedilen ve ilgili çalışmada düzensiz HQAM oluşturmada kullanılan algoritma;

Algoritma 1: Düzensiz HQAM Oluşturma

1. Girdiler

M =Takımyıldızı Sayısı

2. Initiate:

Düzenli HQAM oluştur, sayacı ayarla

$l = 1$.

3. if $M \neq 8$ then;

Oluşturulan düzenli HQAM'in bir satırını X Eksenine kaydır.

4. else;

Oluşturulan normal HQAM'in bir satırını X ekseninin üzerindeki $\sqrt{3}/4$ mesafesine kaydırın.

5. end if

6. $D_{vs} = \sqrt{3}$ ile x ekseninin her iki tarafında satırlar oluştur

7. Takımyıldızın merkez noktasını tanımla

8. Olası tüm takımyıldız noktalarının enerjisini (E_c) hesapla ve E_c dizininde sakla.

9. while $\{l \leq M\}$ do

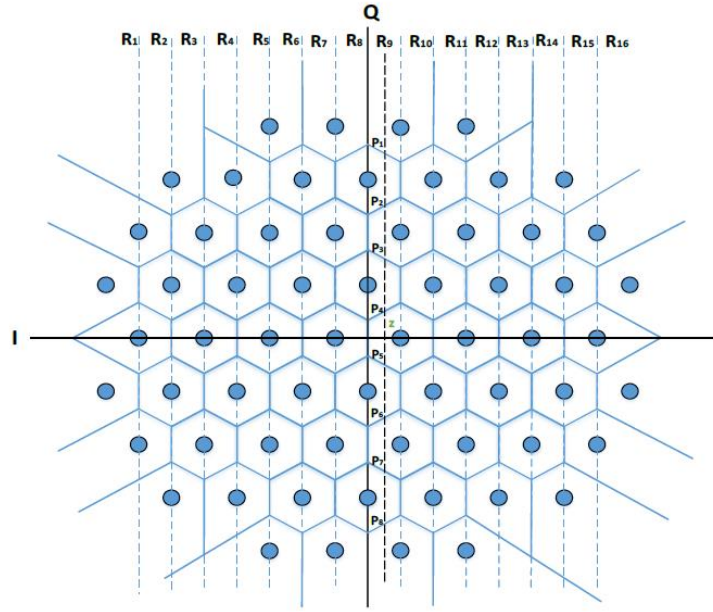
10. min $E_c(j)$ değerini bul (min= $1 \leq j \leq M$ olmak üzere) ve takımyıldız noktasını j 'nci indeksinin apsisine yerleştir

11. $l = l + 1$

12. end

I. Karar Bölgeleri

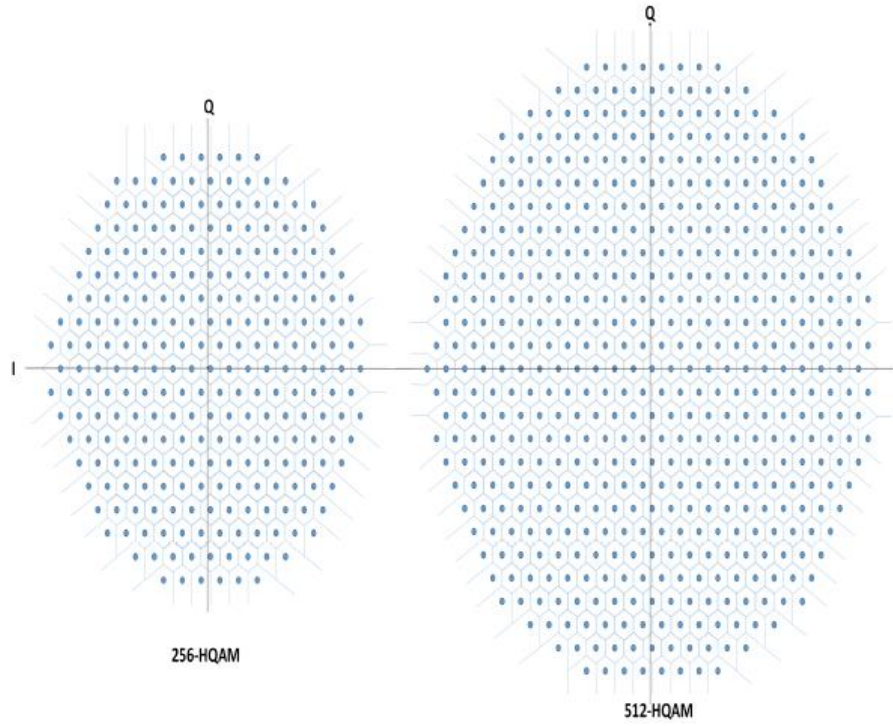
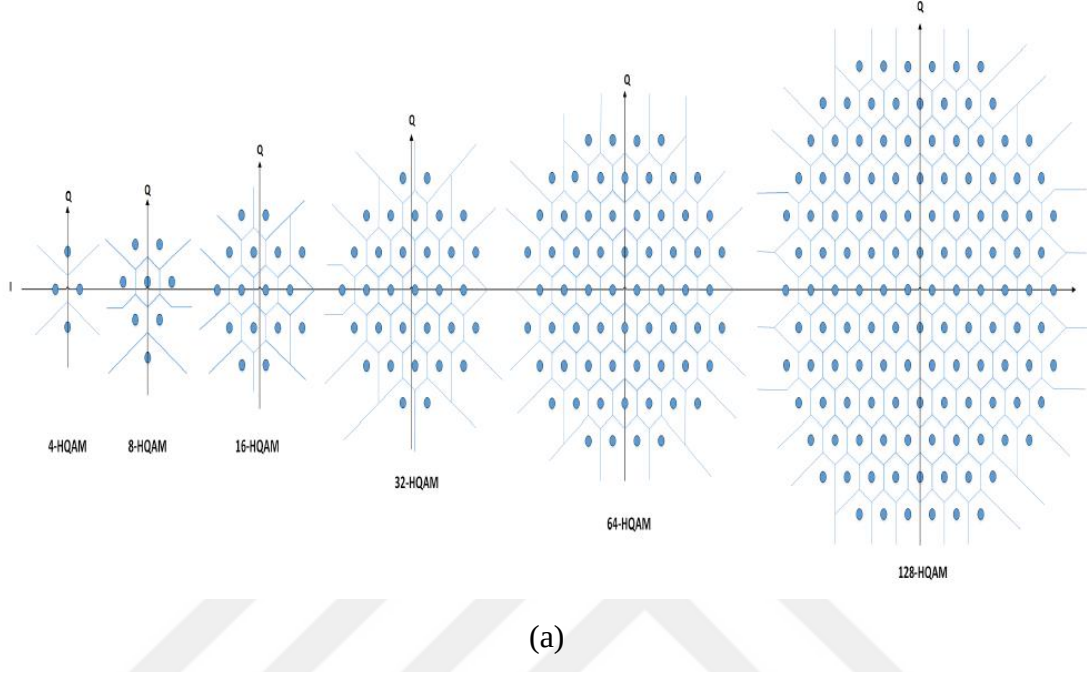
ML tespiti, her bir sinyal noktası ile alınan sembol arasındaki mesafenin hesaplandığı ve en yakın sembolün (iletilecek sembolün bir tahmini olarak) belirlendiği en yaygın kullanılan tespit şemasıdır. ML Algılama, daha düşük algılama karmaşıklığına sahiptir, ancak HQAM'ı doğrudan algılamak için uygun değildir. Bu nedenle, tüm takımyıldızın başlangıçta dikey bölgelere ayrıldığı HQAM takımyıldızları için optimal ve basit bir algılama şeması önerilmiştir. Sinyal noktaları önce bir alana yerleştirilmiş ve daha sonra o bölgedeki en yakın takımyıldız noktası bulunmuştur. Bu işlem, geleneksel ML algılama şemalarına kıyasla mesafe hesaplamalarının sayısını da azaltmaktadır [66].

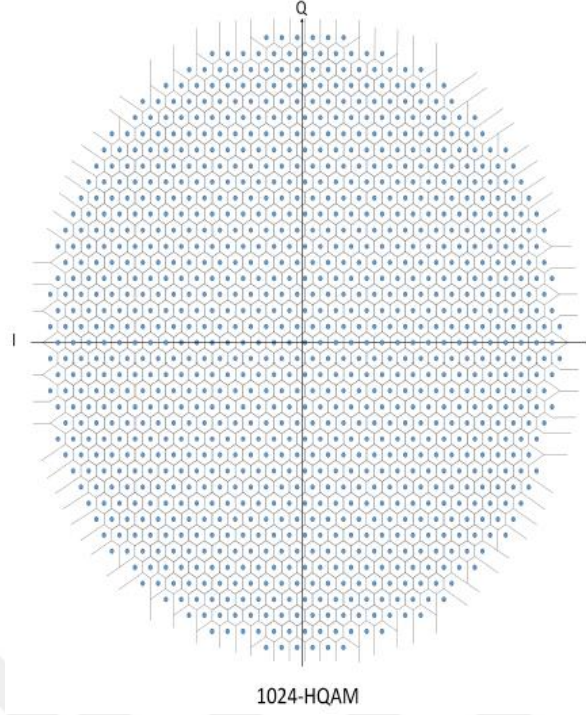


Şekil 6. Düzensiz 64-HQAM takımyıldızı için basitleştirilmiş algılama yöntemi

Başlangıçta, tüm takımyıldız R_1-R_{16} bölgelerine ayrılmaktadır. Bir sembol, x ve y sabit değerler ve $j = p\sqrt{-1}$ olmak üzere $z = x + iy$ değerini aldığı anda, x 'in keyfi değerine göre on altı bölgeden biri seçilir. Ayrıca karar noktasının imajiner değeri hesaplanır ve demodüle edilmiş sembolün imajiner değerinin hesaplanan imajiner değeri y ile karşılaştırılarak sembolün kararı verilir. Farklı bölgeler için hesaplanan imajiner limitler Tablo 4'te gösterilmiştir. Temsil için, keyfi bir x değerine dayalı olarak, Şekil 6'da gösterildiği gibi demodüle edilmiş z sembolü için başlangıçta bir bölge (R_9) seçilir. Daha sonra R_9 bölgesinde yer alan 9 sinyal noktasının tespiti için kesik çizgi üzerinde 8 sınır noktası (P_1-P_8) işaretlenmiş, imajiner değerleri hesaplanmış ve 9 sinyal noktasından bir sinyal noktası tahmin edilmiştir. R_9 bölgesindeki 8 kesme noktasının imajiner değerleri Tablo 3'te gösterilmiştir. Diğer bölgeler için de benzer prosedür izlenmiş ve sınır noktaları

için hesaplanan imajiner değerler Tablo 4'te verilmiştir. Sembol tespiti için diğer HQAM takımyıldızları için de benzer bir prosedür takip edilebilir. Çeşitli düzensiz HQAM takımyıldızları için (4 ila 1024 arasında değişen M için), karar bölgeleri Şekil 7'de gösterilmiştir.





(c)

Şekil 7. Karar Sınırları ile Çeşitli Düzensiz HQAM (optimum) Takımyıldızları

Tablo 3. R_9 Bölgesi İçin Sınır Noktalarının İmajiner Değerleri

$\text{Im}(P_1)$	$\text{Im}(P_2)$	$\text{Im}(P_3)$	$\text{Im}(P_4)$	$\text{Im}(P_5)$	$\text{Im}(P_6)$	$\text{Im}(P_7)$	$\text{Im}(P_8)$
$\frac{11d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{7d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{5d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{d+x}{\sqrt{3}}$	$-\left(\frac{d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{5d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{7d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{11d-x}{\sqrt{3}}\right)$

Tablo 4. Çeşitli Dikey Bölgeler İçin Sınır Noktalarının İmajiner Değerleri

	R_9, R_8	R_{10}, R_7	R_{11}, R_6	R_{12}, R_5	R_{13}, R_4	R_{14}, R_3	R_{15}, R_2	R_{16}, R_1
$\text{Im}(P_1)$	$\frac{11d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{10d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{13d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{10d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{11d+x}{\sqrt{3}}$	-	-	-
$\text{Im}(P_2)$	$\frac{7d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{9d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{7d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{11d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{7d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{13d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{7d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{d+x}{\sqrt{3}}$
$\text{Im}(P_3)$	$\frac{5d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{4d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{7d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{4d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{9d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{4d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{11d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{x-3d}{\sqrt{3}}$
$\text{Im}(P_4)$	$\frac{d+x}{\sqrt{3}}$	$\frac{3d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{x-d}{\sqrt{3}}$	$\frac{5d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{x-3d}{\sqrt{3}}$	$\frac{7d-x}{\sqrt{3}}$	$\frac{x-5d}{\sqrt{3}}$	$\frac{9d-x}{\sqrt{3}}$
$\text{Im}(P_5)$	$-\left(\frac{d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{3d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{x-d}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{5d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{x-3d}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{7d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{x-5d}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{9d-x}{\sqrt{3}}\right)$
$\text{Im}(P_6)$	$-\left(\frac{5d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{4d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{7d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{4d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{9d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{4d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{9d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{x-3d}{\sqrt{3}}\right)$

$\text{Im}(P_7)$	$-\left(\frac{7d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{9d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{7d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{11d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{7d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{13d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{7d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{d+x}{\sqrt{3}}\right)$
$\text{Im}(P_8)$	$-\left(\frac{11d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{10d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{13d-x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{10d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-\left(\frac{11d+x}{\sqrt{3}}\right)$	$-$	$-$	$-$

II. SER Analizi

M 'nci HQAM takımyıldızı için $S_M \in \{s_0, s_1, \dots, s_{(M-1)}\}$ olduğunu varsayarsak, HQAM takımyıldızı için SEP, karar bölgelerinin şekline dayanmaktadır. Bunun için, NN yaklaşımına uygun bir düzeltme uygulanır [69]. İlgili ifade şu şekildedir:

$$p_{NN} = \tau Q\left(\frac{d}{2\sigma}\right) \quad (92)$$

Burada τ , $\tau = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \tau(k)$ olarak tanımlanan ortalama NN sayısını gösterir. Burada $\tau(k)$ s_k 'nin k 'inci sembolü için NN sayısıdır, $Q(\cdot)$ Gaussian Q -fonksiyonu, d takımyıldızları noktaları arasındaki mesafenin yarısı ve σ ise toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) standart sapmasıdır. Örneğin, en basit HQAM yapısı, 3-PSK yapısıdır. 3-PSK, s_0 , s_1 ve s_2 olmak üzere üç sembolen oluşmaktadır. s_0 'dan başlayarak iki NN değerine (s_1 ve s_2 'ye) sahiptir. s_1 değeri de s_2 'nin bir NN değeridir. Dolayısıyla, s_1 ve s_2 , s_0 'ın NN çiftidir. Kısmi örtüşen iki yarım düzlem, NN yaklaşımındaki hata bölgesini kapsayarak SEP'in fazla tahmin edilmesine yol açar. 3-PSK için tam SEP ifadesi şu şekilde verilebilir:

$$p^{3-PSK} = 2Q\left(\frac{d}{2\sigma}\right) - C_1 \quad (93)$$

Burada C_1 , çakışan çift sayımı telafi etmek için kullanılan bir düzeltme terimidir. 3-PSK için C_1 ifadesi [70]'teki çalışmada verilmiştir. Bununla birlikte, basitleştirme için integralden kaçınılabilir ve C_1 , C_2 ile [71]'deki çalışmada ifade edildiği gibi şu şekilde yakınsanabilir:

$$C_1 \approx C_2 = 2Q\left(\frac{d}{2\sigma}\right) Q\left(\frac{d}{2\sqrt{3}\sigma}\right) - \frac{2}{3} Q^2\left(\frac{d}{\sqrt{6}\sigma}\right) \quad (94)$$

Dolayısıyla, 3-PSK için yaklaşık SEP ifadesi şu şekilde verilebilir:

$$p^{3-PSK} = 2Q\left(d/2\sigma\right) - C_2 \quad (95)$$

Bu düzeltme yaklaşımı, genelleştirilmiş HQAM takımyıldızı için kolayca uygulanabilir. HQAM'da, bir çift NNs oluşturan $2\pi/3$ açısıyla birden fazla örtüşme meydana gelir. Bu nedenle, AWGN kanalında, HQAM için yaklaşık SEP ifadesi şu şekilde verilebilir

$$p^{HQAM} = \tau Q\left(\frac{d}{2\sigma}\right) - \tau_c C_2 \quad (96)$$

Burada $\tau_c = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \tau_c(k)$ olmak üzere ve $\tau_c(k)$ 'nin s_k sembolü için bir çift NN'yi temsil ettiği ortalamadır. Ayrıca ortalama iletimli $K = \frac{1}{\gamma} \left(\frac{d}{2\sigma}\right)^2$ göz önüne alındığında ve C_2 'yi (85) yardımıyla (87)'de matematiksel değişiklikler yapılarak, genelleştirilmiş koşullu HQAM'ın SEP ifadesi şu şekilde ifade edilebilir:

$$p^{HQAM}(e|\gamma) = \tau Q(\sqrt{K\gamma}) - 2\tau_c Q(\sqrt{K\gamma}) Q\left(\sqrt{\frac{K\gamma}{3}}\right) + \frac{2}{3} \tau_c Q^2\left(\sqrt{\frac{2K\gamma}{3}}\right) \quad (97)$$

Burada K , M ile değişen yıldız kümelerinin ortalama enerjisiyle ilişkilidir. Ayrıca, τ ve τ_c sırasıyla M 'ye göre değişen NN'lerin ortalama sayısı ve bir çift NN sayısıdır. Çeşitli düzenli HQAM takımyıldızları ve düzensiz HQAM takımyıldızları (optimum) sırasıyla Şekil 6 ve Şekil 7'de gösterilmiştir. Takımyıldızlara (düzenli veya düzensiz HQAM) ve modülasyon sırasına göre m ; farklı takımyıldız dereceleri ile çeşitli HQAM takımyıldızlarını seçmek için kullanılan K , τ ve τ_c 'nin farklı değerleri Tablo 5'te verilmiştir.

Tablo 5. AWGN Kanalı Üzerindeki Çeşitli Düzenli ve Düzensiz HQAM Takımyıldızları İçin Farklı Parametreler

M	Düzenli HQAM						Düzensiz HQAM (Optimum)					
	K	τ	τ_c	$\frac{E_s}{d^2}$	PAP R	G_p	K	τ	τ_c	$\frac{E_s}{d^2}$	PAP R	G_p
4	1	5/2	3/2	2	1,5	1,16 6	1	5/2	3/2	2	1,5	1,1 66
8	2/6	7/2	21/8	6	2,16	1,27 5	32/69	7/2	21/8	4,31 25	2,13	-
16	2/9	33/8	27/8	9	2,11	1,23 7	8/35	33/8	27/8	8,75	1,74 2	1,2 7
32	8/71	75/16	33/8	17,7 5	2,08 4	1,38 8	512/45 03	75/16	33/8	17,5 9	1,87 92	-
64	2/37	161/32	147/32	37	2,51	1,28 22	8/141	163/32	75/16	35,2 5	1,9	1,3 51

128	2/72	339/64	159/32	72	2,34 7	1,36 3	2/70,56	343/64	81/16	70,5 62	1,96	1,4 8
256	2/149	705/12 8	675/12 8	149	2,74	-	2/141	711/12 8	171/32	141	2,03	-
512	2/289, 06	2895/5 12	5619/1 024	289, 06	2,53 5	-	200/28 217	2911/5 12	5667/1 024	282, 17	2,01	-
102 4	2/597	2945/5 12	2883/5 12	597	2,86	-	100/28 227	2955/5 12	1449/2 56	564, 54	1,99	-

İyi bağlanmış bir HQAM için, T ifadesi $2d$ uzunluğundaki kenarları olan eşkenar üçgenlerin sayısını ifade etmek üzere $\tau_c = 3T/M$ ve $\tau = 2 \left[\frac{\tau_c}{3} + 1 - \frac{1}{M} \right]$ olarak verilmiştir [72]. 2'nin çift kuvvetleri olan takımyıldızları için düzenli HQAM'de, $K = \frac{24}{7M-4}$, $\tau = 2 \left(3 - \frac{4}{\sqrt{M}} + \frac{1}{M} \right)$ ve $\tau_c = 6 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2$ şeklindedir. Bununla birlikte, 2 takımyıldızının keyfi kuvveti için, literatürde hem düzenli hem de düzensiz HQAM takımyıldızları için farklı K , τ ve τ_c değerleri için böyle bir model bulunmamaktadır. K , τ ve τ_c için verilen denklemlerin çözümü, K , τ ve τ_c 'nin genelleştirilmiş yaklaşık değerleri, iyi bağlanmış bir M 'inci düzensiz HQAM için şu şekilde verilebilir:

$$\begin{aligned}
K &= \frac{7}{M-1}, \\
\tau &= 6,07 - 6,733M^{-0,456}, \\
\tau_c &= 3 \left[\frac{\tau}{2} - 1 + \frac{1}{M} \right]
\end{aligned} \tag{98}$$

III. Bit Eşleme, Gri Kod Cezası ve BER

BER performansı, takımyıldız noktası eşlemesinden önemli ölçüde etkilenir. M 'inci takımyıldızları için, bitişik noktalar arasındaki bit farkını en aza indirmek için bit eşleme yapılmalıdır. Optimum bit eşlemesi, bitişik semboller arasındaki en küçük ortalama bit farkı sayısı ile elde edilir. HQAM için mükemmel Gray haritalama her sembol sınırlarını en fazla altı komşu sembolle paylaşmasından dolayı mümkün değildir [73]. Bu durum;

$$\begin{aligned}
G_P &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M G_P^{S_k}, \\
&= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \frac{\sum_{j=1}^{N(S_k)} b_d(S_k, S_j)}{N(S_k)}
\end{aligned} \tag{99}$$

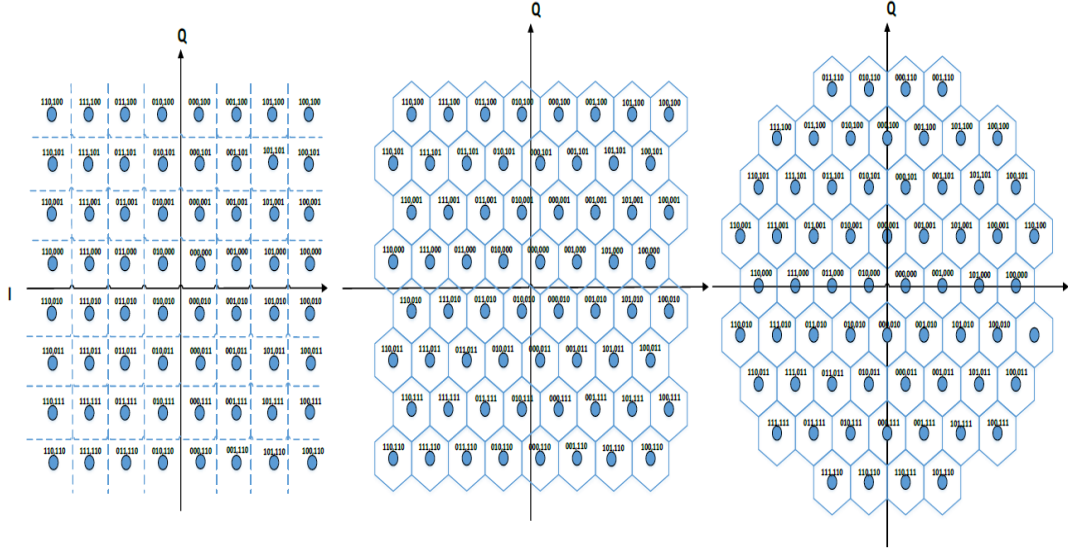
şeklinde ifade edilen bir G_P oluşturur. Burada S_k k 'inci veri sembolünü temsil etmekte, $G_P^{S_k}$ k 'inci veri sembolünün gri kod cezasıdır, $b_d(S_k, S_j)$ k 'inci veri sembolünün komşu

sembolü S_j ile arasındaki bit farkını temsil eder ve $N(S_k)$ k 'inci veri sembolü S_k 'nin NN sayıdır. Herhangi bir takımyıldızda, takımyıldız için belirli bir SEP için BEP'yi en aza indirmek için bit haritalama çok hassas ve dikkatli bir şekilde gerçekleştirilmelidir. Belirli bir SEP için, G_P ile orantılı olan yaklaşık bir BEP ifadesi şu verilmiştir:

$$p_b = G_P \frac{p_8}{\log_2 M} \quad (100)$$

Bu nedenle, minimum BER için G_P 'yi en aza indirecek şekilde bit eşlemenin optimize edilmesi gerekir. Optimum bit eşlemesi, yalnızca takımyıldızın tüm olası bit eşlemelerinin kapsamlı bir şekilde aranmasıyla elde edilebilir. Ayrıca, benzersiz bir en iyi bit eşlemesinin olmadığı, aynı G_P 'ye sahip başka haritalar olabileceği de unutulmamalıdır. Aslında, m sinyal takımyıldızları için $M!$ bit eşlemeleri mevcuttur ve en iyi G_P için en iyi bit eşlemeleri bulmak çok sayıda sinyal için oldukça zaman alıcıdır. Bu nedenle, $M > 16$ olan sinyal takımyıldızları için optimal olmayan bit eşlemler tercih edilir. Bir m 'inci sinyal takımyıldızı için, her sembol n bitleriyle temsil edilir ve 2^n bitlik diziler takımyıldızdaki tüm sembolleri temsil eder. Uygulamada, üç adımda gerçekleştirilen optimum olmayan bit eşlemesi tercih edilir. Başlangıçta, düzenli HQAM takımyıldızları SQAM (veya RQAM) takımyıldızları için tercih edilen aynı bit eşlemesi ile oluşturulur. Ayrıca, düzensiz HQAM takımyıldızları, en büyük sinyal noktalarının I/Q koordinatlarına eşlenmesi için düzenli HQAM takımyıldızının kaydırılmasıyla üretilir. Ardından, düzensiz HQAM'ın eşleşen sinyal noktaları için, tercihen düzenli HQAM takımyıldızı ile aynı bit eşleme kullanılır. Son olarak, kalan semboller için, her sembolün uygun NN'lerin sembollerini mevcut olanlardan seçtiği, NN'ler ile minimum bit farkına sahip olduğu kısmen optimize edilmiş bir bit eşlemesi düşünülür. Örnek olarak, $M = 64$ için, düzensiz HQAM için bit eşlemesi Şekil 8'de gösterilmiştir.

$M = 64 = 2^6$ için, haritalama için 6 bit gereklidir. Başlangıçta, 8 satır ve 8 sütun seçilir ve satırları temsil etmek için 3 bit atanır ve 3 bitin geri kalanı sütunları temsil eder. Alttaki üç basamak satırları, üstteki üç basamak sütunları temsil eder. Düzensiz HQAM'ın bit eşlemesi üç adımda yapılır. İlk aşamada, düzenli HQAM'ın oluşumu SQAM'inkine benzer şekildedir. Aynı bit eşlemesi, SQAM takımyıldızı tarafından tercih edilen düzenli HQAM takımyıldızı için kullanılır. Ayrıca, düzenli HQAM takımyıldız noktalarının küçük kaymaları ile I/Q düzleminde düzensiz HQAM takımyıldızları oluşturulur. Düzensiz HQAM takımyıldızlarında nokta eşleştirme için, düzenli HQAM takımyıldızlarında olduğu gibi aynı bit eşleştirme tercih edilir. Son olarak, kalan noktalar



Şekil 8. 64-HQAM İçin Bit Eşlemesi

için, S_k 'nin mevcut sinyal noktalarından en küçük G_P 'ye sahip NN'den oluştuğu varsayılarak, optimal olmayan bir bit eşleme gerçekleştirilir. Bu nedenle, düzensiz 64-HQAM'ın G_P 'si 1,35'tir. Son olarak, G_P ve SER (91)'de yerine yazılırsa, HQAM için yaklaşık BER ifadesi elde edilebilir. Düzenli ve düzensiz HQAM takımyıldızlarının G_P 'si her zaman 1'den büyük olduğundan, HQAM takımyıldızlarının bit hata performansı sembol hata performansına kıyasla her zaman zayıftır.

IV. Düzensiz HQAM Takımyıldızının Diğer QAM Takımyıldızları ile Karşılaştırılması

Tablo 6'da, farklı takımyıldızlar için diğer QAM takımyıldızları ile düzensiz HQAM'ın karşılaştırmalı bir analiz yer almaktadır. Burada, tüm takımyıldızlar için bitişik takımyıldız noktaları arasında $2d'$ 'lik sabit bir Öklid mesafesi korunmakta ve PAPR'yi hesaplamak için ortalama takımyıldız enerjisi veya gücü kullanılmaktadır. Tablo 6'dan, tüm takımyıldız düzenleri için (tek ve hatta bit takımyıldızları) düzensiz HQAM'nin tepe ve ortalama enerjiyi veya gücü azalttığı sonucuna varılabilir. Bu nedenle, düzensiz HQAM'ın diğer takımyıldızlardan daha iyi ASER performansı sağlayan en iyi takımyıldız olduğu sonucuna varılmaktadır. Çeşitli işbirlikçi röleler için bu durum; [73-76]'daki çalışmalar sayesinde doğrulanabilir.

Bu noktadan hareketle 5G ve ötesindeki kablosuz iletişim sistemleri için bant genişliği ve güç verimliliği önemli kısıtlamalar olduğundan, bu bölümde çeşitli QAM takımyıldızları ayrıntılı olarak incelenmiştir. İlk olarak 1960'ların başlarından beri kullanımda olan QAM takımyıldızlarını ve ayrıca daha karmaşık yüksek dereceli güç ve bant genişliği açısından verimli QAM takımyıldızlarını ve bunların çeşitli kablosuz

iletişim sistemlerinde ve IEEE standartlarındaki uygulamaları incelenmiştir. Daha sonrasında Yıldız QAM'nin ayrıntılı bir çalışmasına yer verilmiş ve buna ek olarak, takımyıldız modelleme, bit eşleme, Gray kod cezaları, karar bölgeleri, tepe ve ortalama güç ve gelişmiş HQAM takımyıldızları için PAPR ayrıntılı olarak incelenmiştir. HQAM alışması, çeşitli takımyıldız sıralarına sahip düzenli ve düzensiz HQAM takımyıldızlarını içermektedir. Sonuç olarak diğerk modülasyon türleri arasında HQAM'ın bant genişliğı ve g verimliliğı açısından daha olumlu sonuçlar doğurabileceğı sonucu paylaşılmaktadır.

Tablo 6. Çeşitli QAM Takımyıldızlarının Karşılaştırması

	SQAM		RQAM		XQAM		Düzenli HQAM		Düzensiz HQAM	
M	$\frac{E_s}{d^2}$	PAPR	$\frac{E_s}{d^2}$	PAPR	$\frac{E_s}{d^2}$	PAPR	$\frac{E_s}{d^2}$	PAPR	$\frac{E_s}{d^2}$	PAPR
4	2	1	-	-	-	-	2	1,5	2	1,5
8	-	-	6	1,666	-	-	4,5	1,55	4,312	2,13
16	10	1,8	-	-	-	-	9	2,11	8,75	1,742
32	-	-	26	2,23	20	1,7	17,75	2,084	17,59	1,879
64	42	2,333	-	-	-	-	37	2,51	35,25	1,9
128	-	-	106	2,584	82	2,073	72	2,347	70,56	1,96
256	170	2,647	-	-	-	-	149	2,74	141,023	2,03
512	-	-	426	2,784	330	2,28	290	2,494	282,17	2,01
1024	682	2,81	-	-	-	-	597	2,86	564,54	1,99

Literatürdeki bütün bu çalışmalar incelendiğinde, bu tez çalışmasında sunulan MCR eşitlemeli sistemlerin Fisher-Snedecor F ve kaskat mmW FTR sönümlü kanal ortamlarında kablosuz kanallarda HQAM analizi daha önce yapılmamıştır. Bu sebeple bu tez çalışmasında çeşitleme yöntemlerini kullanan çalışmalar incelenmiş ve bahsedilen sönümlü kanal ortamlarında farklı iletim politikaları ile kapasite analizleri ve/veya yüksek iletim hızı ile spektral verimliliğı oldukça iyi olan farklı QAM için performans analizleri incelenmiştir. Böylelikle literatürde ilk kez bu sistem modelleri için HQAM hata ifadeleri türetilmiş ve türetilen bu ifadelerin doğruluğı simülasyonlarla gösterilmeye çalışılmıştır.

3. SİSTEM VE KANAL MODELİ

Bu çalışmada ele alınan sistem ve kanal modelleri iki alt başlıkta toplanmıştır.

3.1. Kaskat Bir Sistemin FTR Sönümlenmeli Kanal Modeli

Tez çalışmasının bu bölümünde kaskat bir sistem yapısı ele alınmaktadır. Literatürden de bilindiği üzere kaskat bağlantı düzeni özellikle kablosuz bir sistemin kapsama alanının genişletilmesi için tercih edilmektedir. Bu sebeple ele alınana sistemin kaskat yapıda olması tercih edilmiştir. Daha önce de belirtildiği gibi FTR sönümlenmeli kanallarda kaskat bir düzene ait sistemin alıcı taraftaki toplam alınan anlık SNR'nin PDF'si şu şekilde tanımlanmaktadır [22]:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\prod_{l=1}^N(m_l)} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{t_j}{j!} \frac{\gamma^j e^{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}}}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} \quad (101)$$

Burada N kaskat düzendeki bağlantı sayısını, m_l l 'nci kaskat bağlantısına ait sönümlenme parametresini belirtmektedir. Buna ilaveten m_l FTR sönümlenmesinde olduğu için Nakagami- m dağılımlı bir rastgele değişkendir. $\Gamma(.)$ Gama fonksiyonu, σ^2 ise gürültü varyansını belirtmektedir. Ayrıca t_j parametresi;

$$t_j = \sum_{k=0}^j \binom{j}{k} \sum_{h=0}^k \binom{k}{h} \sum_{n=0}^w (-1)^{2n+2h-k} \left(\frac{\Delta}{2}\right)^{2n+2h} \chi(n, w, 2h - k) G_{1,N}^{N,1} \left[\frac{1}{K} \prod_{l=1}^N m_l \middle| \begin{matrix} 1 - (j + 2h - k + 2n) \\ m_1, m_2, \dots, m_N \end{matrix} \right] \quad (102)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada K parametresi, $K = (V_1^2 + V_2^2)/2\sigma^2$ şeklinde tanımlanır ve FTR sönümlenmesinde bulunan V_1 ve V_2 iki adet yansıtıcı bileşene bağlı olarak hesaplanan bir oran parametresidir. w seri üst sınır parametresidir ve $w \rightarrow \infty$

olduğunda sonsuz seriye yakınsamaktadır. $\Delta = (2V_1V_2)/(V_1^2 + V_2^2)$ olarak tanımlanıp V_1 ve V_2 arasındaki ilişkiyi belirten bir parametredir. $G(\cdot)$ ise Meijer's G -fonksiyonudur. FTR sönümlenmesi için $\bar{\gamma}$ ortalama SNR ifadesi;

$$\bar{\gamma} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) 2\sigma^2(1 + K) \quad (103)$$

şeklinde. Burada E_b ve N_0 ise sırasıyla enerji ve güç spektral yoğunluklarını belirtmektedirler. Ayrıca eşitlik (104)'te verilen $\chi(\cdot)$ ise;

$$\chi(n, w, 2h - k) = \frac{\Gamma(w + n)}{\Gamma(n + 1)\Gamma(w - n + 1)} \frac{w^{1-2n}}{\Gamma(2h - k + n + 1)} \quad (104)$$

olarak hesaplanmaktadır. Kaskat düzene sahip bir sistemin FTR sönümlü kanallardaki olasılıksal fonksiyonları bulunurken çalışma [60]'ta sunulan TWDP sönümlenmesinden;

$$f_{nFTR} = \int_0^\infty f_{TWDP}(x; K = yK) f_Y(y) dy \text{ şeklinde faydalanılarak bulunmuştur. Burada}$$

$$f_Y(y) = \frac{y^{-1}}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} G_{0,N}^{N,0} \left(y \prod_{l=1}^N m_l \mid \begin{matrix} - \\ m_1, m_2, \dots, m_N \end{matrix} \right) \quad (105)$$

ve

$$f_{TWDP}(x) = \exp(-K) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{x^j \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right)}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} \sum_{k=0}^j \binom{j}{k} \left(\frac{\Delta}{2}\right)^k \sum_{l=0}^k \binom{k}{l} I_{2l-k}(K\Delta) \quad (106)$$

olarak tanımlanmaktadır. Eşitlik (105) ve (106), $f_{nFTR} = \int_0^\infty f_{TWDP}(x; K = yK) f_Y(y) dy$ ifadesinde yerine konulduğunda ve gerekli matematiksel işlemler gerçekleştirildiğinde eşitlik (101)'de verilen PDF ifadesi elde edilmektedir [77]. Böylelikle bu tez çalışmasının kaskat bir sistemin FTR sönümlenmeli kanal modeli için PDF temelli bir yaklaşım kullanılmaktadır. Bu PDF ifadesi kuramsal ifadelerde kullanılıp, gerekli hata ifadesi analizleri gerçekleştirilmektedir.

3.2. MRC Çeşitlemeli Sistemlerin Fisher-Snedecor F Kanal Modeli

Tez çalışmasının bu bölümünde ise kablosuz MRC sistemlerinin yüksek seviyeli HQAM hata analizleri Fisher-Snedecor F sönümlü kanallarda araştırılmaktadır. Oluşturulan senaryolarda tüm birimlerin tek verici ve tek alıcı antene sahip olduğu varsayılmıştır. Alıcı uçta L kollu iletim senaryosu için MRC çeşitleme tekniği kullanılmaktadır. Bununla birlikte, bütün iletim durumlarında kanal ortamlarındaki sönümlenmenin düz olduğu ve bağımsız değişkenlerle elde edildiği kabul edilmiştir.

Verici ve alıcı arasında kablosuz ortamda aşırı sönümlemeye sebebiyet verecek herhangi bir ilave engelleyicinin olmadığı varsayılmıştır. Bütün bunlar dikkate alınarak Fisher-Snedecor F sönümlü kanallar için, MRC tekniğinin HQAM ile analizi sunulmuştur.

Daha önce de belirtildiği üzere; $f_\gamma(\gamma)$ MRC sistemlerinin Fisher-Snedecor F sönümlü kanallarda anlık SNR'nin PDF'sidir ve şu şekildedir: [19]

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(mL)} \left(\frac{m}{m_s \bar{\gamma}} \right)^{mL} \left[\frac{\Gamma(m + m_s)}{\Gamma(m_s)} \right]^L \gamma^{mL-1} {}_2F_1 \left(m + m_s, mL; mL, \frac{-m}{m_s \bar{\gamma}} \gamma \right) \quad (107)$$

şeklinde. Burada m , sönümlenme parametresi, m_s , gölgeleme parametresi, L , MRC için çeşitleme derecesi ve $\Gamma(\cdot)$ ise Gamma fonksiyonudur. ${}_2F_1(\cdot)$ hipergeometrik Gauss fonksiyonu, $\bar{\gamma}$ ise ortalama SNR'yi belirtmektedir. ${}_2F_1(\cdot)$ ifadesi, [61]'de verilen seri açılım yardımıyla tekrardan düzenlendiğinde, eşitlik (107),

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(mL)} \left(\frac{m}{m_s \bar{\gamma}} \right)^{mL} \left[\frac{\Gamma(m + m_s)}{\Gamma(m_s)} \right]^L \times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(m + m_s)^k}{k!} \left(\frac{-m}{m_s \bar{\gamma}} \right)^k \gamma^{mL+k-1} \quad (108)$$

olarak tekrardan düzenlenerek PDF ifadesi elde edilmiş olur.

4. PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde MRC çeşitlemeli sistemlerin Fisher-Snedecor F kanallarında HQAM analizi ve kaskat bir sistemin FTR sönümlenmeli kanallarda HQAM performans analizi için performans analizi gerçekleştirilecektir. İletişim sistemleri için genel hata formülü,

$$P_e = \int_0^{\infty} f_{\gamma}(\gamma) P(e|\gamma) d\gamma \quad (109)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada $f_{\gamma}(\gamma)$ anlık SNR'nin PDF ifadesi ve $P(e|\gamma)$ ise koşullu hata ifadesidir.

4.1. MRC Çeşitlemeli Sistemlerin Fisher-Snedecor F Kanallarında HQAM Analizi

İletişim sistemleri için kullanılan (109)'da verilen genel hata formülünde $P_r(e|\gamma)$ koşullu hata ifadesi olup

$$P_r(e|\gamma) = K_{NN} Q(\sqrt{\xi\gamma}) + \frac{2}{3} K_{NN} Q^2\left(\sqrt{\frac{2\xi\gamma}{3}}\right) - 2K_{CNN} Q(\xi\gamma) Q\left(\sqrt{\frac{\xi\gamma}{3}}\right) \quad (110)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada ξ , K_{NN} ve K_{CNN} parametreleri M modülasyon seviyesine göre [58, Tablo 1]'deki değerleri almaktadır. $Q(\cdot)$ ise Gauss hata fonksiyonudur ve üstel fonksiyonlar cinsinden yaklaşık olarak [62]

$$Q(x) \approx ae^{-bx^2} + ce^{-dx^2} \quad (111)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada $a=0.208$, $b=0.971$, $c=0.147$ ve $d=0.525$ şeklindedir. Buna göre $P_r(e|\gamma)$ ifadesi yeniden;

$$\begin{aligned}
P(e|\gamma) \approx & K_{NN} [ae^{-b\xi\gamma} + ce^{-d\xi\gamma}] \\
& + \frac{2}{3} K_{NN} \left[a^2 e^{\frac{-4b\xi\gamma}{3}} + 2ace^{-\gamma\left(\frac{2d\xi}{3} + \frac{2b\xi}{3}\right)} + c^2 e^{\frac{-4d\xi\gamma}{3}} \right] \\
& - 2K_{CNN} \left\{ a^2 e^{\frac{-\gamma 4b\xi}{3}} + ace^{-\gamma\left(b\xi + \frac{d\xi}{3}\right)} + ace^{-\gamma\left(d\xi + \frac{b\xi}{3}\right)} \right. \\
& \left. + c^2 e^{\frac{-4d\xi\gamma}{3}} \right\}
\end{aligned} \tag{112}$$

olarak yazılır. Burada (108) ve (112), (109)'da yerine yazılırsa;

$$\begin{aligned}
P_e \approx & W \left\{ \int_0^\infty \gamma^{m_L+k-1} \right\} K_{NN} [ae^{-b\xi\gamma} + ce^{-d\xi\gamma}] \\
& + \frac{2}{3} K_{NN} \left[a^2 e^{\frac{-4b\xi\gamma}{3}} + 2ace^{-\gamma\left(\frac{2d\xi}{3} + \frac{2b\xi}{3}\right)} + c^2 e^{\frac{-4d\xi\gamma}{3}} \right] \\
& - 2K_{CNN} \left\{ a^2 e^{\frac{-\gamma 4b\xi}{3}} + ace^{-\gamma\left(b\xi + \frac{d\xi}{3}\right)} + ace^{-\gamma\left(d\xi + \frac{b\xi}{3}\right)} \right. \\
& \left. + c^2 e^{\frac{-4d\xi\gamma}{3}} \right\}
\end{aligned} \tag{113}$$

elde edilir. Daha sonra gerekli matematiksel düzenlemeler yapıldığında şu ifade elde edilir:

$$P_e \approx W \{ K_{NN} [I_1 + I_2] + \frac{2}{3} K_{NN} [I_3 + I_4 + I_5] - 2K_{CNN} [I_6 + I_7 + I_8 + I_9] \} \tag{114}$$

Burada

$$W = \frac{1}{\Gamma(m_L)} \left(\frac{m}{m_s \bar{\gamma}} \right)^{m_L} \left[\frac{\Gamma(m + m_s)}{\Gamma(m_s)} \right]^L \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(m + m_s)k}{k!} \left(\frac{-m}{m_s \bar{\gamma}} \right)^k \tag{115}$$

şeklindedir. Eşitlik (114) 'teki ifadeler [61, eşitlik 3.381.4] yardımıyla yerine yazılırsa;

$$\begin{aligned}
I_1 &= a \cdot (b\xi)^{-(m_L+k)} \Gamma(m_L + k) \\
I_2 &= c \cdot (d\xi)^{-(m_L+k)} \Gamma(m_L + k) \\
I_3 &= a^2 \cdot \left(\frac{4b\xi}{3} \right)^{-(m_L+k)} \Gamma(m_L + k) \\
I_4 &= 2ac \left(\frac{2d\xi}{3} + \frac{2b\xi}{3} \right)^{-(m_L+k)} \Gamma(m_L + k)
\end{aligned} \tag{116}$$

$$I_5 = c^2 \left(\frac{4d\xi}{3} \right)^{-(mL+k)} \Gamma(mL+k)$$

$$I_6 = a^2 \cdot \left(\frac{4b\xi}{3} \right)^{-(mL+K)} \Gamma(mL+k)$$

$$I_7 = a^2 \cdot \left(b\xi + \frac{d\xi}{3} \right)^{-(mL+K)} \Gamma(mL+k)$$

$$I_8 = ac \cdot \left(b\xi + \frac{d\xi}{3} \right)^{-(mL+K)} \Gamma(mL+k)$$

$$I_9 = c^2 \left(\frac{4d\xi}{3} \right)^{-(mL+k)} \Gamma(mL+k)$$

olarak bulunur. Eşitlik (116)'daki I_1 - I_9 ifadeleri (114)'te yerine yazıldığında ele alınan sistem için yaklaşık hata ifadesi elde edilmiş olunur. Asimptotik analiz için $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ olduğunda ${}_2F_1(a,b;c;0)=1$ olmaktadır. Bu durum göz önünde bulundurulursa, asimptotik analiz için ($\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ durumunda) $f_\gamma(\gamma)$ ifadesi,

$$f_\gamma^{Asymptotic}(\gamma) \approx \frac{1}{\Gamma(mL)} \left(\frac{m}{m_s \bar{\gamma}} \right)^{mL} \left[\frac{\Gamma(m+m_s)}{\Gamma(m_s)} \right]^L \gamma^{mL-1} \quad (117)$$

olarak yeniden elde edilir. (117)'deki ifade ile (113), eşitlik (109)'da yerine yazılırsa asimptotik hata ifadesi;

$$P_e^{Asymptotic} = R \{ K_{NN} [Y1 + Y2] + \frac{2}{3} K_{NN} [Y3 + Y4 + Y5] - 2K_{CNN} [Y6 + Y7 + Y8 + Y9] \} \quad (118)$$

şeklinde düzenlenebilir. Burada;

$$\begin{aligned} Y_1 &= a(b\xi)^{-mL} \Gamma(mL) \\ Y_2 &= c(d\xi)^{-mL} \Gamma(mL) \\ Y_3 &= a^2 \cdot \left(\frac{4b\xi}{3} \right)^{-mL} \Gamma(mL) \\ Y_4 &= 2ac \left(\frac{2d\xi}{3} + \frac{2b\xi}{3} \right)^{-mL} \Gamma(mL) \\ Y_5 &= c^2 \left(\frac{4d\xi}{3} \right)^{-mL} \Gamma(mL) \end{aligned} \quad (119)$$

$$Y_6 = a^2 \cdot \left(\frac{4b\xi}{3}\right)^{-mL} \Gamma(mL)$$

$$Y_7 = a^2 \cdot \left(b\xi + \frac{d\xi}{3}\right)^{-mL} \Gamma(mL)$$

$$Y_8 = ac \cdot \left(b\xi + \frac{d\xi}{3}\right)^{-mL} \Gamma(mL)$$

$$Y_9 = c^2 \left(\frac{4d\xi}{3}\right)^{-mL} \Gamma(mL)$$

olduğuna göre, Y_1 - Y_9 denklemleri (118)'de yerine yazılırsa asimptotik hata ifadesi elde edilmiş olunur.

4.2. Kaskat Bir Sistemin FTR Sönümlenmeli Kanallarda HQAM Performans Analizi

İletişim sistemleri için kullanılan (100)'de verilen genel hata formülünde $P(e|\gamma)$ HQAM için AWGN şartlarında koşullu hata ifadesidir. Buradan hareketle HQAM analizinin yapılması hedeflendiğinden $P(e|\gamma)$ koşullu hata ifadesi [58]

$$P(e|\gamma) = K_{NN}Q(\sqrt{\xi\gamma}) + \frac{2}{3}K_{NN}Q^2\left(\sqrt{\frac{2\xi\gamma}{3}}\right) - 2K_{CNN}Q(\xi\gamma)Q\left(\frac{\xi\gamma}{3}\right) \quad (120)$$

olarak verilmektedir. Burada ξ , K_{NN} ve K_{CNN} parametrelerinin değerleri M modülasyon seviyesine göre değişim göstermektedir. Bu değerler Tablo 7'de verildiği gibidir. Eşitlik (120)'de verilen $P(e|\gamma)$ koşullu hata ifadesini matematiksel olarak daha basit bir hale getirmek için Gauss Q fonksiyonunu ($Q(\cdot)$) tek terimli üstel fonksiyon yaklaşıklığı olan Chernoff st sınırı ($Q(t) = \frac{1}{2} e^{-t^2/2}$) cinsinden yazdığımızda aşağıda verilen yaklaşık ifade elde edilir:

$$P(e|\gamma) = \frac{K_{NN}}{2}e^{-\frac{\xi\gamma}{2}} + \frac{K_{NN}}{6}e^{-\frac{2\xi\gamma}{3}} - \frac{K_{CNN}}{2}e^{-\frac{2\xi\gamma}{3}} \quad (121)$$

Buradan hareketle eşitlik (121) ve eşitlik (101), (109)'da yerine konulursa bu çalışmada yapılmak istenilen kaskat bir yapıya sahip sistemin FTR sönümlü kanallarda hata olasılığı integrali elde edilir. Buna göre;

$$P_e \approx \int_0^\infty \left[\frac{K_{NN}}{2} e^{-\frac{\xi\gamma}{2}} + \frac{K_{NN}}{6} e^{-\frac{2\xi\gamma}{3}} - \frac{K_{CNN}}{2} e^{-\frac{2\xi\gamma}{3}} \right] x \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \sum_{j=0}^\infty \frac{t_j}{j!} \frac{\gamma^j e^{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}}}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} d\gamma \quad (122)$$

elde edilir. Eşitlik (122) ile verilen ifade yeniden düzenlendiğinde

$$P_e \approx \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \sum_{j=0}^\infty \frac{t_j}{j!} \frac{\gamma^j e^{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}}}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} x \left[\int_0^\infty \left[\frac{K_{NN}}{2} e^{-\frac{\xi\gamma}{2}} \gamma^j e^{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}} d\gamma \right] + \int_0^\infty \left[\frac{K_{NN}}{6} e^{-\frac{2\xi\gamma}{3}} \gamma^j e^{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}} d\gamma \right] - \int_0^\infty \left[\frac{K_{CNN}}{2} e^{-\frac{2\xi\gamma}{3}} \gamma^j e^{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}} d\gamma \right] \right] \quad (123)$$

olarak yazılır. Eşitlik (123)'te birbiriyle aynı formatta olan üç tane integral bulunmaktadır. Bu integrallerin her biri [85, eşitlik, 3.381.4] yardımıyla çözülebilmektedir. Buna göre

$$P_e \approx \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \sum_{j=0}^\infty \frac{t_j}{j!} \frac{1}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} \left[\frac{K_{NN}}{2} \left(\frac{1}{2\sigma^2} + \frac{2\xi}{3} \right)^{-(j+1)} \Gamma(j+1) + \frac{K_{NN}}{6} \left(\frac{1}{2\sigma^2} + \frac{\xi}{2} \right)^{-(j+1)} \Gamma(j+1) - \frac{K_{CNN}}{2} \left(\frac{1}{2\sigma^2} + \frac{2\xi}{3} \right)^{-(j+1)} \Gamma(j+1) \right] \quad (124)$$

şeklinde türetilir. Eşitlik (124)'te verilen ifadeyi matematiksel olarak sadeleştirmek için eşitlik (121)'deki $P(e|\gamma)$ koşullu hata ifadesindeki $Q^2(\cdot)$ 'li terimleri etkisiz varsayıldığında ([63]'te sunulan çalışmadaki gibi) ve j toplam indisini de 0 olarak belirlediğinde

$$P_e^2 \approx \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \frac{t_0}{\Gamma(j+1)(2\sigma^2)^{j+1}} \left[\frac{K_{NN}}{2} \left(\frac{1}{2\sigma^2} + \frac{2\xi}{3} \right)^{-(j+1)} \Gamma(j+1) \right] \quad (125)$$

olarak elde edilir. Eşitlik (125)'teki ifadeyi yüksek SNR'deki davranışı analiz edilmek istenildiğinde ($\bar{\gamma} \rightarrow \infty$) ifadedeki $2\sigma^2 \rightarrow 0$ olmaktadır. Buna göre hata ifadesinin asimptotik hali

$$P_e^\infty \approx \frac{1}{\prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} \times \frac{t_0}{(2\sigma^2)} \times \frac{K_{NN}}{2} \left(\frac{\xi}{2} \right)^{-1} \quad (126)$$

olarak elde edilir.

Tablo 7. M değerlerine HQAM parametreleri [17]

Modülasyon Seviyesi	ξ	K_{NN}	K_{CNN}
Optimum, $M=4$	1	5/2	3/2
Optimum, $M=8$	32/69	7/2	21/8
Optimum, $M=16$	8/35	33/8	27/8
Optimum, $M=32$	512/4503	75/16	33/8
Optimum, $M=64$	8/141	163/32	75/16
Çift Elmas, $M=8$	4/9	13/4	9/4
Codex/ESE SP14.4, $M=64$	32/567	81/16	297/64
HEX, $M=16$	2/9	33/8	27/8
Üçgensel, $M=16$	128/565	17/4	57/16
TQAM, $M=16$	2/9	33/8	27/8
TQAM, $M=64$	2/37	161/32	147/32
TQAM, $M=256$	2/149	705/128	675/128
Düzenli TQAM, $M=32$	8/71	75/16	33/8
Alt optimum TQAM, $M=32$	8/71	75/16	33/8
Düzensiz TQAM, $M=256$	8192/577595	711/128	171/32

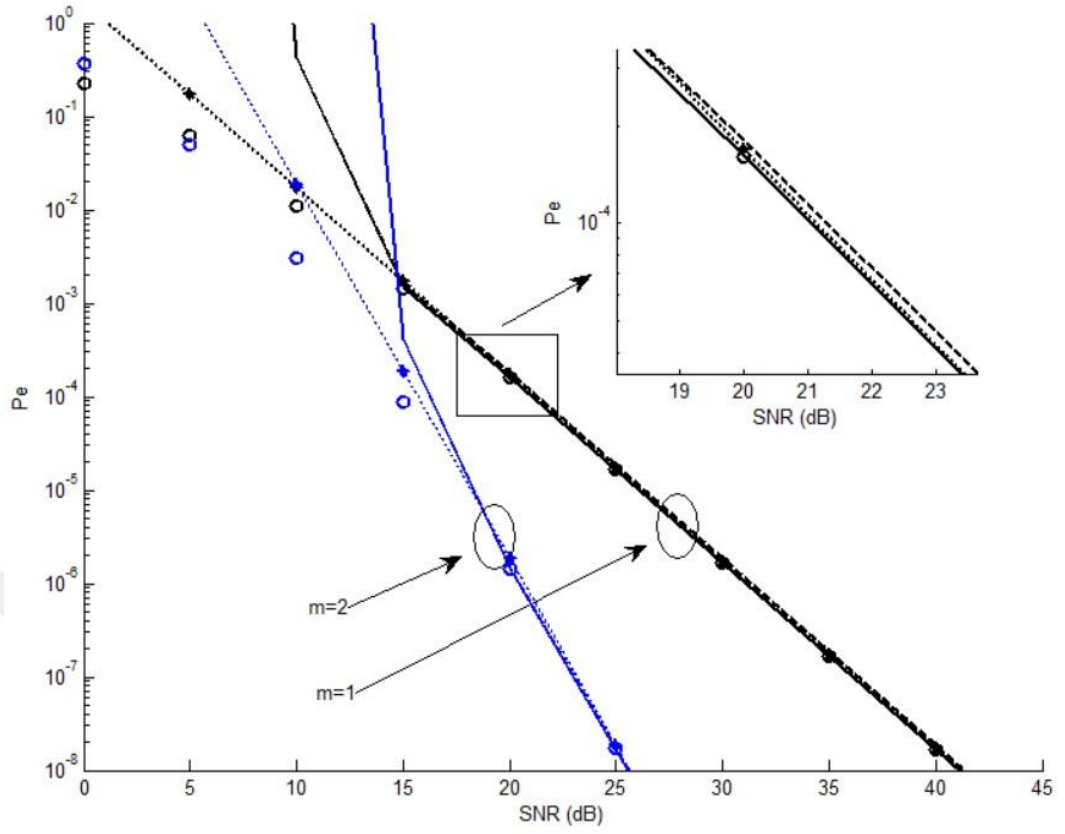
5. BULGULAR

Bu bölümde önceki bölümde MRC çeşitlemeli sistemlerin Fisher-Snedecor F kanallarında HQAM analizi ve kaskat bir sistemin FTR sönümlenmeli kanallarda HQAM performans analizi için türetilen hata ifadeleri kullanılarak bazı sonuçlar paylaşılmaktadır.

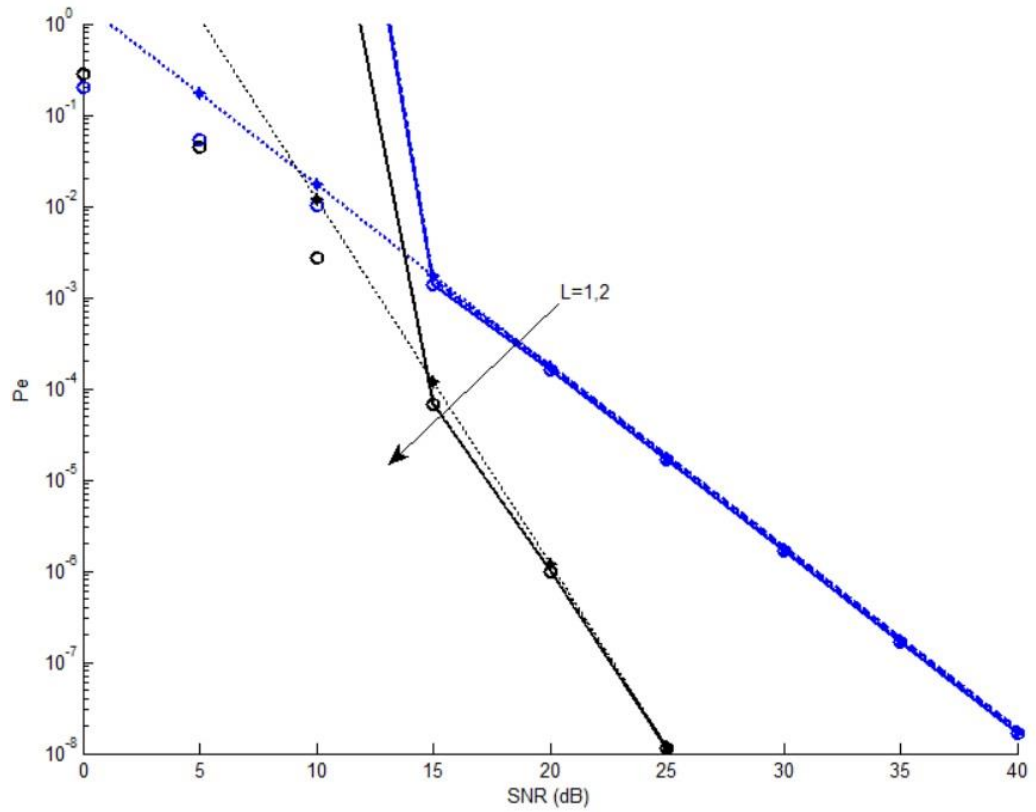
5.1. MRC Çeşitlemeli Sistemlerin Fisher-Snedecor F Kanallarında HQAM Analizi

Bu bölümde önceki bölümde türetilen hata ifadeleri kullanılarak bazı sonuçlar paylaşılmaktadır. Verilen grafiklerde işaretleyiciler, tam simülasyon sonuçlarını, kesikli çizgiler, yaklaşık analitik sonuçları ve düz çizgiler ise asimptotik sonuçları göstermektedir. Sunulan sonuçlarda üç adet senaryo oluşturulmuştur. Oluşturulan bu senaryolarda çeşitli parametrelerin değişkenliğine göre P_e -SNR grafiklerine yer verilmiştir. Bu değişkenler sırasıyla; m , L ve M parametreleridir. İlk senaryoda m sönümlenme parametresi değişirken, gölgeleme parametresi m_s , MRC çeşitleme derecesi L ve modülasyon seviyesi M sabit kalmaktadır. İkinci senaryoda MRC çeşitleme derecesi L değişken iken; m sönümlenme parametresi, gölgeleme parametresi m_s ve modülasyon seviyesi M sabit kalmaktadır. Üçüncü ve son senaryoda ise modülasyon seviyesi M değerinin değişken olduğu durum incelenmiştir. Bu durumda da m sönümlenme parametresi, gölgeleme parametresi m_s ve MRC çeşitleme derecesi L değerleri sabit kalmaktadır.

İlk senaryoda m sönümlenme parametresi değişirken, gölgeleme parametresi $m_s=2$, MRC çeşitleme derecesi $L=2$, modülasyon seviyesi $M=4$ olarak kabul edilmiştir. Oluşturulan senaryoda $m=1$ ve $m=2$ için gerçekleştirilen sonuçlar gösteriyor ki türetilen analitik ifadeler ile tam simülasyon sonuçları yüksek doğrulukta uyum göstermektedir. Şekil 9'da verilen ilk senaryoya ait MATLAB Simulink simülasyon programında oluşturulan grafikte yatay eksen 0-45 dB arasında 5 dB aralıklarla oluşturulmak üzere gösterilmektedir.



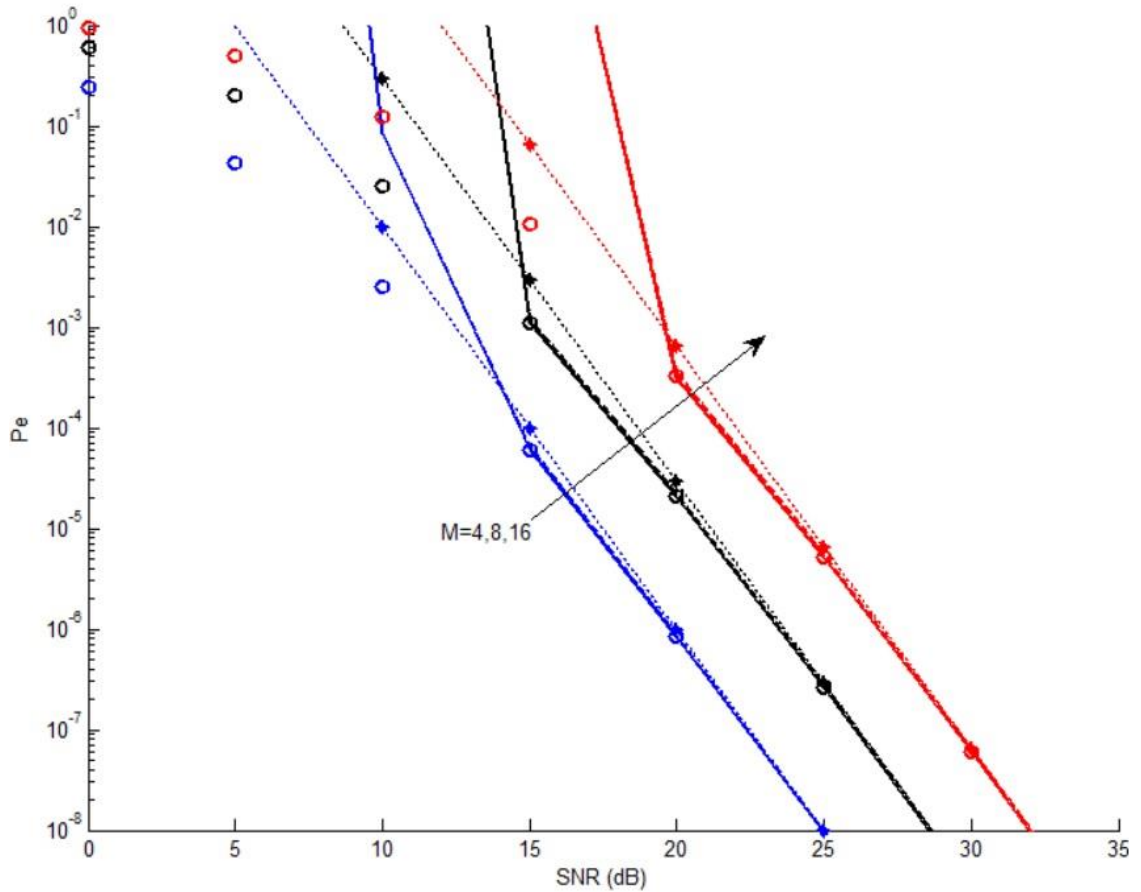
Şekil 9. m değişimine göre Pe -SNR grafiği ($m_s=2, L=2, M=4$).



Şekil 10. L değişimine göre Pe -SNR grafiği ($m=2, m_s=5, M=4$).

Şekil 10'da L değişirken, $m=2$, $m_s=5$, $M=4$ olarak kabul edilmiştir. Oluşturulan senaryodaki çeşitleme parametresi $L=1$ ve $L=2$ için gerçekleştirilen sonuçlar gösteriyor ki türetilen analitik ifadeler ile elde edilen sonuçlar simülasyonlarla yine uyum içerisindedir. Ayrıca simülasyon sonucunun verildiği Şekil 10'da da görüldüğü üzere L değeri arttıkça hata performansı beklenildiği gibi iyileşmektedir. Şekil 10'da verilen ikinci senaryoya ait grafikte de yatay eksen 0-40 dB arasında 5 dB aralıklarla oluşturulmak üzere gösterilmektedir.

Son olarak Şekil 11'de ise M değişirken $m=2$, $m_s=10$, $L=2$ olarak alınmıştır. Oluşturulan senaryodaki modülasyon seviyesi sırasıyla 4, 8 ve 16 için gerçekleştirilmiştir. Buradaki sonuçlarda M seviyesi arttıkça hata performansının azaldığı görülmektedir. Şekil 11'de verilen üçüncü senaryoya ait grafikte de yatay eksen 0-35 dB arasında 5 dB aralıklarla oluşturulmak üzere gösterilmektedir.



Şekil 11. M değişimine göre P_e -SNR grafiği ($m=2$, $m_s=10$, $L=2$).

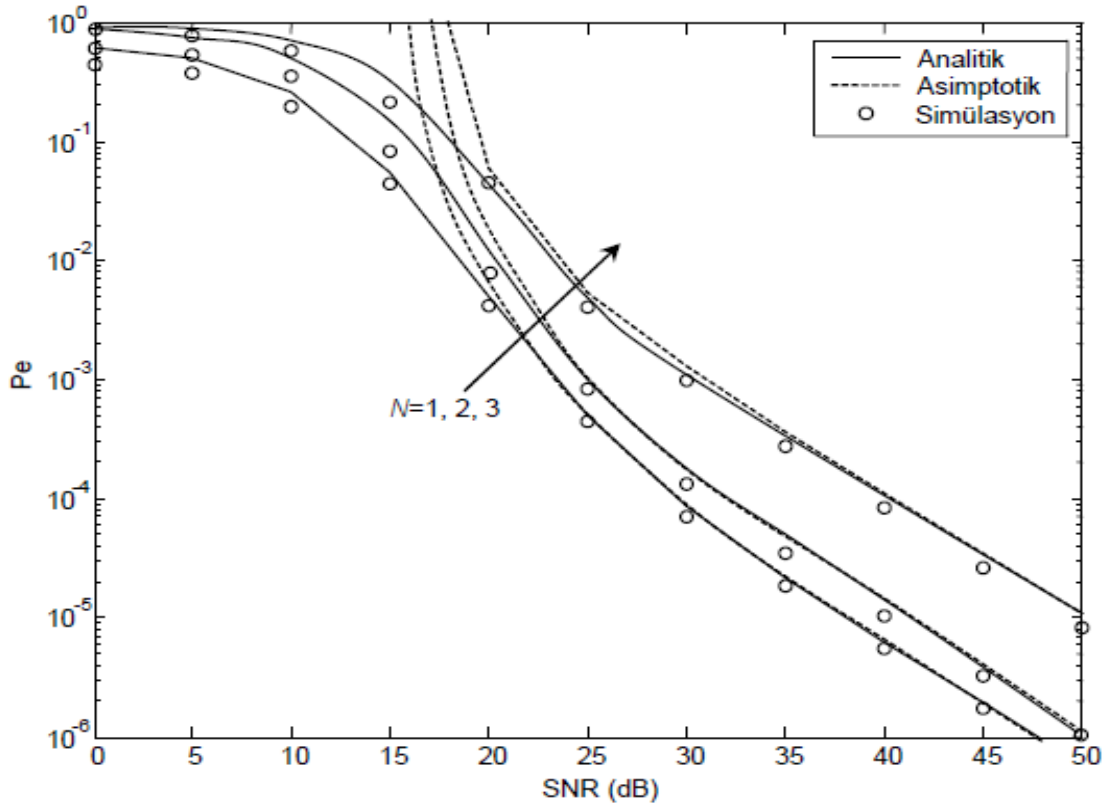
Önceki bölümde elde edilen analitik sonuçlar, Mathematica ve MATLAB programları üzerinde oluşturulan üç farklı senaryoda ele alınmıştır. Bahsedilen bu üç

senaryoda da ilgili parametre değişimleri ile elde edilen performans değişimlerinin literatüre uygun olduğu görölmektedir. Bu uygunluğu göstermek adına simülasyon sonuçlarından elde edilen grafikler Şekil 9, Şekil 10 ve Şekil 11’de sunulmuştur.

5.2. Kaskat Bir Sistemin FTR Sönümlenmeli Kanallarda HQAM Performans Analizi

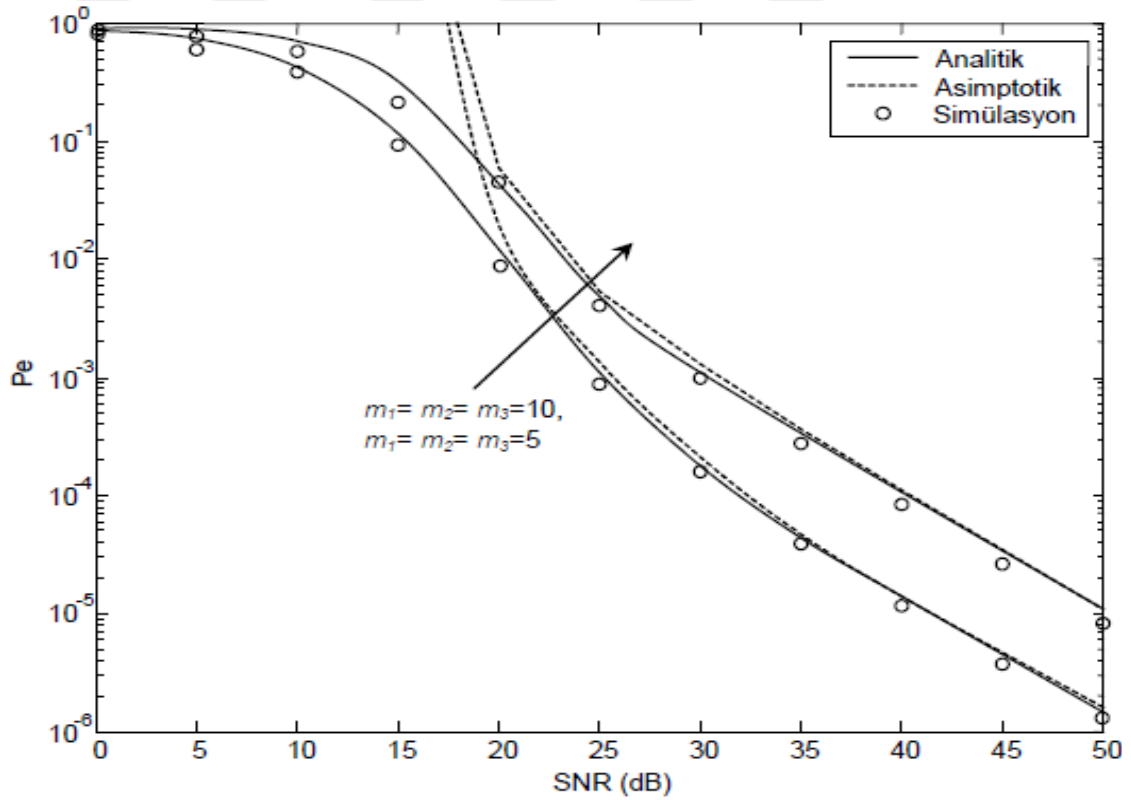
Bu kısımda önceki bölümlerde yapılan analizler sonucunda elde edilen eşitlikler kullanılarak bazı nümerik sonuçlar verilmiştir. Elde edilen nümerik sonuçlar dört farklı senaryo ile sunulmaya çalışılmıştır.

Bu senaryolardan ilki, kaskat bağlı yol sayının değişimini incelemektedir. Şekil 12’de kaskat bağlı yollara ait (m_1, m_2, m_3) Nakagami- m parametresi değerleri 5 olarak alınmış, $K=30$ ve $\Delta = 0,5$ olarak belirlenmiştir. Modülasyon seviyesi optimum 8 ve sonsuz seri toplamdaki üst sınır ise 20 olarak alınmıştır. Ayrıca yine elde edilen hata ifadelerindeki t_j katsayısındaki $X(n, w, 2h - k)$ fonksiyonu için w ise 20 olarak alınmıştır. Şekil 12’de de görüldüğü gibi, N değeri arttıkça performans kötüleşmektedir. Ayrıca elde edilen ifadelerin kullanılmasıyla çizdirilen değerlerle analizin tam nümerik (simülasyon) sonuçlarının uyumlu olduğu görölmektedir.



Şekil 12. Farklı kaskat bağlantı sayıları için hata performansı kıyaslaması

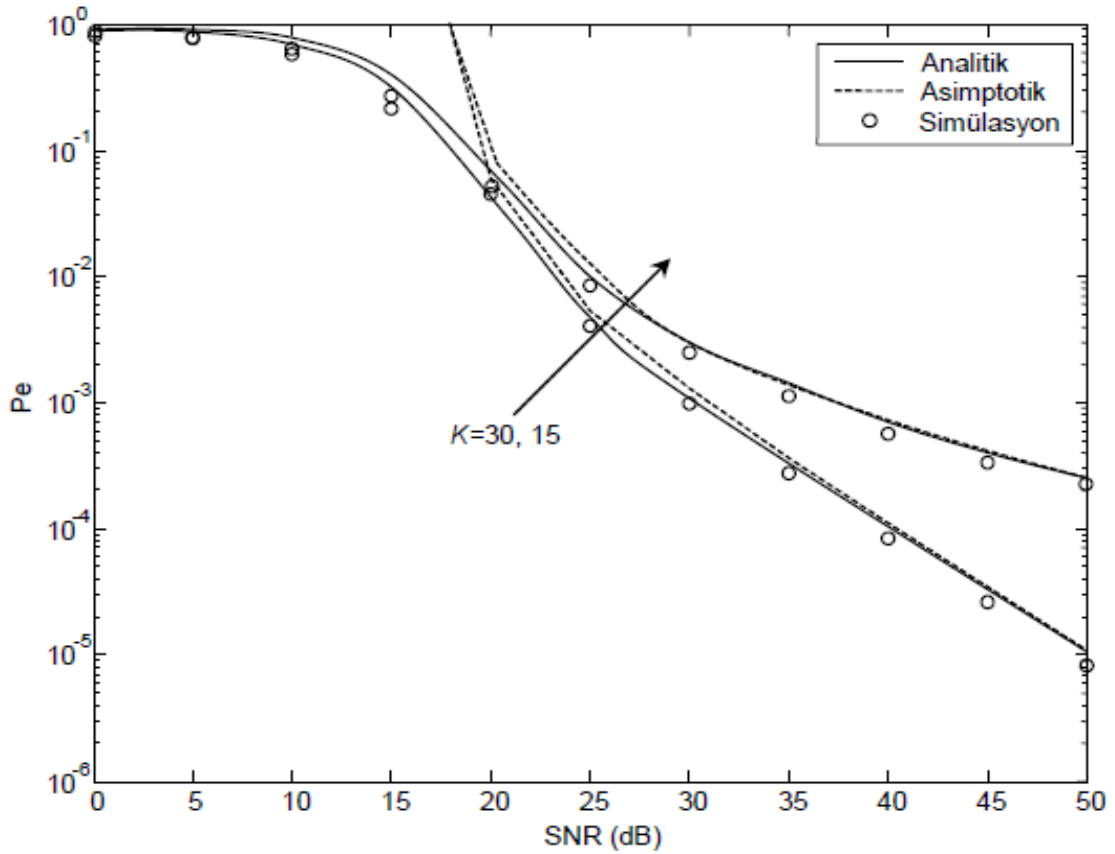
Şekil 13'te ise kaskat bağlantı sayısı $N=3$ olarak belirlenmiş, $K=30$ ve $\Delta = 0,5$ olarak alınmıştır. Yine modülasyon seviyesi optimum 8, $w=20$ ve sonsuz seri toplamdaki üst sınır ise 20 kabul edilmiştir. Bu senaryoda ise farklı Nakagami- m değerlerinin kıyaslaması yapılmaktadır. 3 bağlantılı kaskat yapıdaki bütün Nakagami- m değerlerinin eşit ve sırasıyla $m_1 = m_2 = m_3 = 5$ ve $m_1 = m_2 = m_3 = 10$ olarak alınmıştır. Literatürdeki çalışma örneklerinde olduğu gibi, m sönümlenme parametresinin değeri arttıkça hata değeri azalmakta ve sistemin performansı artmaktadır. Bu doğru gerçeklik, Şekil 13'te de gözlemlenmektedir. $m_1 = m_2 = m_3 = 10$ olarak alındığı durumdaki hata performansının $m_1 = m_2 = m_3 = 5$ olarak alınan durumdaki hata performansından daha iyi olduğu görülmektedir. Özellikle, ortalama SNR değerinin 10 dB ve yukarısındaki değerlerde bu iyileşme daha çok göze çarpmaktadır. Bu senaryoda da analitik ve asimptotik sonuçlar ile tam simülasyon sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir.



Şekil 13. Kaskat bağlantılardaki farklı m değerleri için hata performansı kıyaslaması

Şekil 14'teki senaryoda FTR sönümlü kanallarda iki yansıtıcı bileşene bağlı olarak hesaplanan oran parametresi K 'nın sırasıyla 15 ve 30 olduğu değerlerin hata performansı kıyaslaması sunulmuştur. Burada yine kaskat bağlantı sayısı $N=3$, $\Delta = 0,5$, $m_1 = m_2 = m_3 = 5$, modülasyon seviyesi optimum 8, $w=20$ ve sonsuz seri toplamdaki üst sınır ise 20 olarak alınmıştır. Elde edilen sonuçlarda literatürdeki FTR sönümlü

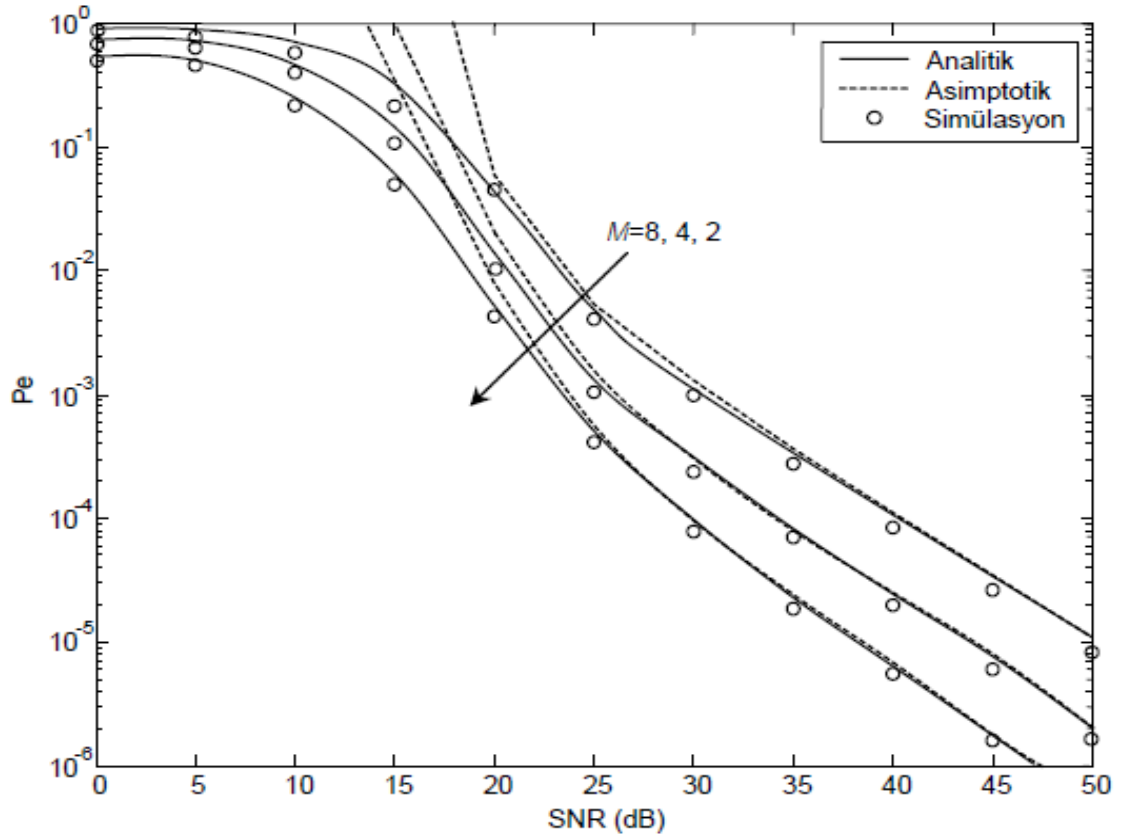
kanallarda yapılan sonuçlara benzer şekilde K değeri arttıkça sönümlenme etkisinin azaldığı ve buna paralel olarak incelenen sistemin hata performansının iyileştiği açık bir şekilde görülmektedir. Şekil 13'teki sonuçlara benzer şekilde buradaki senaryoda da ortalama SNR'nin 10 dB geçtikten sonra belirgin şekilde bahsedilen bu iyileşme daha net bir biçimde dikkati çekmektedir. Şekil 14'te sonuçlar göz önüne alındığında analitik ve asimptotik sonuçların yine tam simülasyon sonuçlarıyla iyi bir uyum içerisinde olduğu gözlemlenmektedir.



Şekil 14. Farklı K değerleri için hata performansı kıyaslaması

Bu çalışmada sunulan son senaryo olan Şekil 15'te farklı modülasyon seviyelerinin kıyaslaması verilmektedir. Burada da kaskat bağlantı sayısı $N=3$, $\Delta = 0.5$, $m_1 = m_2 = m_3 = 5$, $K=30$, $w=20$ ve sonsuz seri toplamdaki üst sınır ise 20 olarak alınmıştır. Farklı modülasyon seviyesine sahip (2-HQAM, 4-HQAM ve 8-HQAM) kaskat sistemlerinin beklenildiği gibi hata performanslarının da farklı olduğu görülmektedir. Temel haberleşme bilgilerinden de bilindiği üzere, düşük modülasyon seviyesine sahip sistemin hata performansının daha üstün olması beklenmektedir. Bu durum bu senaryoda açık bir şekilde görülmektedir. Düşük modülasyon seviyesi olduğunda komşu bitlerin birbirlerine olan yakınlığı daha az olacak ve bu da algılama daha az hata yapma olasılığını

ortaya çıkaracaktır. Bu sebeple, bu senaryoda en iyi hata performansı modülasyon seviyesi 2 olan sisteme ait olup, en kötü hata performansı ise modülasyon seviyesi 8 olan sisteme aittir. Daha önceki senaryolarda olduğu gibi, burada da hata analizleri sonucunda türetilen analitik ve asimptotik eşitlikler kullanılarak elde edilen sonuçların tam simülasyonlarla uyumlu olduğu görülmektedir. Şekil 12-15'te verilen sonuçlardaki bu uyum yapılan hata analizlerinin doğruluğunu göstermektedir.



Şekil 15. Farklı modülasyon seviyeleri için hata performansı kıyaslaması

6. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, kablosuz çeşitleme yöntemlerinin farklı sönümlenmeli kanal ortamlarındaki performans analizleri gerçekleştirilmiştir. Literatürde yaygın kullanıma sahip çeşitli kanal modelleri ve modülasyon şemaları araştırılmış ve incelenmiştir. 5G ve ötesi uygulamaların ihtiyaç duyduğu yüksek veri hızı nedeniyle çeşitli modülasyon şemaları araştırılmış, modülasyon şemalarının sağlamlığı için sistemin veri hızı, kanal bozukluklarına karşı gürbüzlüğü, bant genişliği, güç ve maliyet verimliliği açısından daha iyi sonuçlar sağlayan HQAM incelenmiştir. Daha sonra ise, kullanılacak olan kanal modelinin sönümlemedeki doğru karakterizasyonu, 5G ve ötesi çalışmalarda kullanılacak kablosuz haberleşme sistemlerinin hata performansını yüksek doğrulukta görmek ve bu doğrultuda geliştirmeler yapabilmek adına önemli olduğundan, çeşitli kanal modelleri incelenmiştir.

Daha sonrasında, MRC çeşitlemeli sistemlerin Fisher-Snedecor F kanallarında HQAM analizi gerçekleştirilmiştir. Bu doğrultuda, Fisher-Snedecor F sönümleme kanalları için MRC tekniğinin HQAM ile yaklaşık ve asimptotik ifadeleri türetilmiştir. Türetilen HQAM hata ifadeleri kullanılarak farklı senaryolar ele alınmış ve çeşitleme derecesi, sönümlenme parametresi ve modülasyon seviyesi gibi farklı faktörlerin sistem performansı üzerine etkileri incelenmiştir. Ayrıca elde edilen analitik sonuçlar, MATLAB üzerinde oluşturulan üç farklı senaryoda kıyaslanmıştır. Bu senaryolarda sırasıyla m , L ve M parametrelerinin değişkenliği incelenmiştir. Bu tez çalışmasında, elde edilmiş analitik sonuçların tam simülasyon sonuçları ile oldukça uyumlu olduğu gösterilmiştir.

Ayrıca incelenen diğer konu olan HQAM kullanan kaskat bağlantı düzenine sahip bir sistemin FTR sönümlenmeli kanallarda hata analizleri de gerçekleştirilmiştir. Hata analizleri yapılırken kullanım kolaylığından dolayı Chernoff Gauss fonksiyonu yaklaşıklığı ve sistemin PDF ifadelerinden faydalanılmıştır. Yapılan analizleri matematiksel olarak daha basit bir formda elde etmek için asimptotik ifade de türetilmiş-

tir. Ele alınan sistem için temel parametreler olan kaskat bağlantı sayısı, sönümlenme parametresi, yansıtıcı parametresi ve modülasyon seviyesi gibi değerlerin sistem üzerindeki etkileri gösterilmeye çalışılmıştır. Literatüre uygun bir şekilde bahsi geçen parametre değişimlerinin etkileri ele alınana kaskat sistem üzerinde de görülmüştür. Yapılan analizlerin geçerliliği ise analizlerdeki ifadelerin tam nümerik sonuçlarının kıyaslaması ile verilmiştir. Mathematica ve MATLAB ortamında oluşturulan senaryolarla da kıyas sonuçları paylaşılmıştır.

Bu tez çalışmasında MCR çeşitlemeli sistemlerin Fisher-Snedecor F ve kaskat mmW FTR sönümlü kanal ortamlarında kablosuz kanallarda HQAM analizi gerçekleştirilmiştir. Böylelikle literatürde ilk kez bu sistem modelleri için HQAM hata ifadeleri türetilmiş ve türetilen bu ifadelerin doğruluğu simülasyonlarla gösterilmeye çalışılmıştır.

KAYNAKÇA

1. A. Goldsmith, 2005, “Wireless communications” Cambridge University Press, 2005.
2. Nakagami M. 1960, “The m -Distribution, a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading” Pergamon, England, Oxford, 1960.
3. de Souza RA, Yacoub MD, Rabelo GS., 2012, “Bivariate hoya (Nakagami- q) distribution” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 60, no. 3, pp. 714–723, Mar. 2012.
4. Yacoub MD. “The κ - μ distribution and the η - μ distribution” 2007, **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, vol. 49, no. 1, pp. 68-81, Feb. 2007.
5. Ermolova NY. “Useful integrals for performance evaluation of communication systems in generalized η - μ and κ - μ fading channels” **IET Commun.**, vol. 3, no. 2, pp. 303-308, Feb. 2009.
6. Kumar S, Chandrasekaran G, Kalyani S. “Analysis of outage probability and capacity for κ - μ / η - μ faded channel” *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 211-214, Feb. 2015.
7. Kumar S, Chandrasekaran G, Kalyani S. “Analysis of outage probability and capacity for κ - μ / η - μ faded channel” *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 211-214, Feb. 2015.
8. Villavicencio MAG, de Souza RAA, de Souza GC, Yacoub MD. “A bivariate κ - μ distribution” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 7, pp. 5737-5743, Jul. 2016.
9. Moreno PL, Martinez FJL, Paris JF, Naya EM. “The κ - μ shadowed fading model: unifying the κ - μ and η - μ distributions”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 12, pp. 9630-9641, Dec. 2016.
10. Rabelo GS, Yacoub MD. “The κ - μ Extreme Distribution” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 10, pp. 2776-2785, Oct. 2011.
11. Magableh AM, Matalgah MM. “Moment generating function of the generalized α - μ distribution with applications” *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 6, pp. 411-413, Jun. 2009.

12. Leonardo ÉJ, Yacoub MD. “Product of α - μ Variates”. *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 6, pp. 637-640, Dec. 2015.
13. da Silva CRN, Leonardo ÉJ, Yacoub MD. “Product of two envelopes taken from α - μ , κ - μ , and η - μ distributions” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 3, pp. 1284-1295, Mar. 2018.
14. Badarneh OS, Aloqlah MS. “Performance analysis of digital communication systems over α - η - μ fading channels” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 10, pp. 7972-7981, Oct. 2016.
15. Kapucu N, Bilim M, Develi I. “Outage performance of cooperative DS-CDMA systems with best path selection over α - η - μ fading channels”. *IET Electronics Letters*, vol. 53, no.11, pp. 752–754, May 25, 2017.
16. Yacoub MD. “The α - η - κ - μ fading model”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3597-3610, Aug. 2016.
17. Al-Hmood H, Al-Raweshidy HS. “Unified modeling of composite κ - μ /gamma, η - μ /gamma, and α - μ /gamma fading channels using a mixture gamma distribution with applications to energy detection” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 104-108, Apr. 27, 2016.
18. S. K. Yoo, S. L. Cotton, P. C. Sofotasios, M. Matthaiou, M. Valkama and G. K. Karagiannidis, "The Fisher–Snedecor F Distribution: A Simple and Accurate Composite Fading Model," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 7, pp. 1661-1664, July 2017.
19. O. S. Badarneh, D. B. da Costa, P. C. Sofotasios, S. Muhaidat and S. L. Cotton, "On the Sum of Fisher–Snedecor F Variates and Its Application to Maximal-Ratio Combining," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 7, no. 6, pp. 966-969, Dec. 2018.
20. J. M. Romero-Jerez, F. J. Lopez-Martinez, J. F. Paris, and A. J. Goldsmith, “The fluctuating two-ray fading model: Statistical characterization and performance analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 16, no. 7, pp. 4420–4432, Jul. 2017.
21. J. Zhang, W. Zeng, X. Li, Q. Sun, and K. P. Peppas, “New results on the fluctuating two-ray model with arbitrary fading parameters and its applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology.*, vol. 67, no. 3, pp. 2766–2770, Mar. 2018.

22. O. S. Badarneh and D. B. da Costa, "Cascaded Fluctuating Two-Ray Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 9, pp. 1497-1500, Sept. 2019.
23. M. Bilim and N. Kapucu, "Average Symbol Error Rate Analysis of QAM Schemes Over Millimeter Wave Fluctuating Two-Ray Fading Channels," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 105746-105754, Jul. 31, 2019.
24. G. K. Karagiannidis, N. C. Sagias, and P. T. Mathiopoulos, " N^* Nakagami: A novel stochastic model for cascaded fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, c. 55, no. 8, s. 1453-1458, 2007.
25. K. Peppas, F. Lazarakis, A. Alexandridis, and K. Dangakis, "Cascaded generalized-K fading channel," *IET Commun.*, c. 4, no. 1, s. 116-124, 2010.
26. A.-A. A. Boulogeorgos, P. C. Sofotasios, B. Selim, S. Muhaidat, G. K. Karagiannidis, and M. Valkama, "Effects of RF impairments in communications over cascaded fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, c. 65, no. 11, s. 8878-8894, 2016.
27. N. Hajri, N. Youssef, T. Kawabata, M. Pätzold, and W. Dahech, "Statistical properties of double Hoyt fading with applications to the performance analysis of wireless communication systems," *IEEE Access*, c. 6, s. 19597-19609, 2018.
28. A. Bekkali, S. Zou, A. Kadri, M. Crisp, and R. V. Pentty, "Performance analysis of passive UHF RFID systems under cascaded fading channels and interference effects," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, c. 14, no. 3, s. 1421-1433, 2015.
29. Y. Alghorani, G. Kaddoum, S. Muhaidat, S. Pierre, and N. Al-Dhahir, "On the performance of multihop-intervehicular communications systems over n^* Rayleigh fading channels," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, c. 5, no. 2, s. 116-119, 2016.
30. E. J. Leonardo and M. D. Yacoub, "Product of α - μ variates," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, c. 4, no. 6, s. 637-640, 2015.
31. E. J. Leonardo and M. D. Yacoub, "The product of two α - μ variates and the composite α - μ multipath-shadowing model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, c. 64, no. 6, s. 2720-2725, 2015.
32. L. Kong, G. Kaddoum, and D. B. da Costa, "Cascaded α - μ fading channels: reliability and security analysis," *IEEE Access*, c. 6, s. 41978-41992, 2018.
33. T. S. Rappaport et al., *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR New Jersey, 1996, vol. 2.
34. J. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 16, no. 1, pp. 29-34, Feb. 1968.

35. J. Cavers, "Variable-rate transmission for Rayleigh fading channels," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 20, no. 1, pp. 15–22, Feb. 1972.
36. S. Otsuki, S. Sampei, and N. Morinaga, "Square-QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function," **IET Electron. Lett.**, vol. 31, no. 3, pp. 169–171, Feb. 1995.
37. W. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 43, no. 7, pp. 2223–2230, Jul. 1995.
38. Y. Kamio, S. Sampei, H. Sasaoka, and N. Morinaga, "Performance of modulation-level-controlled adaptive-modulation under limited transmission delay time for land mobile communications," **Proc. IEEE VTC**, vol. 1. IEEE, Jul. 1995, pp. 221–225.
39. S. Kallel and S. M. Alamouti, "Adaptive trellis-coded multiple-phaseshift keying for Rayleigh fading channels," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 42, pp. 2305–2314, Jun. 1994.
40. T. Ue, S. Sampei, and N. Morinaga, "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems," **Proc. IEEE VTC**, vol. 1. IEEE, Jul. 1995, pp. 306–310.
41. A. J. Goldsmith and S.-G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 45, no. 10, pp. 1218–1230, Oct. 1997.
42. J. A. Bingham et al., "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," **IEEE Commun. Mag.**, vol. 28, no. 5, pp. 5–14, May 1990.
43. P. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 773–775, Feb. 1995.
44. M. Filip and E. Vilar, "Optimum utilization of the channel capacity of a satellite link in the presence of amplitude scintillations and rain attenuation," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 38, no. 11, pp. 1958–1965, Nov. 1990.
45. A. M. Monk and L. B. Milstein, "Open-loop power control error in a land mobile satellite system," **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, vol. 13, no. 2, pp. 205–212, Feb. 1995.
46. J. Rose, "Satellite communications in the 30/20 GHz band," *Satellite Commun.*, pp. 155–162, Jun. 1985.
47. R. V. Cox, J. Hagenauer, N. Seshadri, and C.-E. Sundberg, "Subband speech coding and matched convolutional channel coding for mobile radio channels," **IEEE Trans. Signal Proc.**, vol. 39, no. 8, pp. 1717–1731, Aug. 1991.

48. M.-S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques," **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 48, no. 4, pp. 1165–1181, Jul. 1999.
49. C. Cahn, "Combined digital phase and amplitude modulation communication systems," **IRE Trans. Commun. Syst.**, vol. 8, no. 3, pp. 150–155, Sep. 1960.
50. J. Hancock and R. Lucky, "Performance of combined amplitude and phase-modulated communication systems," **IRE Trans. Commun. Syst.**, vol. 8, no. 4, pp. 232–237, Dec. 1960.
51. C. Campopiano and B. Glazer, "A coherent digital amplitude and phase modulation scheme," **IRE Trans. Commun. Syst.**, vol. 10, no. 1, pp. 90–95, Mar. 1962.
52. J. Salz, J. Sheehan, and D. Paris, "Data transmission by combined AM and PM," **Bell Syst. Tech. J.**, vol. 50, no. 7, pp. 2399–2419, Sep. 1971.
53. M. Hekrdla and J. Sykora, "Hexagonal constellations for adaptive physical-layer network coding 2-way relaying," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 18, no. 2, pp. 217–220, Jan. 2014.
54. G. Foschini, R. Gitlin, and S. Weinstein, "On the Selection of a Two- Dimensional Signal Constellation in the Presence of Phase Jitter and Gaussian Noise," **Bell Syst. Tech. J.**, vol. 52, no. 6, pp. 927–965, Jul. 1973.
55. G. Foschini, R. Gitlin, and S. Weinstein, "Optimization of two-dimensional signal constellations in the presence of Gaussian noise," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 22, no. 1, pp. 28–38, Jan. 1974.
56. C. Thomas, M. Weidner, and S. Durrani, "Digital amplitude-phase keying with M-ary alphabets," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 22, no. 2, pp. 168–180, Feb. 1974.
57. J. Smith, "Odd-bit quadrature amplitude-shift keying," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 23, no. 3, pp. 385–389, Mar. 1975.
58. W. Weber, "Differential encoding for multiple amplitude and phase shift keying systems," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 26, no. 3, pp. 385–391, Mar. Mar. 1978.
59. G. Forney, R. Gallager, G. Lang, F. Longstaff, and S. Qureshi, "Efficient modulation for band-limited channels," **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, vol. 2, no. 5, pp. 632–647, Sep. 1984.
60. S. Hosur, M. F. Mansour, and J. C. Roh, "Hexagonal constellations for small cell communication," **Proc. IEEE Globecom. IEEE**, Dec. 2013, pp. 3270–3275.
61. C. R. Doerr, L. Zhang, P. Winzer, and A. H. Gnauck, "28-Gbaud InP square or hexagonal 16-QAM modulator," **Proc. OFC. OSA**, Mar. 2011, p. OMU2.

62. M. Tanahashi and H. Ochiai, "A multilevel coded modulation approach for hexagonal signal constellation," **IEEE Trans. Wireless Commun.**, vol. 8, no. 10, pp. 4993–4997, Oct. 2009.
63. S. Hashimoto, K. Ishii, and S. Ogose, "Non-binary turbo coded spatial modulation," **Proc. IEEE VTC. IEEE**, Sep. 2013, pp. 1–5.
64. H. Morita, "Nearest-neighbor error correcting codes on a hexagonal signal constellation," **2015 IEEE ISIT. IEEE**, Jun. 2015, pp. 2480–2484.
65. M. Abdelaziz and T. A. Gulliver, "Triangular Constellations for Adaptive Modulation," **IEEE Trans. Commun.**, vol. 66, no. 2, pp. 756–766, Feb. 2018.
66. S. Park, "Triangular quadrature amplitude modulation," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 11, no. 4, pp. 292–294, Apr. 2007.
67. S. Park, M. Byeon, and J. Jeon, "Odd-bit triangular quadrature amplitude modulations," **Proc. PIMRC**, Sep. 2009, pp. 2419–2423.
68. S. Park and M.-K. Byeon, "Irregularly distributed triangular quadrature amplitude modulation," **Proc. PIMRC**, Sep. 2008, pp. 1–5.
69. S. J. Park, "Performance analysis of triangular quadrature amplitude modulation in AWGN channel," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 16, no. 6, pp. 765–768, Jun. 2012.
70. J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2008.
71. L. Rugini, "Tight upper bounds on the probability of error of quaternary simplex signals," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 19, no. 6, pp. 1001–1004, Jun. 2015.
72. L. Rugini, "Symbol error probability of hexagonal QAM," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 20, no. 8, pp. 1523–1526, Aug. 2016.
73. P. K. Singya, N. Kumar, and V. Bhatia, "Impact of imperfect CSI on ASER of hexagonal and rectangular QAM for AF relaying network," **IEEE Commun. Lett.**, vol. 22, no. 2, pp. 428–431, Feb. 2018.
74. P. K. Singya, N. Kumar, V. Bhatia, and M.-S. Alouini, "On performance of hexagonal, cross, and rectangular QAM for multi-relay systems," **IEEE Access**, vol. 7, pp. 60 602–60 616, May 2019.
75. P. K. Singya, N. Kumar, V. Bhatia, and F. A. Khan, "Performance analysis of OFDM based 3-hop AF relaying network over mixed Rician/Rayleigh fading channels," **AEU-Int. J. Electron. Commun.**, vol. 93, pp. 337–347, Sep. 2018.

76. S. Parvez, P. K. Singya, and V. Bhatia, "On impact of imperfect CSI over hexagonal QAM for TAS/MRC-MIMO cooperative relay network," **IEEE Commun. Lett.**, Jul. 2019.
77. S.-J. Park, "Bit mapping of triangular quadrature amplitude modulation," **Proc. PIMRC. IEEE**, Sep. 2007, pp. 1–3.
78. G. D. Durgin, T. S. Rappaport, and D. A. de Wolf, "New analytical models and probability density functions for fading in wireless communications," **IEEE Trans. Commun.**, c. 50, no. 6, s. 1005–1015, 2002.
79. Gradshteyn, I. S., and Ryzhik, I. M., *Tables of integrals, series and products*, 7th ed., San Diego, CA:Academic, 2007.
80. P. Loskot and N. C. Beaulieu, "Prony and polynomial approximations for evaluation of the average probability of error over slow-fading channels," **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 58, no. 3, pp. 1269-1280, March 2009.
81. Bilim, M., "*Different QAM Schemes analyses for ARS fading channels*," **Transactions on Emerging Telecommunications Technologies**, c. 32, no. 1, e4119, 2021.
82. M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*. Dover, 1972.
83. Prudnikov A.P., Brychkov Y.A., Marichev O.I.: 'Integrals and series' (Gordon and Breach Science Publishers, 1986, vol. 3).
84. Prudnikov A.P., Brychkov Y.A., Marichev O.I.: 'Integrals and series' (Gordon and Breach Science Publishers, 1986, vol. 1).
85. I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*. 6th ed. New York, NY, USA: Academic, 2000.