

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

ANTEN SEÇİMLİ
HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN NAKAGAMİ-*m*
SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA
PERFORMANSI

Ahmet F. COŞKUN
YÜKSEK LİSANS BİTİRME TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

GEBZE

2010

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

ANTEN SEÇİMLİ
HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN NAKAGAMİ-*m*
SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA
PERFORMANSI

Ahmet F. COŞKUN
YÜKSEK LİSANS BİTİRME TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

TEZ DANIŞMANI
Doç. Dr. Oğuz Kucur

GEBZE
2010



YÜKSEK LİSANS TEZİ JÜRİ ONAY SAYFASI

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 25.01.2010 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Ahmet Faruk COŞKUN'un tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Doç. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Yrd. Doç. Dr. Serdar Süer Erdem

ÜYE

: Doç. Dr. İbrahim Altunbaş

ONAY

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/...../20... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

TEZİN BAŞLIĞI : **ANTEN SEÇİMLİ HABERLEŞME
SİSTEMLERİNİN NAKAGAMI-*m*
SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA
PERFORMANSI**

YAZAR ADI : **Ahmet Faruk COŞKUN**

Anten seçimi tekniği, telsiz haberleşme ortamından kaynaklanan sönmüleme faktörünün hata performansı üzerindeki bozucu etkisini minimize ederek, hedeflenen haberleşme güvenilirliğinin sağlanması amacıyla geliştirilmiştir. Bu teknik alıcı birimde ya da verici birimde uygulanabildiği gibi, iki birimde birlikte seçim esasına dayalı yöntemler de mümkündür. Her durumda, iletişimin, en iyi kanal kazancını sağlayacak anten(ler) üzerinden yapılması ile hata performansının iyileştirilmesi ve düşük güç tüketimi ve düşük devre karmaşıklığı sağlanması amaçlanmaktadır.

Bu tezde, alıcı ve/veya verici birimlerde anten seçimi tekniğini kullanan, bunun yanında, en büyük oranlı birleştirme, seçmeli birleştirme ve uzay-zaman blok kodlama gibi bazı çeşitleme tekniklerini de kullanan telsiz haberleşme sistemlerinin, düz ve yavaş Nakagami-*m* sönmülemeli kanallarda hata performans analizi yapılmıştır ve elde edilen sonuçlar, Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmıştır. Analizler, sistemlerin ikili faz kaydırmalı anahtarlama, ikili frekans kaydırmalı anahtarlama, *M*-seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama ve *M*-seviyeli dörtlü genlik modülasyonu işaretlerini kullandığı durumlar için yapılmıştır.

Uygulanan bu çeşitleme teknikleri sayesinde telsiz haberleşme sistemlerinin çeşitleme dereceleri ve hata performansları önemli ölçüde artırılmaktadır.

SUMMARY

TITLE OF THE THESIS : **PERFORMANCE OF COMMUNICATION
SYSTEMS USING ANTENNA SELECTION
OVER NAKAGAMI- m FADING CHANNELS**

AUTHOR : **Ahmet Faruk COŞKUN**

Antenna Selection technique has been suggested in order to minimize the deteriorating fading affect of wireless environment on the error performance of communications systems and to keep the reliability of the systems at the desired level. Antenna Selection technique can be employed at either receive or transmit ends whereas joint transmit/receive selection schemes are also possible. The aim of each case is to achieve improvements in systems' error performances with lower power consumption and lower hardware complexity by using the antenna(s) which has/have better channel gain(s).

In this thesis, the error performances of wireless communications systems which mainly use antenna selection with some other diversity techniques such as maximal ratio combining, selection combining and space-time block coding are examined for flat and slow Nakagami- m fading channels. The examination results have also been validated by Monte Carlo simulations. The error performance analyses have been done for binary phase shift keying, binary frequency shift keying, M -ary phase shift keying and M -ary quadrature amplitude modulation signals.

By employing these diversity techniques, diversity order and the error performances of wireless communications systems can be improved considerably.

TEŞEKKÜR

Lisans ve yüksek lisans eğitimim boyunca yardımlarını, tecrübelerini ve değerli zamanını esirgemeyen, çalışmalarımnda beni yönlendiren danışman hocam Doç. Dr. Oğuz KUCUR'a,

GYTE Telsiz Haberleşme Laboratuvarı ve GYTE ASEMLAB personellerinden oluşan sevgili mesai arkadaşlarıma,

ve her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan kardeşim ve anneme en içten teşekkürleri borç bilirim.

Ocak 2010

Ahmet Faruk COŞKUN

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
KISALTMALAR DİZİNİ	1
ŞEKİLLER DİZİNİ	3
1. GİRİŞ	6
1.1. Tezin Katkısı	8
1.2. Tez Konusu ve Gerekliliği	9
1.3. Tezin İçeriği	9
2. TELSİZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ VE TELSİZ KANAL MODELLERİ	11
2.1. Sayısal Modülasyon Teknikleri	11
2.1.1. Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu	11
2.1.2. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu	14
2.1.3. Dörtlü Genlik Modülasyonu	16
2.2. Telsiz haberleşme kanalı ve özellikleri	17
2.2.1. Yol Kaybı (Büyük Ölçekli Sönümleme)	17
2.2.2. Orta Ölçekli Sönümleme (Gölgeleme)	19
2.2.3. Küçük Ölçekli Sönümleme (Çok Yollu Sönümleme)	19
2.2.3.1 Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması	21
2.2.3.1.1 Yavaş Sönümlemeli Kanallar	22
2.2.3.1.2 Hızlı Sönümlemeli Kanallar	23
2.2.3.1.3 Frekans Seçici Olmayan (Düz) Kanal	23
2.2.3.1.4 Frekans Seçici Kanal	23
2.2.3.2 Sönümlemeli Kanalların Modellenmesi	24
2.2.3.2.1 Rayleigh Kanal Modeli	24
2.2.3.2.2 Ricean Kanal Modeli	25
2.2.3.2.3 Nakagami-m Kanal Modeli	25

2.3. Çeşitleme Teknikleri	26
2.3.1. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri	27
2.3.1.1 En Büyük Oranlı Birleştirme Tekniği	27
2.3.1.2 Eşit Kazançlı Birleştirme Tekniği	28
2.3.1.3 Seçmeli Birleştirme	29
2.3.1.4 Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme Tekniği	31
2.3.2. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri	32
2.3.2.1 Uzay-Zaman Blok Kodlama Tekniği	33
2.3.2.2 Huzme Şekillendirme Tekniği	34
2.3.2.3 Verici Anten Seçimi Tekniği	35
3. VAS/UZBK&EBOB YAPILARININ B.A.P.D. NAKAGAMİ- <i>m</i> KANALDA PERFORMANS ANALİZİ	38
3.1. VAS/UZBK&EBOB Sistem Tanımı ve Kanal Modeli	38
3.2. VAS/G ₂ -UZBK&EBOB Sistemi için Hata Analizi	41
3.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	44
3.2.2. <i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	46
3.2.3. <i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	47
3.3. VAS/G ₃ -UZBK&EBOB Sistemi İçin Hata Analizi	48
3.3.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	50
3.3.2. <i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	51
3.3.3. <i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	52
3.4. BHO/SO İfadeleri için Üst Sınır Analizi	53
3.5. VAS/UZBK&EBOB Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar	55
4. VAS/ALAMOUTİ&EBOB YAPISININ B.F.P.D. NAKAGAMİ- <i>m</i> KANALDA PERFORMANS ANALİZİ	61
4.1. VAS/Alamouti&EBOB Sistem Tanımı ve Kanal Modeli	61
4.2. VAS/Alamouti&EBOB Sistemi için Hata Analizi	63
4.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	64
4.2.2. <i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	65
4.2.3. <i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	66
4.3. BHO/SO İfadeleri için Üst Sınır Analizi	67

4.4. VAS/Alamouti&EBOB Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar	69
5. OVAAS YAPILARININ B.F.P.D. VE B.A.P.D. NAKAGAMI- <i>m</i> KANALLARDA PERFORMANS ANALİZİ	73
5.1. OVAAS Sistem Tanımı ve Kanal Modeli	73
5.2. OVAAS Sisteminin b.f.p.d. Durumu için Hata Analizi	75
5.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	78
5.2.2. <i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	78
5.2.3. <i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	79
5.3. OVAAS Sisteminin b.a.p.d. Durumu için Hata Analizi	79
5.3.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	81
5.3.2. <i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	81
5.3.3. <i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	82
5.4. BHO/SO İfadeleri için Üst Sınır Analizi	82
5.5. OVAAS Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar	85
6. EBOİ&AAS YAPILARININ B.A.P.D. NAKAGAMI- <i>m</i> KANALDA PERFORMANS ANALİZİ	89
6.1. EBOİ&AAS Sistem Tanımı ve Kanal Modeli	89
6.2. EBOİ&AAS Sisteminin b.a.p.d. Durumu için Hata Analizi	90
6.2.1. İFKA/İFRKA/İFFKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	92
6.2.2. <i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	93
6.2.3. <i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	93
6.3. BHO/SO İfadeleri için Üst Sınır Analizi	94
6.4. EBOİ&AAS Sistemi İçin Kapasite Analizi	97
6.5. EBOİ&AAS Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar	98
7. VAS/EBOİ YAPILARININ B.A.P.D. NAKAGAMI- <i>m</i> KANALDA PERFORMANS ANALİZİ	101
7.1. VAS/EBOİ Sistem Tanımı ve Kanal Modeli	101
7.2. VAS/EBOİ Sisteminin b.a.p.d. Durumu için Hata Analizi	102
7.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri	107

7.2.2.	<i>M</i> -FKA İçin Ortalama SHO İfadesi	107
7.2.3.	<i>M</i> -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi	108
7.3.	BHO/SHO İfadeleri İçin Üst Sınır Analizi	109
7.4.	VAS/EBOİ Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar	110
8.	SONUÇLAR VE GELECEĞE YÖNELİK ÇALIŞMALAR	113
	KAYNAKLAR	116
	ÖZGEÇMİŞ	121

KISALTMALAR DİZİNİ

Kısaltmalar	Açıklama
EBOB	: En Büyük Oranlı Birleştirme
EBOİ	: En Büyük Oranlı İletim
EKB	: Eşit Kazançlı Birleştirme
SB	: Seçmeli Birleştirme
GSB	: Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme
GSİ	: Genelleştirilmiş Seçmeli İletim
FKA	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
FFKA	: Farksal Faz Kaydırmalı Anahtarlama
DÖGM	: Dörtlü Genlik Modülasyonu
VAS	: Verici Anten Seçimi
AAS	: Alıcı Anten Seçimi
OVAAS	: Ortak Verici/Alıcı Anten Seçimi
İGO	: İşaret Gürültü Oranı
BEGGEK	: Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenen Kanal
FRKA	: Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
İFFKA	: İkili Farksal Faz Kaydırmalı Anahtarlama
4-FFKA	: 4-seviyeli Farksal Faz Kaydırmalı Anahtarlama
M-FKA	: M-seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama
M-DÖGM	: M-seviyeli Dörtlü Genlik Modülasyonu
HŞ	: Huzme Şekillendirme
İFKA	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
İFRKA	: İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
4-FKA	: Dört seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama
8-FKA	: Sekiz seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama
16-DÖGM	: On altı seviyeli Dörtlü Genlik Modülasyonu
OYF	: Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
BODF	: Birikimli Olasılık Dağılım Fonksiyonu
MÜF	: Moment Üreten Fonksiyon
BHO	: Bit Hata Olasılığı
SHO	: Sembol Hata Olasılığı

KHO	: Koşullu Hata Olasılığı
ÇD	: Çeşitleme Derecesi
KDB	: Kanal Durum Bilgisi
UZBK	: Uzay-Zaman Blok Kodlama
UZKK	: Uzay-Zaman Kafes Kodlama

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 İFKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi	13
2.2 4-FKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi	13
2.3 8-FKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi	13
2.4 İFRKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi	15
2.5 16-DÖGM işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi	17
2.6 Çok yollu yayılım modeli-1	20
2.7 Çok yollu yayılım modeli-2 (Bağıl hareket durumu)	20
2.8 Çok yollu yayılım sonucu alıcıda elde edilen işaretler (a) Zıt fazlı birleşme (b) Eş fazlı birleşme	21
2.9 Telsiz haberleşme kanalının zaman ve frekans cevabı	22
2.10 EBOB tekniğinin birleştirici yapısı	28
2.11 SB tekniğinin birleştiricisi	30
2.12 GSB tekniği seçici ve birleştirici yapısı	31
2.13 Huzme şekillendirme tekniği verici ve alıcı yapısı	35
2.14 VAS tekniğini kullanan sistemin genel yapısı	36
3.1 İFKA işaretlerini kullanan VAS/G ₂ -UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Rayleigh sönümlmeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansı	56
3.2 8-FKA işaretlerini kullanan VAS/G ₂ -UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 2$) SHO performansı	57
3.3 16-DÖGM işaretlerini kullanan VAS/G ₂ -UZBK&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 2.5$) SHO performansı	57
3.4 İFKA işaretlerini kullanan VAS/G ₃ -UZBK&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Rayleigh sönümlmeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansı	58
3.5 4-FKA işaretlerini kullanan VAS/G ₃ -UZBK&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 2$) SHO performansı	59

- 3.6 16-DÖGM işaretlerini kullanan VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlemeli kanaldaki ($m = 4$) SHO performansı 59
- 3.7 VAS/G₂-UZBK&EBOB sistemi için Nakagami- m sönümlemeli kanalda ($m = 2$) farklı modülasyon ve sistem konfigürasyonları için EÇD eğrileri 60
- 4.1 İFKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlemeli kanaldaki ($\forall j, m_j = 1$) BHO performansı 70
- 4.2 4-FKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.f.p.d. Nakagami sönümlemeli kanaldaki SHO performansı ($m_i = 2$ ve $m_j = 1, i \in 1, 2, \dots, n_T, j = 1, 2, \dots, n_T, j \neq i$) 70
- 4.3 8-FKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.f.p.d. Nakagami sönümlemeli kanaldaki SHO performansı ($m_i = 2.5$ ve $m_j = 1, i \in 1, 2, \dots, n_T, j = 1, 2, \dots, n_T, j \neq i$) 71
- 4.4 16-DÖGM işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.f.p.d. Nakagami sönümlemeli kanaldaki SHO performansı ($m_i = 4, m_j = 2$ ve $m_k = 1, i, j \in 1, 2, \dots, n_T, i \neq j, k = 1, 2, \dots, n_T, k \neq i, j$) 71
- 4.5 İFKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve dört verici anten ($n_T = 4$) için b.f.p.d. Nakagami sönümlemeli kanaldaki çeşitleme derecesi karşılaştırması 72
- 5.1 İFKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlemeli kanallardaki ($m = 1$) BHO performansı 86
- 5.2 İFRKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki ($m = 2$) BHO performansı 87
- 5.3 16-DÖGM işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki ($m = 2$) SHO performansı 87

5.4 İFKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin simetrik verici-alıcı konfigürasyonları için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki ($m = 1$) SHO performansı	88
6.1 FİFKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlemeli kanallardaki ($m = 1$) BHO performansı	99
6.2 İFKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki ($m = 2$) BHO performansı	100
6.3 8-FKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki ($m = 0.5$) BHO performansı	100
7.1 İFKA işaretlerini kullanan VAS/EBOİ sisteminin ($n_T = 5$) ve seçilen anten sayısının farklı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlemeli kanallardaki ($m = 1$) BHO performansı	111
7.2 İFKA işaretlerini kullanan VAS/EBOİ sisteminin ($n_T = 3$) ve seçilen anten sayısının farklı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki ($m = 2$) BHO performansı	111

1. GİRİŞ

Telsiz Haberleşme sistemlerinin günlük hayattaki kullanım oranının son yıllarda hızlı bir şekilde artış göstermesi, daha hızlı ve kaliteli veri iletimi ve mevcut telsiz kaynakların daha verimli kullanım ihtiyaçlarını beraberinde getirmiştir. Telsiz haberleşme sistemlerinde, iletim ortamında bulunan yüksek binalar, dağlar, v.b. ve terminallerden en az birinin mobil olması iletim kanalının zaman ve frekans uzaylarındaki karakteristiğinin rastgele ve sürekli olarak değişmesine neden olmaktadır. Kanalin dürtü cevabının zamanla değişmesi alıcıda elde edilen işaretin zarfının, çok-yollu sönmüleme sonucu fazlasıyla bozulmasına neden olabilmektedir. Bu nedenle, telsiz haberleşme sistemlerinde amaç, hedeflenen veri iletimi düzeyini, çok-yollu sönmüleme faktörünün bozucu etkisinden mümkün olduğunca arındırarak sağlamak olmuştur.

Çok-yollu sönmüleme etkisini azaltmak ve haberleşme sisteminin performansını arttırmak için kullanılan yöntemlerden en etkini çeşitleme tekniğidir. Geliştirilen çeşitleme tekniklerinde esas ilke, bilgi işaretine ait kopyaların bağımsız sönmüleme etkilerine maruz kalmış halde alıcı taraftaki çözücü ve karar verici bloğa ulaştırılmasıdır. Bu teknikler sayesinde alıcı tarafa iletilen işaretler, farklı şekillerde birleştirilebileceğinden, iletilmek istenen bilginin minimum oranda bozulması sağlanmış olur ki, bu da telsiz haberleşme sisteminin hata performansında iyileşme anlamına gelmektedir. Çeşitleme, çok farklı şekillerle sağlanabilmektedir. İşaretlerin farklı zaman anlarında, farklı taşıyıcı frekansları kullanılarak iletilmesi ile çeşitleme sağlanabileceği gibi, işaretlerin alıcı ve/veya verici birimde bulunan çok sayıda anten kullanılarak veya en iyi yol kazancına sahip anten çiftleri kullanılarak iletilmesi ile de çeşitleme sağlanabilmektedir.

Alıcı ve/veya verici birimde çok sayıda anten kullanılması ile oluşan telsiz haberleşme sistemleri, Çoklu-Girişli Çoklu-Çıkışlı (ÇGÇÇ) haberleşme sistemleri olarak adlandırılırken, bu sistemler yoluyla elde edilen çeşitleme de uzay çeşitlemesi (ya da uzamsal çeşitleme) olarak adlandırılmaktadır. Uzay çeşitlemesi ve ÇGÇÇ sistemler, telsiz haberleşme alanında son yıllarda yapılan araştırmalarda önemli bir odak noktası olmuştur. Son yıllara kadar ağırlıklı olarak önerilen alıcı birimde

kullanılacak çeşitleme tekniklerine alternatif olarak, verici birimde kullanılacak çeşitleme tekniklerinin geliştirilmesi ile telsiz haberleşme sistemlerinde, özellikle mobil birimin karmaşıklığının önemli olduğu sistemlerde, tasarım esnekliği ve karmaşıklık kontrol edilebilirliği sağlanmıştır. Alıcı birimde kullanılan klasik yapılara örnek olarak, En Büyük Oranlı Birleştirme (EBOB), Eşit Kazançlı Birleştirme (EKB), Seçmeli Birleştirme (SB) ve Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme (GSB) verilebilir. EBOB tekniğinde alıcı antenlere ulaşan işaretlerin maruz kaldıkları kanal katsayılarının tahmini ve faz düzeltmeleri yapıldıktan sonra, her bir işaret kendi kanal kazancı ile çarpılarak birleştirilmektedir. EKB yönteminde ise, aynı birleştirme işlemi her bir işaretin faz düzeltilmesi sonrasında ağırlıklandırılmaksızın toplanması ile yapılmaktadır. SB yönteminde alınan işaretlerden en kuvvetli olanı seçilerek kullanılmaktadır. GSB yönteminde ise alıcı antenlere ulaşan en kuvvetli birkaç işaret seçilir ve bu işaretler EBOB veya EKB tekniği kullanılarak birleştirilmektedir. Alıcı birimde olduğu gibi, verici birimde de benzer şekillerde çeşitleme sağlayan teknikler mevcuttur. Verici tarafta bulunan çok sayıda anten üzerinden belirli kod matrisleri kullanarak iletim sağlayan Uzay-Zaman Blok Kodlama (UZBK) tekniği [12] ve her bir verici anten için önceden belirlenecek ağırlık katsayılarının kullanılması ile ön kodlamalı iletim sağlayan Huzme Şekillendirme tekniği (HŞ) [13] bunlara örnek olarak verilebilir.

Alıcı ve/veya verici birimde kullanılan çeşitleme tekniklerine örnek olarak gösterilecek önemli bir teknik de anten seçimi tekniğidir. Bu teknik, yalnızca alıcı birimde seçim esaslı Alıcı Anten Seçimi (AAS), yalnızca verici birimde seçim esaslı Verici Anten Seçimi (VAS) ve iki birimde birden birlikte seçim esaslı Ortak Verici/Alıcı Anten Seçimi (OVAAS) olmak üzere üç farklı şekilde kullanılabilir. Her üç durum için de, temel amaç, işaretlerin en iyi kanal kazancı sağlayan iletim yolları üzerinden iletilmesi ve mevcut bütün antenlerin sadece bir alt kümesinin kullanılması ile daha düşük güç tüketimi ve daha düşük devre karmaşıklığı elde edilmesidir. Her bir işaretleşme periyodu öncesinde, en iyi kanal kazancını sağlayan antenlerin seçilmesi ile iletişim daha düşük hata oranlarında gerçekleştirilebilmektedir.

1.1. Tezin Katkısı

Bu tezde anten seçimi teknikleri ile diğer bazı çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı iletişim sistemlerinin, düz ve yavaş Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki Bit Hata Olasılığı (BHO)/Sembol Hata Olasılığı (SHO) performansları incelenmiştir. Yapılan incelemelerde, sistemlerinin çıkışlarında elde edilen İşaret-Gürültü Oranı değerlerine ait Moment Üreten Fonksiyon (MÜF) ifadeleri bulunarak, hata performansları bu fonksiyon yardımıyla türetilmiştir. Elde edilen teorik BHO/SHO ifadeleri, yapılan Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmıştır.

Tezde sunulan sonuçlar arasında, ikili faz kaydırmalı anahtarlama (İFKA), ikili frekans kaydırmalı anahtarlama (İFRKA), M -seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (M -FKA) ve M -seviyeli dörtlü genlik modülasyonu (M -DÖGM) işaretlerini kullanan, VAS tekniği ve UZBK'nın birlikte (kaskat) kullanılması ile oluşan çeşitlemeli sistemlerin, düz, yavaş, bağımsız aynı parametrelili dağılmış (b.a.p.d.) Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki [20], [21] ve bağımsız farklı parametrelili dağılmış (b.f.p.d.) Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki [22], [23] hata performanslarının kesin (tam) ve üst sınır ifadeleri bulunmaktadır. VAS/Alamouti yapısına ait performans analizi Rayleigh sönümlemeli kanallar için literatürde mevcutken, VAS/G₃-UZBK için analiz ve diğer sistemler için de Nakagami- m sönümlemeli kanallar için ilk defa yapılmıştır. Aynı şekilde daha önce literatürde çözümü incelenmemiş olan, iki birimde birden anten seçimi esasına dayanan OVAAS tekniğinin, düz, yavaş, b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki hata performansına ait kesin ve üst sınır sonuçlar İFKA/İFRKA işaretleri için [24] ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için [26] elde edilmiştir. OVAAS tekniğinin, b.f.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki performansı ise aynı modülasyon işaretleri için [25], [27] verilmiştir. EBOİ ve AAS tekniklerini birlikte kullanan sistemlerin b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanaldaki BHO/SHO performansı ve kanal kapasitesi analizleri de [28], [29] literatürde ilk defa verilmiştir. Son olarak, yine literatürde analizi yapılmamış olan, verici birimde anten seçimi ve EBOİ tekniklerinin birlikte kullanıldığı VAS/EBOİ (ya da genelleştirilmiş seçmeli iletim (GSİ)) tekniğinin b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki performansı İFKA/İFRKA, M -FKA ve M -DÖGM işaretleri için verilmiştir [30], [31].

1.2. Tez Konusu ve Gerekliliği

Geliştirilen çeşitleme teknikleri, telsiz haberleşme sistemlerinde ihtiyaç duyulan hızlı veri iletimi ve mevcut telsiz kaynakların daha etkin kullanımı gibi hususlarda daha düşük güç tüketimli ve daha düşük devre karmaşıklığı sunan çözümler sağlamayı amaçlamaktadırlar. Anten seçimi teknikleri ile birlikte kullanılan diğer çeşitleme tekniklerinin oluşturduğu birleştirilmiş çeşitleme yapıları da, hata performansı iyileştirmesi yanında güç tüketimi ve devre karmaşıklığı noktalarında da iyileştirmeler sağlayan yapıların başında gelmektedir. Bu yapılar sayesinde çok antenli sistemlerin sağladığı çeşitleme kazancı korunurken, gerçekleştirme için gerekli güç tüketimi ve devre karmaşıklığı da sınırlandırılmıştır. Bu da, ÇGÇÇ sistemlerin gerçekleştirilebilmesi açısından kolaylık sağlamaktadır.

1.3. Tezin İçeriği

Tez sekiz bölümden oluşmaktadır. İlk bölüm olan giriş bölümünde, konunun genel bir tanıtımı yapıldıktan sonra, tez konusunun öneminden ve tezin telekomünikasyon literatürüne katkısından bahsedilmektedir.

İkinci bölümde telsiz haberleşme sistemlerinin genel yapısından, kullanımı yaygın sayısal modülasyon tekniklerinden, telsiz haberleşme kanalının başlıca özelliklerinden, başta gelen problemlerinden ve bu problemlere karşı geliştirilen çeşitleme tekniklerinden bahsedilmektedir.

Üçüncü bölümde, bahsedilen çeşitleme tekniklerinden birkaçının birleştirilmesi ile oluşan VAS/UZBK&EBOB sisteminin düz, yavaş ve b.a.p.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki performans ifadeleri ikili ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için elde edilmiştir ve elde edilen teorik sonuçlarla birlikte bilgisayar simülasyonlarının sonuçları da verilmektedir.

Dördüncü bölümde ise üçüncü bölümde incelenen çeşitlemeli sistemlerden biri olan VAS/Alamouti&EBOB tekniğinin, aynı modülasyon işaretleri için b.f.p.d.

Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki hata performansı incelenmiş ve teorik sonuçlar bilgisayar simülasyonları ile birlikte verilmiştir.

Beşinci bölümde, OVAAS tekniğinin sırasıyla b.f.p.d. ve b.a.p.d. düz ve yavaş Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki hata performansları ele alınmıştır. İkili ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için elde edilen teorik sonuçlar, bilgisayar simülasyonlarının sonuçları ile doğrulanmıştır.

Altıncı bölümde, vericide yapılan çeşitleme tekniklerinden biri olan EBOİ tekniğinin, AAS tekniği ile birlikte kullanılması ile elde edilen çeşitlemeli sistemin, düz ve yavaş b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki hata performansı, ikili ve M -seviyeli modülasyonlar için ele alınmıştır. Ayrıca, incelenen sistem için ergodik kapasite ifadesi de türetilmiştir. Hata performans ifadeleri ayrıca yapılan bilgisayar simülasyonları ile doğrulanmıştır.

Yedinci bölümde, verici birimde anten seçimi ve EBOİ tekniklerinin birlikte kullanılması ile elde edilen VAS/EBOİ çeşitlemeli sisteminin, düz ve yavaş b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki hata performansı, ikili ve M -seviyeli modülasyonlar için ele alınmıştır. Bazı kanal ve sistem konfigürasyonları için teorik sonuçlar ve simülasyon sonuçları da verilmiştir.

Son bölümde ise, tez kapsamında incelenen çeşitlemeli sistemlerin sağladığı performans ifadelerine ilişkin yorumlar ve daha sonrası için yapılması planlanan çalışmalardan bahsedilmektedir.

2. TELSİZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ VE TELSİZ KANAL MODELLERİ

Tezde incelenen telsiz haberleşme sistemleri ve problemlerine zemin oluşturması amacıyla, bu bölümde, telsiz haberleşme sistemlerinin genel yapısı, kullanılan sayısal modülasyon teknikleri, telsiz haberleşme kanalının yapısı, özellikleri ve başlıca problemleri ile bu problemlere karşı geliştirilen çeşitleme teknikleri özetlenmiştir.

2.1. Sayısal Modülasyon Teknikleri

Gelişen işaret işleme teknolojisinin getirdiği kolaylıklardan faydalanabilmek amacıyla geliştirilen sayısal sistemler içerisinde belki de en büyük payı sayısal haberleşme sistemleri almaktadır. Gerek kodlama ve kod çözme işlemlerinin uygulanmasına imkan vermesi sebebiyle gerekse gürültüye ve diğer bozucu ortam etkilerine karşı analog modülasyon tekniklerine oranla daha düşük hassasiyetli olması sebebiyle, sayısal modülasyon teknikleri, modern haberleşme sistemleri için vazgeçilmez olmaktadır.

Sayısal modülasyon türleri içerisinde, taşıyıcı işaretin genlik, faz veya frekans değerlerinin iletilmek istenen işarete göre modüle edilmesi esasına dayanan sayısal darbe genlik modülasyonu, faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonu, frekans kaydırmalı anahtarlama modülasyonu ve genlik ve fazın birlikte modüle edildiği dörtlü genlik modülasyonu bulunmaktadır.

2.1.1. Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu

Faz kaydırmalı anahtarlama (FKA) modülasyonu, iletilmesi amaçlanan sayısal mesaj işarete karşı düşen ayrık bir faz değerine sahip bir taşıyıcı işaret üretilmesi esasına dayanmaktadır. FKA modülatörü, girişine uygulanan bit dizisi içerisinde k bitlik gruplara karşılık çıkışında $M = 2^k$ adet faz değerinden birine sahip bir dalga

formu üretmektedir. Burada, M modülasyon seviyesini göstermektedir ki, bu değerin artması göreceli olarak bit iletim hızını ve band verimliliğini artırırken, daha sonra ayrıntılı olarak gösterileceği üzere, sistemin hata performansında düşüslere neden olmaktadır. Bir T_s sembol süresinde iletilen FKA işaretin ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$s_i(t) = g(t)\cos(\theta_i)\cos(2\pi f_c t) - g(t)\sin(\theta_i)\sin(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

Burada $g(t)$ darbe şekillendirme fonksiyonu, f_c taşıyıcı işaret frekansını ve $\theta_i = 2\pi(i-1)/M$, $i = 1, 2, \dots, M = 2^k$ olmak üzere dalga formlarına ait faz açılarını temsil etmektedir. E_s sembol başına harcanan ortalama enerjiyi göstermek üzere darbe şekillendirme fonksiyonu $g(t) = \sqrt{2E_s/T_s}$ şeklinde seçildiğinde (2.1) ifadesi aşağıdaki gibi olur:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos(\theta_i)\cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\sin(\theta_i)\sin(2\pi f_c t) \quad (2.2)$$

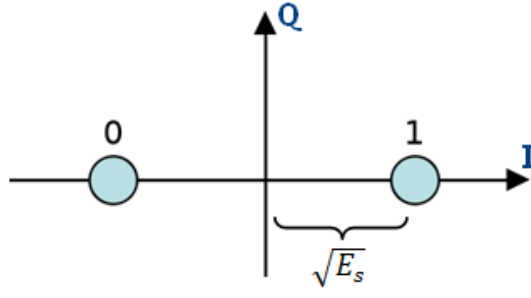
Denklem (2.2)'deki ifade ortonormal temel fonksiyonlar olan $f_1(t) = \sqrt{2/T_s}\cos(2\pi f_c t)$ ve $f_2(t) = -\sqrt{2/T_s}\sin(2\pi f_c t)$ cinsinden yeniden yazıldığında

$$s_i(t) = \sqrt{E_s}\cos(\theta_i)f_1(t) + \sqrt{E_s}\sin(\theta_i)f_2(t). \quad (2.3)$$

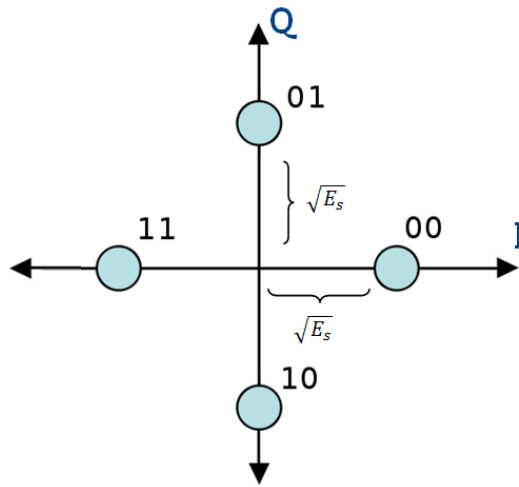
ifadesi elde edilmektedir. (2.3) numaralı denklemde verilen gösterim, M -seviyeli FKA (M -FKA) işaretlerinin 2 boyutlu vektör uzayındaki ($f_1(t)$ ve $f_2(t)$ eksenlerinin oluşturduğu vektör uzayındaki) gösteriminin

$$\mathbf{s}_i = [\sqrt{E_s}\cos\theta_i, \sqrt{E_s}\sin\theta_i], \quad i = 1, 2, \dots, M = 2^k \quad (2.4)$$

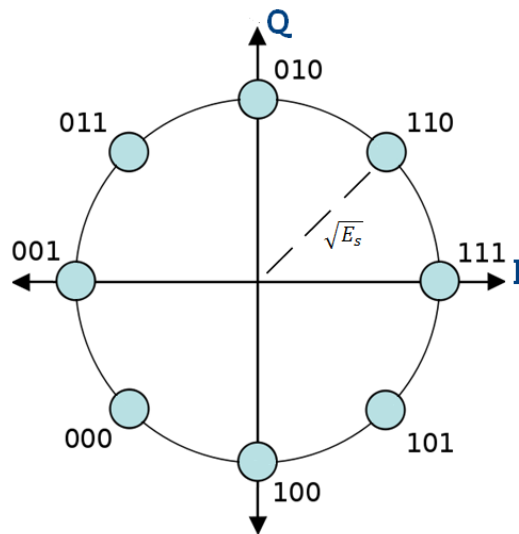
şeklinde elde edilmesini sağlamaktadır. Hata performansı analizlerinde sıklıkla kullanılan M -FKA işaretlerinin $M = 2, 4$ ve 8 olduğu durumlar için vektörel gösterimler (işaret diyagramı gösterimleri) ikili faz kaydırmalı anahtarlama (İFKA), 4 ve 8 seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (4-FKA ve 8-FKA) işaretleri için sırasıyla Şekil 2.1, Şekil 2.2 ve Şekil 2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.1 1FKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi



Şekil 2.2 4-FKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi



Şekil 2.3 8-FKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi

FKA işaretlerinde modülatör girişine gelen bit dizisinin değişimine göre, modülatör çıkışındaki dalga formlarının arasındaki faz farkları ± 90 ve ± 180 gibi büyük değerler olabilmektedir. Bu faz farklarının, RF kuvvetlendirici çıkışındaki işaretin zarfında meydana getirdiği bozulmalar, kuvvetlendiricilerin etkin şekilde kullanımını zorlaştırmaktadır. Bu bozulmalardan kurtulmak amacıyla, FKA modülasyonunun farksal eşleme yapan türleri geliştirilmiştir. Farksal FKA (FFKA) olarak adlandırılan bu modülasyon tekniklerinde, modülatör girişine gelen bit dizilerine göre direkt eşleme yapılmadan, önceki bit dizisi ile yeni bit dizisi arasındaki farka göre eşleme yapılmaktadır. Bu da, modülatör çıkışındaki dalga formları arasındaki faz geçişlerini klasik FKA'da gözlenen değerlerden daha düşük değerlere düşürmektedir. Böylelikle, RF kuvvetlendiriciler etkin şekilde kullanılabilir. Ayrıca FFKA tekniği, faz uyumlu olmayan demodülasyon işlemine de uyumludur. Buna karşın, FFKA tekniğinin BEGGEK ve sönümlemeli kanaldaki hata performansı, klasik FKA işaretlerinininkine oranla daha kötüdür.

FFKA modülasyonlu işaretler içerisinde en yaygın kullanıma, sırasıyla iki ve dört seviyeli olan İFFKA ve 4-FFKA işaretleri sahiptir.

2.1.2. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonu

Frekans kaydırmalı anahtarlama (FRKA) modülasyonu, iletilmesi amaçlanan sayısal mesaj işaretine karşı düşen ayrık bir frekans değerine sahip bir dalga formunun üretilmesi esasına dayanmaktadır. FRKA modülatörü, FKA modülatörüne benzer olarak, girişine uygulanan bit dizisi içerisinde k bitlik gruplara karşılık çıkışında $M = 2^k$ adet muhtemel dalga formundan birini üretmektedir. Burada, muhtemel dalga formlarının her biri farklı frekanslı taşıyıcılardır. FKA işaretlerindeki durumundan biraz farklı olarak, M değerinin artması bit iletim hızını artırırken, iletim için gerekli band genişliğini de arttırmaktadır. Bunun yanında bu değer artması, sistemin hata performansında iyileşmeye neden olmaktadır. Bir T_s sembol süresinde iletilen FRKA işaretin ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$s_i(t) = g(t)\cos(2\pi f_i t) \quad (2.5)$$

Burada $g(t)$ darbe şekillendirme fonksiyonu ve $f_i = f_c + \Delta f(i - 1)$, $i = 1, 2, \dots, M = 2^k$ her bir dalga formunun frekansını göstermektedir. Burada faz uyumlu demodülasyon durumunda $\Delta f = 1/2T_s$ değerini alırken, faz uyumsuz demodülasyon durumunda ise $\Delta f = 1/T_s$ değerini almaktadır. Darbe şekillendirme fonksiyonu $g(t) = \sqrt{2E_s/T_s}$ şeklinde seçildiğinde (2.5) ifadesi

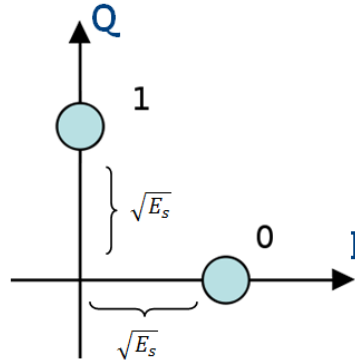
$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi t(f_c + \Delta f(i - 1))). \quad (2.6)$$

olarak yazılabilmektedir. Genel yapısı itibariyle M -seviyeli FRKA işareti M boyutlu uzayda vektörel olarak ifade edilmektedir.

FRKA işaret ailesinin 2 boyutlu üyesi ikili frekans kaydırmalı anahtarlama (İFRKA) sembolleri, $f_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos(2\pi f_c t)$ ve $f_2(t) = -\sqrt{2/T_s} \sin(2\pi f_c t)$ şeklinde tanımlanan ortonormal temel fonksiyonlar cinsinden yeniden yazıldığında

$$\mathbf{s}_1 = [\sqrt{E_s}, 0] \text{ ve } \mathbf{s}_2 = [0, \sqrt{E_s}] \quad (2.7)$$

olarak tanımlanabilmektedir. İFRKA sembollerinin 2 boyutlu vektör uzayındaki ($f_1(t)$ ve $f_2(t)$ eksenlerinin oluşturduğu vektör uzayındaki) gösterimi Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4 İFRKA işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi

2.1.3. Dörtlü Genlik Modülasyonu

Dörtlü genlik modülasyonu (DÖGM), modülatör girişine uygulanan bit dizisinin k bitlik gruplarına karşılık $M = 2^k$ adet farklı faz ve genlik değerine sahip dalga formundan birinin üretilmesi esasına dayanmaktadır. FKA modülasyonundaki duruma benzer şekilde, modülasyon seviyesinin artması göreceli olarak bit iletim hızını ve band verimliliğini artırırken, daha sonra ayrıntılı olarak gösterileceği üzere, sistemin hata performansında düşüslere neden olmaktadır. Bir T_s sembol süresinde iletilen DÖGM işaretin ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$s_i(t) = A_{ic}Kg(t)\cos(2\pi f_c t) - A_{is}Kg(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (2.8)$$

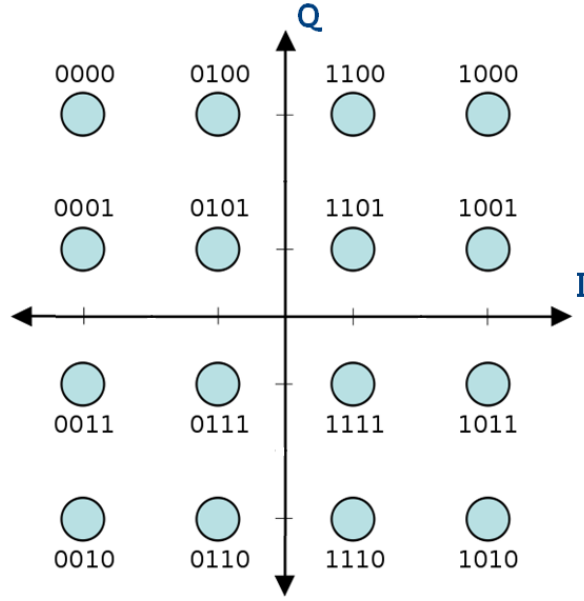
Burada $g(t)$ darbe şekillendirme fonksiyonu, f_c taşıyıcı işaret frekansını göstermektedir. Ayrıca bilgi taşıyan katsayılar $A_{ic}, A_{is} \in \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{2}}, \pm \frac{3}{\sqrt{2}}, \dots, \pm \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{2}} \right\}$, $i = 1, 2, \dots, M = 2^k$ olmak üzere K değeri de sembol başına ortalama enerjiyi kontrol etmek amacıyla kullanılan parametreyi temsil etmektedir. Darbe şekillendirme fonksiyonu $g(t) = \sqrt{2E_s/T_s}$ şeklinde seçildiğinde (2.8) ifadesi ortonormal temel fonksiyonlar olan $f_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos(2\pi f_c t)$ ve $f_2(t) = -\sqrt{2/T_s} \sin(2\pi f_c t)$ cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$s_i(t) = A_{ic}K\sqrt{E_s}f_1(t) + A_{is}K\sqrt{E_s}f_2(t). \quad (2.9)$$

(2.9) numaralı denklemde verilen ifade, M -seviyeli DÖGM (M -DÖGM) işaretlerinin 2 boyutlu vektör uzayındaki ($f_1(t)$ ve $f_2(t)$ eksenlerinin oluşturduğu vektör uzayındaki) gösteriminin

$$\mathbf{s}_i = [A_{ic}K\sqrt{E_s}, A_{is}K\sqrt{E_s}], i = 1, 2, \dots, M = 2^k \quad (2.10)$$

şeklinde elde edilmesini sağlamaktadır. $M = 16$ modülasyon seviyesi için, DÖGM işaretlerinin vektörel gösterimi (işaret diyagramı gösterimi) Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2.5 16-DÖGM işaretlerinin vektörel (işaret diyagramı) gösterimi

2.2. Telsiz haberleşme kanalı ve özellikleri

Telsiz haberleşme sistemlerinde, verici antenden çıkan radyo dalgalarının boşlukta yayılımı sırasında bu dalgalar kırınım, saçılım, yansıma gibi çok farklı fiziksel etkilere maruz kalırlar. Radyo dalgaları; arazi yapısından, atmosferden ve yayılım yolu üzerindeki bina, köprü, tepe gibi fiziksel nesnelerden büyük ölçüde etkilenir [37]. Daha önce sözü edildiği üzere, alıcıda işaretlere eklenen ve genellikle Gauss rastlantı süreci olarak modellenen gürültü ve diğer bozucu faktörlere kıyasla maruz kalınan en yıkıcı etkiyi sönümlleme faktörü yapmaktadır. Sönümlleme faktörünün etkisi, telsiz haberleşme sistemlerinde fiziksel oluşma şekline göre üç farklı yapıda kendini göstermektedir. Bu yapılar, büyük ölçekli sönümlleme (yol kaybı), orta ölçekli sönümlleme (gölgeleme) ve küçük ölçekli sönümlleme (çok-yollu sönümlleme) olarak adlandırılmaktadır.

2.2.1. Yol Kaybı (Büyük Ölçekli Sönümlleme)

Telsiz haberleşme, iletilmek istenen bilginin, vericide elektriksel işaret olarak üretildikten sonra, telsiz ortamda taşıyıcı radyo dalgaları vasıtasıyla uzayda

ilerleyerek alıcıya ulaşması, alıcının da gelen işareti tahmin ederek bilgiyi alması olarak karakterize edilmektedir [4]. İletilen radyo dalgalarının, alıcı blokta algılanabilmeleri için belirli bir eşik gücünün üzerinde bir güçle elde edilmeleri gerekmektedir. Bu da radyo dalgalarının vericiden belirli bir güç değeri ile iletilmeleri anlamına gelmektedir. Verici antenden yayılan radyo dalgaları, boşluğa yayıldığında, iletilen enerji çok geniş yüzölçümlü bir alana yayılır. Bu sebeple, verici anteninden uzak bir bölgede, radyo dalgasının enerjisi antenin çevresine göre daha zayıf olur. Bu şekilde, alınan ortalama gücün büyük mesafelerde zayıflamasına büyük ölçekli sönümlenme denir.

Örneğin, bir P_T gücünü her yönde eşit olarak yayan bir izotropik anten düşünüldüğünde, birim alan başına düşen güç (Güç Akı Yoğunluğu), kaynağı çevreleyen R yarıçaplı bir küre yüzeyinde

$$\Phi_R = \frac{P_T}{4\pi R^2} \quad (2.11)$$

olmaktadır. Burada $4\pi R^2$ küre yüzeyinin alanını göstermektedir. Alıcı antende algılanan güç değeri ise, Güç Akı Yoğunluğu ifadesi ile antenin açıklığı (antenin etkin alanı) ifadesinin çarpımı ile ifade edilmektedir:

$$P_R = \frac{P_T}{4\pi R^2} A_e \quad (2.12)$$

(2.12) denkleminde görüldüğü gibi, R uzaklığı arttıkça, vericiden çıkan radyo dalgasının yayıldığı yüzey alanı artmakta ve dolayısıyla, alıcıda algılanan güç değeri azalmaktadır. Bir antenin etkin (efektif) alanı (A_e) ile fiziksel alanı (A) arasındaki oran $\eta = A_e/A$ anten etkinliği olarak adlandırılmaktadır. Bu parametre, alıcı antenin gelen elektromagnetik enerjiyi kullanılabilir elektriksel enerjiye çevirme kabiliyetinin bir ölçüsüdür ve anten tipine göre, % 45 ile % 80 arasında değerler alabilmektedir. Yukarıda verilen (2.12) denklemi izotropik antenler için, $A_e = \lambda^2/4\pi$ eşitliği kullanılmasıyla,

$$P_R = \frac{P_T}{(4\pi R/\lambda)^2} = \frac{P_T}{L_p} \quad (2.13)$$

olarak düzenlenebilir. Burada, λ iletim için kullanılan taşıyıcının dalga boyunu göstermek üzere, L_p olarak verilen parametre yol kaybı olarak tanımlanmaktadır [4]. Büyük ölçekli sönümlenmenin zayıflatıcı etkisi, haberleşme kanalında belirli mesafelere yerleştirilen tekrarlayıcılar sayesinde onarılabilmektedir. Bu nedenle, bu faktör telsiz haberleşme sistemlerinin performansını önemli sayılacak oranda etkilemez.

2.2.2. Orta Ölçekli Sönümleme (Gölgeleme)

İletilen işaretin telsiz ortamdaki engeller üzerinden yansımalar ve saçılmalar neticesinde alıcı birime ulaşması durumunda Gölgeleme olarak da adlandırılan orta ölçekli sönümleme oluşmaktadır. Yansıma ve saçılma olaylarına neden olan engellerin yüzeylerinin büyüklüğü, elektriksel ve manyetik özellikleri ve verici ile alıcı arasındaki konumu gibi faktörler, gölgeleme etkisinin rastgele değişmesine sebep olmaktadır. İstatistiksel olarak modellenen gölgeleme için sıklıkla Log-normal dağılım kullanılmaktadır. Log-normal gölgeleme modelinde $\alpha = P_T / P_R$ oranına ait olasılık yoğunluk fonksiyonu:

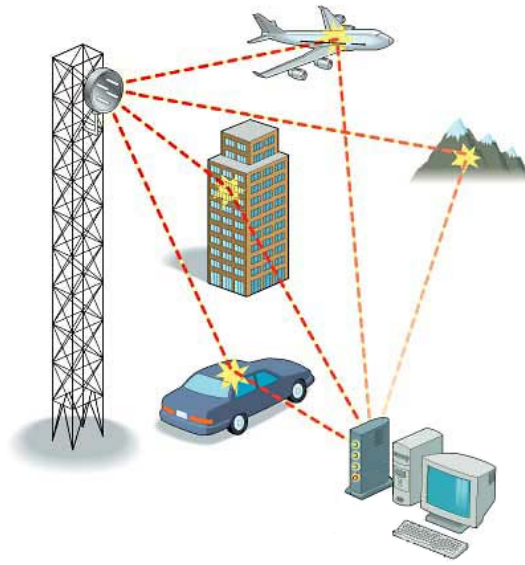
$$f_\alpha(\alpha) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\alpha_{dB}}\alpha} \exp \left[-\frac{(-\alpha_{dB} - \mu_{\alpha_{dB}})^2}{2\sigma_{\alpha_{dB}}^2} \right], \alpha > 0 \quad (2.14)$$

olarak yazılabilir. Burada $\xi = 10/\ln 10$, $\alpha_{dB} = 10 \log_{10} \alpha$, $\mu_{\alpha_{dB}}$, α_{dB} 'nin beklenen değeri ve $\sigma_{\alpha_{dB}}$ ise α_{dB} 'nin standart sapmasını göstermektedir [2].

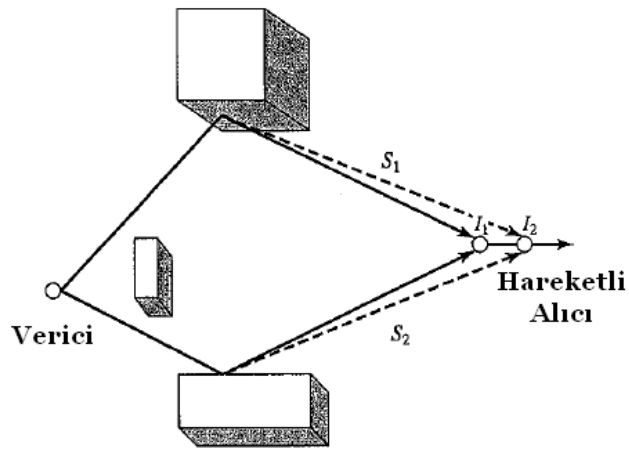
2.2.3. Küçük Ölçekli Sönümleme (Çok Yollu Sönümleme)

Telsiz haberleşme sistemlerinde, özellikle mobil haberleşme sistemlerinde, alıcı sistemlerin anten yüksekliklerinin, kendilerini çevreleyen bina, tepe vb. yapıların yüksekliklerine göre daha az olması, alıcı ve verici birimler arasında doğrudan bir

görüş hattının olma ihtimalini neredeyse sıfırlamaktadır. Böyle bir durumda ise, telsiz ortamdaki yayılım, çevreleyici yapılardan yansımalar, saçılmalar ve kırılmalar şeklinde olmaktadır. Böylelikle, gönderilen işaretler farklı yayılım yolları üzerinden farklı genliklerle ve farklı gecikmelerle alıcıya ulaşmaktadır. Burada oluşan küçük ölçekli sönümlenme çok-yollu yayılım sonucunda oluşmaktadır. Bu nedenle de küçük ölçekli sönümlenme, çok-yollu yayılım ve çok-yollu sönümlenme terimleri birlikte anılmaktadırlar. Bahsedilen çok-yollu yayılım Şekil 2.6 ve Şekil 2.7’de örneklenmiştir.

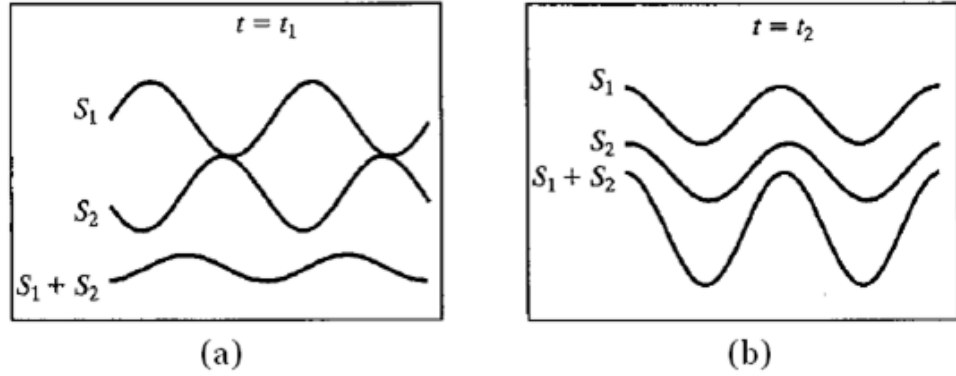


Şekil 2.6 Çok yollu yayılım modeli-1



Şekil 2.7 Çok yollu yayılım modeli-2 (Bağıl hareket durumu)

Şekil 2.7’de gösterilen çok-yollu yayılım örneğinde, hareketli olan alıcı birime, vericiden gönderilen sembolün iki farklı genlikli ve gecikmeli şeklinin ulaştığı düşünülürse, aynı sembole ait bu iki farklı yapıdaki sembol, alıcıda birleştiğinde, mesaj işaretinin herhangi bir anına ait sembolün kaybolmasına veya aynı fazda algılanarak kuvvetlenmesine sebep olabilir. Bu iki farklı durum aşağıda Şekil 2.8’de gösterilmiştir.



Şekil 2.8 Çok yollu yayılım sonucu alıcıda elde edilen işaretler

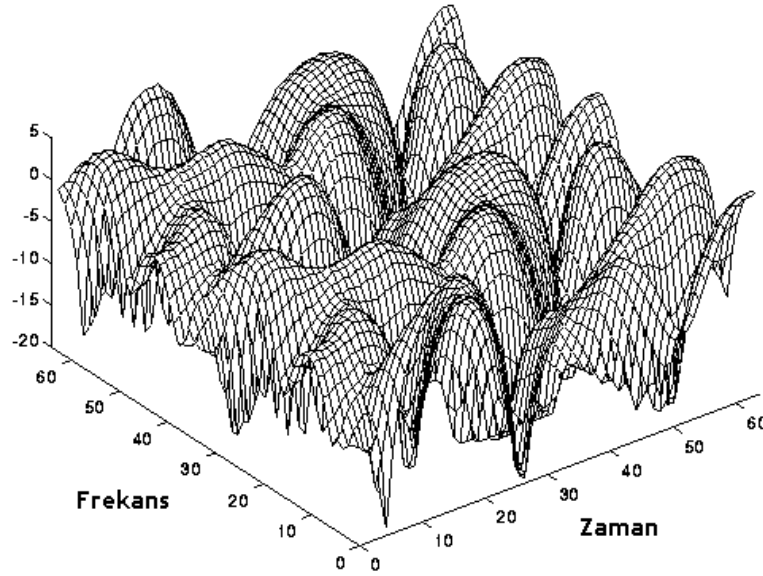
(a) Zıt fazlı birleşme (b) Eş fazlı birleşme

Küçük ölçekli sönümlleme ya da çok-yollu yayılım neticesinde, alıcı birimde, vericiden iletilen bir işarete ait birçok farklı genliğe ve gecikmeye (faza) sahip kopya toplanmakta ve bu toplam alıcının karar mekanizmasına girmektedir. Telsiz haberleşme kanalının zamanla değişen bir dürtü cevabına sahip olması, alıcıya ulaşan kopyaların birbirleri ile çok farklı yapıda olmalarına ve dolayısıyla alıcıda yapılan karar işleminin zorlaşmasına ya da hatalı sonuç vermesine neden olmaktadır. Bu da telsiz ortam üzerinden yapılan haberleşmenin kalitesinde büyük oranda bozulmaya neden olmaktadır.

2.2.3.1 Sönümllemeli Kanalların Sınıflandırılması

Daha önce de bahsedildiği gibi, sönümlleme şekilleri arasında en bozucu etkiyi küçük ölçekli sönümlleme yapmaktadır. Bu nedenle, bu aşamadan sonra yapılacak tanımlamalarda ve analizlerde kullanılan sönümlleme kavramı esasında küçük ölçekli

sönümlemeyi ifade etmektedir. Sönümleme faktörünün bozucu etkisini göstermek amacıyla, Şekil 2.9’da telsiz haberleşme kanalının zaman ve frekans uzaylarındaki cevabı verilmiştir. Hiç şüphesiz, verilen zaman-frekans yüzeyi üzerindeki derin çukurların karşılık geldiği zaman ve frekans çiftleri için telsiz haberleşme sisteminin güvenilirliği büyük oranda azalmaktadır.



Şekil 2.9 Telsiz haberleşme kanalının zaman ve frekans cevabı

Sönümleme etkisinin zamana ve frekansa bağlı değişim karakteristiği, sönümlemeli kanalların sınıflandırılması noktasında büyük önem taşımaktadır. Sönümlemeli kanallar, etkilerinin zamana bağlı değişimine göre sınıflandırıldıklarında, yavaş sönümlemeli veya hızlı sönümlemeli olarak ayrılırken, frekansa bağlı değişimine göre sınıflandırıldıklarında ise frekans seçici veya frekans seçici olmayan sönümlemeli kanallar olarak ayrılmaktadırlar [3].

2.2.3.1.1 Yavaş Sönümlemeli Kanallar

Telsiz haberleşme kanalının iletilen işaretler üzerindeki etkisinin zamana bağlı değişiminin bir ölçüsü olan kanalın uyumlu zaman aralığının, iletilmesi amaçlanan işaretlerin sembol süresinden fazla olduğu durumda karşılaşılan sönümleme etkisine yavaş sönümleme denmektedir. Burada kanalın uyumlu zaman aralığı, kanal

etkisinin yaklaşık sabit olarak kabul edilebileceği süre ya da kanalın etkisinin değişme periyodu olarak düşünülebilir. Yavaş sönmülemenin görüldüğü telsiz sistemlerde, iletilen işaretin tek bir sönmüleme katsayısı ile çarpımsal olarak etkileştiği kabul edilmektedir [1].

2.2.3.1.2 Hızlı Sönmülemeli Kanallar

Yavaş sönmüleme durumunun tersine, telsiz kanalın uyumlu zaman aralığının iletilecek işaretlerin iletim sürelerine göre çok küçük olması durumunda ise, iletilen işaretlerin farklı sayıda ve değerde sönmüleme katsayısı ile etkileştikleri söylenebilmektedir. Bu durumda ise, telsiz kanalın işaretler üzerindeki bozucu etkisi hızlı sönmüleme olarak adlandırılmaktadır [1].

2.2.3.1.3 Frekans Seçici Olmayan (Düz) Kanal

Sönmülemeli kanalların sınıflandırılmasında sıklıkla kullanılan ikinci faktör de frekans uzayındaki etkinin değişimi olmaktadır. Bu tip bir sınıflandırma için ise kullanılan parametre kanalın uyumlu band genişliği olmaktadır. Kanalın uyumlu band genişliği, telsiz haberleşme kanalının sönmüleme etkisinin frekans uzayında yaklaşık olarak sabit kabul edilebileceği frekans bandını tanımlamaktadır. İletilen işaretlerin band genişliği, kanalın uyumlu band genişliğinden küçük olduğunda, işaretler frekans uzayında aynı sönmüleme katsayısına maruz kalmaktadırlar. Diğer bir anlatımla, frekans seçici olmayan (düz) kanal modeli, kanalın frekans spektrumunun iletilen işaretin frekans spektrumu boyunca düz olması durumudur. Düz sönmülemeli kanaldan iletilen işaretlerin frekans spektrumu bozulmamaktadır [1].

2.2.3.1.4 Frekans Seçici Kanal

İletilen işaretlerin band genişliği, telsiz haberleşme kanalının uyumlu band genişliğinden büyük olduğu durumda ise, işaretin frekans spektrumuna farklı sönmüleme katsayıları etkidiğinden, işaretlerin frekans spektrumları alıcıda

bozulmuş olarak elde edilmektedir. Bu sönümleme tipinde, işaretin frekans bileşenleri farklı etkilere maruz kaldığından, telsiz haberleşme kanalı frekans seçici olarak adlandırılmaktadır. Frekans seçici sönümleme neticesinde, iletilen işaretin frekans spektrumu bozulmaktadır [1].

2.2.3.2 Sönümlmeli Kanalların Modellenmesi

Telsiz haberleşme kanalının sönümlleme etkisi, rastgele oluşan ve zamana bağlı değişimi öngörülemeyen yansıma, kırılma, zayıflama ve saçılma olaylarından meydana geldiği için, deterministik olarak ele alınamamaktadır. Bunun yerine, sönümlleme katsayılarının uzun dönemdeki davranışı üzerine geliştirilen istatistiksel modeller kullanılmaktadır. Literatürde, rastgele değişkenleri ve rastgele süreçleri modellemek amacıyla önerilmiş birçok istatistiksel model bulunmaktadır. Telsiz kanalın sönümlleme etkisini modellemek amacıyla kullanılan modeller içerisinde sıklıkla karşılaşılanları, Rayleigh, Ricean, Nakagami- m , Weibull ve Genelleştirilmiş Gamma dağılımlarıdır [6].

2.2.3.2.1 Rayleigh Kanal Modeli

Alıcı ve verici birimler arasında direkt bir iletim yolunun (görüş hattının) olmaması durumunda, birimler arasındaki haberleşme tümüyle telsiz ortamda meydana gelen yansıma, kırılma ve saçılmalar sonucu alıcıya ulaşan işaretler yardımıyla sağlanmaktadır. İletilen işarete etkiyen sönümlleme faktörünün eş fazlı (inphase) ve dik fazlı (quadrature) bileşenlerinin sıfır ortalamalı ve aynı varyansa sahip bağımsız Gauss rastgele değişkenleri olması durumunda, işarete etkiyen sönümllemenin zarfının Rayleigh dağılımlı olduğu görülmektedir. Rayleigh dağılımına ait olasılık yoğunluk fonksiyonu (OYF) aşağıdaki gibidir [1], [6].

$$f_x(x) = \frac{2x}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right), x \geq 0. \quad (2.15)$$

Burada $\Omega = E[x^2]$ olup kanalın ortalama gücünü temsil etmektedir.

2.2.3.2.2 Ricean Kanal Modeli

Önceki bölümde verilen Rayleigh kanal modelinin oluşma şartları düşünüldüğünde, bu şartlara ek olarak telsiz haberleşme sisteminde alıcı ve verici birimler arasında doğrudan bir görüş hattının da bulunması ya da diğer iletim yollarına kıyasla daha baskın bir iletim yolunun bulunması durumunda, sönümleme katsayılarının Ricean dağılımlı olduğu görülmektedir. Bu modelin oluşmasını sağlayan eş fazlı ve dik fazlı Gauss süreçlerin varyansları aynı iken, ortalamaları sıfırdan farklı olabilmektedir. Burada, doğrudan iletim yolunun ya da baskın iletim yolunun ortalama gücünü belirleyen etken de Gauss süreçlerinin sıfırdan farklı ortalamalarıdır. Ricean dağılımında, baskın iletim yolu ile diğer iletim yollarının ortalama güçlerinin oranını tanımlayan bir K dağılım parametresi bulunmaktadır. Ricean dağılımına ait OYF ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$f_x(x) = \frac{2x(K+1)}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(K+1)x^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right), x, K \geq 0. \quad (2.16)$$

Verilen OYF ifadesinde $I_0(\cdot)$ birinci tür sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu göstermektedir. Ricean faktörü K değerinin artması ile baskın yolun ortalama gücü artmaktadır ki bu da telsiz sistemin hata performansı üzerinde olumlu bir etki yapmaktadır. Öyle ki, bu parametrenin çok büyük değerlerinde ($K \rightarrow \infty$) kanal Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenen Kanal (BEGGEK) özellikleri göstermektedir. Ayrıca, baskın yolun olmadığı durumda, dağılımın Rayleigh dağılımına indirgendiği, denklem (2.16)'daki OYF ifadesinin, sönümleme faktörü değerinin $K = 0$ seçilmesi ile denklem (2.15)'teki OYF ifadesine indirgenmesi ile doğrulanmaktadır.

2.2.3.2.3 Nakagami- m Kanal Modeli

Rayleigh ve Ricean sönümleme modellerine göre daha genel (kapsayıcı) olan Nakagami- m sönümleme modeli 1960'lı yıllarda Nakagami [10] tarafından önerilmiş bir kanal modeli olup uzun mesafelerdeki hızlı sönümlmeleri karakterize eden bir kanal modelidir. Bu sönümleme modeline ilişkin dağılımının OYF ifadesi

$$f_x(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0, m \geq \frac{1}{2} \quad (2.17)$$

şeklinde verilmektedir. Nakagami sönümleme parametresinin çok büyük değerlerinde ($m \rightarrow \infty$), Ricean modelindeki K parametresinin değişimine benzer olarak, telsiz haberleşme kanalı BEGGEK özellikleri göstermektedir. Bunun yanında m parametresinin bazı özel değerlerinde, örneğin $m = 1$ ve $m = 0.5$ için sönümlemeli kanal sırasıyla Rayleigh ve tek taraflı Gauss kanal modellerine dönüşür.

2.3. Çeşitleme Teknikleri

Telsiz haberleşme sistemlerinde güvenilirlik, sönümleme etkisi ile büyük oranda azalmaktadır. Sönümlemenin bozucu etkisini azaltarak haberleşme güvenilirliğini yeterli seviyede tutmanın en verimli yollarından biri, çeşitleme teknikleri uygulamaktır. Uygulanma şekilleri ve uygulandıkları birimler çok farklı olabilse de, bütün çeşitleme tekniklerinin dayandığı esas prensip, vericiden alıcıya gönderilmek istenen işaretin, birbirinden bağımsız sönümleme etkilerine maruz kalmış kopyalarının gönderilmesidir [2], [4].

Bağımsız sönümlemeli iletim/alım yolları oluşturmak için geliştirilmiş birçok yöntem bulunmaktadır. İletilecek işaretleri, farklı zaman aralıklarında, farklı taşıyıcı frekanslar kullanarak ya da farklı anten polarizasyonlarında iletmek sırasıyla zaman, frekans ve polarizasyon çeşitlemesi sağlamaktadır. Bunun gibi, çeşitleme sağlamak amacıyla geliştirilen birçok farklı prensibi benimseyen teknik mevcuttur. Bu teknikler içerisinde büyük ilgi toplayan ÇGÇÇ sistemlerde, alıcı ve/veya verici birimlerde çok sayıda anten kullanılması ile birbirinden bağımsız şekilde değişen sönümlemeli iletim yolları oluşturulmuş ve böylelikle iletilen işaretin bozulma olasılığı düşürülmüştür. Bu sistemler anten sayısını arttırarak bağımsız iletim/alım yolları oluşturdukları için, sağladıkları çeşitlemeye de uzay çeşitlemesi ya da anten çeşitlemesi denmektedir. Anten çeşitleme tekniklerinin en büyük avantajı, fazladan band genişliği ve iletim gücü artımı gerektirmemesidir [2]. ÇGÇÇ sistemlerin alıcı ve verici birimleri için ayrı ayrı ve birlikte uygulanabilen çeşitleme teknikleri bulunmaktadır [2], [38].

2.3.1. Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri

Alıcı birimde kullanılan anten çeşitleme teknikleri içerisinde, kullanılan çok sayıda alıcı antende elde edilecek bağımsız etkilere maruz kalmış işaretlerin belirli ağırlık katsayıları ile birleştirilmesi ve/veya bazılarının seçilmesi ve daha sonra birleştirilmesi esasına dayanan teknikler ön plandadır. Genel olarak birleştirme teknikleri olarak adlandırılan bu teknikler içerisinde, en büyük oranlı birleştirme (EBOB), eşit kazançlı birleştirme (EKB), seçmeli birleştirme (SB), genelleştirilmiş seçmeli birleştirme (GSB) ve karesel birleştirme teknikleri bulunmaktadır [2].

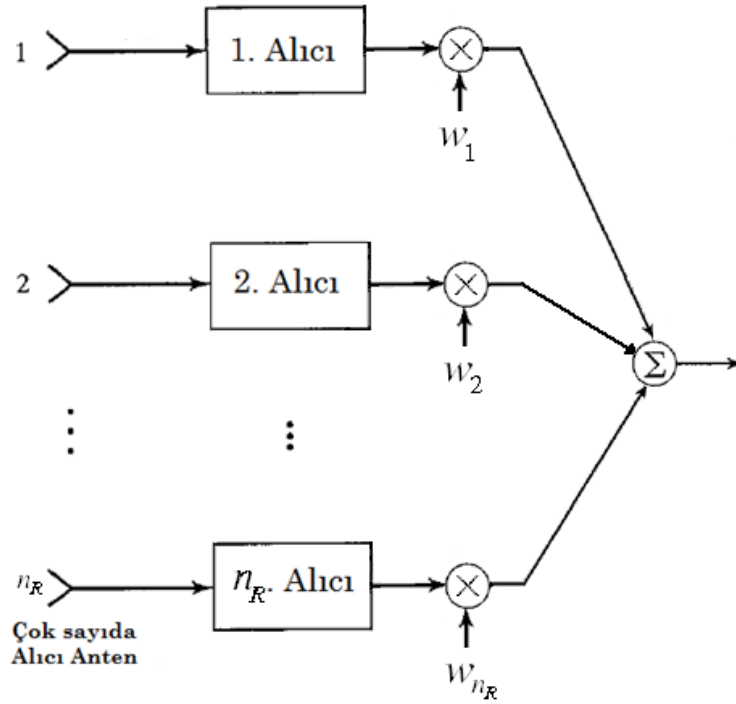
2.3.1.1 En Büyük Oranlı Birleştirme Tekniği

En büyük oranlı birleştirme tekniği ilk olarak 1954 yılında Kahn tarafından ortaya atılmıştır [3]. Bu teknikte, her bir alıcı anten tarafından algılanan işaretin iletiği yola ait kanal durum bilgisi (KDB) tahmini ve işaretler için faz uyumlaştırma işlemi yapıldıktan sonra, her bir işaret kendi kanalına ait sönümlenme katsayısı ile (her bir işaretin alıcıya ulaştırdığı güç ile orantılı olarak) ağırlıklandırılarak birleştirilmektedir.

Şekil 2.10’da verilen blok diyagramda $w_i, i = 1, 2, \dots, n_R$ olarak gösterilen ağırlık katsayıları her bir iletim yoluna ait sönümlenme katsayısı olarak seçildiğinde, birleştirici çıkışında işaret-gürültü oranı (İGO) değeri

$$\gamma_{EBOB} = \sum_{i=1}^{n_R} \gamma_i \quad (2.18)$$

olarak elde edilmektedir ki burada γ_i her bir iletim yolundan alınan işarete ait İGO değeridir. γ_{EBOB} ifadesi incelendiğinde, EBOB tekniğinin alıcıya farklı yollardan ulaşan bütün işaretlere ait İGO değerlerini toplayabildiği görülmektedir. Elde edilen İGO ifadesi maksimum elde edilebilecek İGO değeri olduğu için, EBOB tekniği optimum birleştirme tekniğidir.



Şekil 2.10 EBOB tekniğinin birleştirici yapısı

Bütün iletim yollarının ortalama İGO değerlerinin eşit olduğu düşünülürse ($\forall i, E[\gamma_i] = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$), çıkıştaki İGO değerinin ortalaması da

$$\bar{\gamma}_{EBOB} = n_R \bar{\gamma} \quad (2.19)$$

şeklinde olmaktadır ki buradan görüldüğü gibi birleştirici çıkışındaki İGO tek anten kullanılması durumundaki İGO'nun n_R katı olmaktadır.

2.3.1.2 Eşit Kazançlı Birleştirme Tekniği

EBOB tekniğindeki ağırlıklandırılmış birleştirme işleminin ve ona imkan veren sönümleme katsayılarının tahmini işleminin getirdiği yükten kurtulmak amacıyla EKB tekniği geliştirilmiştir. Bu teknikte, EBOB tekniğinden farklı olarak, Şekil 2.10'daki blok diyagramda verilen ağırlık katsayıları $\forall i, w_i = 1$ seçilerek (yani ağırlıklandırma yapılmaksızın) işaretler birleştirilmektedir. Bu şekilde, EKB tekniği daha basit alıcı yapılarına imkan vermektedir. Ancak, optimum çözüm sağlayan

EBOB tekniğe kıyasla daha düşük oranda çeşitleme sağlayacağı da açıktır [5]. Bunu açıkça göstermek amacıyla, EKB tekniğinin birleştirici çıkışındaki ani İGO değerine bakacak olursak,

$$\gamma_{EKB} = \frac{(\sum_{i=1}^{n_R} \sqrt{\gamma_i})^2}{n_R} \quad (2.20)$$

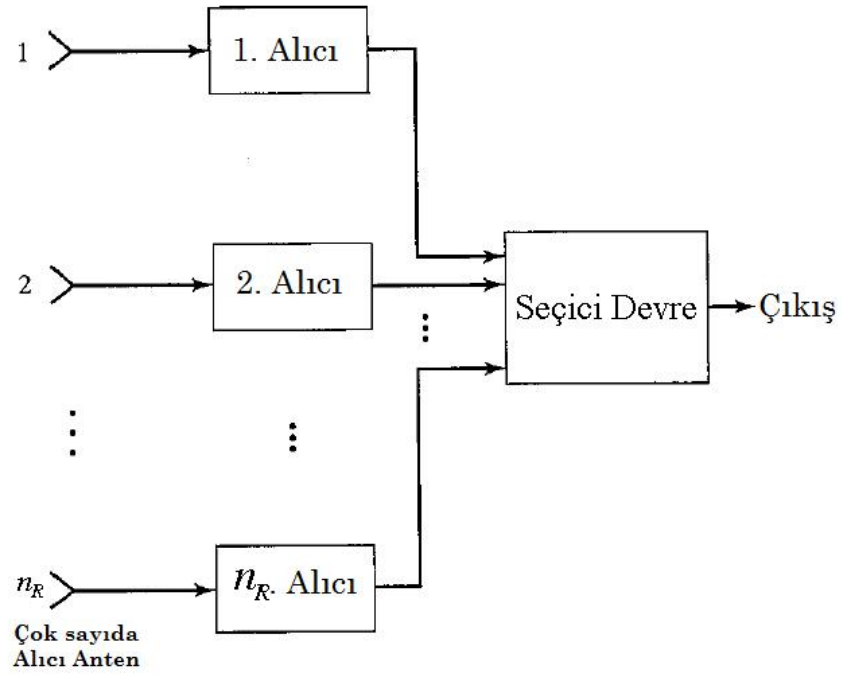
denklemleri ile verilen ifadenin ortalaması, bütün iletim yollarının ortalama İGO değerlerinin eşit olduğu varsayımı altında ($\forall i, E[\gamma_i] = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$),

$$\bar{\gamma}_{EKB} = \bar{\gamma}(1 + (n_R - 1)\pi/4) \quad (2.21)$$

olarak elde edilmektedir.

2.3.1.3 Seçmeli Birleştirme

SB tekniğinde, iletim yolları üzerinden alınan işaretlerin faz uyumlaştırması yapıldıktan sonra, işaretler içerisinde en iyi yol kazancını sağlayan tek biri seçilmekte ve çıkıştaki karar devresine uygulanmaktadır. Bu şekilde EBOB ve EKB tekniklerinde birleştirici girişinde kullanılan fazla sayıdaki radyo frekans zincirinin neden olduğu güç tüketimi ve devre karmaşıklığından kurtulmak mümkün olmaktadır. Ancak, devre karmaşıklığı açısından sağlanan bu kazanç, hata performansında EBOB ve EKB tekniklerinininkilere göre daha düşük kazanç ile sonuçlanmaktadır. SB tekniğine ait seçici yapısı Şekil 2.11 ile verilmiştir.



Şekil 2.11 SB tekniğinin birleştiricisi

$\gamma_i, i = 1, 2, \dots, n_R$ her bir iletim yolundan alınan işaretlerin ani İGO değerlerini göstermek üzere, SB tekniğinde seçici çıkışındaki ani İGO

$$\gamma_{SB} = maks \{\gamma_i\}_{i=1}^{n_R} \quad (2.22)$$

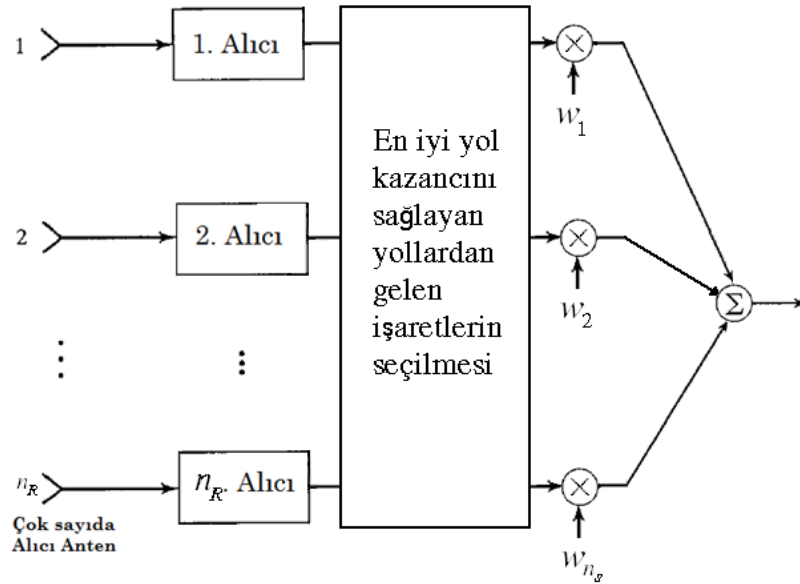
şeklinde tanımlanır. Bütün yolların ortalama İGO değerlerinin eşit olduğu varsayımı ile ($\forall i, E[\gamma_i] = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$), seçici çıkışındaki ortalama İGO

$$\bar{\gamma}_{SB} = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{n_R} \frac{1}{i} \quad (2.23)$$

olur. SB tekniği, alıcı birimde anten seçimine dayalı alıcı anten seçimi (AAS) tekniğinin tek bir anten seçilmiş hali olarak da düşünülebilmektedir.

2.3.1.4 Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme Tekniği

GSB tekniği, sağlanan hata oranları ve devre karmaşıklığı bakımından EBOB ve EKB tekniklerinin SB tekniği ile arasında bulunan performans bölgesini doldurmak amacıyla geliştirilmiştir. Bu teknikte, alıcıda elde edilen işaretlerden en iyi yol kazancına sahip birkaçı seçilerek birleştirici bloğa iletilir. Bu şekilde, EBOB tekniğinden kaynaklanan devre karmaşıklığı azaltılırken, SB ile elde edilen hata performansı iyileşmesinden daha iyi bir iyileşme elde edilir [5]. GSB tekniğine ait seçici ve birleştirici yapısı Şekil 2.12 ile verilmiştir.



Şekil 2.12 GSB tekniği seçici ve birleştirici yapısı

GSB tekniğinde, muhtemel n_R işaret içerisinde n_s tanesinin seçilmesi ve birleştirilmesi ile çıkışta elde edilen ani İGO aşağıdaki gibidir:

$$\gamma_{GSB} = \sum_{i=1}^{n_s} \gamma^{(i)}. \quad (2.24)$$

Toplam ifadesindeki $\gamma^{(i)}$ değerleri, $\gamma^{(1)} > \gamma^{(2)} > \dots > \gamma^{(n_R-1)} > \gamma^{(n_R)}$ olmak üzere, bütün yollardan alınan İGO değerleri azalan sırayla düşünüldüğünde,

i . sıradaki İGO değerini göstermektedir. Bütün yolların ortalama İGO değerlerinin eşit olduğu varsayımı ile ($\forall i, E[\gamma_i] = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$), birleştirici çıkışındaki ortalama İGO:

$$\bar{\gamma}_{GSB} = n_s \bar{\gamma} \left(1 + \sum_{i=n_s+1}^{n_R} \frac{1}{i} \right) \quad (2.25)$$

olur. Seçilen yol sayısının $n_s = 1$ olması durumunda GSB tekniği, SB tekniğine eşdeğer olurken, $n_s = n_R$ olduğunda ise EBOB tekniğine eşdeğer olmaktadır.

2.3.2. Verici Anten Çeşitleme Teknikleri

Alıcı anten çeşitleme teknikleri, kullanılan çok sayıda radyo frekans zincirlerinin neden olduğu devre karmaşıklığı ve güç tüketimi gibi faktörlerin, sistem gerçeklemesini zorlaştırmadığı birimlerde rahatlıkla kullanılabilir. Örneğin, hücresel şebekelerde baz istasyonlarında kullanılan çok sayıda anten ile yukarı doğru iletimin (uplink) kalitesi artırılabilir. Ancak, yine hücresel şebeke örneği düşünülürse, bu tekniklerin aşağı doğru iletimde (downlink) mobil birimlerde kullanılması, boyut ve güç tüketimi açısından sınırlı olan mobil cihazların pratikliğini azaltmaktadır. Bu nedenle, aşağı doğru iletimin kalitesini artırmak amacıyla, verici anten çeşitleme tekniklerinin geliştirilmesi düşünülmüştür. Verici anten çeşitleme tekniklerinin, baz istasyonu gibi, mobil birime kıyasla güç tüketimi ve devre karmaşıklığı açısından daha esnek olan merkezi birimlerde uygulanması çok daha kolaydır. Bu tekniklerin bazıları, vericiden iletilen işaretlerin alıcıda karışmadan alınabilmesi için bir kodlama veya işaret işleme tekniğine ihtiyaç duyarken, bazıları da alıcı birimde yapılan kanal tahmini sonucu elde edilen KDB'ye ihtiyaç duymaktadırlar ki bu da alıcı birimden verici birime bir geri besleme yükü anlamına gelmektedir.

İletim için KDB'ye ihtiyaç duymadan çeşitleme sağlayan teknikler arasında en önemli payı, uzay-zaman blok kodları (UZBK), uzay-zaman kafes kodları (UZKK) olarak ikiye ayrılan uzay-zaman kodları (UZK) [5], [12] almaktadır. Bu teknikler içerisinde de daha basit kodlayıcı ve kod çözücü devre yapıları ile

gerçeklenebildikleri için UZBK ön planda olmuştur. Ancak, UZKK tekniği sağladığı kodlama kazancı sayesinde özellikle düşük İGO değerlerinde performansı önemli ölçüde iyileştirmektedir.

İletim için KDB'ye ihtiyaç duyan ve buna bağlı olarak alıcı birimle arada bir geri besleme kanalı kullanan teknikler içerisinde, verici antenlerden iletilen işaretlerin ağırlıklandırılarak iletilmesi esasına dayanan huzme şekillendirme (HŞ) [13] ve seçme çeşitlemesi sağlayan verici anten seçimi (VAS) teknikleri gelmektedir.

Bu tezde, verici anten çeşitleme teknikleri içerisinde UZBK, HŞ ve VAS tekniklerinin birlikte kullanıldığı sistemler ele alınmaktadır.

2.3.2.1 Uzay-Zaman Blok Kodlama Tekniği

Alıcı birimde gerçekleştirilen birleştirme tekniklerine eşdeğer olacak şekilde tasarlanan UZBK tekniği, vericide kullanılan çok sayıda antenin, belirli iletim algoritmaları kullanılarak iletim yapması esasına dayanmaktadır. Burada, iletim algoritmaları (UZBK kod ailesinin üyeleri), farklı işaretleşme anlarında verici antenlerin iletecekleri farklı mesaj işaretlerini belirten iletim matrisleridir. UZBK kod ailesinin reel ve kompleks gerçeklemeli (iletim matrislerinin elemanlarının iletilecek işaretlerin reel ve kompleks kombinasyonlarını içerdiği) birçok üyesi olmakla birlikte, tam çeşitleme sağlamaları nedeniyle bu tezde kompleks tasarıma sahip iki UZBK üyesi ele alınmıştır. Bu iki uzay-zaman blok kodu, verici birimde iletim için sırasıyla iki ve üç antenin kullanıldığı kodlardır.

Verici birimde iletimin iki anten kullanılarak yapılmasını öneren yapı 1998 yılında Alamouti [11] tarafından geliştirilmiştir. Bu yapı ile, UZBK kodlayıcı girişindeki farklı iki mesaj işaretinin kompleks lineer kombinasyonları, iki zaman aralığında ve iki verici anten üzerinden iletilmektedir. G_2 kodu olarak da anılan Alamouti koduna ait iletim matrisi,

$$G_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [11]. Burada iletim matrisinin her satırı ayrı bir işaretleşme anını temsile ederken, satırların her bir elemanı da belirtilen işaretleşme anında verici antenlerin ileteceği işaretleri göstermektedir. İletim matrisinin ortogonal olması sayesinde, kod çözme işleminin her bir sembol için ayrı ayrı gerçekleşmesi sağlanmaktadır.

Alamouti'nin önerdiği iki antenli iletim yapısı, [12] 'de daha fazla sayıda verici anten için genelleştirilmiştir. Üç anten ile iletim sağlayan G_3 UZBK iletim matrisi

$$G_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [12].

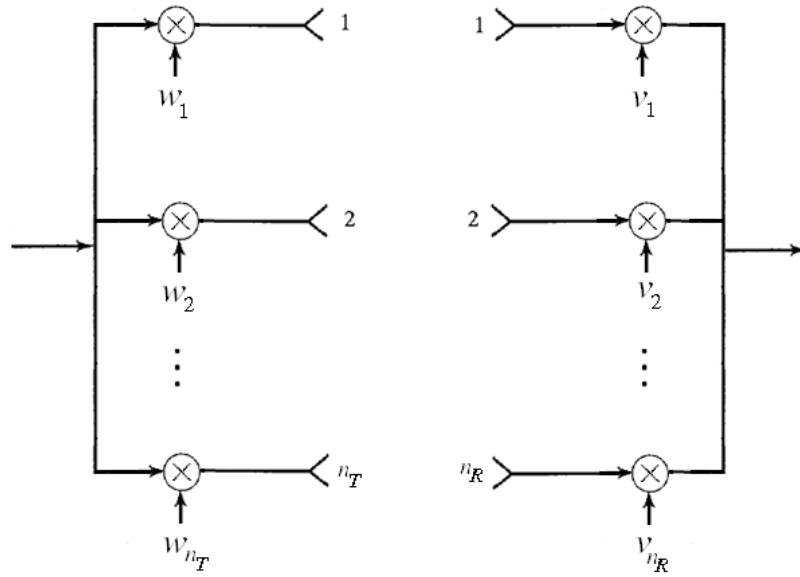
(2.26) ve (2.27)'deki iletim matrisi ifadeleri incelendiğinde, Alamouti (G_2) ve G_3 kodlarının sırasıyla iki ve sekiz işaretleşme periyodu kullandıkları ve yine sırasıyla iki ve dört sembol ilettikleri görülmektedir. Alamouti (G_2) kodunun iletim oranının (ki kod iletim oranı, iletim matrisinin ilettiği farklı sembol sayısının kodun kullandığı işaretleşme periyodu sayısına oranıdır) 1 olduğunu gösterir ki bu da kodlamanın iletim hızında bir azalmaya neden olmadığını göstermektedir. G_3 kodu için ise kod iletim oranının 1/2 olduğu görülmektedir. [12]'de önerilen diğer UZBK yapıları içerisinde, tam hızlı (kod iletim oranı 1) ve tam çeşitlemeli iletim sağlayan tek UZBK kodu Alamouti kodudur.

2.3.2.2 Huzme Şekillendirme Tekniği

HŞ tekniğinde işaretler, verici antenler ile alıcı arasındaki kanalların sönmüleme katsayıları ile orantılı olarak ağırlıklandırılarak iletilmektedir. Her bir verici antende kullanılacak ağırlık katsayısı, o verici anten ile alıcı birimdeki antenler

arasındaki kanal parametrelerine göre ve toplam iletim gücünü değiştirmeyecek şekilde seçilmektedir. Şekil 2.13'te HŞ tekniğinin verici yapısı verilmiştir. Şekilde vurgulanmamakla birlikte, iletim için kullanılan ağırlık katsayılarının belirlenmesi, alıcı birimde yapılan kanal tahminine bağlıdır. Bu nedenle, verici birimin iletim öncesinde kanal hakkında bilgilendirilmesi, alıcı birimden sağlanan geri besleme kanalı yoluyla gerçekleşmektedir.

Alıcı tarafta yapılan birleştirme tekniklerine benzer olarak, HŞ tekniğinde iletim için kullanılan ağırlık katsayılarına bağlı olarak teknik, en büyük oranlı iletim (EBOİ), eşit kazançlı iletim (EKİ), seçmeli iletim (Sİ) ve genelleştirilmiş seçmeli iletim (GSİ) olarak adlandırılmaktadır. Alıcı birimdeki EBOB tekniğine eşdeğer olarak, verici birimde uygulanacak optimum teknik EBOİ tekniğidir. Yine benzer şekilde, EBOİ tekniğinin neden olduğu devre karmaşıklığını azaltmak amacıyla EKİ, Sİ ve GSİ teknikleri geliştirilmiştir.



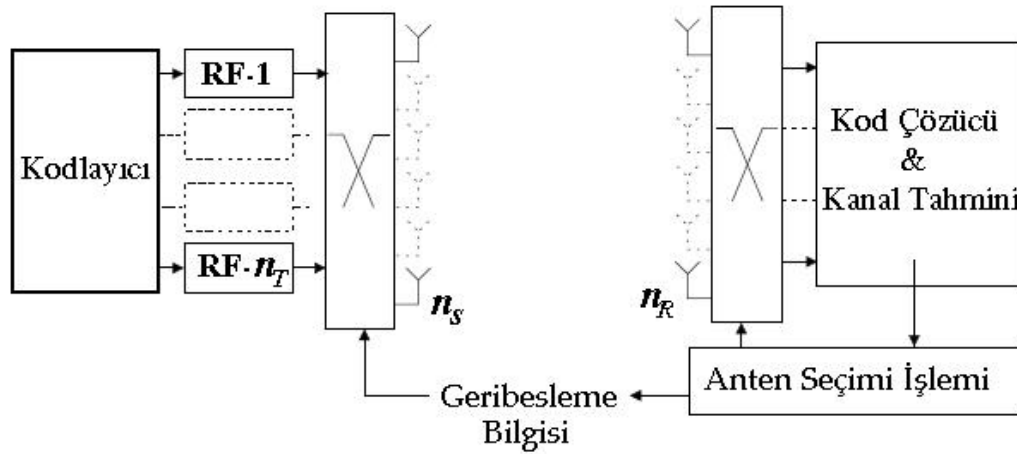
Şekil 2.13 Huzme şekillendirme tekniği verici ve alıcı yapısı

2.3.2.3 Verici Anten Seçimi Tekniği

Verici birimde çok anten kullanan sistemlerde antenlerin etkin şekilde iletim yapabilmesi için UZBK tekniğinde olduğu gibi iletim matrisleri kullanılabileceği

gibi, KDB'den elde edilen ağırlık katsayıları da kullanılabilir. Her iki durumda da, kullanılacak verici devre yapıları anten sayısı ile orantılı olarak karmaşık olacaktır. Devre karmaşıklığının belirli bir düzeyi aşması, önerilen sistemin özellikle mobil birimlerde kullanımını son derece zorlaştırmaktadır. VAS tekniği, en iyi iletim kanalını sağlayan anten(ler)in seçilmesi ve aktif olarak kullanılması ile, iletimde kullanılan radyo frekans zinciri sayısını, dolayısıyla kullanılan işaret işleme elemanı sayısını azaltmaktadır. Devre karmaşıklığının azalması, tekniği kullanan uç birimin boyutları ve güç tüketimi açısından da iyileştirici etki yapmaktadır. Bu yönüyle VAS tekniği, çok antenli iletim tekniklerinin getirdiği çeşitleme kazancını daha düşük devre karmaşıklığı ve daha düşük güç tüketimi ile muhafaza edebildiği için önem kazanmış bir tekniktir [5], [15].

VAS tekniği kullanılarak en iyi iletimi sağlayabilecek tek bir anten seçilebileceği gibi, kanal kazançları iyi olan birkaç anten seçilerek uygun şekilde UZBK ya da HŞ de uygulanabilmektedir. Bu yönüyle de, VAS tekniği ortak çeşitlemeli yapılar oluşturmaya elverişli bir tekniktir. VAS tekniğini kullanan sisteme ait blok diyagram Şekil 2.14'te verilmiştir.



Şekil 2.14 VAS tekniğini kullanan sistemin genel yapısı

Şekil 2.14'te verilen sistemde, verici birimde bulunan n_T adet anten içerisinde, alıcı birimde bulunan n_R antene en büyük İGO değerli işaretleri iletebilen n_s adet anten seçilmektedir. Verici birimde aktif olarak kullanılacak

antenlerin belirlenmesi, alıcı birimde yapılan kanal tahmini işlemi sonrasında, kullanılacak antenlerin indislerinin geri besleme kanalı üzerinden verici bloğa iletilmesi şeklinde gerçekleşmektedir.

VAS tekniğinin kullanılması ile aktif olarak n_s adet anten kullanılsa da, sistemde mevcut bulunan bütün verici antenler kullanılmış gibi çeşitleme derecesi elde edilmektedir.

3. VAS/UZBK&EBOB YAPILARININ B.A.P.D. NAKAGAMI- m KANALDA PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde, ortogonal UZBK ve VAS tekniklerini birlikte kullanan sistemlerin b.a.p.d., düz ve yavaş Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki bit/sembol hata olasılığı (BHO/SHO) performans analizleri yapılmıştır. Yapılan Monte Carlo simülasyonları ile elde edilen analitik sonuçlar doğrulanmıştır.

Hata performans ifadelerinin elde edilmesinde çok etkin bir yol olan moment üreten fonksiyon (MÜF) temelli yöntem izlenmiştir. Alıcı birimde çıkışta İGO değerine ait MÜF ifadesi elde edildikten sonra, önceki bölümde bahsedilen modülasyon tekniklerinin MÜF cinsinden tanımlanan hata performans ifadeleri kullanılarak ortalama hata performans sonuçları türetilmiştir.

3.1. VAS/UZBK&EBOB Sistem Tanımı ve Kanal Modeli

Bu bölümde, n_T verici antene ve n_R alıcı antene sahip ÇGÇÇ telsiz haberleşme sistemi ele alınmaktadır. Her bir UZBK iletim periyodu öncesinde, alıcı birimde çıkıştaki İGO değerini maksimum yapan verici anten grubu seçilirken, alıcı birimde bulunan bütün antenler EBOB tekniği için kullanılmaktadır. $h_{i,j}$, $i = 1, 2, \dots, n_R$, $j = 1, 2, \dots, n_T$, j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal sönümleme değişkenini göstermek üzere, $|h_{i,j}|$ zarfının, sönümleme parametresi m , karesel ortalaması $\Omega = E[|h_{i,j}|^2]$ olan b.a.p.d. duruğumsu (bütün UZBK kod sözcüğünün iletim süresi boyunca sabit değerli) Nakagami- m rastgele değişkeni olduğu kabul edilmektedir. Burada, $E[\cdot]$ beklenen değer operatörünü temsil etmektedir. Bu durumda, j . verici antenden bütün alıcı antenlere ani kanal kazancı olarak tanımlanan $X_j = \sum_{i=1}^{n_R} |h_{i,j}|^2$ rastgele değişkeni, aşağıda verilen olasılık yoğunluk fonksiyonu (OYF) ve birikimli olasılık dağılım fonksiyonu (BODF) ifadelerine sahip olmak üzere Gamma dağılımlı olmaktadır.

$$f(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R} \frac{x^{mn_R-1} e^{-xm/\Omega}}{\Gamma(mn_R)}, x \geq 0, \quad (3.1)$$

$$F(x) = \frac{\psi(mn_R, xm/\Omega)}{\Gamma(mn_R)}, x \geq 0. \quad (3.2)$$

Burada $\Gamma(u) = \int_0^\infty t^{u-1} e^{-t} dt$, $Re(u) > 0$, [7]'de denklem (8.310.1)'de tanımlanan Gamma fonksiyonunu, $\psi(u, x) = \int_0^x t^{u-1} e^{-t} dt$, $Re(u) > 0$ ise [7]'de denklem (8.350.1)'de tanımlanan “incomplete” Gamma fonksiyonunu göstermektedir. (3.2) ifadesinde verilen BODF ifadesi, mn_R çarpımının tam sayı değerleri için aşağıdaki formda verilebilmektedir:

$$F(x) = 1 - e^{-xm/\Omega} \sum_{k=0}^{mn_R-1} (xm/\Omega)^k \frac{1}{k!}, x \geq 0. \quad (3.3)$$

Her bir UZBK kod sözcüğü iletiminden önce, VAS işlemi ile X_j değişkenleri kıyaslanarak, iletim için kullanılacak verici antenlerin indisleri belirlenerek verici birime iletilmektedir. X_j değişkenleri, $Z_1 \geq Z_2 \geq Z_3 \geq \dots \geq Z_{n_T}$ olacak şekilde azalan sıra ile dizildiklerinde, en büyük ilk iki değişkene ve en büyük ilk üç değişkene ait verici anten indisleri sırasıyla G_2 ve G_3 kodlama durumları için belirlenmektedir. Basitçe $x = Z_1$, $y = Z_2$ ve $y = Z_3$ olarak gösterecek olursak, G_2 ve G_3 kodlama durumları için sembol başına alınan ani İGO değerleri $\gamma_{G_2} = (\bar{\gamma}_s/2)(x + y)$ ve $\gamma_{G_3} = (\bar{\gamma}_s/3)(x + y + z)$ şeklinde elde edilmektedir. Burada, $\bar{\gamma}_s = \Omega(E_s/N_0)$ sembol başına ortalama İGO değerini, E_s ortalama sembol enerjisini, N_0 da her bir antendeki beyaz Gauss gürültüsünün tek taraflı güç yoğunluğunu belirtmektedir. VAS/G₂-UZBK&EBOB ve VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemlerinde çıkış İGO değerlerine ilişkin OYF ifadeleri sırasıyla,

$$f_{XY}(x, y) = n_T(n_T - 1)f(x)f(y)[F(y)]^{n_T-2} \quad (3.4)$$

ve

$$f_{XYZ}(x, y, z) = n_T(n_T - 1)(n_T - 2)f(x)f(y)f(z)[F(z)]^{n_T-3} \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir [8]

Çıkış İGO değerlerine ilişkin ortak OYF ifadeleri verildikten sonra sırasıyla VAS/G₂-UZBK&EBOB ve VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemleri için MÜF ifadeleri türetilmiştir. MÜF ifadelerinin bulunması ile ikili ve M -seviyeli modülasyonların SHO performanslarının MÜF cinsinden ifadeleri kullanılarak ortalama SHO sonuçlarını elde etmek kolaylaşmaktadır. İncelenen modülasyon türleri için, [6]'da verilen MÜF ifadesi cinsinden tanımlanan BHO/SO ifadelerinde karşılaşılan integral formu,

$$\mathfrak{T}_\gamma(\epsilon; \lambda) = \frac{1}{\pi} \int_0^\epsilon \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing \quad (3.6)$$

Şeklindedir [20]. Kullanılan modülasyon türlerinin BHO/SO performans ifadeleri (3.6) ifadesi cinsinden gösterilebilmektedir. M -FKA işaretleri için [6]'da MÜF ifadesi cinsinden verilen ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{s,FKA}(e) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-(\pi/M)} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/M}^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing \end{aligned} \quad (3.7)$$

şeklinde tanımlanmaktadır ki burada $\lambda = \sin^2(\pi/M)$ modülasyon seviyesine bağlı bir parametredir. (3.7) numaralı denklemde ikinci integral ifadesi,

$$\frac{1}{\pi} \int_{\pi/M}^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/M} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing \quad (3.8)$$

formunda yeniden düzenlendiğinde, (3.7)'de verilen ortalama SHO ifadesinin (3.6) numaralı denklemde verilen ortak integral cinsinden ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{s, FKA}(e) &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing} \right) d\varnothing - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/M} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing} \right) d\varnothing \\
&= 2\mathfrak{I}_\gamma(\pi/2; \lambda) - \mathfrak{I}_\gamma(\pi/M; \lambda)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

olarak elde edilmektedir [20]. Burada $M = 1$ seçilmesi durumunda, hata ifadesi, $\lambda = 1$ için İFKA, $\lambda = 0.5$ için ise İFRKA modülasyonunun sonucuna dönüşmektedir.

Benzer şekilde, M -seviyeli DÖGM için, ortalama SHO ifadesi,

$$P_{s, DÖGM}(e) = 4q\mathfrak{I}_\gamma(\pi/2; \lambda) - 4q^2\mathfrak{I}_\gamma(\pi/4; \lambda) \tag{3.10}$$

olarak tanımlanmaktadır [20]. Burada, $\lambda = 1.5/(M - 1)$ ve $q = 1 - \sqrt{1/M}$, modülasyon seviyesine bağlı parametrelerdir.

3.2. VAS/G₂-UZBK&EBOB Sistemi için Hata Analizi

İletim için en iyi kanal kazancına sahip iki anten seçildiğinde, çıkış İGO değerine ilişkin OYF (3.4)'teki gibi olacaktır. Buna göre, çıkış İGO değerine ait MÜF ifadesi,

$$\begin{aligned}
\mathcal{M}_{\gamma_{G_2}}(s) &= E[e^{-s\gamma_{G_2}}] \\
&= n_T(n_T - 1) \int_0^\infty \int_0^x e^{-s\frac{\bar{\gamma}_s}{2}(x+y)} f(x)f(y)[F(y)]^{n_T-2} dy dx
\end{aligned} \tag{3.11}$$

şeklinde kolaylıkla tanımlanabilmektedir. (3.11) ifadesindeki çift katlı integralin integrandı olan BODF ifadesi üzerinden binom açılımı yapıldığında, BODF'in herhangi bir kuvveti için,

$$[F(x)]^d = \sum_{p=0}^d \binom{d}{p} (-1)^p e^{-px(m/\Omega)} \left(\sum_{k=0}^{mn_R-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{mx}{\Omega} \right)^k \right)^p \tag{3.12}$$

açılımı elde edilmektedir. Burada, [7]'de denklem (0.314)'te verilen,

$$\left(\sum_{k=0}^{\infty} a_k x^k \right)^p = \sum_{k=0}^{\infty} \mu_k(p) x^k \quad (3.13)$$

eşitliği kullanıldığında, ve katsayılar $0 \leq k \leq mn_R - 1$ için $a_k = (1/k!)(m/\Omega)^k$ ve aksi halde $a_k = 0$ olarak seçildiğinde, (3.13) ifadesi,

$$\left(\sum_{k=0}^{mn_R-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{mx}{\Omega} \right)^k \right)^p = \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \mu_k(p, mn_R) x^k \quad (3.14)$$

olarak gösterilebilmektedir ki bu ifadede verilen katsayılar, $\mu_0(p) = a_0^p$ ve $\mu_k(p) = \frac{1}{ka_0} \sum_{t=0}^k (t(p+1) - k) a_t \mu_{k-t}(p)$, $k \geq 1$ şeklinde bulunabilmektedir. Burada $\mu_k(p, mn_R)$, $\mu_k(p)$ katsayılarının ilk mn_R terimini içerdiğinden, kesilmiş seri katsayılarını göstermektedir. Böylelikle, (3.12),

$$F(x)^d = \sum_{p=0}^d \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \binom{d}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_R) x^k e^{-px(m/\Omega)} \quad (3.15)$$

olarak yazılabilmektedir [20].

[7]'de denklem (6.455.2)'de verilen,

$$\int_0^{\infty} x^{n-1} e^{-\beta x} \psi(l, \alpha x) dx = \frac{\alpha^l \Gamma(n+l)}{l(\alpha + \beta)^{n+l}} {}_2F_1 \left(1, n+l, l+1, \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \right) \quad (3.16)$$

denkliği kullanılarak MÜF ifadesi kolaylıkla türetilenmektedir. Burada verilen ${}_2F_1$ ifadesi [7] 'de denklem (6.455.2)'de tanımlanan Gauss hipergeometrik fonksiyonunu temsil etmektedir. [39]'da verilen Gauss hipergeometrik fonksiyonunun Beta fonksiyonu cinsinden ifadesi ve Beta fonksiyonunun seri ifadesi birleştirildiği takdirde, MÜF ifadesi,

$$\begin{aligned}
\mathcal{M}_{\gamma_{G_2}}(s) &= \frac{n_T!}{\Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \\
&\times \frac{\Gamma(k+t+mn_R)\mu_k(p, mn_R)}{(n_T-2-p)!} \left(\frac{s\bar{\gamma}_s}{2} + \frac{m}{\Omega}\right)^{t-mn_R} \\
&\times \left(s\bar{\gamma}_s + \frac{m(p+2)}{\Omega}\right)^{-k-t-mn_R}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

olarak elde edilmektedir [21]. (3.17)'deki MÜF ifadesi, $m = 1$ için (Rayleigh sönümlmeli kanal durumunda) [16]'daki denklem (12)'de verilen MÜF ifadesi ile özdeşir.

Elde edilen MÜF ifadesini (3.6)'daki ortak integral ifadesinde yerine yazdığımızda,

$$\begin{aligned}
\mathfrak{I}_{\gamma_{G_2}}(\epsilon; \lambda) &= \frac{n_T!}{\pi\Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \\
&\times \frac{\Gamma(k+t+mn_R)\mu_k(p, mn_R)}{(n_T-2-p)!} \int_0^\epsilon \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s}{2\sin^2\phi} + \frac{m}{\Omega}\right)^{t-mn_R} \\
&\times \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s}{\sin^2\phi} + \frac{m(p+2)}{\Omega}\right)^{-k-t-mn_R} d\phi
\end{aligned} \tag{3.18}$$

elde edilmektedir. İntegral ifadesinde $t = \sin^2\phi/\sin^2\epsilon$ değişken dönüşümü uygulanırsa, (3.18) ifadesi, aşağıda açık ifadesi verilen ve [9]'da denklem (2.3.6)'da tanımlanan n değişkenli Lauricella fonksiyonu cinsinden ifade edilebilmektedir:

$$\begin{aligned}
F_D^{(n)}(a; b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n) &= \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(a)\Gamma(c-a)} \\
&\times \int_0^1 t^{a-1} (1-t)^{c-a-1} [(1-x_1t)^{-b_1} \dots (1-x_nt)^{-b_n}] dt.
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Lauricella fonksiyonu ifadesinde $n = 3$ seçilmesi ile, (3.18)'deki ortak integral ifadesi, $F_D^{(3)}$ cinsinden aşağıdaki gibi elde edilmektedir [20]:

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_{\gamma_{G_2}}(\epsilon; \lambda) &= \frac{n_T!}{\pi \Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \\ &\times \frac{\Gamma(k+t+mn_R) \mu_k(p, mn_R) \Gamma(a)}{(n_T-2-p)! \Gamma(c)} (0.5)^{1-b_2} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{0.5-a} (\sin^2 \epsilon)^a \\ &\times F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1 \sin^2 \epsilon, x_2 \sin^2 \epsilon, \sin^2 \epsilon). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Burada $a \triangleq k + 2mn_R + 0.5$, $b_1 \triangleq k + mn_R + t$, $b_2 \triangleq mn_R - t$, $b_3 \triangleq 0.5$, $c \triangleq k + 2mn_R + 1.5$, $x_1 \triangleq -(m/\Omega)(p+2)/(\lambda \bar{\gamma}_s)$, $x_2 \triangleq -(2m/\Omega)/(\lambda \bar{\gamma}_s)$ olarak tanımlanmaktadır.

3.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.9)'da verilen ortak integral ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde, hata ifadesi İFKA ve İFRKA işaretlerinin BHO ifadesine dönüşür:

$$P_{b, \text{IFKA/İFRKA}}(e) = \mathfrak{I}_{\gamma_{G_2}}\left(\frac{\pi}{2}; \lambda\right). \quad (3.21)$$

Burada, λ parametresi daha önce tanımlandığı üzere, İFKA için 1, İFRKA için 0.5 değerini almaktadır. Belirtilen parametrelerin (3.20)'deki ortak integral ifadesinde yerine yazılması ile, İFKA ve İFRKA için ortalama BHO performanslarının tam ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{b, \text{IFKA/İFRKA}}(e) &= \frac{n_T!}{\pi \Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \\ &\times \frac{\Gamma(k+t+mn_R) \mu_k(p, mn_R) \Gamma(a)}{(n_T-2-p)! \Gamma(c)} (0.5)^{1-b_2} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{0.5-a} \end{aligned}$$

$$\times F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1, x_2, 1) \quad (3.22)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada, Lauricella fonksiyonu, argümanlarından birinin 1 olması nedeniyle, [7]'de denklem (3.211)'de verilen Appell hipergeometrik fonksiyonu ifadesine,

$$F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1, x_2, 1) = \frac{\Gamma(c)\Gamma(c - b_3 - a)}{\Gamma(c - a)\Gamma(c - b_3)} \times F_1(a, b_1, b_2; c - b_3; x_1, x_2) \quad (3.23)$$

şeklinde dönüştürüldüğünde, (3.22) ifadesi,

$$P_{b, \text{IFKA}/\text{IFRKA}}(e) = \frac{n_T!}{\pi \Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \times \frac{\Gamma(k + t + mn_R) \mu_k(p, mn_R)}{(n_T - 2 - p)!} \frac{\Gamma(a)\Gamma(c - b_3 - a)}{\Gamma(c - a)\Gamma(c - b_3)} (0.5)^{1-b_2} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{0.5-a} \times F_1(a, b_1, b_2; c - b_3; x_1, x_2) \quad (3.24)$$

olarak verilebilmektedir [20]. Burada tanımlanan F_1 Appell hipergeometrik fonksiyonu, MAPLE ve MATHEMATICA gibi yaygın yazılımlar ile kolayca hesaplanabilmektedir.

(3.24)'te verilen ortalama BHO ifadesine alternatif bir çözüm de [21]'de verilmiştir:

$$P_{b, \text{IFKA}/\text{IFRKA}}(e) = \frac{n_T!}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{\Gamma(a_2)}{t! p! \Gamma(mn_R)} \times \frac{(-1)^p \mu_k(p, mn_R) \Gamma(c - 0.5)}{(n_T - 2 - p)! \Gamma(c)} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{2} + \frac{m}{\Omega}\right)^{-a_1}$$

$$\times \left(\lambda \bar{\gamma}_s + \frac{(p+2)}{(\Omega/m)} \right)^{-a_2} F_1(0.5, a_1, a_2, c, u_1, u_2). \quad (3.25)$$

Burada verilen parametreler $a_1 \triangleq mn_R - t$, $a_2 \triangleq mn_R + t + k$, $c \triangleq 2mn_R + k + 1$, $u_1 \triangleq (m/\Omega)/(0.5\lambda\bar{\gamma}_s + m/\Omega)$ ve $u_2 \triangleq (m/\Omega)(p+2)/(0.5\lambda\bar{\gamma}_s + m(p+2)/\Omega)$ olmaktadır.

3.2.2. *M*-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonların BHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, *M*-FKA işaretleri için de (3.9)'da verilen SHO ifadesini, (3.20)'de verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{S,FKA}(e) &= \frac{n_T!}{\Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \frac{\Gamma(a_2)}{\pi(n_T - 2 - p)!} \\ &\quad \times \frac{\Gamma(a)}{\Gamma(c)} \frac{\mu_k(p, mn_R)}{2^{1-b_2} (\lambda\bar{\gamma}_s)^{a-0.5}} \\ &\quad \times \left\{ 2 F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1, x_2, 1) - \lambda^a F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; \lambda x_1, \lambda x_2, \lambda) \right\} \end{aligned} \quad (3.26)$$

olur. Bu ifade, (3.23) özdeşliği yardımı ile daha düşük mertebeli Appell hipergeometrik fonksiyonu ve yine Lauricella fonksiyonu cinsinden aşağıdaki biçimde elde edilebilmektedir [20]:

$$\begin{aligned} P_{S,FKA}(e) &= \frac{n_T!}{\Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \frac{\Gamma(a_2)}{\pi(n_T - 2 - p)!} \\ &\quad \times \frac{\Gamma(a)}{\Gamma(c)} \frac{\mu_k(p, mn_R)}{2^{1-b_2} (\lambda\bar{\gamma}_s)^{a-0.5}} \\ &\quad \times \left\{ \frac{2\Gamma(c)\Gamma(c-b_3-a)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_3)} F_1(a, b_1, b_2; c-b_3; x_1, x_2) \right. \\ &\quad \left. - \lambda^a F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; \lambda x_1, \lambda x_2, \lambda) \right\}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Bu ifadeye alternatif olarak, M -FKA işaretlerinin ortalama SHO performans ifadesi [21]'de verilmiştir.

3.2.3. M -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonlar ve M -FKA modülasyonu için verilen BHO/SHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M -DÖGM işaretleri için de (3.10)'da verilen SHO ifadesini, (3.20)'de verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned}
 P_{S,DÖGM}(e) &= \frac{4 n_T!}{\pi \Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \frac{\Gamma(a_2)}{(n_T - 2 - p)!} \\
 &\quad \times \frac{\Gamma(a)}{\Gamma(c)} \frac{\mu_k(p, mn_R)}{2^{1-b_2} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{a-0.5}} \\
 &\quad \times \left\{ q F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1, x_2, 1) \right. \\
 &\quad \left. - q^2 \left(\frac{1}{2}\right)^a F_D^{(3)}\left(a, b_1, b_2, b_3; c; \frac{x_1}{2}, \frac{x_2}{2}, \frac{1}{2}\right) \right\} \quad (3.28)
 \end{aligned}$$

olarak elde edilmektedir. Benzer şekilde, bu ifade de, (3.23) özdeşliği yardımı ile daha düşük mertebeli Appell hipergeometrik fonksiyonu ve yine Lauricella fonksiyonu cinsinden aşağıdaki biçimde elde edilebilmektedir [20]:

$$\begin{aligned}
 P_{S,DÖGM}(e) &= \frac{4 n_T!}{\pi \Gamma(mn_R)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-2} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^p}{t! p!} \frac{\Gamma(a_2)}{(n_T - 2 - p)!} \\
 &\quad \times \frac{\mu_k(p, mn_R)}{2^{1-b_2} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{a-0.5}} \\
 &\quad \times \left\{ q \frac{\Gamma(c)\Gamma(c-b_3-a)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_3)} F_1(a, b_1, b_2; c-b_3; x_1, x_2) \right. \\
 &\quad \left. - q^2 \left(\frac{1}{2}\right)^a \frac{\Gamma(a)}{\Gamma(c)} F_D^{(3)}\left(a, b_1, b_2, b_3; c; \frac{x_1}{2}, \frac{x_2}{2}, \frac{1}{2}\right) \right\}. \quad (3.29)
 \end{aligned}$$

Bu ifadeye alternatif olarak, M -DÖGM işaretlerinin ortalama SHO performans ifadesi [21]'de verilmiştir.

3.3. VAS/G₃-UZBK&EBOB Sistemi İçin Hata Analizi

VAS/G₂-UZBK&EBOB analizindeki duruma benzer olarak, iletim için en iyi kanal kazancına sahip üç anten seçildiğinde, çıkış İGO değerine ilişkin OYF (3.5)'teki gibi olur. Buna göre, çıkış İGO değerine ait MÜF ifadesi,

$$\mathcal{M}_{\gamma_{G_3}}(s) = n_T(n_T - 1)(n_T - 2) \times \int_0^\infty \int_0^x \int_0^y e^{-s\frac{\bar{\gamma}_S}{3}(x+y+z)} f(x)f(y)f(z)[F(z)]^{n_T-3} dz dy dx \quad (3.30)$$

şeklinde kolaylıkla tanımlanabilmektedir. BODF ifadesi üzerinden binom açılımı yapılarak (3.30) ifadesi yeniden düzenlenirse, MÜF,

$$\mathcal{M}_{\gamma_{G_3}}(s) = \frac{n_T!}{\Gamma(mn_R)^3} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{3mn_R} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \frac{(-1)^p \mu_k(p, mn_R)}{p! (n_T - 3 - p)!} \int_0^\infty x^{mn_R-1} e^{-x\left(\frac{s\bar{\gamma}_S}{3} + \frac{m}{\Omega}\right)} \int_0^x y^{mn_R-1} e^{-y\left(\frac{s\bar{\gamma}_S}{3} + \frac{m}{\Omega}\right)} \int_0^y z^{k+mn_R-1} e^{-z\left(\frac{s\bar{\gamma}_S}{3} + \frac{m}{\Omega}(p+2)\right)} dz dy dx \quad (3.31)$$

olarak elde edilmektedir. (3.31) numaralı denklemde y değişkenine bağlı integral “incomplete” Gamma fonksiyonu cinsinden ifade edilerek, (3.2) ve (3.15) denklemleri de $d = 1$ üs değeri için birleştirildiğinde,

$$\psi(u, vy) = \Gamma(u) \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(u-1)} \frac{(-1)^i e^{-ivy} (vy)^j}{j!}, u \in \mathbb{Z}^+, \quad (3.32)$$

özdeşliği elde edilmektedir. Buradan hareketle, VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin çıkış İGO değerinin MÜF ifadesi aşağıdaki gibi verilir [20], [21]:

$$\begin{aligned}
\mathcal{M}_{\gamma_{G_3}}(s) &= \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{\Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\
&\times \frac{\mu_k(p, mn_R)}{(n_T - 3 - p)!} \Gamma(k + mn_R) \Gamma(j + t + mn_R) \left(\frac{s\bar{\gamma}_s}{3} + \frac{m(p+1)}{\Omega} \right)^{j-k-mn_R} \\
&\times \left(\frac{s\bar{\gamma}_s(2+i)}{3} + \frac{m(2+i(p+1))}{\Omega} \right)^{-j-t-mn_R} \left(\frac{s\bar{\gamma}_s}{3} + \frac{m}{\Omega} \right)^{t-mn_R}. \quad (3.33)
\end{aligned}$$

Elde edilen MÜF ifadesi ortak integral ifadesinde yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned}
\mathfrak{T}_{\gamma_{G_3}}(\epsilon; \lambda) &= \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{\Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\
&\times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R) \Gamma(j + t + mn_R)}{(n_T - 3 - p)!} \int_0^\epsilon \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s}{3\sin^2\phi} + \frac{(p+1)}{(\Omega/m)} \right)^{j-k-mn_R} \\
&\times \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s}{3\sin^2\phi} + \frac{m}{\Omega} \right)^{t-mn_R} \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s(2+i)}{3\sin^2\phi} + \frac{(2+i(p+1))}{(\Omega/m)} \right)^{-j-t-mn_R} d\phi. \quad (3.34)
\end{aligned}$$

ifadesi kolayca elde edilmektedir.

VAS/G₂-UZBK&EBOB analizine benzer şekilde $t = \sin^2\phi/\sin^2\epsilon$ dönüşümü yapılırsa, ortak integral ifadesi VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemi için, dört değişkenli Lauriella fonksiyonu cinsinden aşağıdaki formda elde edilmektedir [20]:

$$\begin{aligned}
\mathfrak{T}_{\gamma_{G_3}}(\epsilon; \lambda) &= \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{\Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\
&\times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2+i)^{b_2}} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a)}{2\pi \Gamma(c)} \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} (\sin^2\epsilon)^a \\
&\times F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; x_1 \sin^2\epsilon, x_2 \sin^2\epsilon, x_3 \sin^2\epsilon, \sin^2\epsilon). \quad (3.35)
\end{aligned}$$

Burada $a \triangleq k + 3mn_R + 0.5$, $b_1 \triangleq k + mn_R - j$, $b_2 \triangleq mn_R - t$, $b_4 \triangleq 0.5$, $b_3 \triangleq mn_R + j + t$, $c \triangleq k + 3mn_R + 1.5$, $x_1 \triangleq -(3m/\Omega)(p+1)/(\lambda\bar{\gamma}_s)$, $x_2 \triangleq -(3m/\Omega)/(\lambda\bar{\gamma}_s)$, $x_3 \triangleq -(3m/\Omega)(2+i(p+1))/((\lambda\bar{\gamma}_s)(2+i))$ olmaktadır.

3.3.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.35) ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde ve gerekli düzenlemeler yapıldığında, İFKA ve İFRKA işaretlerinin ortalama BHO ifadesi,

$$\begin{aligned}
 P_{b,İFKA/İFRKA}(e) &= \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{\Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\
 &\times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2+i)^{b_2}} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a)}{2\pi \Gamma(c)} \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} \\
 &\times F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; x_1, x_2, x_3, 1)
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

(3.36) ifadesinde dört parametrelili Lauricella fonksiyonun parametrelerinden biri 1 olduğu için, bu fonksiyonu üç parametrelili Lauricella fonksiyonu cinsinden göstermek daha uygun olmaktadır. Lauricella fonksiyonunun genel tanımı kullanılarak yapılan basit düzenlemelerle,

$$\begin{aligned}
 F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; x_1, x_2, x_3, 1) &= \frac{\Gamma(c) \Gamma(c - b_4 - a)}{\Gamma(c - a) \Gamma(c - b_4)} \\
 &\times F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c - b_4; x_1, x_2, x_3)
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

özdeşliği elde edilmektedir. Bu özdeşlik yardımı ile (3.36)'daki ortalama BHO ifadesi,

$$P_{b,İFKA/İFRKA}(e) = \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{2\pi \Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!}$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2 + i)^{b_2}} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a) \Gamma(c - b_4 - a)}{\Gamma(c - a) \Gamma(c - b_4)} \\
& \times F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c - b_4; x_1, x_2, x_3)
\end{aligned} \tag{3.38}$$

olarak gösterilebilmektedir [20].

(3.38)'de verilen ortalama BHO ifadesine alternatif bir çözüm de [21]'de verilmiştir.

3.3.2. *M*-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

(3.9)'da *M*-FKA için verilen SHO ifadesini, (3.35)'te verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, *M*-FKA işaretleri için ortalama SHO performans ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{S,FKA}(e) &= \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{2\pi\Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\
& \times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2 + i)^{b_2}} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a)}{\Gamma(c)} \\
& \times \left\{ 2 F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; x_1, x_2, x_3, 1) \right. \\
& \quad \left. - \lambda^a F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \lambda x_1, \lambda x_2, \lambda x_3, \lambda) \right\}
\end{aligned} \tag{3.39}$$

olur. Bu ifade, (3.37) özdeşliği yardımı ile daha düşük mertebeli Lauricella fonksiyonu cinsinden aşağıdaki biçimde elde edilebilmektedir [20]:

$$\begin{aligned}
P_{S,FKA}(e) &= \frac{n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{2\pi\Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\
& \times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2 + i)^{b_2}} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a)}{\Gamma(c)}
\end{aligned}$$

$$\times \left\{ \frac{2\Gamma(c)\Gamma(c-b_4-a)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_4)} F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c-b_4; x_1, x_2, x_3) - \lambda^a F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \lambda x_1, \lambda x_2, \lambda x_3, \lambda) \right\} \quad (3.40)$$

Bu ifadeye alternatif olarak, VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemi için *M*-FKA işaretlerinin ortalama SHO performans ifadesi [21]'de verilmiştir.

3.3.3. *M*-DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonlar ve *M*-FKA modülasyonu için verilen BHO/SHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, *M*-DÖGM işaretleri için de (3.10)'da verilen SHO ifadesini, (3.35)'te verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, *M*-DÖGM işaretleri için ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{s,DÖGM}(e) &= \frac{2 n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{\pi \Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\ &\times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2 + i)^{b_2}} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a)}{\Gamma(c)} \\ &\times \left\{ q F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; x_1, x_2, x_3, 1) - q^2 \left(\frac{1}{2} \right)^a F_D^{(4)} \left(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \frac{x_1}{2}, \frac{x_2}{2}, \frac{x_3}{2}, \frac{1}{2} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.41)$$

olarak elde edilmektedir. Benzer şekilde, bu ifade de, (3.37) özdeşliği yardımı ile daha düşük mertebeli Lauricella fonksiyonu cinsinden aşağıdaki biçimde elde edilebilmektedir [20]:

$$\begin{aligned} P_{s,DÖGM}(e) &= \frac{2 n_T! (m/\Omega)^{3mn_R}}{\pi \Gamma(mn_R)^2} \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{k=0}^{p(mn_R-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_R-1)} \sum_{t=0}^{mn_R-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! j! p!} \\ &\times \frac{\mu_k(p, mn_R) \Gamma(k + mn_R)}{(n_T - 3 - p)! (2 + i)^{b_2}} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{3} \right)^{0.5-a} \frac{\Gamma(b_3) \Gamma(a)}{\Gamma(c)} \end{aligned}$$

$$\times \left\{ \frac{q\Gamma(c)\Gamma(c-b_4-a)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_4)} F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c-b_4; x_1, x_2, x_3) - q^2 \left(\frac{1}{2}\right)^a F_D^{(4)}\left(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \frac{x_1}{2}, \frac{x_2}{2}, \frac{x_3}{2}, \frac{1}{2}\right) \right\}. \quad (3.42)$$

M -DÖGM işaretlerinin ortalama SHO performans ifadesi için verilen (3.42)'ye alternatif olan başka bir SHO ifadesi de [21]'de verilmiştir.

3.4. BHO/SHO İfadeleri için Üst Sınır Analizi

Bu bölüme kadar türetilen tam BHO/SHO ifadeleri, VAS/UZBK&EBOB sistemlerinin çeşitleme dereceleri hakkında pek bilgi vermemektedir. Bu amaçla elde edilen üst sınır ifadeleri sayesinde, çeşitleme dereceleri açık şekilde gözlenmiştir.

İncelenen modülasyon türlerinin MÜF ifadesinin integrali cinsinden tanımlanan BHO/SHO performans ifadelerinin, direkt MÜF ifadesi cinsinden üst sınırları, MÜF ifadesinin maksimize edilmesi ile elde edilmektedir. Bunun yanında, MÜF ifadeleri için ayrıca türetilecek bir üst sınır ifadesi yardımı ile VAS/UZBK&EBOB sistemlerinin çeşitleme dereceleri ortaya çıkartılmıştır.

(3.2)'de verilen BODF ifadesinin [7]'de denklem (9.210.1)'de tanımlanan “confluent” hipergeometrik fonksiyon ${}_1F_1$ cinsinden ifadesi olan

$$\begin{aligned} F(x) &= \frac{\psi(mn_R, x m/\Omega)}{\Gamma(mn_R)} \\ &= \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R} \frac{1}{\Gamma(mn_R + 1)} {}_1F_1(mn_R, mn_R + 1, -\frac{m}{\Omega}x) \end{aligned} \quad (3.43)$$

denkliği kullanıldığında, ${}_1F_1$ fonksiyonu için [30]'da denklem (2.13)'te verilen üst sınır,

$${}_1F_1(a, b, x) \leq 1 + \frac{a}{b}(e^x - 1) \quad (3.44)$$

yardımları ile, MÜF ifadesi için üst sınır aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\gamma_{G_2}}(s) \leq \mathcal{B}_{\gamma_{G_2}}(s, \beta) &= \frac{n_T! \Gamma(mn_R n_T) \Gamma(mn_R + 2)^{2-n_T}}{\Gamma(mn_R)^2 mn_R (n_T - 1)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \sum_{p=0}^{n_T-2} \frac{(mn_R)^p}{p!} \\ &\times (n_T - 2 - p)! {}_2F_1(1, mn_R n_T, mn_R (n_T - 1) + 1, \beta) \\ &\times \left(s\bar{\gamma}_s + \frac{(p+2)}{(\Omega/m)}\right)^{-mn_R n_T}. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Burada $\beta = (0.5s\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+1))/(s\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+2))$ olmaktadır. Böylelikle, İFKA/İFRKA, M-FKA ve M-DÖGM modülasyonlu işaretler için, sırasıyla, BHO/SHO üst sınır ifadeleri, $P_{b,IFKA/IFRKA}(e) \leq \left(\frac{1}{2}\right) \mathcal{B}_{\gamma_{G_2}}(\lambda, \beta_B)$, $P_{s,FKA}(e) \leq \left(\frac{M-1}{M}\right) \mathcal{B}_{\gamma_{G_2}}(\lambda, \beta_{PSK})$ ve $P_{s,DÖGM}(e) \leq 2q \mathcal{B}_{\gamma_{G_2}}(\lambda, \beta_{DÖGM,1}) - q^2 \mathcal{B}_{\gamma_{G_2}}(2\lambda, \beta_{DÖGM,2})$ olarak elde edilmektedir ki burada $\beta_B = (0.5\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+1))/(\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+2))$, $\beta_{FKA} = (0.5\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+1))/(\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+2))$, $\beta_{DÖGM,1} = (0.5\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+1))/(\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+2))$, $\beta_{DÖGM,2} = (\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+1))/(2\lambda\bar{\gamma}_s + (m/\Omega)(p+2))$ olarak ifade edilmektedir.

Benzer şekilde, VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemi için de, MÜF üst sınırı,

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\gamma_{G_3}}(s) \leq \mathcal{B}_{\gamma_{G_3}}(s, \beta) &= \frac{n_T! \Gamma(mn_R n_T) \Gamma(mn_R)^{-n_T}}{(mn_R (n_T - 2) + 1)(n_T - 1)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \\ &\times \sum_{p=0}^{n_T-3} \sum_{t=0}^1 \frac{(mn_R)^{p+t-n_T+1} (mn_R + 1)^{3-n_T}}{p! (n_T - 3 - p)! (n_T - 2)^{1-t}} \left(\frac{s\bar{\gamma}_s(t+2)}{3} + \eta\right)^{-mn_R n_T} \\ &\times {}_2F_1(1, mn_R n_T, mn_R (n_T - 1) + 1, \alpha) \end{aligned} \quad (3.46)$$

şeklinde elde edilmektedir ki $\alpha = ((s\bar{\gamma}_s/3)(t+1) + (m/\Omega)(t(p+1)+1))/((s\bar{\gamma}_s/3)(t+2) + (m/\Omega)(t(p+1)+2))$ ve $\eta = (m/\Omega)(t(p+1)+2)$ olarak

tanımlanmaktadır. VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin incelenen modülasyon teknikleri için üst sınır ifadeleri sırasıyla $P_{b,İFKA/İFRKA}(e) \leq \left(\frac{1}{2}\right) \mathcal{B}_{\gamma_{G_3}}(\lambda, \alpha_B)$, $P_{s,İFKA}(e) \leq \left(\frac{M-1}{M}\right) \mathcal{B}_{\gamma_{G_3}}(\lambda, \alpha_{İFKA})$, $P_{s,DÖGM}(e) \leq 2q \mathcal{B}_{\gamma_{G_3}}(\lambda, \alpha_{DÖGM,1}) - q^2 \mathcal{B}_{\gamma_{G_3}}(2\lambda, \alpha_{DÖGM,2})$ olarak elde edilmiştir. Burada, $\alpha_B = ((\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+1) + (m/\Omega)(t(p+1)+1))/((\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+2) + (m/\Omega)(t(p+1)+2))$, $\alpha_{İFKA} = ((\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+1) + (m/\Omega)(t(p+1)+1))/((\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+2) + (m/\Omega)(t(p+1)+2))$, $\alpha_{DÖGM,1} = ((\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+1) + (m/\Omega)(t(p+1)+1))/((\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+2) + (m/\Omega)(t(p+1)+2))$ ve $\alpha_{DÖGM,2} = ((2\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+1) + (m/\Omega)(t(p+1)+1))/((2\lambda\bar{\gamma}_s/3)(t+2) + (m/\Omega)(t(p+1)+2))$ olmaktadır.

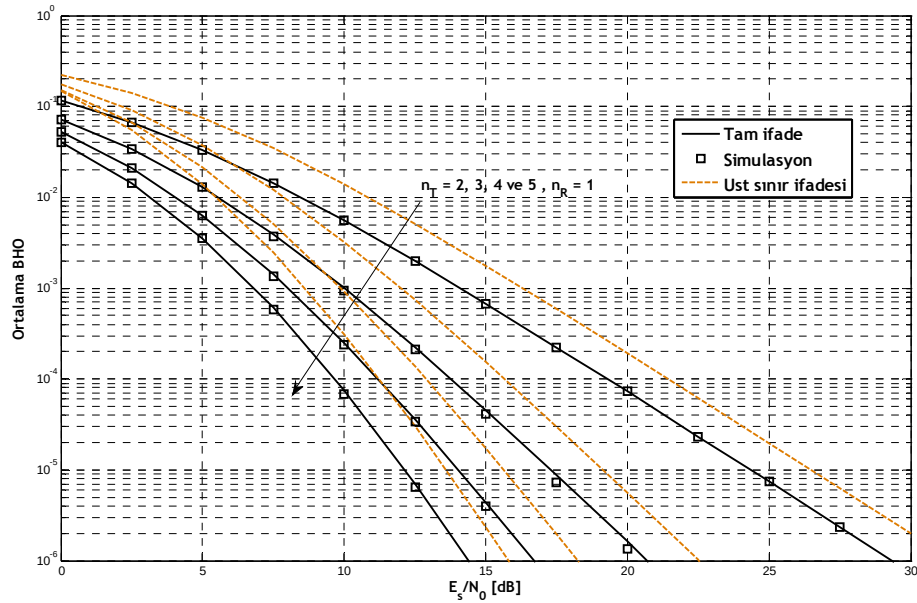
Elde edilen üst sınır ifadelerinde, yüksek $\bar{\gamma}_s$ değerlerinde, Gauss hipergeometrik fonksiyonu ${}_2F_1$ sabit bir değere yakınsayacağı için, çeşitleme dereceleri $mn_R n_T$ olarak gözlemlenmektedir. Bu da VAS/UZBK&EBOB sisteminin tam çeşitlemeli iletim sağladığını göstermektedir. Ayrıca, elde edilen üst sınır ifadeleri, [21]'de verilen üst sınır ifadelerinden daha karmaşık olmalarına karşın daha sıkıdır.

3.5. VAS/UZBK&EBOB Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar

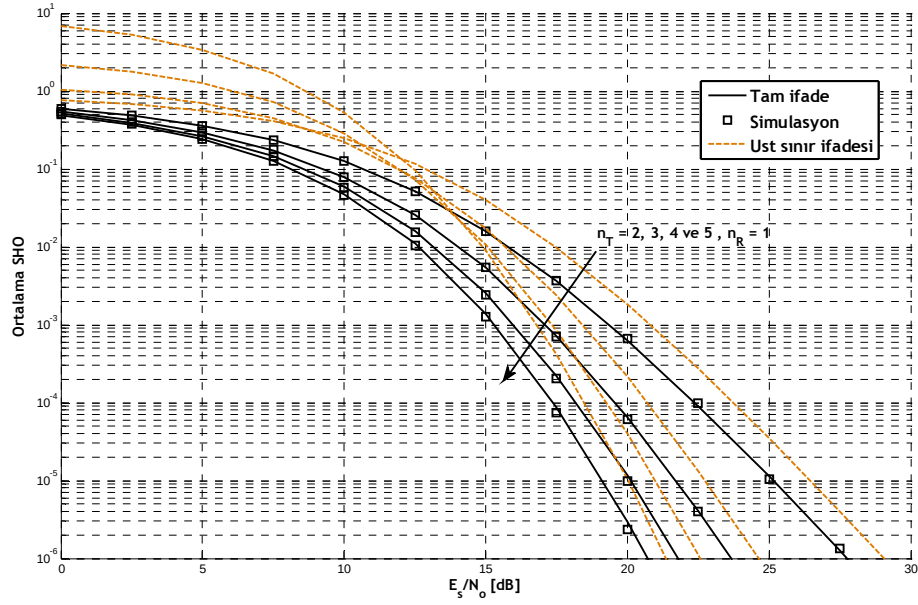
Bu bölümde, ortalama BHO/SHO performans ifadeleri türetilen VAS/UZBK&EBOB sistemlerine ilişkin değişik kanal ve sistem konfigürasyonları için teorik ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Ortalama BHO/SHO performans eğrileri, birim ortalama güçlü sönmlemeli kanallarda ($\Omega = 1$) VAS/G₂-UZBK&EBOB ve VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemleri için sırasıyla Şekil 3.1-Şekil 3.3 ve Şekil 3.4-Şekil 3.6'da verilmiştir. Şekil 3.1'de, İFKA işaretlerini kullanan VAS/G₂-UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Rayleigh sönmlemeli kanaldaki BHO performansına ilişkin eğriler verilmektedir. Verilen eğriler, [16]'da aynı senaryo için verilen eğriler ile özdeşdir. Ayrıca, simülasyon eğrileri ile teorik eğrilerin birbiriyle tamamen uyumlu oldukları görülmektedir. Eğriler incelendiğinde, vericide kullanılması muhtemel anten sayısının artması, sistemin sağladığı çeşitleme derecesinin artmasını ve hata

performansının iyileşmesini sağlamaktadır. Yine bir alıcı anten ($n_R = 1$) kullanan VAS/G₂-UZBK&EBOB sisteminin 8-FKA işaretleri için, Nakagami- m ($m = 2$) kanalda sağladığı SHO performansı Şekil 3.2’de verilmiştir.

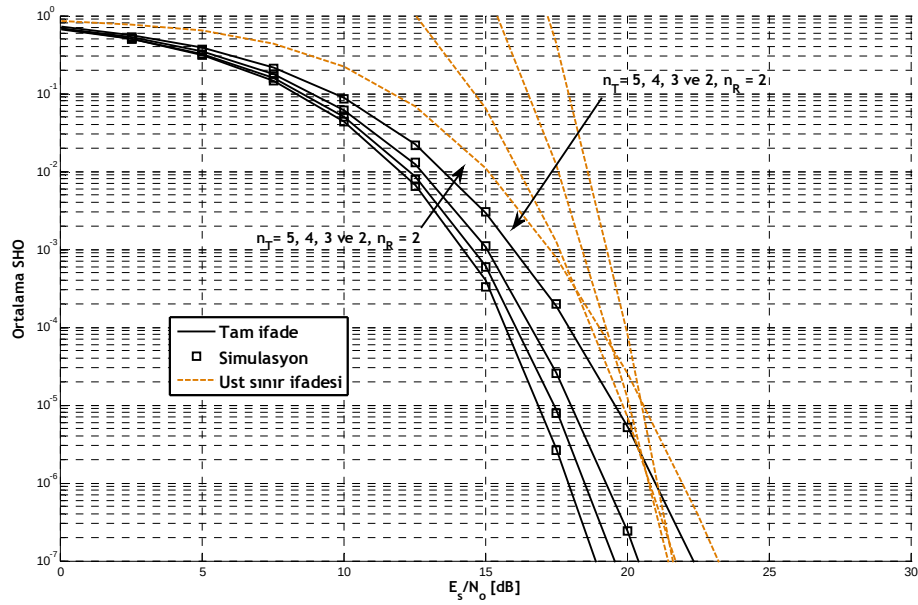
Sönümlenme etkisinin daha etkisiz hale geldiği Nakagami- m sönümlenme parametresinin $m = 2.5$ olduğu bir telsiz ortam için ise aynı sistemin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve 16-DÖGM işaretleri için sağladığı SHO performansı da Şekil 3.3’te verilmiştir. Bu eğrilerden görüldüğü üzere, kanalın parametresinin artması ve alıcı anten sayısının artması ile büyük oranda iyileşen SHO performansı, vericide bulunan anten sayısının artmasından çok fazla etkilenmemektedir. Bu eğriler asimptotik olarak mn_Rn_T çeşitleme derecesine sahip olsalar da, düşük İGO değerlerinde bahsedilen çeşitleme derecesi değişimleri gözlenmemektedir. Bu nedenle de, Şekil 3.3’te verilen senaryo için, düşük İGO değerlerinde, verici anten sayısının artması çok büyük iyileştirmeler sağlamamaktadır.



Şekil 3.1 İFKA işaretlerini kullanan VAS/G₂-UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Rayleigh sönümlmeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansı



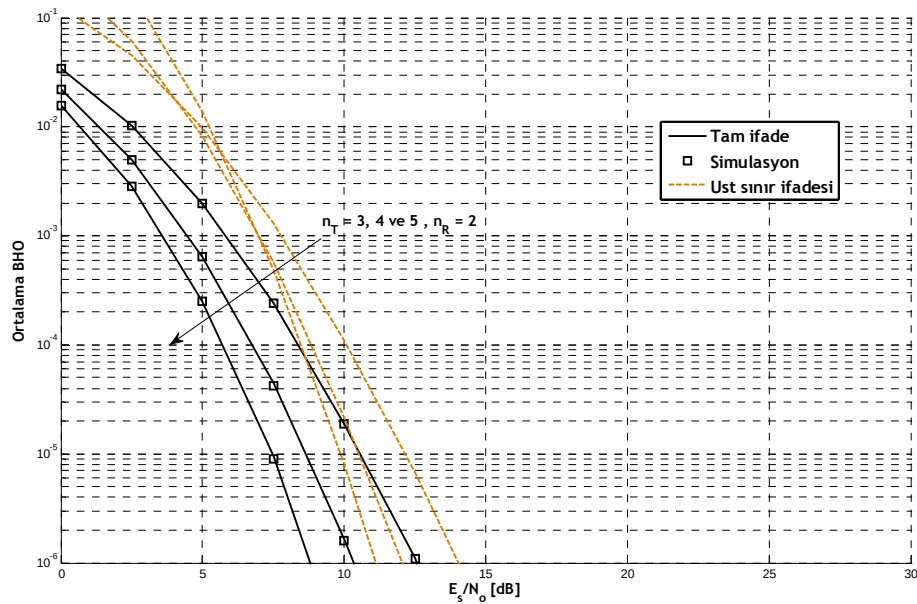
Şekil 3.2 8-FKA işaretlerini kullanan VAS/G₂-UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 2$) SHO performansı



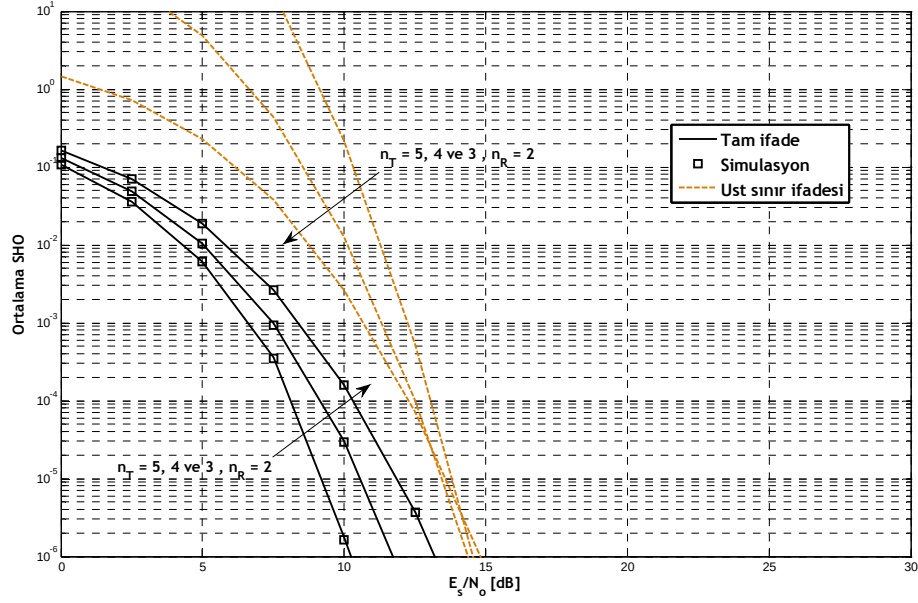
Şekil 3.3 16-DÖGM işaretlerini kullanan VAS/G₂-UZBK&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 2.5$) SHO performansı

VAS/G₃-UZBK&EBOB sistemi için ise, benzer şekilde BHO/SHO performans eğrileri verilmiştir. Şekil 3.4'te İFKA işaretlerini kullanan iki alıcı antenli ($n_R = 2$) VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin Rayleigh sönümlmeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansı verilirken, Şekil 3.5'te 4-FKA işaretlerini kullanan iki alıcı antenli ($n_R = 2$) VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin sönümleme parametresi $m = 2$ olan Nakagami- m sönümlmeli kanaldaki SHO performansı, Şekil 3.6'da ise 16-DÖGM işaretlerini kullanan bir alıcı antenli ($n_R = 1$) VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin sönümleme parametresi $m = 4$ olan Nakagami- m sönümlmeli kanaldaki SHO performansı verilmektedir. Verilen şekillerde, bahsedilen sistem konfigürasyonları için, vericide bulunan anten sayısının değişimine karşılık, sistem performansında meydana gelen değişme gösterilmiştir.

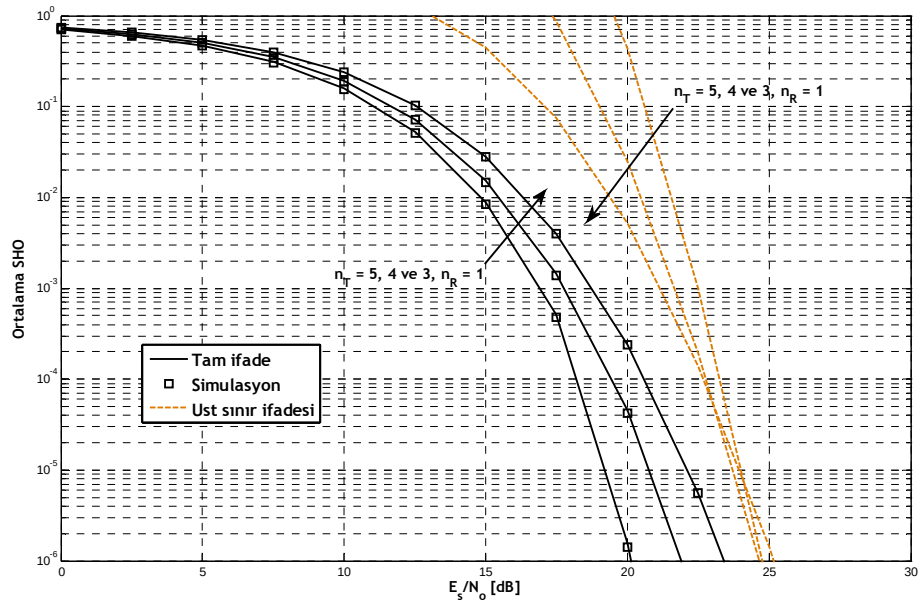
Şekil 3.1-Şekil 3.6'da incelenen sistemlere ilişkin BHO/SHO eğrilerde, verici anten sayısının ikiden beşe artırılması ile 10^{-5} gibi bir BHO/SHO değerinde 12.5 dB'ye kadar İGO değeri kazancı sağlayabilmektedir.



Şekil 3.4 İFKA işaretlerini kullanan VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Rayleigh sönümlmeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansı

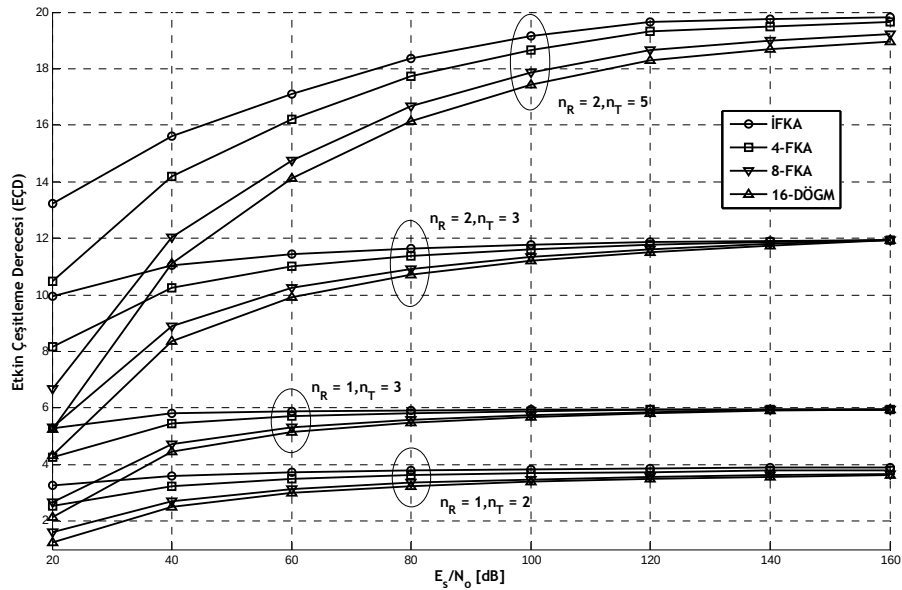


Şekil 3.5 4-FKA işaretlerini kullanan VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 2$) SHO performansı



Şekil 3.6 16-DÖGM işaretlerini kullanan VAS/G₃-UZBK&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için Nakagami sönümlmeli kanaldaki ($m = 4$) SHO performansı

VAS/UZBK&EBOB sistemleri için tam ve üstten sınırlı BHO/SHO performanslarına ilişkin teorik ve simülasyon sonuçlar verildikten sonra, sistemlerin belirli bir İGO değerleri bölgesindeki değişimine karşılık sağlanan çeşitleme derecesi değişimini gösteren etkin çeşitleme derecesi (EÇD) [33], [34] sonuçları verilmiştir. Basitçe $-\log(P_{b/s}(e))/\log(E_s/N_0)$ oranı ile belirlenen EÇD değeri, herhangi bir İGO değeri için, incelenen sistemin sağladığı çeşitleme derecesini vermektedir. Şekil 3.7’de, VAS/G₂-UZBK&EBOB sisteminin sönmüleme parametresi $m = 2$ olan Nakagami- m kanalda, farklı modülasyon teknikleri ve farklı sistem konfigürasyonları için elde edilen EÇD eğrileri verilmiştir. Eğriler incelendiğinde, İGO değerinin büyümesiyle bütün sistem konfigürasyonlarında çeşitleme derecesinin mn_Rn_T olduğu görülmektedir. Ancak, düşük İGO değerlerinde çeşitleme derecesinin daha düşük değerlerde seyrettiği görülmektedir. Modülasyon seviyesinin artması da, artan İGO değeri ile çeşitleme seviyesinin yavaş artmasına neden olmaktadır.



Şekil 3.7 VAS/G₂-UZBK&EBOB sistemi için Nakagami- m sönmülemeli kanalda ($m = 2$) farklı modülasyon ve sistem konfigürasyonları için EÇD eğrileri

4. VAS/ALAMOUTİ&EBOB YAPISININ B.F.P.D. NAKAGAMİ- m KANALDA PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde, ortogonal UZBK ailesinin uygulanabilirlik, kod iletim hızı ve çeşitleme açısından en etkin üyesi olan Alamouti (G_2) kodu ve VAS tekniklerini birlikte kullanan sistemlerin b.f.p.d., düz ve yavaş Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki BHO/SHO performans analizleri yapılmıştır. Yapılan Monte Carlo simülasyonları ile elde edilen analitik sonuçlar doğrulanmıştır.

Bu bölümde de, önceki bölümde hata performans ifadelerinin elde edilmesinde kullanılan ve çok etkin bir yol olan MÜF temelli yöntem izlenmiştir. Alıcı birimde çıkışta İGO değerine ait MÜF ifadesi elde edildikten sonra, ikili ve M -seviyeli modülasyon tekniklerinin MÜF cinsinden tanımlanan hata performans ifadeleri kullanılarak ortalama hata performans sonuçları türetilmiştir.

4.1. VAS/Alamouti&EBOB Sistem Tanımı ve Kanal Modeli

Bu bölümde, n_T verici antene ve n_R alıcı antene sahip ÇGÇÇ telsiz haberleşme sistemi ele alınmaktadır. Her bir Alamouti kodu iletim periyodu öncesinde, alıcı birimde çıkıştaki İGO değerini maksimum yapan iki verici anten seçilirken, alıcı birimde bulunan bütün antenler EBOB tekniği için kullanılmaktadır. $h_{i,j}$, $i = 1, 2, \dots, n_R$, $j = 1, 2, \dots, n_T$, j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal sönümleme değişkenini göstermek üzere, $|h_{i,j}|$ zarfının, sönümleme parametresi m_j , karesel ortalaması $\Omega_j = E[|h_{i,j}|^2]$ olan b.a.p.d. duruğumsu (iki sembol iletim süresi boyunca sabit değerli) Nakagami- m rastgele değişkeni olduğu kabul edilmektedir. Bunun yanında, farklı iletim ortamlarına sahip olmaları nedeniyle, verici antenlerin alıcı birimle arasındaki sönümleme parametreleri değişebilmektedir. Pratikte bu model, makro çeşitlemeli hücreli sistemlere karşılık gelmektedir [18]. Bu durumda, j . verici antenden bütün alıcı antenlere ani kanal kazancı olarak tanımlanan $X_j =$

$\sum_{i=1}^{n_R} |h_{i,j}|^2$ rastgele değişkeni, aşağıda verilen OYF ve BODF ifadelerine sahip olmak üzere Gamma dağılımlı olmaktadır.

$$f_j(x) = \left(\frac{m_j}{\Omega_j}\right)^{m_j n_R} \frac{x^{m_j n_R - 1} e^{-x m_j / \Omega_j}}{\Gamma(m_j n_R)}, x \geq 0, \quad (4.1)$$

$$F_j(x) = \frac{\psi(m_j n_R, x m_j / \Omega_j)}{\Gamma(m_j n_R)}, x \geq 0. \quad (4.2)$$

Her bir Alamouti kod sözcüğü iletiminden önce, VAS işlemi ile X_j değişkenleri kıyaslanarak, iletim için kullanılacak iki verici antenin indisleri belirlenerek verici birime iletilmektedir. X_j değişkenleri, $Z_1 \geq Z_2 \geq Z_3 \geq \dots \geq Z_{n_T}$ olacak şekilde azalan sıra ile dizildiklerinde, en büyük ilk iki değişkene ait verici anten indisleri sırasıyla belirlenmektedir. Basitçe $x = Z_1$ ve $y = Z_2$ olarak gösterecek olursak, Alamouti kodlama durumunda sembol başına alınan ani İGO değerleri $\gamma = (\bar{\gamma}_s/2)(x + y)$ şeklinde elde edilmektedir. Burada, $\bar{\gamma}_s = (\tilde{\Omega}_{Z_1} + \tilde{\Omega}_{Z_2})(E_s/2N_0)$ sembol başına ortalama İGO değerini, $\tilde{\Omega}_{Z_1}$ ve $\tilde{\Omega}_{Z_2}$ sırasıyla seçilen ilk antenin ve ikinci antenin n_R alıcı antene ilettiği toplam ortalama güçleri, E_s ortalama sembol enerjisini, N_0 da her bir antendeki beyaz Gauss gürültüsünün tek taraflı güç yoğunluğunu belirtmektedir. VAS/Alamouti&EBOB sisteminde, b.f.p.d. sönmülemeli kanallar için, çıkış İGO değerine ilişkin OYF ifadesi [8]'deki denklem (5.2.8) yardımı ile,

$$f_{XY}(x, y) = \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} f_i(x) f_j(y) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i, j}}^{n_T} F_k(y) \quad (4.3)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir [22], [23].

4.2. VAS/Alamouti&EBOB Sistemi için Hata Analizi

Çıkış İGO değerine ilişkin ortak OYF ifadesi verildikten sonra VAS/Alamouti&EBOB sistemi için MÜF ifadesi türetilmiştir. MÜF ifadelerinin bulunması ile ikili ve M -seviyeli modülasyonların BHO/SHO performanslarının MÜF cinsinden ifadeleri kullanılarak ortalama BHO/SHO sonuçlarını elde etmek kolaylaşmaktadır.

Çıkış İGO değerine ait MÜF ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma(s) &= E[e^{-s\gamma}] = \int_0^\infty \int_0^x e^{-s\frac{\bar{Y}_s}{2}(x+y)} f_{XY}(x, y) dy dx \\ &= \left[\prod_{i=1}^{n_T} \Gamma(m_i n_R) \right]^{-1} \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} \left(\frac{m_i}{\Omega_i} \right)^{m_i n_R} \left(\frac{m_j}{\Omega_j} \right)^{m_j n_R} \\ &\times \int_0^\infty x^{m_i n_R - 1} e^{-x \left(\frac{s\bar{Y}_s}{2} + \frac{m_i}{\Omega_i} \right)} \int_0^x y^{m_j n_R - 1} e^{-y \left(\frac{s\bar{Y}_s}{2} + \frac{m_j}{\Omega_j} \right)} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i, j}}^{n_T} \psi \left(m_k n_R, y \frac{m_k}{\Omega_k} \right) dy dx \quad (4.4) \end{aligned}$$

şeklinde kolaylıkla tanımlanabilmektedir. (3.32)'de “incomplete” Gamma fonksiyonu için verilen seri ifadesi kullanılarak (4.4)'teki çarpım ifadesi,

$$\begin{aligned} &\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i, j}}^{n_T} \psi \left(m_k n_R, y \frac{m_k}{\Omega_k} \right) \\ &= \underbrace{\sum_{p_1=0}^1 \sum_{p_2=0}^1 \cdots \sum_{p_{n_T}=0}^1}_{n_T-2 \text{ katlı toplam}} \underbrace{\sum_{q_1=0}^{p_1(m_1 n_R - 1)} \sum_{q_2=0}^{p_2(m_2 n_R - 1)} \cdots \sum_{q_{n_T}=0}^{p_{n_T}(m_{n_T} n_R - 1)}}_{n_T-2 \text{ katlı toplam}} (-1)^{\sum_{k=1, k \neq i, j}^{n_T} p_k} \\ &\times \left[\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i, j}}^{n_T} \frac{\Gamma(m_k n_R)}{q_k!} \left(\frac{m_k}{\Omega_k} \right)^{q_k} \right] \exp \left\{ -y \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i, j}}^{n_T} p_k \frac{m_k}{\Omega_k} \right\} y^{\sum_{k=1, k \neq i, j}^{n_T} q_k} \quad (4.5) \end{aligned}$$

olarak çok katlı toplamlar cinsinden ifade edilebilmektedir.

(4.6)'teki ifadeyi (4.7)'teki MÜF ifadesine yerleştirdiğimizde, [7]'deki denklem (6.455.2)'de verilen integral ifadesini ve Gauss hipergeometrik fonksiyonunun seri ifadesini kullanarak, VAS/Alamouti&EBOB sisteminin çıkış İGO değerine ilişkin MÜF ifadesi,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} A_{ij} \sum_{t=0}^{a_i-1} \sum_{\mathbf{P}} \sum_{\mathbf{Q}} \mathcal{K}_{jkt} \left(\frac{s\bar{\gamma}_s}{2} + c_i \right)^{t-a_i} (s\bar{\gamma}_s + c_T)^{-k_T} \quad (4.8)$$

olarak elde edilmektedir [22], [23]. Burada, $c_i \triangleq m_i/\Omega_i$, $c_j \triangleq m_j/\Omega_j$, $c_k \triangleq m_k/\Omega_k$, $a_i \triangleq m_i n_R$, $a_j \triangleq m_j n_R$, $c_T \triangleq c_i + c_j + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i,j}}^{n_T} p_k c_k$, $k_T \triangleq t + a_j + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i,j}}^{n_T} q_k$,

$$A_{ij} \triangleq (c_i^{a_i} c_j^{a_j}) / \Gamma(a_j) \quad \text{ve} \quad \mathcal{K}_{jkt} \triangleq (-1)^{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i,j}}^{n_T} p_k} \left[\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i,j}}^{n_T} \frac{(c_k)^{q_k}}{q_k!} \right] \Gamma(k_T) / \Gamma(t+1)$$

olarak tanımlanmaktadır. (4.4) ifadesinde verilen, $\mathbf{P}$ ve $\mathbf{Q}$ indisleri üzerinden tanımlanan toplam ifadeleri, sırasıyla p_k ve q_k indisleri üzerinden $(n_T - 2)$ 'şer toplam katını temsil etmektedir öyle ki, $k \in \{1, 2, \dots, n_T\}$ ve $k \neq i, j$ 'dir. Burada i ve j , önceki iki toplam ifadesinin indislerini göstermektedir.

4.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.9)'da verilen ortak integral ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde, hata ifadesi, [6]'da da verildiği gibi, İFKA ve İFRKA işaretlerinin BHO ifadesine dönüşür:

$$P_{b, \text{İFKA/İFRKA}}(e) = \frac{1}{\pi} \int_0^\epsilon \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2 \phi} \right) d\phi. \quad (4.9)$$

Burada, λ parametresi daha önce tanımlandığı üzere, İFKA için 1, İFRKA için 0.5 değerini almaktadır. (4.9) ifadesinde, (4.8)'da elde edilen MÜF ifadesinin yerine yazılmasıyla, İFKA ve İFRKA için ortalama BHO performanslarının tam ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{b,IFKA/IFRKA}(e) &= \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} \frac{A_{ij}}{\pi} \sum_{t=0}^{a_i-1} \sum_P \sum_Q \mathcal{K}_{jkt} \\
&\times \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{2 \sin^2 \varnothing} + c_i \right)^{t-a_i} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \varnothing} + c_T \right)^{-k_T} d\varnothing
\end{aligned} \tag{4.10}$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada, integral değişkeni için, $z = \cos^2 \varnothing$ dönüşümü yapılması ve [7]'deki denklem (3.211)'de verilen integral çözümünün kullanılması ile, (4.10) ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{b,BPSK/BFSK}(e) &= \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} \frac{A_{ij}}{2\sqrt{\pi}} \sum_{t=0}^{a_i-1} \sum_P \sum_Q \mathcal{K}_{jkt} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{2} + c_i \right)^{t-a_i} (\lambda \bar{\gamma}_s + c_T)^{-k_T} \\
&\times \frac{\Gamma(d_T + 0.5)}{\Gamma(d_T + 1)} F_1(0.5, a_i - t, k_T; d_T + 1; u, v)
\end{aligned} \tag{4.11}$$

olarak gösterilmektedir [22], [23]. Burada, $d_T \triangleq a_i + a_j + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i,j}}^{n_T} q_k$, $u \triangleq c_i/(c_i + 0.5\lambda \bar{\gamma}_s)$ ve $v \triangleq c_T/(c_T + \lambda \bar{\gamma}_s)$ olarak tanımlanmaktadır.

4.2.2. *M*-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonların BHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, *M*-FKA işaretleri için de MÜF cinsinden verilen,

$$\begin{aligned}
P_{s,FKA}(e) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-(\pi/M)} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing} \right) d\varnothing \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing} \right) d\varnothing + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/M}^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing} \right) d\varnothing
\end{aligned} \tag{4.12}$$

ifadesi kullanılmaktadır. Bu ifadedeki ilk terimin $(P_{s,FKA1}(e))$ çözümü, (4.9) ifadesinde ikili modülasyonlara ait λ parametresi yerine, M -FKA işaretleri için tanımlı $\lambda = \sin^2(\pi/M)$ parametresinin yazılması ile elde edilmektedir. İkinci terimin $(P_{s,FKA2}(e))$ çözümü için ise, integral değişkeni için $z = \cos^2\phi/\cos^2(\pi/M)$ dönüşümü yapılırsa ve (3.19)'da verilen Lauricella fonksiyonunun tanımı kullanılırsa,

$$P_{s,FKA2}(e) = \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} \frac{A_{ij}}{\pi} \sum_{t=0}^{a_i-1} \sum_P \sum_Q \mathcal{K}_{jkt} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{2} + c_i \right)^{t-a_i} (\lambda \bar{\gamma}_s + c_T)^{-k_T} \\ \times \sqrt{1 - \lambda} F_D^{(3)}(0.5, a_i - t, 0.5 - d_T, k_T; 1.5; x_1; x_2, x_3) \quad (4.13)$$

sonucu elde edilmektedir ki, burada $x_1 \triangleq c_i(1 - \lambda)/(c_i + 0.5\lambda\bar{\gamma}_s)$, $x_2 \triangleq 1 - \lambda$ ve $x_3 \triangleq c_T(1 - \lambda)/(c_T + \lambda\bar{\gamma}_s)$ olarak tanımlanmaktadır [22], [23]. Böylelikle, M -FKA işaretleri için ortalama SHO ifadesi $P_{s,FKA}(e) = P_{s,FKA1}(e) + P_{s,FKA2}(e)$ şeklinde elde edilen iki terimin toplamı olur.

4.2.3. M -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

M -DÖGM işaretlerinin ortalama SHO ifadelerinin elde edilmesi için MÜF cinsinden verilen,

$$P_{s,DÖGM}(e) = \frac{4q}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2\phi} \right) d\phi - \frac{4q^2}{\pi} \int_0^{\pi/4} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{\lambda}{\sin^2\phi} \right) d\phi \quad (4.14)$$

ifadesi kullanılmaktadır. Bu ifadedeki ilk terimin $(P_{s,DÖGM1}(e))$ çözümü, (4.9) ifadesinde ikili modülasyonlara ait λ parametresi yerine, M -DÖGM işaretleri için tanımlı $\lambda = 1.5/(M - 1)$ parametresinin yazılması ve bütün ifadenin $4q$ ile çarpılmasıyla elde edilmektedir. İkinci terimin $(P_{s,DÖGM2}(e))$ çözümü için ise, integral değişkeni için $z = 1 - \tan^2\phi$ dönüşümü yapılırsa ve (3.19)'da verilen Lauricella fonksiyonunun tanımı kullanılırsa,

$$\begin{aligned}
P_{s,D\ddot{O}GM2}(e) &= \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} \frac{q^2 A_{ij}}{\pi} \sum_{t=0}^{a_i-1} \sum_P \sum_Q \mathcal{K}_{jkt} (\lambda \bar{\gamma}_s + c_i)^{t-a_i} (2\lambda \bar{\gamma}_s + c_T)^{-k_T} \\
&\times \frac{\Gamma(d_T + 0.5)}{\Gamma(d_T + 1.5)} F_D^{(3)}(1, 1, a_i - t, k_T, d_T + 1.5; x_1; x_2, x_3)
\end{aligned} \tag{4.15}$$

sonucu elde edilmektedir ki, burada $x_1 \triangleq 0.5$, $x_2 \triangleq (c_i + 0.5\lambda\bar{\gamma}_s)/(c_i + \lambda\bar{\gamma}_s)$ ve $x_3 \triangleq (c_T + \lambda\bar{\gamma}_s)/(c_T + 2\lambda\bar{\gamma}_s)$ olarak tanımlanmaktadır [22], [23]. Böylelikle, M -DÖGM işaretleri için ortalama SHO ifadesi $P_{s,D\ddot{O}GM}(e) = P_{s,D\ddot{O}GM1}(e) - P_{s,D\ddot{O}GM2}(e)$ şeklinde elde edilen iki terimin toplamı olur.

4.3. BHO/SHO İfadeleri için Üst Sınır Analizi

VAS/Alamouti&EBOB sisteminin sağladığı asimptotik BHO/SHO performansı ve çeşitleme derecesini incelemek amacıyla, tam BHO/SHO ifadeleri için üst sınırlar türetilmiştir.

İncelenen modülasyon türlerinin MÜF ifadesinin integrali cinsinden tanımlanan BHO/SHO performans ifadelerinin, direkt MÜF ifadesi cinsinden üst sınırları, MÜF ifadesinin maksimize edilmesi ile elde edilmektedir. Bunun yanında, MÜF ifadeleri için ayrıca türetilecek bir üst sınır ifadesi yardımı ile VAS/Alamouti&EBOB sisteminin çeşitleme derecesi ortaya çıkartılmıştır.

[21]'deki denklem (22)'de verilen BODF ifadesi için tanımlanan üst sınır ifadesi,

$$F_j(x) = \frac{\psi(m_j n_R, x m_j / \Omega_j)}{\Gamma(m_j n_R)} \leq \left(\frac{m_j}{\Omega_j} \right)^{m_j n_R} \frac{x^{m_j n_R}}{(m_j n_R)!} \tag{4.16}$$

“incomplete” Gamma fonksiyonu yalnız bırakılacak şekilde düzenlendiğinde, “incomplete” Gamma fonksiyonu için üst sınır ifadesi,

$$\psi(m_j n_R, x m_j / \Omega_j) \leq \left(\frac{m_j}{\Omega_j} \right)^{m_j n_R} \frac{x^{m_j n_R}}{m_j n_R} \quad (4.17)$$

şeklinde elde edilmektedir. (4.17) ifadesi, (4.4)'teki MÜF ifadesinde yerine yazıldığında ve [7]'deki denklem (6.455.2)'de verilen integral çözümü kullanıldığında, MÜF ifadesi için üst sınır aşağıdaki gibi elde edilmektedir [22], [23]:

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma(s) &\leq \left[\prod_{i=1}^{n_T} \Gamma(m_i n_R) \right]^{-1} \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} \left(\frac{m_i}{\Omega_i} \right)^{m_i n_R} \left(\frac{m_j}{\Omega_j} \right)^{m_j n_R} \left[\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i, j}}^{n_T} \frac{(x m_k / \Omega_k)^{m_k n_R}}{m_k n_R} \right] \\ &\times \frac{\Gamma(n_R \sum_{i=1}^{n_T} m_i)}{n_R \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} m_j} {}_2F_1 \left(1, n_R \sum_{i=1}^{n_T} m_i, 1 + n_R \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_T} m_j, \alpha \right) \\ &\times \left(s \bar{\gamma}_s + \frac{m_i}{\Omega_i} + \frac{m_j}{\Omega_j} \right)^{-n_R \sum_{i=1}^{n_T} m_i}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

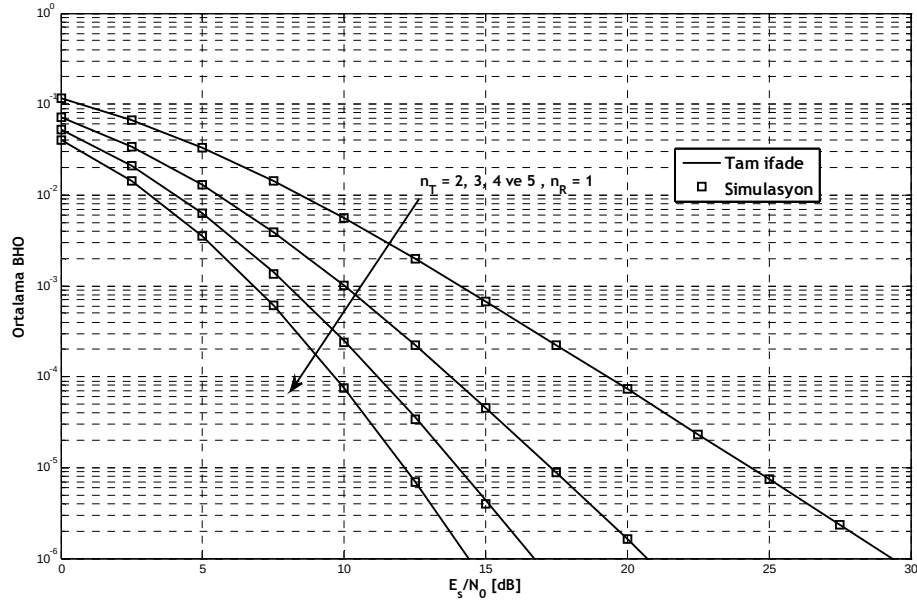
Burada $\alpha = (0.5 s \bar{\gamma}_s + (m_j / \Omega_j)) / (s \bar{\gamma}_s + (m_i / \Omega_i) + (m_j / \Omega_j))$ olan parametre, yüksek İGO ($\bar{\gamma}_s \gg 1$) değerleri için 0.5 değerine yakınsamaktadır. Böylelikle ${}_2F_1$ fonksiyonu da İGO değerinden bağımsız bir sabit değere yakınsayacaktır. Bu nedenle, (4.18) ifadesinde $1/\bar{\gamma}_s$ değerinin kuvveti olarak ortaya çıkan $n_R \sum_{i=1}^{n_T} m_i$ değeri, VAS/Alamouti&EBOB sisteminin sağladığı çeşitleme derecesini göstermektedir.

(4.16) ifadesi, bütün iletim yollarının özdeş olduğu ($\forall j, m_j = m$) durumda (b.a.p.d. sönümlleme durumunda), [21]'de denklem (27)'de verilen MÜF üst sınırı ile özdeş ki, b.a.p.d. durumda sistemin sağladığı çeşitleme derecesi $m n_R n_T$ olmaktadır.

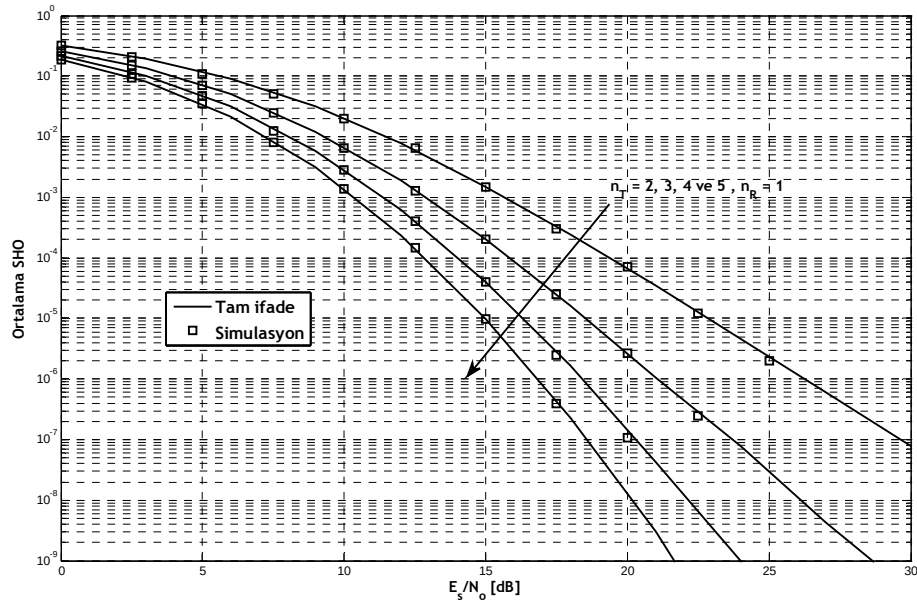
4.4. VAS/Alamouti&EBOB Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, ortalama BHO/SHO performans ifadeleri türetilen VAS/Alamouti&EBOB sistemine ilişkin değişik kanal ve sistem konfigürasyonları için teorik ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Ortalama BHO/SHO performans eğrileri, birim ortalama güçlü sönümlemeli kanallarda ($\forall j, \Omega_j = 1$) için Şekil 4.1-Şekil 4.5'te verilmiştir. Şekil 4.1'de, İFKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlemeli kanaldaki ($\forall j, m_j = 1$) BHO performansına ilişkin eğriler verilmektedir. Verilen eğriler, [16], [20] ve [21]'de aynı senaryo için verilen eğriler ile özdeştir. Bunun yanında, eğriler üzerinden inceleme yapıldığında, mn_Rn_T çeşitleme derecesi kolaylıkla gözlenmektedir. Ayrıca, simülasyon eğrileri ile teorik eğrilerin birbirleriyle tam uyumlu oldukları görülmektedir.

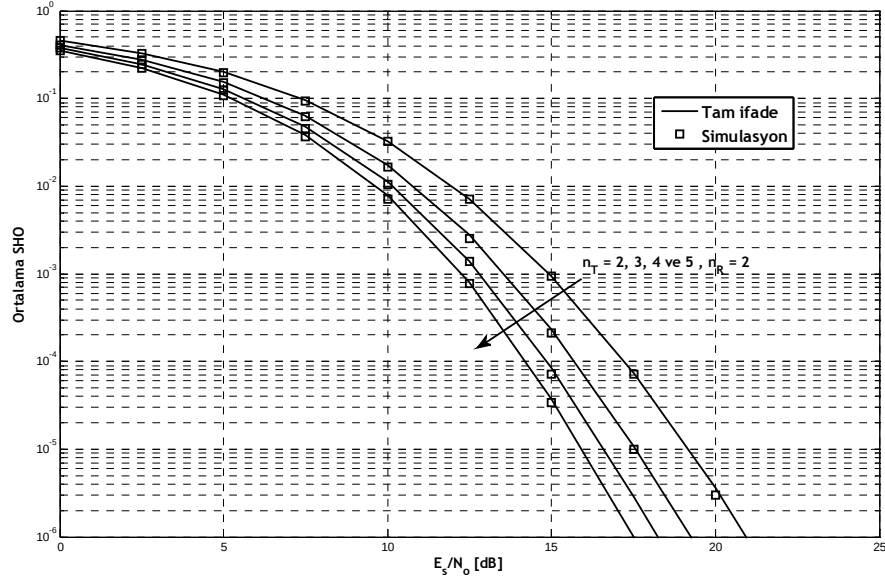
İki alıcı anten ($n_R = 2$) kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin 4-FKA ve 8-FKA işaretleri için, bir alıcı anten kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin 16-DÖGM işaretleri için sağladığı SHO performansına ilişkin eğriler, çeşitli kanal konfigürasyonları için sırasıyla Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te verilmiştir. Şekil 4.2'de, sönümleme parametresi $m = 2$ olan baskın bir tek iletim yolu haricindeki iletim yollarının özdeş olarak Rayleigh dağılımlı olduğu ($m = 1$) duruma ilişkin SHO eğrileri verilmiştir. Burada, baskın iletim yolu, alıcı ve verici arasındaki direkt bir görüş hattının varlığından kaynaklanabilmektedir. Şekil 4.2'deki SHO eğrilerinde simülasyon sonuçları 10^{-7} gibi geçerli bir seviyeye kadar verilmiştir. Özellikle yüksek İGO değerlerinde, bu şekilden de, eğrilerin eğimleri incelendiğinde, çeşitleme derecesinin $n_R \sum_{i=1}^{n_T} m_i$ olarak gözlemlenmesi mümkün olmaktadır. Şekil 4.2'dekine benzer senaryo, baskın iletim yolunun sönümleme parametresinin $m = 2.5$ olduğu durum için tekrar incelenmiş ve sonuç eğrileri Şekil 4.3'te verilmiştir. Şekil 4.4'te ise, diğer verici antenlerin sağladıkları iletim yollarına göre daha iyi iletim yolu sağlayan, sönümleme parametreleri sırasıyla $m = 4$ ve $m = 2$ olan iki baskın yol haricinde, iletim yollarının özdeş ve Rayleigh dağılımlı olduğu duruma ilişkin SHO performans eğrileri verilmiştir.



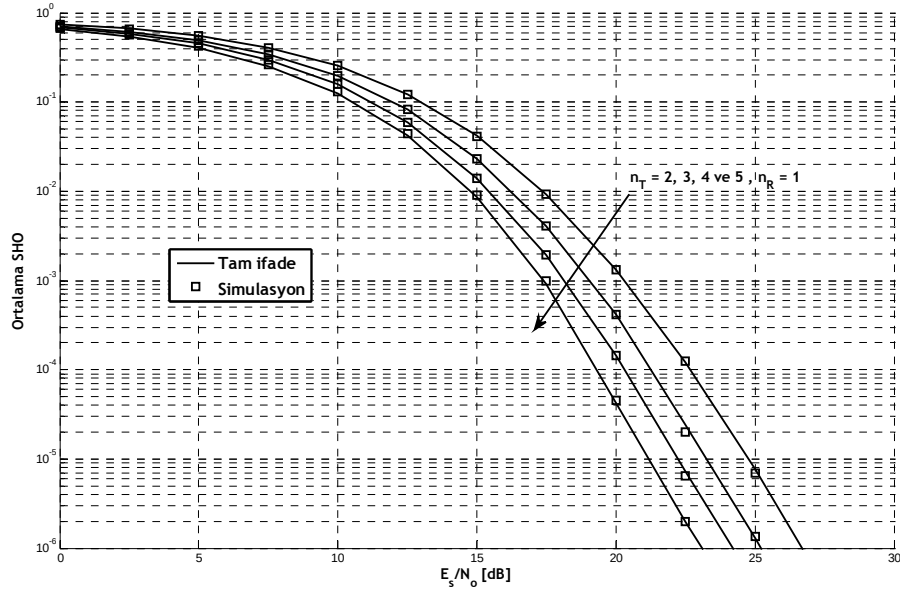
Şekil 4.1 İFKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönmülemeli kanaldaki ($\forall j, m_j = 1$) BHO performansı



Şekil 4.2 4-FKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.f.p.d. Nakagami sönmülemeli kanaldaki SHO performansı ($m_i = 2$ ve $m_j = 1, i \in \{1, 2, \dots, n_T\}, j = 1, 2, \dots, n_T, j \neq i$)

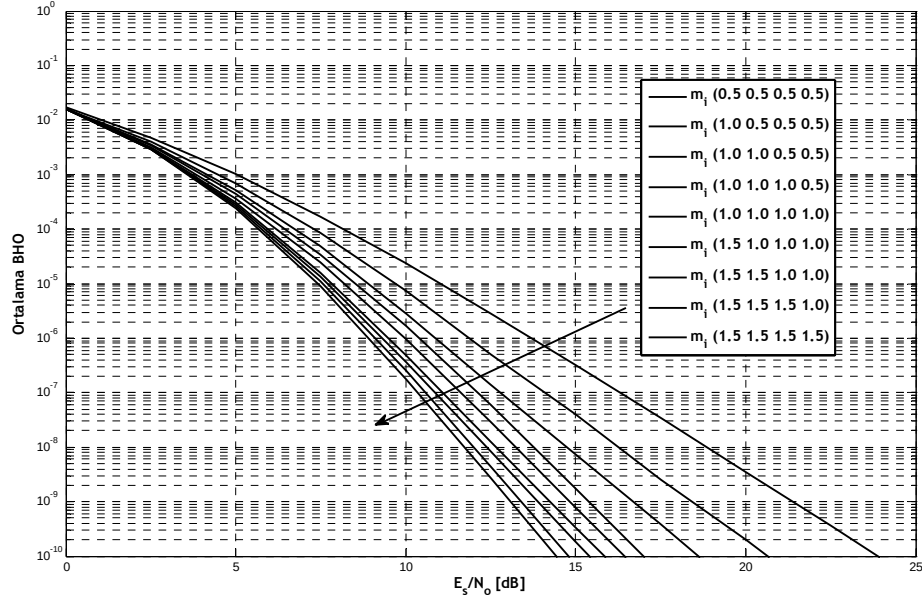


Şekil 4.3 8-FKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.f.p.d. Nakagami sönümlmeli kanaldaki SHO performansı ($m_i = 2.5$ ve $m_j = 1$, $i \in \{1, 2, \dots, n_T\}$, $j = 1, 2, \dots, n_T, j \neq i$)



Şekil 4.4 16-DÖGM işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin bir alıcı anten ($n_R = 1$) ve bazı verici anten sayısı değerleri için b.f.p.d. Nakagami sönümlmeli kanaldaki SHO performansı ($m_i = 4$, $m_j = 2$ ve $m_k = 1$, $i, j \in \{1, 2, \dots, n_T\}, i \neq j, k = 1, 2, \dots, n_T, k \neq i, j$)

Son olarak, Şekil 4.5'te, İFKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve dört verici anten ($n_T = 4$) kullanılması durumunda, b.f.p.d. Nakagami sönümlmeli kanaldaki çeşitleme derecesi karşılaştırması verilmiştir. Burada, verici antenlerin alıcı birimle arasındaki sönümleme parametrelerinin küçük değerlerinden başlamak üzere, bu parametrelerin değerlerinde sağlanan küçük artımlara karşılık, sistemin sağladığı çeşitleme derecesi değişiminin resmedilmesi amacıyla sonuçlar elde edilmiştir. Şekilde verilen eğriler, yollardan birinin sönümleme parametresinde meydana gelen bir artışın, sistemin toplam SHO performansını iyileşmesini ve dolayısıyla $n_R \sum_{i=1}^{n_T} m_i$ şeklinde tanımlanan toplam çeşitleme derecesinin de artmasını sağladığını açıkça göstermektedir.



Şekil 4.5 İFKA işaretlerini kullanan VAS/Alamouti&EBOB sisteminin iki alıcı anten ($n_R = 2$) ve dört verici anten ($n_T = 4$) için b.f.p.d. Nakagami sönümlmeli kanaldaki çeşitleme derecesi karşılaştırması

5. OVAAS YAPILARININ B.F.P.D. VE B.A.P.D. NAKAGAMI- m KANALLARDA PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde, verici birimde anten seçimi esasına yanan VAS tekniği ile alıcı birimde anten seçimine dayalı AAS tekniklerinin birlikte kullanılması ile oluşturulan ortak verici ve alıcı anten seçimi (OVAAS) sisteminin BHO/SHO performans analizi, b.f.p.d. ve b.a.p.d. düz ve yavaş Nakagami- m sönümlemeli kanal durumları için ayrı ayrı yapılmıştır. Yapılan Monte Carlo simülasyonları ile elde edilen analitik sonuçlar doğrulanmıştır.

Hata performans ifadelerinin elde edilmesinde çok etkin bir yol olan MÜF temelli yöntem izlenmiştir. Alıcı birimde çıkışta İGO değerine ait MÜF ifadesi elde edildikten sonra, ikinci bölümde bahsedilen modülasyon tekniklerinin MÜF cinsinden tanımlanan hata performans ifadeleri kullanılarak ortalama hata performans sonuçları türetilmiştir.

5.1. OVAAS Sistem Tanımı ve Kanal Modeli

Önceki bölümlerde olduğu gibi, bu bölümde de n_T verici antene ve n_R alıcı antene sahip ÇGÇÇ telsiz haberleşme sistemi ele alınmaktadır. Her bir sembol iletim periyodu öncesinde, alıcı birimde çıkıştaki İGO değerini maksimum yapan, bir verici anten ve bir alıcı antenden oluşan telsiz iletim yolu seçilerek kullanılmaktadır. $h_{i,j}$, $i = 1, 2, \dots, n_R$, $j = 1, 2, \dots, n_T$, j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal sönümleme değişkenini göstermek üzere, $|h_{i,j}|$ zarfının, sönümleme parametresi $m_{i,j}$, karesel ortalaması $\Omega_{i,j} = E[|h_{i,j}|^2]$ olan Nakagami- m rastgele değişkeni olduğu kabul edilmektedir. Bu durumda, j . verici antenden i . alıcı antene ani kanal kazancı olarak tanımlanan $X_{i,j} = |h_{i,j}|^2$ rastgele değişkeni, aşağıda verilen OYF ve BODF ifadelerine sahip olmak üzere Gamma dağılımlı olmaktadır.

$$f_{i,j}(x) = \left(\frac{m_{i,j}}{\Omega_{i,j}}\right)^{m_{i,j}} \frac{x^{m_{i,j}-1} e^{-xm_{i,j}/\Omega_{i,j}}}{\Gamma(m_{i,j})}, x \geq 0, \quad (5.1)$$

$$F_{i,j}(x) = \frac{\psi(m_{i,j}, x m_{i,j}/\Omega_{i,j})}{\Gamma(m_{i,j})}, x \geq 0. \quad (5.2)$$

(5.2) ifadesinde verilen BODF ifadesi, $m_{i,j}$ parametrelerinin tam sayı değerleri için aşağıdaki formda verilebilmektedir:

$$F_{i,j}(x) = 1 - e^{-xm_{i,j}/\Omega_{i,j}} \sum_{k=0}^{m_{i,j}-1} (xm_{i,j}/\Omega_{i,j})^k \frac{1}{k!}, x \geq 0. \quad (5.3)$$

Her bir sembol iletiminden önce, OVAAS işlemi ile $X_{i,j}$ değişkenleri kıyaslanarak, maksimum kanal kazancını sağlayan verici ve alıcı anten çifti belirlenmektedir. Toplam $n_R n_T$ adet $X_{i,j}$ değişkeni, $Z_1 \geq Z_2 \geq Z_3 \geq \dots \geq Z_{n_R n_T}$ olacak şekilde azalan sıra ile dizildiklerinde, en büyük değişkene ait verici anten ve alıcı anten indisleri belirlenmektedir. Buna göre, sembol başına alınan ani İGO değeri $\gamma = \bar{\gamma}_s Z_1$ şeklinde elde edilmektedir. Burada, $\bar{\gamma}_s = \Omega_{Z_1} (E_s/N_0)$ sembol başına ortalama İGO değerini, Ω_{Z_1} seçilen iletim yoluna ilişkin ortalama kanal gücünü, E_s ortalama sembol enerjisini, N_0 da her bir antendeki beyaz Gauss gürültüsünün tek taraflı güç yoğunluğunu belirtmektedir. OVAAS sisteminde, en genel durumda, sönmülemeli iletim yollarının farklı dağılımlı oldukları durumda, çıkış İGO değerine ilişkin BODF ifadesi,

$$F_Z(x) = \prod_{i=1}^{n_R} \prod_{j=1}^{n_T} F_{i,j}(x) \quad (5.4)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir [25], [27].

5.2. OVAAS Sisteminin b.f.p.d. Durumu için Hata Analizi

Bu bölümde, Nakagami- m dağılımlı sönümlenme değişkenleri ile modellenen iletim yollarının özdeş olmadığı b.f.p.d. sönümlenme durumu için hata analizi incelenmiştir.

Bu bölümde incelenen OVAAS sisteminde, j . verici anten ile bütün alıcı antenler arasındaki iletim yollarının kendi içlerinde b.a.p.d. sönümlenmeli kanallar olduğu, ancak herhangi bir diğer verici antenin alıcı antenlere iletim yollarının b.f.p.d sönümlenme yolları oluşturduğu varsayılmıştır. Bu model pratikte makro çeşitlemeli hücreli sistemlere karşılık gelmektedir [18]. Buna göre, (5.4) ifadesinde verilen $F_{i,j}(x)$ BODF yerine $F_j(x)$ yazılabilmektedir ki, bu durumda ifadenin parametreleri de $m_{i,j} = m_j$ ve $\Omega_{i,j} = \Omega_j$ olur.

İletim için en iyi kanal kazancına sahip verici ve alıcı antenler seçildiğinde, çıkış İGO değerine ilişkin MÜF ifadesi,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = E[e^{-s\gamma}] = \int_0^\infty e^{-sx\bar{\gamma}_s} f_Z(x) dx \quad (5.5)$$

şeklinde kolaylıkla tanımlanabilmektedir. Burada, MÜF ifadesinin Laplace dönüşümü ifadesi ile benzerliği ve Laplace dönüşümünün,

$$\mathcal{L}\{f_Z(x)\} = s\bar{\gamma}_s \mathcal{L}\{F_Z(x)\} \quad (5.6)$$

şeklinde tanımlanan türev özelliği kullanılarak, MÜF ifadesi eşdeğer olarak,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = s\bar{\gamma}_s \int_0^\infty e^{-sx\bar{\gamma}_s} F_Z(x) dx \quad (5.7)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir. Buna göre, $F_Z(x)$ BODF ifadesini, (5.7)'de yerine yazdığımızda, MÜF ifadesi,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = s\bar{\gamma}_s \int_0^\infty e^{-sx\bar{\gamma}_s} \left\{ \prod_{i=1}^{n_R} \prod_{j=1}^{n_T} F_j(x) \right\} dx \quad (5.8)$$

olarak elde edilmektedir. (5.2) ve (3.32)'de verilen ifadeler birleştirildiğinde, $F_j(x)$ BODF ifadesinin tam sayı sönümlenme parametresi değerleri için ($m_j \in \mathbb{Z}^+$), iki katlı seri toplamı cinsinden ifadesi elde edilmektedir:

$$F_j(x) = \sum_{p=0}^1 \sum_{q=0}^{p(m_j-1)} \frac{(-1)^p e^{-pxm_j/\Omega_j} (xm_j/\Omega_j)^q}{q!}. \quad (5.9)$$

(5.8) ifadesindeki çarpım terimi,

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^{n_R} \prod_{j=1}^{n_T} F_j(x) &= \underbrace{\sum_{p_{1,1}=0}^1 \sum_{q_{1,1}=0}^{p_{1,1}(m_1-1)} \sum_{p_{1,2}=0}^1 \sum_{q_{1,2}=0}^{p_{1,2}(m_2-1)} \cdots \sum_{p_{n_R,n_T}=0}^1 \sum_{q_{n_R,n_T}=0}^{p_{n_R,n_T}(m_{n_T}-1)}}_{2n_R n_T \text{ katlı toplam}} \\ &\times (-1)^{\sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} p_{i,j}} \left[\prod_{i=1}^{n_R} \prod_{j=1}^{n_T} \frac{(m_j/\Omega_j)^{q_{i,j}}}{q_{i,j}!} \right] \\ &\times \left[x^{\sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} q_{i,j}} \right] \exp \left\{ -x \sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} p_{i,j} \frac{m_{i,j}}{\Omega_{i,j}} \right\} \end{aligned} \quad (5.10)$$

şeklinde $2n_R n_T$ toplam katı cinsinden ifade edilebileceği için, MÜF ifadesi de,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = s\bar{\gamma}_s \sum_{\mathbf{P}} \sum_{\mathbf{Q}} (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} \int_0^\infty e^{-x(s\bar{\gamma}_s+c)} x^b dx \quad (5.11)$$

olarak ifade edilebilir ki burada, $a = \sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} p_{i,j}$, $b = \sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} q_{i,j}$, $c = \sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} (p_{i,j} m_{i,j})/\Omega_{i,j}$ ve $\mathcal{K}_{i,j} = \prod_{i=1}^{n_R} \prod_{j=1}^{n_T} (m_j/\Omega_j)^{q_{i,j}}/(q_{i,j}!)$ olmaktadır. $\mathbf{P}$ ve

Q indisleri üzerinden gösterilen iki toplam katının her biri, (5.10) ifadesinde açıkça gösterilen $n_R n_T$ 'şer katlı toplamaları temsil etmektedir.

(5.11) ifadesindeki integral, Gamma fonksiyonu cinsinden düzenlenirse, MÜF ifadesi de aşağıdaki gibi elde edilmektedir [25], [27]:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = s\bar{\gamma}_s \sum_P \sum_Q (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} \Gamma(b+1) (s\bar{\gamma}_s + c)^{-(b+1)}. \quad (5.12)$$

MÜF ifadesi bulunduktan sonra, tezin üçüncü bölümündeki ortak integral gösterimi kullanılarak, incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyonlar için ortalama BHO/SHO performans ifadeleri elde edilebilmektedir. Bu amaçla, (3.6) numaralı denklemde tanımlanan ortak integral formunun çözümü elde edilmiştir. Buna göre,

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}_\gamma(\epsilon; \lambda) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\epsilon \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\lambda}{\sin^2 \varnothing}\right) d\varnothing \\ &= \frac{\bar{\gamma}_s}{\pi} \sum_P \sum_Q (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} \Gamma(b+1) \int_0^\epsilon \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \varnothing}\right) \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \varnothing} + c\right)^{-(b+1)} d\varnothing \end{aligned} \quad (5.13)$$

tanımlanan ortak integral ifadesinde, $t = \sin^2 \varnothing / \sin^2 \epsilon$ dönüşümü yapılarak [7]'de denklem (3.211)'de verilen Appell hipergeometrik fonksiyon tanımı kullanılırsa, (5.13) ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}_\gamma(\epsilon; \lambda) &= \frac{1}{2\pi} \sum_P \sum_Q (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-b} (\sin^2 \epsilon)^{b+0.5} \\ &\times \frac{\Gamma(b+1)\Gamma(b+0.5)}{\Gamma(b+1.5)} F_1(b+0.5, 0.5, b+1; b+1.5; \sin^2 \epsilon, v \sin^2 \epsilon) \end{aligned} \quad (5.14)$$

olarak elde edilmektedir [25], [27]. Burada, $v = -c/(\lambda \bar{\gamma}_s)$ olmaktadır.

5.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.9)'da verilen ortak integral ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde, hata ifadesi İFKA ve İFRKA işaretlerinin BHO ifadesine dönüşür:

$$P_{b,İFKA/İFRKA}(e) = \mathfrak{I}_{\gamma} \left(\frac{\pi}{2}; \lambda \right). \quad (5.15)$$

Burada, λ parametresi daha önce tanımlandığı üzere, İFKA için 1, İFRKA için 0.5 değerini almaktadır. Belirtilen parametrelerin (5.14)'teki ortak integral ifadesinde yerine yazılması ile, İFKA ve İFRKA için ortalama BHO performanslarının tam ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{b,İFKA/İFRKA}(e) &= \frac{1}{2\pi} \sum_P \sum_Q (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-b} \\ &\times \frac{\Gamma(b+1)\Gamma(b+0.5)}{\Gamma(b+1.5)} F_1(b+0.5, 0.5, b+1; b+1.5; 1, v) \end{aligned} \quad (5.16)$$

şeklinde elde edilmektedir [25], [27].

5.2.2. M-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonların BHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M-FKA işaretleri için de (3.9)'da verilen SHO ifadesini, (5.14)'te verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, M-FKA işaretleri için ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned} P_{s,FKA}(e) &= \frac{1}{2\pi} \sum_P \sum_Q (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-b} \frac{\Gamma(b+1)\Gamma(b+0.5)}{\Gamma(b+1.5)} \\ &\times \{2F_1(b+0.5, 0.5, b+1; b+1.5; 1, v) \\ &\quad - \lambda^{b+0.5} F_1(b+0.5, 0.5, b+1; b+1.5; \lambda, \lambda v)\} \end{aligned} \quad (5.17)$$

olur [25], [27]. Burada $\lambda = \sin^2(\pi/M)$ M-FKA işaretleri için modülasyon parametresidir.

5.2.3. M -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonlar ve M -FKA modülasyonu için verilen BHO/SHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M -DÖGM işaretleri için de (3.10)'da verilen SHO ifadesini, (5.14)'de verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, ortalama SHO ifadesi,

$$P_{s,DÖGM}(e) = \frac{2}{\pi} \sum_P \sum_Q (-1)^a \mathcal{K}_{i,j} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-b} \frac{\Gamma(b+1)\Gamma(b+0.5)}{\Gamma(b+1.5)} \\ \times \{q F_1(b+0.5, 0.5, b+1; b+1.5; 1, v) - q^2 (0.5)^{b+0.5} F_1(b+0.5, 0.5, b+1; b+1.5; 0.5, 0.5v)\} \quad (5.18)$$

olarak elde edilmektedir [25], [27]. Burada da, $\lambda = 1.5/(M-1)$ ve $q = 1 - \sqrt{1/M}$, M -DÖGM işaretleri için modülasyon parametresidir.

5.3. OVAAS Sisteminin b.a.p.d. Durumu için Hata Analizi

Bu bölümde, önceki bölümde b.f.p.d. Nakagami- m dağılımlı sönümlemeli iletim yolları durumu için yapılan hata analizi, iletim yollarının b.a.p.d. olduğu durum için tekrarlanmıştır.

Verici ve alıcı antenler arası bütün iletim yollarının özdeş olması durumunda, (5.4) ifadesinde verilen $F_{i,j}(x)$ BODF yerine $F(x)$ yazılabilmektedir ki, bu ifadenin parametreleri de $\forall j, m_{i,j} = m$ ve $\forall j, \Omega_{i,j} = \Omega$ olacaktır. Böylelikle, (5.4) ifadesinde verilen çıkış İGO değerine ait BODF,

$$F_Z(x) = [F(x)]^{n_R n_T} \quad (5.19)$$

şeklinde gösterilebilmektedir [24], [26]. (5.19)'deki BODF ifadesinde $F(x)$ yerine, (5.3)'te verilen seri toplamı ifadesi yazıldığında ve elde edilen ifade binom açılımı ile düzenlendiğinde, çıkış İGO değerine ilişkin BODF,

$$F_Z(x) = \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) x^k e^{-pxm/\Omega} \quad (5.20)$$

şeklinde ifade edilebilmektedir [24], [26] ki $\mu_k(p, m)$, Bölüm 3.2’de ayrıntılı olarak anlatılan multinomial katsayıları temsil etmektedir.

Çıkış İGO değerine ilişkin BODF ifadesi bulunduktan sonra, önceki bölümde olduğu gibi, BODF kullanılarak MÜF ifadesi,

$$\mathcal{M}_Y(s) = s\bar{\gamma}_s \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) \int_0^\infty x^k e^{-x(\frac{mp}{\Omega} + s\bar{\gamma}_s)} dx \quad (5.21)$$

haline dönüşmektedir. Burada karşılaşılan integral ifadesi de, b.f.p.d. BHO/SHO analizinde olduğu gibi Gamma fonksiyonu cinsinden ifade edilebileceğinden, MÜF ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir [24], [26]:

$$\mathcal{M}_Y(s) = \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) \Gamma(k+1) \frac{s\bar{\gamma}_s}{(s\bar{\gamma}_s + mp/\Omega)^{k+1}}. \quad (5.22)$$

MÜF ifadesi bulunduktan sonra, önceki bölümlerdeki ortak integral gösterimi kullanılarak, incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyonlar için ortalama BHO/SHO performans ifadeleri elde edilebilmektedir. Bu amaçla, (3.6) numaralı denklemde tanımlanan ortak integral formunun çözümü elde edilmiştir. (3.6)’daki ortak integral ifadesinde, (5.22)’de verilen MÜF ifadesi yerine yazıldığında, ortak integral ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}_Y(\epsilon; \lambda) &= \frac{1}{\pi} \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) \Gamma(k+1) \\ &\times \int_0^\epsilon \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \phi} \right) \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \phi} + \frac{mp}{\Omega} \right)^{-(k+1)} d\phi \end{aligned} \quad (5.23)$$

olarak elde edilmektedir. Bu ifadede, integral değişkeni için $t = \sin^2 \phi / \sin^2 \epsilon$ dönüşümü yapıldığında ve [7]'de denklem (3.211)'de verilen Appell hipergeometrik fonksiyon tanımı kullanıldığında, (5.23) ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}_\gamma(\epsilon; \lambda) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} (\sin^2 \epsilon)^{k+0.5} \\ &\times \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; \sin^2 \epsilon, v \sin^2 \epsilon) \end{aligned} \quad (5.24)$$

olarak elde edilmektedir ki burada, $v = -(mp)/(\Omega \lambda \bar{\gamma}_s)$ 'dir [26].

5.3.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.9)'da verilen ortak integral ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde, λ parametresi, ikili modülasyonlar için önceden tanımlanan değerleri temsil etmek üzere, hata ifadesi İFKA ve İFRKA işaretlerinin BHO ifadesine dönüşür [24]:

$$\begin{aligned} P_{b, \text{IFKA/IFRKA}}(e) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} \\ &\times \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 1, v). \end{aligned} \quad (5.25)$$

5.3.2. M-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonların BHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M -FKA işaretleri için de (3.9)'da verilen SHO ifadesini, (5.24)'te verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, M -FKA işaretleri için ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{s,FKA}(e) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} \\
&\quad \times \{2F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 1, v) \\
&\quad - \lambda^{k+0.5} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; \lambda, \lambda v)\} \quad (5.26)
\end{aligned}$$

olur [26]. Burada $\lambda = \sin^2(\pi/M)$ M -FKA işaretleri için modülasyon parametresidir.

5.3.3. M -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonlar ve M -FKA modülasyonu için verilen BHO/SO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M -DÖGM işaretleri için de (3.10)'da verilen SHO ifadesini, (5.24)'te verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{s,DÖGM}(e) &= \frac{2}{\pi} \sum_{p=0}^{n_R n_T} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_R n_T}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} \\
&\quad \times \{q F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 1, v) \\
&\quad - q^2 (0.5)^{k+0.5} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 0.5, 0.5v)\}. \quad (5.27)
\end{aligned}$$

olarak elde edilmektedir [26]. Burada da, $\lambda = 1.5/(M-1)$ ve $q = 1 - \sqrt{1/M}$, M -DÖGM işaretleri için modülasyon parametresidir.

5.4. BHO/SO İfadeleri için Üst Sınır Analizi

Bu bölüme kadar türetilen tam BHO/SO ifadeleri, OVAAS sisteminin çeşitleme derecesi hakkında pek bilgi vermemektedir. Bu amaçla elde edilen üst sınır ifadeleri sayesinde, çeşitleme derecesi açık şekilde gözlenmiştir.

Çeşitleme derecesinin ve OVAAS sisteminin asimptotik hata performansının incelenmesi amacıyla [35]'te önerilen yüksek İGO değerleri bölgesi için yaklaşıklık

tekniki kullanılmıştır. [35]'te sistemlerin asimptotik hata performansları ile çıkış İGO değerine ilişkin OYF ifadeleri arasındaki ilişki ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

k modülasyona bağlı bir sabit olmak üzere, koşullu hata olasılığı (KHO) ifadesi $Q(\sqrt{xk\bar{\gamma}_s})$ formunda olan bir sistemin çıkış İGO değerine ilişkin OYF ifadesinin,

$$f_Z(x) = ax^t + o(x^t), \quad a > 0 \quad (5.28)$$

şeklinde $x \rightarrow 0^+$ için limiti sıfıra gidecek $o(x^t) \rightarrow 0$ terimi dışında, sıfırdan farklı bir ax^t terimi formunda ifade edilebilmesi durumunda, asimptotik hata ifadesinin de,

$$P_{b/s}^A = \frac{2^t a \Gamma(t + 1.5)}{\sqrt{\pi}(t + 1)} (k\bar{\gamma}_s)^{-(t+1)} \quad (5.29)$$

şeklinde elde edilebileceği söylenmektedir.

Verici ve alıcı antenler arasındaki bütün iletim yollarının b.a.p.d. Nakagami- m sönmlemeli kanal olarak düşünüldüğü durum için, (5.19)'da verilen çıkış İGO değerine ilişkin BODF ifadesinin türevi alınarak, aynı çıkış İGO değerine ilişkin OYF ifadesi de elde edilebilmektedir [24]:

$$f_Z(x) = n_R n_T f(x) [F(x)]^{n_R n_T - 1}. \quad (5.30)$$

Burada (5.2)'de BODF ifadesinin “incomplete” Gamma cinsinden tanımını ve [17]'de “incomplete” Gamma fonksiyonu için verilen,

$$\psi(a_k, xc_k) = \frac{(xc_k)^{a_k}}{a_k} + o(x^{c_k}), \quad x \geq 0 \quad (5.31)$$

ifadesini birlikte kullanarak, (5.30)'daki OYF,

$$f_Z(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{mn_R n_T}{\Gamma(m+1)^{n_R n_T}} x^{mn_R n_T - 1} + o(x^{mn_R n_T - 1}), x \geq 0 \quad (5.32)$$

şeklinde ifade edilebilir [24]. Buna göre, (5.29)'da tanımlanan parametreler, $a = (m/\Omega)^{mn_R n_T} mn_R n_T / \Gamma(m+1)^{n_R n_T}$ ve $t = mn_R n_T - 1$ olarak elde edilmektedir. Ayrıca aynı ifadede k ile gösterilen modülasyon parametresi ile, tez kapsamında λ olarak tanımlanan modülasyon parametresi arasında $k = 2\lambda$ ilişkisi bulunmaktadır. Böylelikle, (5.29)'da verilen asimptotik hata performans ifadesi,

$$P_{b/s}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m+1)^{n_R n_T}} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T} \quad (5.33)$$

şeklinde elde edilmektedir.

İncelenen modülasyon türleri için tanımlanan KHO ifadelerinin kullanılması ile, tez kapsamında daha önce incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için, OVAAS sisteminin asimptotik performansı elde edilebilmektedir. İFKA ve İFRKA modülasyonları için KHO ifadesi,

$$P_{b,İFKA/İFRKA}(x) = Q(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \quad (5.34)$$

olarak tanımlandığından, asimptotik hata performansı ifadesi de,

$$P_{b,İFKA/İFRKA}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m+1)^{n_R n_T}} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T} \quad (5.35)$$

şeklinde verilebilmektedir [24]. Benzer şekilde, M -FKA işaretlerinin yüksek İGO değerlerinde KHO ifadesi,

$$P_{s,FKA}(x) = 2Q(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \quad (5.36)$$

olarak tanımlandığından, bu işaretler için asimptotik hata performansı da,

$$P_{s,FKA}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{\sqrt{\pi}\Gamma(m+1)^{n_R n_T}} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T} \quad (5.37)$$

olur [26]. *M*-DÖGM işaretleri için de tanımlanan KHO ifadesi,

$$P_{s,DÖGM}(x) = 4qQ(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) - 4q^2Q(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \cong 4qQ(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \quad (5.38)$$

kullanıldığında, bu işaretler için de asimptotik hata performans ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir [26]:

$$P_{s,DÖGM}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{2q \Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{\sqrt{\pi}\Gamma(m+1)^{n_R n_T}} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T}. \quad (5.39)$$

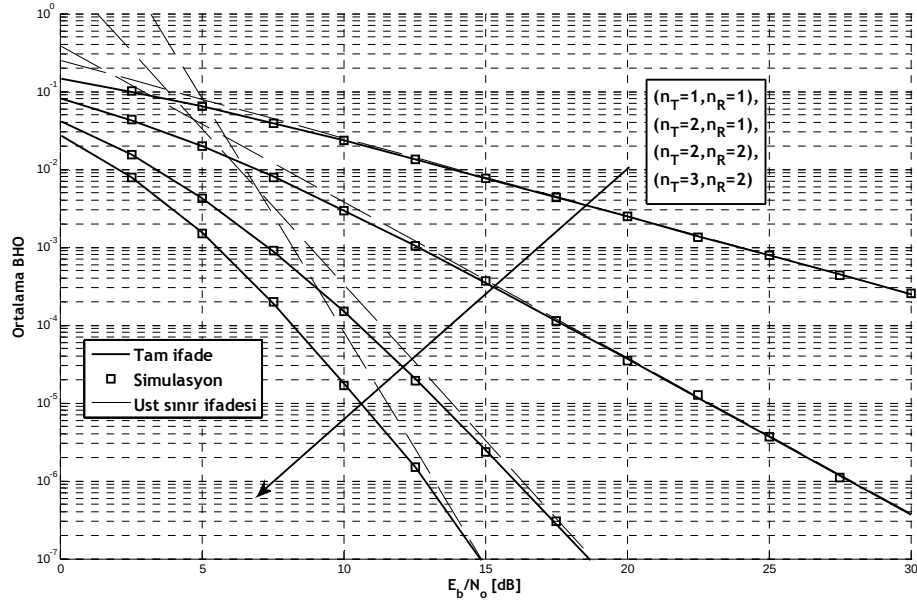
Elde edilen asimptotik hata performansı ifadelerinde, yüksek $\bar{\gamma}_s$ değerlerinde, OVAAS sisteminin, incelenen bütün modülasyon işaretleri için sağladığı çeşitleme derecesinin $mn_R n_T$ olduğu gözlemlenmektedir. Bu da OVAAS sisteminin tam çeşitlemeli iletim sağladığını göstermektedir.

5.5. OVAAS Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar

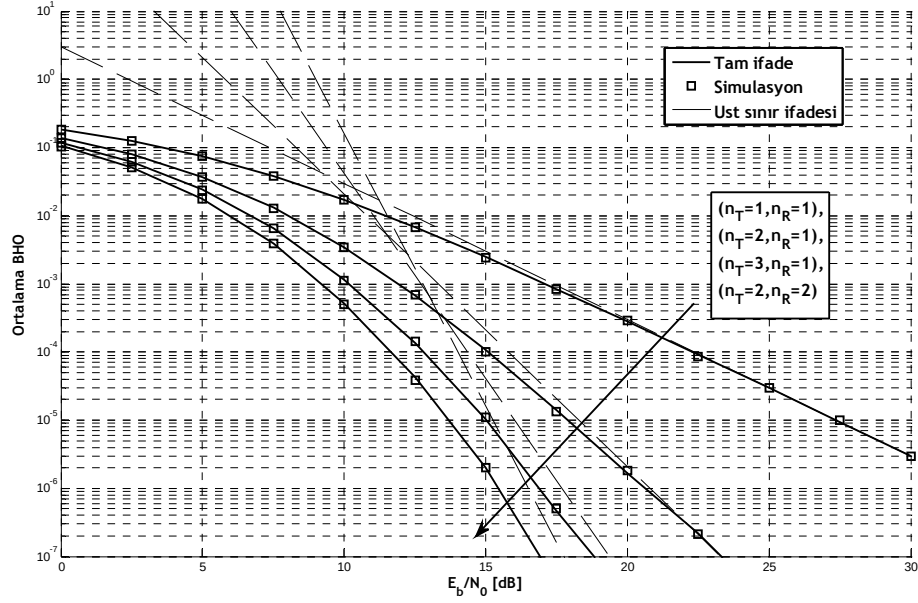
Bu bölümde, ortalama BHO/SHO performans ifadeleri türetilen OVAAS sistemine ilişkin değişik kanal ve sistem konfigürasyonları için teorik ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Ortalama BHO/SHO performans eğrileri, b.a.p.d. birim ortalama güçlü Nakagami-*m* sönümlemeli kanallar ($\Omega = 1$) için Şekil 5.1-Şekil 5.4'te verilmiştir. Şekil 5.1'de, İFKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için Rayleigh sönümlemeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansına ilişkin eğriler verilmektedir. Verilen eğrilerden, simülasyon eğrileri ile teorik eğrilerin birbirleriyle tam uyumlu oldukları görülmektedir. Eğriler incelendiğinde, vericide ve/veya alıcıda kullanılması muhtemel anten sayısının artması, sistemin sağladığı çeşitleme derecesinin artmasını ve hata performansının iyileşmesini sağlamaktadır. Ayrıca, OVAAS sistemi için türetilen asimptotik hata performansı ifadelerine ait üst sınır eğrilerinin de, yüksek İGO değerleri için, teorik

eğrilerle kesiştiği görülmektedir. Bu da, elde edilen üst sınır ifadelerinin yüksek İGO değerlerinde yeterince sıkı olduğunu göstermektedir.

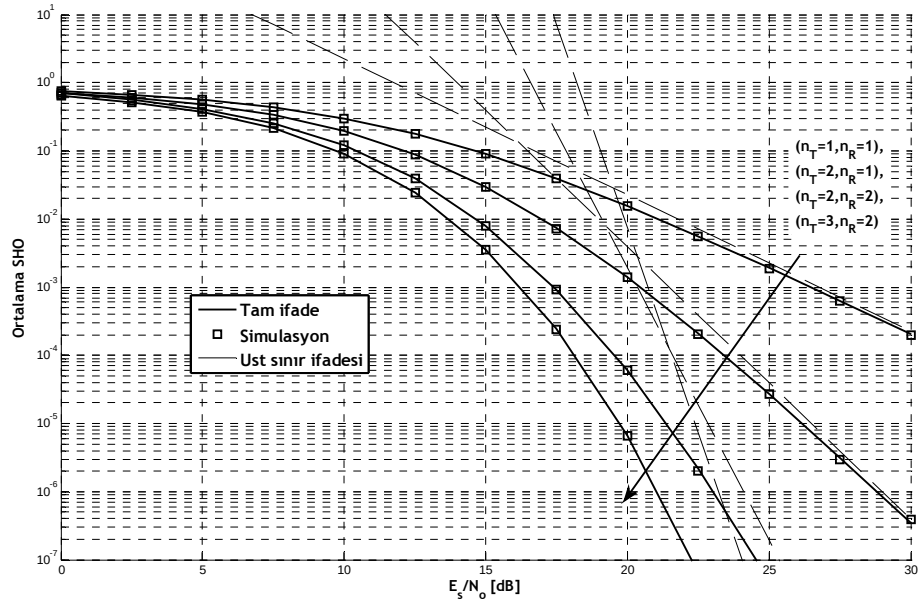
Rayleigh sönümlemeli kanallara kıyasla daha iyimser sönümleme kanallarını temsil eden, sönümleme parametresi ($m = 2$) olan Nakagami- m kanallarda, İFRKA ve 16-DÖGM işaretlerinin sağladığı BHO/SHO performansları sırasıyla Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te verilmiştir. Şekiller incelendiğinde, Şekil 5.1'de gözlemlenen sonuçların diğer modülasyonlar için de genelleştirilebileceği görülmektedir. İlk şekilden farklı olarak, Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te sistemlerin asimptotik çeşitleme derecelerinin iki katına çıkmaları nedeniyle, elde edilen üst sınırların teorik eğriler ile kesişmesi biraz daha yüksek İGO değerlerinde meydana gelmiştir.



Şekil 5.1 İFRKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlemeli kanallardaki ($m = 1$) BHO performansı

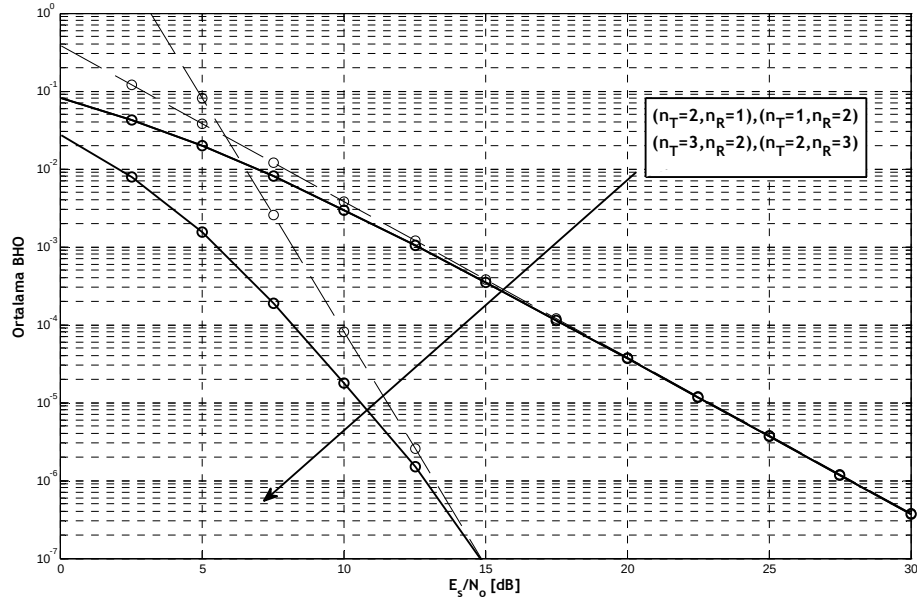


Şekil 5.2 İFRKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki ($m = 2$) BHO performansı



Şekil 5.3 16-DÖGM işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki ($m = 2$) SHO performansı

OVAAS sisteminin ikili ve M -seviyeli modülasyonlardaki BHO/SHO performansına ilişkin sonuçlar verildikten sonra, OVAAS sisteminin simetrik yapısı (iki tarafta da birer anten seçilmesi) nedeniyle bu sistemin sağladığı tasarım esnekliğinin vurgulanması için Şekil 5.4'te eş-performans eğrileri verilmiştir.



Şekil 5.4 İFKA işaretlerini kullanan OVAAS sisteminin simetrik verici-alıcı konfigürasyonları için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki ($m = 1$) SHO performansı

Şekil 5.1-Şekil 5.3'te incelenen sistemlere ilişkin BHO/SHO eğrilerinde görüldüğü gibi, kullanılan toplam verici ve alıcı anten sayısının ikiden beşe artırılması ile 10^{-3} gibi bir BHO/SHO değerinde 19 dB'ye kadar İGO değeri kazancı sağlanmaktadır.

Ayrıca, ikili ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için türetilen tam ve üst sınır BHO/SHO ifadeleri incelendiğinde, verici ve alıcı anten sayıları, ifadelere bulundukları yerlerde $n_R n_T$ çarpımı formunda belirlemektedir. Bu da, aynı $n_R n_T$ çarpımını veren verici ve alıcı anten sayıları için, OVAAS sisteminin tamamen aynı performansı sağlayacağını göstermektedir. Bu özelliği nedeniyle, OVAAS sistemi, sistem tasarımı aşamasında bir esnekliğe sahip olmaktadır.

6. EBOİ&AAS YAPILARININ B.A.P.D. NAKAGAMI- m KANALDA PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde, EBOİ tekniği ile birlikte alıcı birimde AAS tekniğini kullanan telsiz haberleşme sisteminin BHO/SHO performans analizi, b.a.p.d. düz ve yavaş Nakagami- m sönmülemeli kanallar için yapılmıştır. Yapılan Monte Carlo simülasyonları ile elde edilen analitik sonuçlar doğrulanmıştır.

Hata performans ifadelerinin elde edilmesinde çok etkin bir yol olan MÜF temelli yöntem izlenmiştir. Alıcı birimde çıkışta İGO değerine ait MÜF ifadesi elde edildikten sonra, ikinci bölümde bahsedilen modülasyon tekniklerinin MÜF cinsinden tanımlanan hata performans ifadeleri kullanılarak ortalama hata performans sonuçları türetilmiştir.

6.1. EBOİ&AAS Sistem Tanımı ve Kanal Modeli

Bu bölümde de n_T verici antene ve n_R alıcı antene sahip ÇGÇÇ telsiz haberleşme sistemi ele alınmaktadır. Her bir sembol iletim periyodu öncesinde, alıcı birimde çıkıştaki İGO değerini maksimum yapan alıcı anten seçilerek kullanılmaktadır. $h_{i,j}, i = 1, 2, \dots, n_R, j = 1, 2, \dots, n_T, j$. verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal sönmüleme değişkenini göstermek üzere, $|h_{i,j}|$ zarfının, sönmüleme parametresi m , karesel ortalaması $\Omega = E[|h_{i,j}|^2]$ olan Nakagami- m rastgele değişkeni olduğu kabul edilmektedir.

Her sembol iletiminden önce alıcı antenlere ulaşan işaretler, alıcı birimdeki ağırlık katsayıları ile çarpıldıktan sonra kıyaslanarak en iyi İGO değerini sağlayan alıcı anten belirlenerek bu alıcı anten ile verici antenler arasındaki kanal sönmüleme değişkenlerine göre verici birimde kullanılacak ağırlık katsayıları da belirlenmekte ve verici bloğa gönderilmektedir. Verici antenlerden iletilen ağırlıklandırılmış işaretler, alıcı birimdeki ağırlık katsayıları ile çarpıldıktan sonra, i . alıcı anten

üzerinden elde edilen kanal kazancı $X_i = \sum_{j=1}^{n_T} |h_{i,j}|^2$ şeklinde tanımlanmaktadır. X_i rastgele değişkenlerine ait OYF ve BODF ifadeleri aşağıda verilmektedir:

$$f(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_T} \frac{x^{mn_T-1} e^{-xmn_T/\Omega}}{\Gamma(mn_T)}, x \geq 0, \quad (6.1)$$

$$F(x) = \frac{\psi(mn_T, x m/\Omega)}{\Gamma(mn_T)}, x \geq 0. \quad (6.2)$$

(6.2) numaralı denklemde verilen BODF ifadesi, mn_T çarpımının tam sayı değerleri için,

$$F(x) = 1 - e^{-xmn_T/\Omega} \sum_{k=0}^{mn_T-1} (xm/\Omega)^k \frac{1}{k!}, x \geq 0. \quad (6.3)$$

şeklinde ifade edilebilmektedir.

6.2. EBOİ&AAS Sisteminin b.a.p.d. Durumu için Hata Analizi

Bu bölümde, sönümlemeli iletim yollarının b.a.p.d. Nakagami- m dağılımlı olduğu durum için hata analizi yapılmıştır.

Alıcı birimde, en iyi yol kazancını sağlayan alıcı antenin sağladığı ani kanal kazancı

$$Z = maks \{X_i\}_{i=1}^{n_R} \quad (6.4)$$

ifadesine göre belirlendiğinden, seçilen kanal kazancına ait BODF ifadesi de,

$$F_Z(x) = [F(x)]^{n_R} \quad (6.5)$$

olarak gösterilebilmektedir. (6.3) ifadesinin üzerinden yapılacak binom açılımı ile, seçilen kanal kazancı değerine ait BODF aşağıdaki gibi elde edilebilmektedir:

$$F_Z(x) = \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) x^k e^{-mpx/\Omega}. \quad (6.6)$$

Buna göre, çıkışta elde edilen sembol başına ani İGO değeri $\gamma = \bar{\gamma}_s Z$ olmaktadır. Burada, $\bar{\gamma}_s = \Omega(E_s/n_T N_0)$ sembol başına ortalama İGO değerini, E_s ortalama sembol enerjisini, N_0 da her bir antendeki beyaz Gauss gürültüsünün tek taraflı güç yoğunluğunu belirtmektedir. Burada, toplam iletim enerjisinin E_s olarak kalması amaçlandığı için, her bir verici anten, toplam iletim enerjisinin n_T 'de birini iletmektedir.

Seçilen kanal kazancı değerine ilişkin BODF elde edildikten sonra, (5.7) ifadesi yardımı ile çıkış İGO değerine ait MÜF ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = s\bar{\gamma}_s \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) \int_0^\infty x^k e^{-x(\frac{mp}{\Omega} + s\bar{\gamma}_s)} dx. \quad (6.7)$$

(6.7) numaralı denklemdeki integral Gamma fonksiyonu cinsinden ifade edildiğinde, MÜF de,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) \Gamma(k+1) \frac{s\bar{\gamma}_s}{\left(\frac{mp}{\Omega} + s\bar{\gamma}_s\right)^{k+1}} \quad (6.8)$$

olarak elde edilmektedir [28].

MÜF ifadesi bulunduktan sonra, önceki bölümlerdeki ortak integral gösterimi kullanılarak, incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyonlar için ortalama BHO/SHO performans ifadeleri elde edilebilmektedir. Bu amaçla, (3.6) numaralı denklemde

tanımlanan ortak integral formunun çözümü elde edilmiştir. (3.6)'daki ortak integral ifadesinde, (6.8)'de verilen MÜF ifadesi yerine yazıldığında, ortak integral ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}_\gamma(\epsilon; \lambda) &= \frac{1}{\pi} \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) \Gamma(k+1) \\ &\times \int_0^\epsilon \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \emptyset} \right) \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \emptyset} + \frac{mp}{\Omega} \right)^{-(k+1)} d\emptyset \end{aligned} \quad (6.9)$$

olarak elde edilmektedir. Bu ifadede, integral değişkeni için $t = \sin^2 \emptyset / \sin^2 \epsilon$ dönüşümü yapıldığında ve [7]'de denklem (3.211)'de verilen Appell hipergeometrik fonksiyon tanımı kullanıldığında, (6.9) ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}_\gamma(\epsilon; \lambda) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} (\sin^2 \epsilon)^{k+0.5} \\ &\times \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; \sin^2 \epsilon, v \sin^2 \epsilon) \end{aligned} \quad (6.10)$$

olarak elde edilmektedir [28] ki burada, $v = -(mp)/(\Omega \lambda \bar{\gamma}_s)$ olmaktadır.

6.2.1. İFKA/İFRKA/İFFKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.9)'da verilen ortak integral ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde, λ parametresi, ikili modülasyonlar için önceden tanımlanan değerleri temsil etmek üzere, hata ifadesi İFKA ve İFRKA işaretlerinin BHO ifadesine dönüşür [28]:

$$\begin{aligned} P_{b, \text{İFKA/İFRKA}}(e) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} \\ &\times \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 1, v). \end{aligned} \quad (6.11)$$

İFFKA işaretleri için ise, [6]'da MÜF ifadesi cinsinden verilen ortalama BHO ifadesi,

$$P_{b,İFFKA}(e) = 0.5\mathcal{M}_\gamma(1) \quad (6.12)$$

olarak tanımlanmaktadır. Bu nedenle, direkt olarak (6.8)'de verilen MÜF ifadesinin (6.12)'de gösterildiği gibi düzenlenmesi sonucunda, İFFKA işaretleri için ortalama BHO performansı ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir [28]:

$$P_{b,İFFKA}(e) = \frac{1}{2} \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) \frac{\bar{\gamma}_s \Gamma(k+1)}{\left(\frac{mp}{\Omega} + \bar{\gamma}_s\right)^{k+1}}. \quad (6.13)$$

6.2.2. *M*-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonların BHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, *M*-FKA işaretleri için de (3.9)'da verilen SHO ifadesini, (6.10)'da verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, *M*-FKA işaretleri için ortalama SHO ifadesi,

$$P_{s,FKA}(e) = \frac{1}{2\pi} \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} \\ \times \{2F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 1, v) - \lambda^{k+0.5} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; \lambda, \lambda v)\} \quad (6.14)$$

olur [29]. Burada $\lambda = \sin^2(\pi/M)$ *M*-FKA işaretleri için modülasyon parametresidir.

6.2.3. *M*-DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonlar ve *M*-FKA modülasyonu için verilen BHO/SO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, *M*-DÖGM işaretleri için de (3.10)'da

verilen SHO ifadesini, (6.10)'da verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, ortalama SHO ifadesi,

$$P_{s,DÖGM}(e) = \frac{2}{\pi} \sum_{p=0}^{n_R} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-k} \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(k+0.5)}{\Gamma(k+1.5)} \\ \times \{q F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 1, v) - q^2 (0.5)^{k+0.5} F_1(k+0.5, 0.5, k+1; k+1.5; 0.5, 0.5v)\}. \quad (6.15)$$

olarak elde edilmektedir [29]. Burada da, $\lambda = 1.5/(M-1)$ ve $q = 1 - \sqrt{1/M}$, M -DÖGM işaretleri için modülasyon parametresidir.

6.3. BHO/SHO İfadeleri için Üst Sınır Analizi

Bu bölümde, BHO/SHO performansları için türetilen üst sınır ifadeleri sayesinde, EBOİ&AAS sisteminin sağladığı çeşitleme derecesi açık şekilde gözlenmiştir.

İFFKA modülasyonlu işaretler dışında incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için, çeşitleme derecesinin ve asimptotik hata performansının incelenmesi amacıyla [35]'te önerilen yüksek İGO değerleri bölgesi için yaklaşıklık tekniği kullanılmıştır. İFFKA işaretlerinin çeşitleme derecesi ve asimptotik hata performansı analizi için ise, MÜF ifadesi elde edilen BODF üzerinden türetilen bir üst sınır kullanılmıştır.

Önceki bölümde detaylı olarak anlatılan yöntemde, k modülasyona bağlı bir sabit olmak üzere, koşullu hata olasılığı (KHO) ifadesi $Q(\sqrt{xk\bar{\gamma}_s})$ formunda olan bir sistem için, sistemin çıkış İGO değerine ilişkin OYF ifadesinden türetilecek parametrelere bağlı olarak, asimptotik hata performansının elde edilebileceği söylenmektedir.

(6.5)'te verilen çıkış İGO değerine ilişkin BODF ifadesinin türevi alınarak, aynı çıkış İGO değerine ilişkin OYF ifadesi de elde edilebilmektedir:

$$f_Z(x) = n_R f(x) [F(x)]^{n_R-1}. \quad (6.16)$$

Burada (6.2)'de BODF ifadesinin “incomplete” Gamma cinsinden tanımını ve [17]'de “incomplete” Gamma fonksiyonu için verilen,

$$\psi(a_k, x c_k) = \frac{(x c_k)^{a_k}}{a_k} + o(x^{c_k}), x \geq 0 \quad (6.17)$$

ifadesini birlikte kullanarak, (6.16)'daki OYF ifadesinin,

$$f_Z(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{mn_R n_T}{\Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} x^{mn_R n_T - 1} + o(x^{mn_R n_T - 1}), \quad x \geq 0 \quad (6.18)$$

şeklinde tanımlanabileceği gösterilebilir. Buna göre asimptotik hata performansı ifadesinin türetilmesi için gerekli parametreler, $a = (m/\Omega)^{mn_R n_T} mn_R n_T / \Gamma(mn_T + 1)^{n_R}$ ve $t = mn_R n_T - 1$ olarak elde edilmektedir. Böylelikle, asimptotik hata performans ifadesi,

$$P_{b/s}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T} \quad (6.19)$$

şeklinde elde edilmektedir [28], [29].

İncelenen modülasyon türleri için tanımlanan KHO ifadelerinin kullanılması ile, tez kapsamında daha önce incelenen İFFKA dışındaki ikili ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için, EBOİ&AAS sisteminin asimptotik performansı elde edilebilmektedir. İFKA ve İFRKA modülasyonları için KHO ifadesi,

$$P_{b,İFKA/İFRKA}(x) = Q(\sqrt{x 2\lambda \bar{\gamma}_s}) \quad (6.20)$$

olarak tanımlandığından, asimptotik hata performansı ifadesi de,

$$P_{b, \text{İFKA}/\text{İFRKA}}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} (\lambda\bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T} \quad (6.21)$$

şeklinde verilebilmektedir [29]. Benzer şekilde, M -FKA işaretleri için, özellikle yüksek İGO değerleri için, KHO ifadesi,

$$P_{s, \text{FKA}}(x) = 2Q(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \quad (6.22)$$

olarak tanımlandığı için, bu işaretler için asimptotik hata performansı da,

$$P_{s, \text{FKA}}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{\sqrt{\pi}\Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} (\lambda\bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T} \quad (6.23)$$

olacaktır [29]. M -DÖGM işaretleri için de tanımlanan KHO ifadesi,

$$P_{s, \text{DÖGM}}(x) = 4qQ(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) - 4q^2Q(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \cong 4qQ(\sqrt{x2\lambda\bar{\gamma}_s}) \quad (6.24)$$

kullanıldığında, bu işaretler için de asimptotik hata performans ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir [29]:

$$P_{s, \text{DÖGM}}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{2q\Gamma(mn_R n_T + 0.5)}{\sqrt{\pi}\Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} (\lambda\bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T}. \quad (6.25)$$

İFKA modülasyonlu işaretler için ise, asimptotik hata performansı ifadesinin elde edilmesi amacıyla, MÜF ifadesi üzerinden bir üst sınır türetilmiştir. (6.5) numaralı denklemde, $F(x)$ yerine, (6.2) ve (6.17) ifadelerinin birleşimi ile oluşan,

$$F(x) = \frac{\psi(mn_T, xm/\Omega)}{\Gamma(mn_T)} = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_T} \frac{x^{mn_T}}{\Gamma(mn_T + 1)} + o(x^{mn_T}) \quad (6.26)$$

ifadesi kullanıldığında, çıkış İGO değerine ilişkin BODF ifadesi de,

$$F_Z(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{x^{mn_R n_T}}{\Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} + o(x^{mn_R n_T}) \quad (6.27)$$

haline dönüşmektedir. Bu BODF ifadesi kullanılarak MÜF ifadesi türetilirse ve İFFKA modülasyonlu işaretlerin MÜF cinsinden BHO performansını tanımlayan (6.12) denkliği kullanılırsa, İFFKA işaretleri için asimptotik hata performansı ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir [28], [29]:

$$P_{b, \text{İFFKA}}^A = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_R n_T} \frac{\Gamma(mn_R n_T + 1)}{2 \Gamma(mn_T + 1)^{n_R}} (\bar{\gamma}_s)^{-mn_R n_T}. \quad (6.28)$$

Elde edilen asimptotik hata performansı ifadelerinde, yüksek $\bar{\gamma}_s$ değerlerinde, EBOİ&AAS sisteminin, incelenen bütün modülasyon işaretleri için sağladığı çeşitleme derecesinin $mn_R n_T$ olduğu gözlemlenmektedir. Bu da EBOİ&AAS sisteminin tam çeşitlemeli iletim sağladığını göstermektedir.

6.4. EBOİ&AAS Sistemi İçin Kapasite Analizi

İkilik ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için BHO/SHO performansı ifadeleri elde edildikten sonra, EBOİ&AAS sisteminin sağladığı iletim kapasitesi hakkında bilgi edinmek amacıyla ergodik kapasite analizi yapılmıştır. Sönümlemeli kanalın sağladığı İGO değerine bağlı olarak rastgele değişen ani kapasite değerinin, kanalın sönümleme değişkenleri üzerinden ortalaması olarak ifade edilen ergodik kapasite,

$$C_{\text{ergodik}} = E[C_\gamma] \quad (6.29)$$

ifadesi ile temsil edilmektedir. Burada $C_\gamma = \log_2(1 + \gamma)$ değeri bit/sn/Hertz cinsinden sistemin band genişliği değerine normalize edilmiş ani kapasite değerini, γ ise anlık İGO değerini temsil etmektedir. Sistemin çıkış İGO değeri olan γ değişkenine ait OYF ifadesi üzerinden C_γ ifadesinin ortalaması alınarak ergodik sistem kapasitesi elde edilmektedir. (6.16)'da verilen OYF ifadesi üzerinden C_γ ifadesinin ortalaması,

$$C_{\text{ergodik}} = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) f_\gamma(x) dx \quad (6.30)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. OYF ifadesi (6.30)'da yerine yazılırsa, ergodik kapasite ifadesi aşağıdaki şekilde gösterilebilmektedir [29]:

$$C_{ergodik} = \frac{n_R (m/\Omega\bar{\gamma}_s)^{mn_T}}{\Gamma(mn_T)} \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \binom{n_R-1}{p} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) \times \int_0^\infty \log_2(1+x) x^{k+mn_T-1} e^{-x(\frac{m}{\Omega\bar{\gamma}_s}(p+1))} dx. \quad (6.31)$$

Verilen ifadede bulunan integralin çözümü, [36]'daki (78) numaralı denklem yardımı ile kolayca elde edilebilmektedir. Buna göre, (6.31) ifadesinde gerekli düzenlemeler yapıldığında, EBOİ&AAS sisteminin sağladığı ergodik kapasite ifadesi,

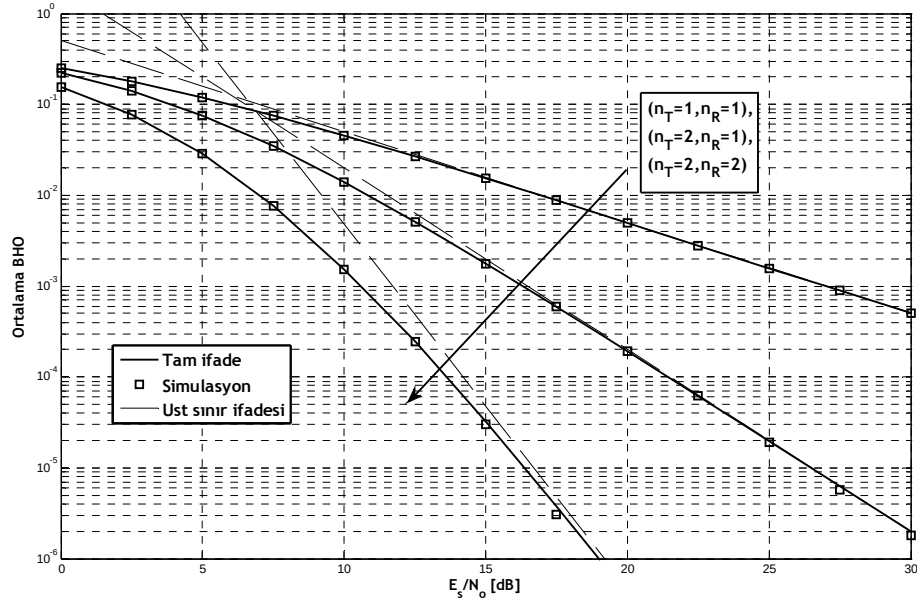
$$C_{ergodik} = \frac{n_R \log_2(e)}{\Gamma(mn_T)(\Omega\bar{\gamma}_s/m)^{mn_T}} \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{k=0}^{p(mn_T-1)} \sum_{i=1}^{k+mn_T} (-1)^p \mu_k(p, mn_T) \binom{n_R-1}{p} \times \Gamma(k+mn_T) \Gamma\left(i-k-mn_T, \frac{m(p+1)}{\Omega\bar{\gamma}_s}\right) e^{\left(\frac{m}{\Omega\bar{\gamma}_s}(p+1)\right)} \left(\frac{m}{\Omega\bar{\gamma}_s}(p+1)\right)^{-i} \quad (6.32)$$

şeklinde elde edilmektedir [29].

6.5. EBOİ&AAS Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar

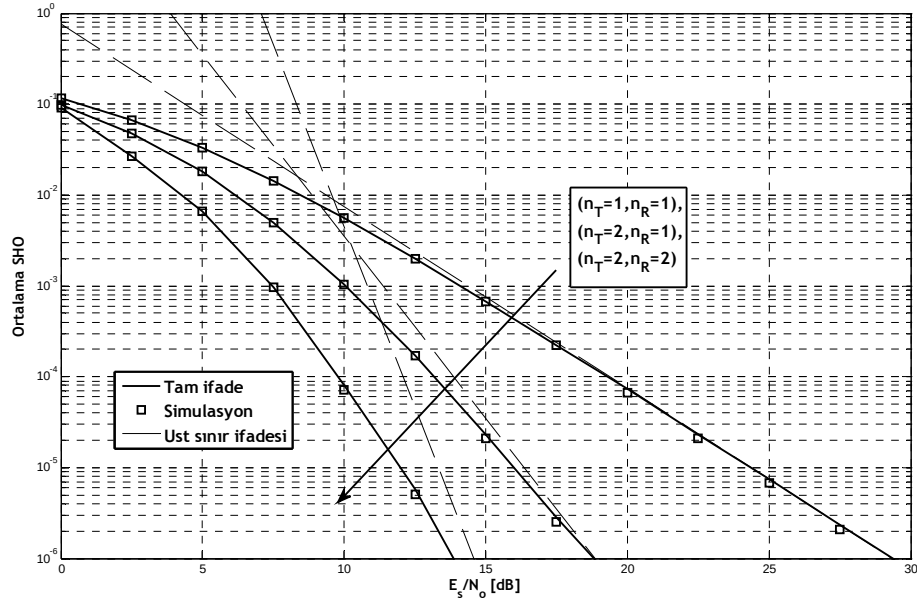
Bu bölümde, ortalama BHO/SHO performans ifadeleri türetilen EBOİ&AAS sistemine ilişkin değişik kanal ve sistem konfigürasyonları için teorik ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Ortalama BHO/SHO performans eğrileri, b.a.p.d. birim ortalama güçlü Nakagami- m sönümlemeli kanallar ($\Omega = 1$) için verilmiştir. İFFKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için Rayleigh sönümlemeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansına ilişkin eğriler Şekil 6.1'de verilmektedir. Eğriler incelendiğinde, vericide ve/veya alıcıda kullanılması muhtemel anten sayısının artması, sistemin sağladığı çeşitleme derecesinin artmasını ve hata performansının iyileşmesini sağlamaktadır. İFFKA işaretleri için verilen eğrilerin, her bir verici antenden ortalama sembol enerjisinin

(E_s) iletildiği durumda [14]'te verilen BHO performans sonucu ile uyumlu olduğu görülmektedir. Ayrıca, EBOİ&AAS sistemi için türetilen asimptotik hata performansı ifadelerine ait üst sınır eğrilerinin de, yüksek İGO değerleri için, teorik eğrilerle kesiştiği görülmektedir. Bu da, elde edilen üst sınır ifadelerinin yüksek İGO değerlerinde yeterince sıkı olduğunu göstermektedir.

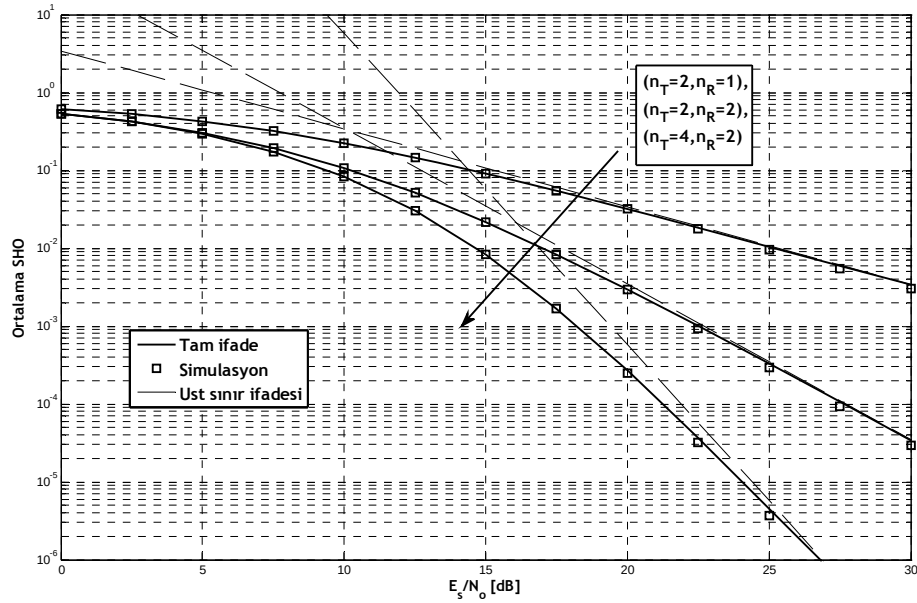


Şekil 6.1 FİFKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönümlmeli kanallardaki ($m = 1$) BHO performansı

Sönümlleme parametresi ($m = 2$) olan Nakagami- m kanallarda, İFKA işaretlerinin ve sönümlleme parametresi ($m = 0.5$) olan Nakagami- m kanallarda (Tek Taraflı Gauss sönümlmeli kanallarda) 8-FKA işaretlerinin sağladığı BHO/SHO performansları ise sırasıyla Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'te verilmiştir.



Şekil 6.2 İFKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki ($m = 2$) BHO performansı



Şekil 6.3 8-FKA işaretlerini kullanan EBOİ&AAS sisteminin bazı verici ve alıcı anten sayısı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki ($m = 0.5$) BHO performansı

7. VAS/EBOİ YAPILARININ B.A.P.D. NAKAGAMI- m KANALDA PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde, verici birimde VAS tekniği ve EBOİ tekniğini birlikte kullanan telsiz haberleşme sisteminin BHO/SHO performans analizi, b.a.p.d. düz ve yavaş Nakagami- m sönmülemeli kanallar için yapılmıştır. Yapılan Monte Carlo simülasyonları ile elde edilen analitik sonuçlar doğrulanmıştır.

Alıcı birimin çıkışındaki İGO değerine ait MÜF ifadesi elde edildikten sonra, tez kapsamında incelenen gelen modülasyon tekniklerinin MÜF cinsinden tanımlanan hata performans ifadeleri kullanılarak ortalama hata performans sonuçları ve yine MÜF ifadesi cinsinden hata performansları için üst sınır ifadeleri türetilmiştir.

7.1. VAS/EBOİ Sistem Tanımı ve Kanal Modeli

Bu bölümde n_T verici antene ve bir alıcı antene sahip telsiz haberleşme sistemi ele alınmaktadır. Her bir sembol iletim periyodu öncesinde, alıcı antene en iyi işaret iletimini sağlayacak n_S adet verici anten seçilmekte ve bu antenler kullanılarak EBOİ tekniği uygulanmaktadır. h_j , $j = 1, 2, \dots, n_T$, j . verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal sönmüleme değişkenini göstermek üzere, $|h_j|$ zarfının, sönmüleme parametresi m , karesel ortalaması $\Omega = E[|h_j|^2]$ olan Nakagami- m rastgele değişkeni olduğu kabul edilmektedir.

Her işaretleşme periyodunda, verici ve alıcı birimlerde belirlenen optimum ağırlık katsayıları ile çarpılan semboller, alıcı birimde kıyaslanarak en iyi kanal kazancını sağlayan verici antenler belirlenmekte ve bu antenlere ilişkin ağırlık katsayıları verici ve alıcıda kullanarak EBOİ tekniği uygulanmaktadır. Verici antenlerden iletilen ağırlıklandırılmış işaretler, alıcı birimdeki ağırlık katsayıları ile çarpıldıktan sonra, j . verici anten üzerinden elde edilen kanal kazancı $X_j = |h_j|^2$

şeklinde tanımlanmaktadır. X_j rastgele değişkenlerine ait OYF ve BODF ifadeleri aşağıda verilmektedir:

$$f_j(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \frac{x_j^{m-1} e^{-xm/\Omega}}{\Gamma(m)}, x \geq 0, \quad (7.1)$$

$$F_j(x) = \frac{\psi(m, x_j m/\Omega)}{\Gamma(m)}, x \geq 0. \quad (7.2)$$

7.2. VAS/EBOİ Sisteminin b.a.p.d. Durumu için Hata Analizi

Bu bölümde, b.a.p.d. Nakagami- m dağılımlı sönümlemeli iletim yolları durumu için hata analizi yapılmıştır. Verici birimde, en iyi kanal kazancını sağlayan n_S verici anten kullanıldığı için, alıcı antene ulaşan işarete ait toplam kanal kazancı, Z_j , $j = 1, 2, \dots, n_T$, X_j değişkenlerinin azalan şekilde sıralanması ile oluşan yeni değişkenleri göstermek üzere, $Y = \sum_{k=1}^{n_S} Z_k$ olmaktadır. Buna göre, seçilen ve EBOİ için kullanılan bütün verici antenlerden toplam E_s enerjisinin iletilmesi koşulu da düşünüldüğünde, alıcı antene ulaşan ani İGO değeri, $\gamma = (E_s/N_0 n_S)Y$ olmaktadır.

n_T rastgele değişken içerisinde en büyük n_S tanesinin seçilmesi durumunda, seçilen değişkenlerin toplamına ilişkin ortak OYF ifadesi [19]'da (1) numaralı denklemde aşağıda gibi verilmiştir:

$$f_{Z_1, Z_2, \dots, Z_{n_S}}(z_1, z_2, \dots, z_{n_S}) = n_S! \binom{n_T}{n_S} [F_j(z_{n_S})]^{n_T - n_S} \prod_{k=1}^{n_S} f_j(z_k). \quad (7.3)$$

Buna göre, çıkış İGO değerine ilişkin MÜF tanımı ve (7.3) ifadesi kullanılarak,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \int_{z_{n_S}=0}^{\infty} \int_{z_{n_S-1}=z_{n_S}}^{\infty} \cdots \int_{z_1=z_2}^{\infty} f_{Z_1, Z_2, \dots, Z_{n_S}}(z_1, z_2, \dots, z_{n_S})$$

$$\times e^{-s(z_1+z_2+\dots+z_{n_S})} dz_1 dz_2 \dots dz_{n_S} \quad (7.4)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada, z_j değerlerinin birbirleri ile $z_1 \geq z_2 \geq \dots \geq z_{n_S}$ şeklinde ilişkili olmaları nedeniyle, n_S katlı integral ifadesi daha sade bir biçimde gösterilememektedir. Bunun yerine, [19]'da kullanılan ve aşağıda gösterilen değişken dönüşümü kullanılırsa, (7.4) ifadesi bağımsız değişkenler üzerinden ifade edilebilen bir integrale dönüşecektir.

$$x_k \triangleq z_k - z_{k+1}, k = 1, 2, \dots, n_T - 1, x_{n_T} = z_{n_T}. \quad (7.5)$$

Tanımlanan bu bağımsız değişkenler cinsinden, z_j değişkenlerinin $z_j = \sum_{k=j}^{n_T} x_k$ olarak ifade edilebileceği kolaylıkla gösterilebilmektedir. x_j değişkenlerine ilişkin ortak OYF ifadesinin elde edilmesi için, bu değişkenlerin z_j değişkenleri cinsinden türev katsayı matrisi (Jakobiyen) oluşturulmuştur. [19]'da bu matris,

$$J(x_1, x_2, \dots, x_{n_T}) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

olarak elde edilmektedir.

$$f_{x_1, x_2, \dots, x_{n_T}}(x_1, x_2, \dots, x_{n_T}) = \frac{f_{z_1, z_2, \dots, z_{n_T}}(z_1, z_2, \dots, z_{n_T})}{|J(x_1, x_2, \dots, x_{n_T})|} \quad (7.7)$$

şeklinde tanımlanan dönüşüm formülü kullanılarak ve $|J(x_1, x_2, \dots, x_{n_T})| = 1$ olduğu da göz önüne alınarak, x_j değişkenlerine ilişkin ortak OYF ifadesinin,

$$f_{x_1, x_2, \dots, x_{n_T}}(x_1, x_2, \dots, x_{n_T}) = n_T! \left[\frac{(m/\Omega)^m}{\Gamma(m)} \right]^{n_T} \left(\prod_{j=1}^{n_T} \left(\sum_{k=j}^{n_T} x_k \right)^{m-1} \right)$$

$$\times \exp\left(-\frac{m}{\Omega} \sum_{j=1}^{n_T} \sum_{k=j}^{n_T} x_k\right) \quad (7.8)$$

şeklinde elde edilebileceği gösterilebilmektedir. Bu ifadede yer alan $(\sum_{k=j}^{n_T} x_k)^{m-1}$ seri ifadesinin açılımı için, multinomial teoremin tanımı,

$$\begin{aligned} & (x_j + x_{j+1} + \dots + x_{n_T})^{m-1} \\ &= \underbrace{\sum_{k_{j,1}} \sum_{k_{j,2}} \dots \sum_{k_{j,n_T-j+1}}}_{n_T-j+1 \text{ kat toplam}} \binom{m-1}{k_{j,1}, k_{j,2}, \dots, k_{j,n_T-j+1}} \\ & \times x_j^{k_{j,1}} x_{j+1}^{k_{j,2}} \dots x_{n_T}^{k_{j,n_T-j+1}}, \quad \sum_{i=1}^{n_T-j+1} k_{j,i} = m-1, \end{aligned} \quad (7.9)$$

kullanılırsa, (7.8) ifadesi,

$$\begin{aligned} f_{X_1, X_2, \dots, X_{n_T}}(x_1, x_2, \dots, x_{n_T}) &= n_T! \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_T} \sum_{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}} \left[\prod_{j=1}^{n_T} \prod_{i=1}^{n_T-j+1} k_{j,i} \right]^{-1} \\ &\times \left\{ \prod_{j=1}^{n_T} x_j^{a_j} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} j x_j\right) \right\} \end{aligned} \quad (7.10)$$

olarak elde edilmektedir [30], [31]. Burada $a_j = \sum_{t=1}^j k_{t,j+1-t}$ olmakta ve tek katlı olarak basitçe gösterilen toplam ifadesi $k_{j,i}$ indisleri üzerinden $n_T(n_T + 1)/2$ adet toplam katını temsil etmektedir.

OYF ifadesinin bağımsız değişkenler cinsinden ifade edilmesi ile MÜF tanımı ile elde edilecek integral ifadesi, n_T katlı bağımsız integraller olarak değerlendirilebilecektir. Buna göre, çıkıştaki İGO değerine ilişkin MÜF ifadesi,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty f_{X_1, X_2, \dots, X_{n_T}}(x_1, x_2, \dots, x_{n_T})$$

$$\times e^{-s(x_1+2x_2+\dots+n_S x_{n_S}+n_S x_{n_S+1}+\dots+n_S x_{n_T})} dx_1 dx_2 \dots dx_{n_T} \quad (7.11)$$

olmaktadır. (7.11)'de OYF ifadesi yerine yazılarak, değişkenlerin bağımsızlığı nedeniyle integral de n_T katlı olarak ayrıştırıldığında, MÜF ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma(s) = n_T! \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_T} \sum_{\substack{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}}} \left[\prod_{j=1}^{n_T} \prod_{i=1}^{n_T-j+1} k_{j,i} \right]^{-1} \\ \times \prod_{j=1}^{n_T} \left\{ \int_0^\infty x_j^{a_j} \exp(-b_j x_j) dx_j \right\} \end{aligned} \quad (7.12)$$

haline dönüşmektedir. Burada $b_j = (mj/\Omega) + (sj), 1 \leq j \leq n_S$ ve $b_j = (mj/\Omega) + (sn_S), n_S + 1 \leq j \leq n_T$ olmaktadır. Çarpım terimi içerisindeki tek katlı integralin çözümü, belirtilen parametrelere bağlı olarak Gamma fonksiyonu cinsinden gösterilebileceğinden, (7.12) ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir [30], [31]:

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{n_T!}{(\Omega/m)^{mn_T}} \sum_{\substack{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}}} \left[\prod_{j=1}^{n_T} \prod_{i=1}^{n_T-j+1} k_{j,i} \right]^{-1} n_S^{(n_S-n_T-1)-\sum_{j=n_S}^{n_T} a_j} \\ \times \left(\prod_{j=1}^{n_S-1} j^{-(a_j+1)} \right) \left(\prod_{j=n_S}^{n_T} \left(s + \frac{mj}{\Omega n_S} \right)^{-(a_j+1)} \right) \left(\left(s + \frac{m}{\Omega} \right)^{(1-n_S)-\sum_{j=n_S}^{n_T} a_j} \right). \end{aligned} \quad (7.13)$$

$A_j = (mj)/(\Omega n_S)$ ve $u_j = a_j + 1$ olmak üzere, (7.13)'te $H(s) = \prod_{j=n_S}^{n_T} (s + A_j)^{-u_j}$ olarak tanımlanan kısmın, kısmi toplamlara ayırma yöntemi kullanılarak aşağıdaki iki katlı toplam formunda yazılması mümkün olmaktadır:

$$H(s) = \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} (s + A_j)^{-i}. \quad (7.14)$$

Burada olarak $\beta_{j,i}$, kısmi toplamların katsayılarını (rezidü katsayılarını) göstermektedir ve

$$\beta_{j,j} = [H(s)(s + A_j)^{u_j}]_{s=-A_j}, \beta_{j,u_j-i} = \frac{1}{i!} \frac{d^i}{ds^i} [H(s)(s + A_j)^{u_j}]_{s=-A_j} \quad (7.15)$$

şeklinde hesaplanabilmektedir. Buna göre, (7.13)'te verilen MÜF ifadesi, $\mathcal{K} = [\prod_{j=1}^{n_T} \prod_{i=1}^{n_T-j+1} k_{j,i}]^{-1} n_S^{(n_S-n_T-1)-\sum_{j=n_S}^{n_T} a_j} (\prod_{j=1}^{n_S-1} j^{-(a_j+1)})$ olmak üzere,

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma(s) &= \frac{n_T!}{(\Omega/m)^{mn_T}} \sum_{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}} \mathcal{K} \left(\left(s + \frac{m}{\Omega} \right)^{(1-n_S)-\sum_{j=n_S}^{n_T} a_j} \right) \\ &\quad \times \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} (s + A_j)^{-i}, \end{aligned} \quad (7.16)$$

olarak da gösterilmektedir [30], [31].

MÜF ifadesi bulunduktan sonra, önceki bölümlerdeki ortak integral gösterimi kullanılarak, incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyonlar için ortalama BHO/SHO performans ifadeleri elde edilebilmektedir. Bu amaçla, (3.6) numaralı denklemde tanımlanan ortak integral formunun çözümü elde edilmiştir. (3.6)'daki ortak integral ifadesinde, (7.16)'da verilen MÜF ifadesi yerine yazıldığında, ortak integral ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_\gamma(\epsilon; \lambda) &= \frac{n_T!}{\pi(\Omega/m)^{mn_T}} \sum_{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}} \mathcal{K} \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} \\ &\quad \times \int_0^\epsilon \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \phi} + A_j \right)^{-i} \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_s}{\sin^2 \phi} + \frac{m}{\Omega} \right)^{-\alpha} d\phi \end{aligned} \quad (7.17)$$

olmaktadır ki burada $\alpha = (n_S - 1) + \sum_{j=n_S}^{n_T} a_j$ 'dir. Elde edilen integral ifadesinde, integral değişkeni için $t = \sin^2 \phi / \sin^2 \epsilon$ dönüşümü yapıldığında ve [7]'de denklem

(3.211)'de verilen Appell hipergeometrik fonksiyon tanımı kullanıldığında, (7.17) ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_\gamma(\epsilon; \lambda) = & \frac{n_T!}{2\pi(\Omega/m)^{mn_T}} \sum_{\substack{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}}} \mathcal{K} \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} (\sin \epsilon)^{2i+2\alpha+1} \\ & \times (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-(i+\alpha)} \frac{\Gamma(i + \alpha + 0.5)}{\Gamma(i + \alpha + 1.5)} \\ & \times F_D^{(3)}(i + \alpha + 0.5, 0.5, \alpha, i; i + \alpha + 1.5; \sin^2 \epsilon, x_2 \sin^2 \epsilon, x_3 \sin^2 \epsilon) \end{aligned} \quad (7.18)$$

olarak elde edilmektedir ki burada, $x_2 = -(m/\Omega)/(\lambda \bar{\gamma}_s)$ ve $x_3 = -(A_j)/(\lambda \bar{\gamma}_s)$ olmaktadır [30], [31].

7.2.1. İFKA/İFRKA İçin Ortalama BHO İfadeleri

(3.9)'da verilen ortak integral ifadesinde modülasyon seviyesi $M = 2$ olarak seçildiğinde, λ parametresi, ikili modülasyonlar için önceden tanımlanan değerleri temsil etmek üzere, hata ifadesi İFKA ve İFRKA işaretlerinin BHO ifadesine dönüşür [30]:

$$\begin{aligned} P_{b, \text{İFKA/İFRKA}}(e) = & \frac{n_T! (m/\Omega)^{mn_T}}{2\pi} \sum_{\substack{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}}} \mathcal{K} \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} \\ & \times (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-(i+\alpha)} \frac{\Gamma(i + \alpha + 0.5)}{\Gamma(i + \alpha + 1.5)} \\ & \times F_D^{(3)}(i + \alpha + 0.5, 0.5, \alpha, i; i + \alpha + 1.5; 1, x_2, x_3). \end{aligned} \quad (7.19)$$

7.2.2. M-FKA İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonların BHO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M-FKA işaretleri için de (3.9)'da verilen SHO ifadesini, (7.18)'de verilen ortak integral

çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, M -FKA işaretleri için ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned}
 P_{s,FKA}(e) = & \frac{n_T!}{2\pi(\Omega/m)^{mn_T}} \sum_{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}} \mathcal{K} \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} (\sin\epsilon)^{2i+2\alpha+1} \\
 & \times (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-(i+\alpha)} \frac{\Gamma(i+\alpha+0.5)}{\Gamma(i+\alpha+1.5)} \\
 & \times \left\{ 2F_D^{(3)}(i+\alpha+0.5, 0.5, \alpha, i; i+\alpha+1.5; 1, x_2, x_3) \right. \\
 & \quad \left. - (\sqrt{\lambda})^{2i+2\alpha+1} F_D^{(3)}\left(i+\alpha+0.5, 0.5, \alpha, i; i+\alpha+1.5; \lambda, \frac{m}{\Omega}, A_j\right) \right\}
 \end{aligned} \tag{7.20}$$

olarak elde edilmektedir [31]. Burada $\lambda = \sin^2(\pi/M)$ M -FKA işaretleri için modülasyon parametresidir.

7.2.3. M -DÖGM İçin Ortalama SHO İfadesi

İkilik modülasyonlar ve M -FKA modülasyonu için verilen BHO/SO ifadelerinin elde edilmesinde olduğu gibi, M -DÖGM işaretleri için de (3.10)'da verilen SHO ifadesini, (7.18)'da verilen ortak integral çözümü yardımı ile yeniden düzenlersek, ortalama SHO ifadesi,

$$\begin{aligned}
 P_{s,DÖGM}(e) = & \frac{2 n_T!}{\pi(\Omega/m)^{mn_T}} \sum_{n_T(n_T+1)/2 \text{ katlı toplam}} \mathcal{K} \sum_{j=n_S}^{n_T} \sum_{i=1}^{u_j} \beta_{j,i} (\sin\epsilon)^{2i+2\alpha+1} \\
 & \times (\lambda \bar{\gamma}_s)^{-(i+\alpha)} \frac{\Gamma(i+\alpha+0.5)}{\Gamma(i+\alpha+1.5)} \\
 & \times \left\{ q F_D^{(3)}(i+\alpha+0.5, 0.5, \alpha, i; i+\alpha+1.5; 1, x_2, x_3) \right. \\
 & \quad \left. - (0.5)^{2i+2\alpha+1} F_D^{(3)}(i+\alpha+0.5, 0.5, \alpha, i; i+\alpha+1.5; 0.5, 0.5x_2, 0.5x_3) \right\}
 \end{aligned} \tag{7.21}$$

olarak elde edilmektedir [31]. Burada da, $\lambda = 1.5/(M-1)$ ve $q = 1 - \sqrt{1/M}$, M -DÖGM işaretleri için modülasyon parametresidir.

7.3. BHO/SHO İfadeleri İçin Üst Sınır Analizi

Bu bölümde, BHO/SHO performansları için türetilen üst sınır ifadeleri sayesinde, VAS/EBOİ sisteminin sağladığı çeşitleme derecesi açık şekilde gözlenmiştir.

(7.3)'te verilen ortak OYF ifadesinde, sıralama istatistiğinin sağladığı $z_1 \geq z_i, i \neq 1$ şartı ve “incomplete” Gamma fonksiyonu için (4.17)'te verilen üst sınır ifadesi kullanılırsa, çıkıştaki İGO değerine ilişkin MÜF ifadesi aşağıdaki gibi üstten sınırlandırılmış olmaktadır [30], [31]:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) \leq \frac{n_T!}{(n_T - n_S)!} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_T} \frac{\Gamma(mn_T) n_S^{-mn_T}}{\Gamma(m)^{n_T} m^{n_T - n_S}} \left(s + \frac{m}{\Omega}\right)^{-mn_T}. \quad (7.22)$$

MÜF ifadesi yardımı ile incelenen modülasyonların ortalama hata olasılıklarının ortak ifadesi olan integralin çözümü, [6]'daki 5A.78 numaralı üst sınır ifadesinin de yardımı ile,

$$\mathfrak{I}_\gamma(\epsilon; \lambda) \leq \frac{n_T!}{(n_T - n_S)!} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_T} \frac{\Gamma(mn_T)}{\Gamma(m)^{n_T} m^{n_T - n_S}} (\lambda n_S \bar{\gamma}_S)^{-mn_T} \mathcal{H}(mn_T, \epsilon) \quad (7.23)$$

olarak elde edilmektedir [30], [31]. Burada verilen $\mathcal{H}(mn_T, \epsilon)$ fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

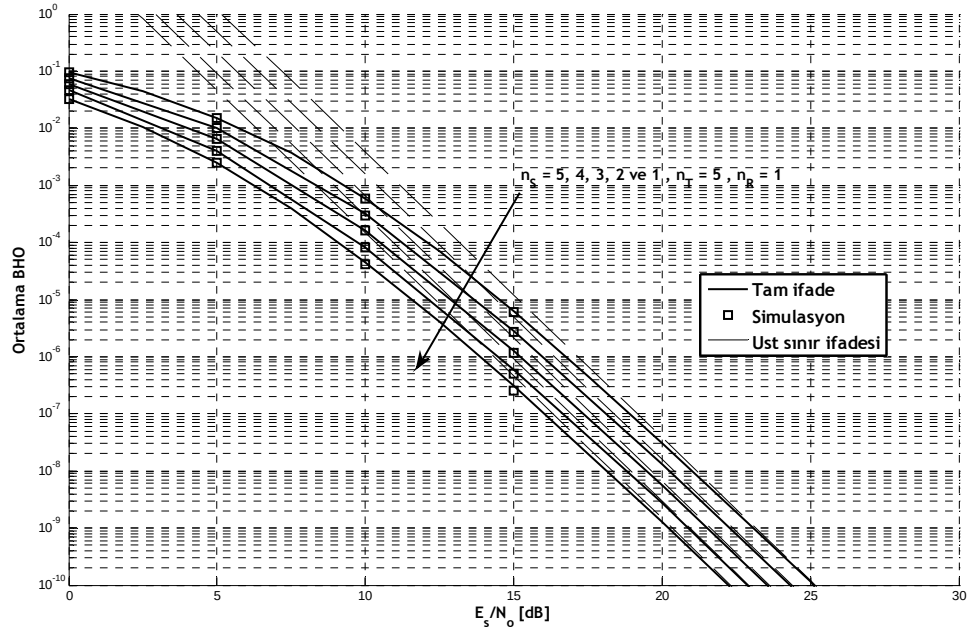
$$\begin{aligned} \mathcal{H}(mn_T, \epsilon) = & \frac{2^{-mn_T}}{\pi} \left[\binom{2mn_T}{mn_T} \epsilon \right. \\ & \left. + 2 \sum_{k=0}^{mn_T-1} (-1)^{k+mn_T} \binom{2mn_T}{k} \frac{\sin [2\epsilon(2mn_T - k)]}{2mn_T - k} \right]. \end{aligned} \quad (7.24)$$

Buna göre, incelenen ikili ve M -seviyeli modülasyon işaretlerinin asimptotik BHO/SHO performans ifadeleri, (3.9) ve (3.10) ifadeleri kullanılarak kolaylıkla elde edilebilmektedir.

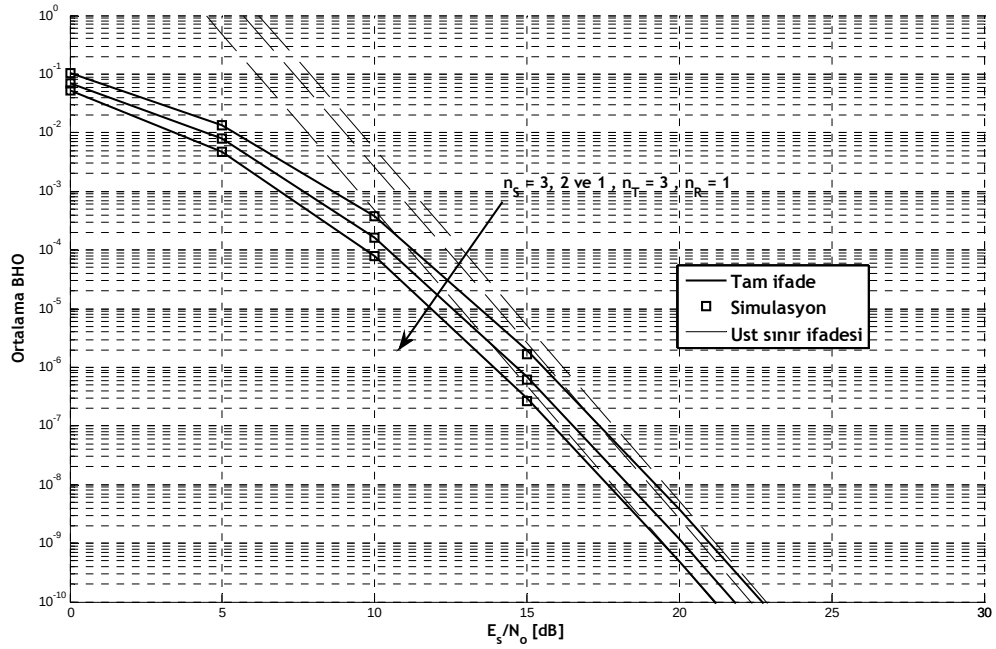
Elde edilen asimptotik hata performansı ifadelerinde, yüksek $\bar{\gamma}_s$ değerlerinde, VAS/EBOİ sisteminin, incelenen bütün modülasyon işaretleri için sağladığı çeşitleme derecesinin mn_T olduğu gözlemlenmektedir. Bu da VAS/EBOİ sisteminin tam çeşitlemeli iletim sağladığını göstermektedir.

7.4. VAS/EBOİ Sistemi İçin Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, ortalama BHO/SHO performans ifadeleri türetilen VAS/EBOİ sistemine ilişkin değişik kanal ve sistem konfigürasyonları için teorik ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Ortalama BHO/SHO performans eğrileri, b.a.p.d. birim ortalama güçlü Nakagami- m sönümlmeli kanallar ($\Omega = 1$) için verilmiştir. İFKA işaretlerini kullanan VAS/EBOİ sisteminin $n_T = 5$ ve seçilen anten sayısı $n_S = 1, 2, 3, 4, 5$ değerleri için Rayleigh sönümlmeli kanaldaki ($m = 1$) BHO performansına ilişkin eğriler Şekil 7.1’de verilmektedir. Eğriler incelendiğinde, seçme çeşitlemesi sayesinde bütün n_S değerleri için VAS/EBOİ tekniğinin aynı çeşitleme derecesine sahip olduğu, buna karşılık vericide EBOİ tekniğinde kullanılmak için seçilen verici anten sayısının artması ile sistemin sağladığı hata performansının kötüleştiği görülmektedir. Verici birimde, toplam iletim enerjisinin seçilen anten sayısına bölünmesi nedeniyle en iyi hata performansını en iyi kanal kazancı sağlayan tek bir verici anten üzerinden yapılması durumu sağlamaktadır. Şekil 7.1’deki senaryonun benzeri, $n_T = 3$ olan VAS/EBOİ sisteminin sönümlleme parametresi ($m = 2$) olan Nakagami- m kanallarda, İFKA işaretleri için Şekil 7.2’de verilmiştir.



Şekil 7.1 İFKA işaretlerini kullanan VAS/EBOİ sisteminin ($n_T = 5$) ve seçilen anten sayısının farklı değerleri için b.a.p.d. Rayleigh sönmülemeli kanallardaki ($m = 1$) BHO performansı



Şekil 7.2 İFKA işaretlerini kullanan VAS/EBOİ sisteminin ($n_T = 3$) ve seçilen anten sayısının farklı değerleri için b.a.p.d. Nakagami- m sönmülemeli kanallardaki ($m = 2$) BHO performansı

Şekil 7.2'deki eğrilerde de, en iyi hata performansının yalnızca bir tek verici anten seçilmesi durumunda elde edildiği gösterilmektedir.

Ayrıca, VAS/EBOİ sistemi için türetilen asimptotik hata performansı ifadelerine ait üst sınır eğrilerinin de, yüksek İGO değerleri için, teorik eğrilerle kesiştiği görülmektedir. Bu da, incelenen VAS/EBOİ sisteminin tam çeşitlemeli iletim sağladığını ve elde edilen üst sınır ifadelerinin yüksek İGO değerlerinde yeterince sıkı olduğunu göstermektedir.

8. SONUÇLAR VE GELECEĞE YÖNELİK ÇALIŞMALAR

Bu tezde, ikili modülasyonlar ve M -seviyeli modülasyon işaretleri için verici birimde, alıcı birimde ya da her iki birimde birden anten seçimi tekniğini, çeşitli diğer çeşitleme teknikleri ile birlikte kullanan birleşik çeşitleme yapılarının yavaş ve düz Nakagami- m sönümlemeli kanallardaki hata performansları incelenmiştir. Bütün sistemler için öncelikli olarak çıkış İGO değerine ilişkin MÜF ifadesi türetilmiş ve bu ifade cinsinden tam BHO/SHO performans ifadeleri elde edilmiştir. İncelenen bütün durumlara ilişkin elde edilen teorik performans eğrileri, yapılan Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmıştır. Ayrıca, yine incelenen tüm çeşitlemeli sistemler için, türetilen üst sınır ifadeleri ile asimptotik çeşitleme derecelerinin mn_Rn_T olduğu gösterilmiştir.

Tezde incelenen çeşitlemeli sistemlerde, beklendiği üzere, verici birimde ve/veya alıcı birimde kullanılan anten sayısının artması ile sistemlerin çeşitleme derecelerinde artış sağlanmakta ve hata performansları iyileşmektedir. Anten seçimi tekniğini kullanan tekniklerde, seçimin yapıldığı birimde bulunan kullanılması muhtemel anten sayısının artması ile, alıcıda seçici/birleştirici çıkışındaki İGO değerinin haberleşme kalitesini iyileştirecek bölgede bulunma olasılığı arttırılmaktadır. Benzer şekilde, birleştirme tekniklerinden birini kullanan yapılarda da, birleştirici girişinde sağlanan bağımsız sönümleme etkilerine maruz kalmış işaret sayısı arttığında, sistemin çıkışındaki İGO değerinin güvenilir bölgede kalma olasılığı artmakta ve sağlanan çeşitleme ile sistemin hata performansı iyileştirilmektedir. Böylelikle, anten seçimi teknikleri kullanılarak oluşturulan yeni sistemlerin, vaat ettikleri üzere, daha düşük devre karmaşıklığı ile tam çeşitleme ve epey iyi oranda hata performansı iyileştirmesi sağladığı gösterilmiştir.

Daha önce söylendiği üzere, b.a.p.d. Nakagami- m sönümlemeli kanal durumunda incelenen bütün sistemlerin asimptotik olarak mn_Rn_T çeşitleme derecesini sağladıkları gösterilmiştir. Sönümlemeli kanalın b.f.p.d. olduğu duruma ait ilgili analizde ise, asimptotik çeşitleme derecesinin $l \sum_{i=1}^k m_i$ şeklinde elde edildiği

görülmektedir. Burada, incelenen sisteme göre, l ve k terimleri, n_R veya n_T değerlerinden biri olmaktadır ki bu da, b.f.p.d. durumunda da sistemlerin tam çeşitleme sağladığını göstermektedir.

Tanımı gereği, asimptotik çeşitleme derecesi, hata performans eğrilerinin, yüksek İGO değerlerinde (teorik olarak sonsuz İGO değerinde) sahip olması gereken eğim cinsinden bir değerdir. Bu nedenle, özellikle modülasyon seviyesi nispeten büyük olan işaretler için, yüksek asimptotik çeşitleme derecesine sahip yapıların, verici ve/veya alıcı birimdeki anten sayısı artışından sağladıkları hata performansı iyileşmesinin çok artmaması gibi bir durum oluşmaktadır. Verilen nümerik sonuçlar içerisinde daha yüksek sönümlleme parametresine sahip kanallar için BHO/SHO sonuçları, verici/alıcı anten sayısı değerlerinde yapılan değişimlerden çok etkilenmiyormuş gibi görünmektedir. Tersine, düşük sönümlleme parametresine sahip kanallar için verilen BHO/SHO sonuçlarında, verici/alıcı birimde kullanılan anten sayısındaki artış, sistem performansında hatırı sayılır iyileşmelere neden olmaktadır. Esasında, yüksek sönümlleme parametrelili kanallarda çeşitleme kazancı kendisini nispeten daha yüksek İGO değerlerinde göstermektedir. Ancak özellikle simülasyon anlamında incelenen İGO aralığı $[0,30]$ olarak seçilebildiğinden ve kullanımdaki sistemlerin çoğu için de bu aralığın yeterince geniş olduğu düşünüldüğünden, bahsedilen yapıların sağladığı çeşitleme kazançları açıkça resmedilememiştir. Bu duruma, sistemlerin gerçekleşmesi tarafından bakılacak olursa, zaten güç tüketimi konusunda sınırlı olan telsiz/mobil birimlerin, bu denli yüksek İGO değerlerine erişmesi mümkün olmadığı için, bahsedilen sistemlerin anlamlı sayılacak İGO bölgesinde çok fazla kazanç sağlamadığı söylenebilir.

Tezde incelenen konulara devam niteliğinde, diğer muhtemel çeşitleme teknikleri ile oluşturulacak yeni çeşitleme yapıları incelenebilir. Tez kapsamında incelenen sistemlerin, kullanılan antenler arasında veya sönümlleme değişkenleri arasında ilişki varlığı durumundaki performans analizlerinin yapılması da mümkündür. Bunun yanında, bütün sistemlerin hata performanslarının genelleştirilmiş Gamma gibi daha genel sönümlleme modelleri için yeniden türetilmesi de önemli sonuçlar doğuracaktır. Tezde kullanılan anten seçimi tekniklerinde, anten seçimi işleminin sisteme katmış olduğu karmaşıklığın

giderilmesi, alıcıdan verici birime gönderilen KDB'nin minimum hata ve minimum geri bildirim yükü için optimize edilmesi gibi hususlarda da çalışmalar yapılması çok muhtemeldir. Ayrıca, KDB'nin hatalı alınması durumunda, sistemlerin hata performansında meydana gelecek değişimlerin incelenmesi, sistemlerin daha gerçekçi şekilde ele alınması açısından önemli olacaktır. Ve tabii ki, burada tek atlamalı (bir verici ve bir alıcı birimden oluşan) sistemler için incelenen çeşitleme tekniklerinin, çok atlamalı ve işbirlikli sistemlerde her bir düğüm için uyarlanması da mümkündür.

KAYNAKLAR

- [1] J.G. Proakis, Digital Communications, Fourth Edition McGraw-Hill, 2001
- [2] A. Goldsmith, Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005
- [3] T. S. Rappaport, Wireless Communications, 2nd Edition, Prentice Hall, 2002
- [4] S. Haykin, M. Moher, Modern Wireless Communications, Pearson Education, 2005.
- [5] B. Vucetic, J. Yuan, Space Time Coding, John Wiley & Sons Ltd., 2003
- [6] M. K. Simon, M.-S. Alouini, Digital Communication over Fading Channels, 2nd edition, Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [7] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, Table of Integrals, Series, and Products, Fifth Edition. San Diego, CA: Academic Press, 1994.
- [8] H. A. David, H. N. Nagaraja, Order Statistics. 3rd edition, John Wiley & Sons, 2003.
- [9] H. Exton, Multiple Hypergeometric Functions and Applications, New York: John Wiley, 1976.
- [10] M. Nakagami, "The m-distribution: a general formula of intensity distribution of rapid fading", in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. C. Hoffman, Ed. Oxford, U.K.: Pergamon, 1960, pp. 3–36.

- [11] S. M. Alamouti, "A Simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 10, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [12] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Mar. 1998.
- [13] T. Lo, "Maximal ratio transmission", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 47, no. 10, pp. 1458–1461, Oct. 1999.
- [14] X. Xiao, G. Zhu, L. Zhou, D. Wang, L. Li. "Analysis of maximal ratio transmission/receiving antenna selection with perfect and partial channel information", *Front. Electr. Electron. Eng. China*, Vol 10, No. 7, pp. 411-417, March 2008
- [15] Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal ratio combining in rayleigh fading channels", *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, Vol 54, No. 4, July 2005
- [16] L. Yang, J. Qin, "Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection for M-ary signals", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 3365–3369, Dec. 2006.
- [17] Z. Chen, J. Yuan, Y. Li, B. Vucetic, "Error performance of maximal-ratio combining with transmit antenna selection in flat Nakagami-m fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.8, pp. 424–431, Jan. 2009.
- [18] J. M. Romero-Jerez, A. J. Goldsmith, "Performance of multichannel reception with transmit antenna selection in arbitrarily distributed Nakagami-m fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.8, pp. 2006–2013, Apr. 2009.

- [19] M.-S. Alouini, M. K. Simon, "An-MGF based performance analysis of generalized selection combining over Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Commun., vol.48, pp. 401–415, Mar. 2000.
- [20] A. F. Coşkun, O. Kucur, İ. Altunbaş, "Performance analysis of space-time block codes with transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels", IEEE Trans. on Vehic. Tech. (*Gönderildi*).
- [21] A. F. Coşkun, O. Kucur, İ. Altunbaş, "Performance of space-time block codes with transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels", European Wireless 2010, Lucca, Tuscany, Italy, Apr. 12-15, 2010 (*Kabul Edildi*).
- [22] A. F. Coşkun, O. Kucur, İ. Altunbaş, "Performance analysis of Alamouti scheme with transmit antenna selection in non-identical Nakagami-m fading channels", IEEE Trans. on Commun. (*Gönderildi*).
- [23] A. F. Coşkun, O. Kucur, İ. Altunbaş, "Performance of Alamouti code with transmit antenna selection in non-identical Nakagami-m fading channels", IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference 2010 (SIU 2010), Diyarbakır, Turkey, Apr. 22-24, 2010 (*Gönderildi*).
- [24] A. F. Coşkun, O. Kucur, "Performance of joint transmit and receive antenna selection in Nakagami-m fading channels", European Wireless 2010, Lucca, Tuscany, Italy, Apr. 12-15, 2010 (*Kabul Edildi*).
- [25] A. F. Coşkun, O. Kucur, "Performance of joint transmit and receive antenna selection in non-identical Nakagami-m fading channels", IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference 2010 (SIU 2010), Diyarbakır, Turkey, Apr. 22-24, 2010 (*Gönderildi*).
- [26] A. F. Coşkun, O. Kucur, "Performance analysis of joint transmit and receive antenna selection in Nakagami-m fading channels", IEEE Commun. Letters (*Gönderilecek*).

- [27] A. F. Coşkun, O. Kucur, “Performance analysis of joint transmit and receive antenna selection in non-identical Nakagami-m fading channels”, IEEE Trans. on Vehic. Tech. (*Gönderilecek*).
- [28] A. F. Coşkun, O. Kucur, “Performance of maximal-ratio transmission/receive antenna selection in Nakagami-m fading channels”, IEEE 21th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2010 (PIMRC 2010), İstanbul, Turkey, Sep. 26-30, 2010 (*Gönderilecek*).
- [29] A. F. Coşkun, O. Kucur, “Performance analysis of maximal-ratio transmission/receive antenna selection in Nakagami-m fading channels”, IEEE Trans. on Commun. (*Gönderilecek*).
- [30] A. F. Coşkun, O. Kucur, “Performance of hybrid transmit antenna selection/maximal-ratio transmission in Nakagami-m fading channels”, IEEE 21th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2010 (PIMRC 2010), İstanbul, Turkey, Sep. 26-30, 2010 (*Gönderilecek*).
- [31] A. F. Coşkun, O. Kucur, “Performance analysis of hybrid transmit antenna selection/maximal-ratio transmission in Nakagami-m fading channels”, IEEE Trans. on Vehic. Tech. (*Gönderilecek*).
- [32] C. M. Joshi, J. P. Arya, “Inequalities for certain confluent hypergeometric functions of two variables”, Indian J. Pure App. Math., vol. 13, pp. 491–500, Apr. 1982.
- [33] M. Uysal, “Diversity analysis of space-time coding in cascaded Rayleigh fading channels”, IEEE Commun. Letters, vol. 10, pp. 165–167, Mar. 2006.
- [34] H. İlhan, M. Uysal and İ. Altunbaş, “Cooperative diversity for inter-vehicular communication: performance analysis and optimization”, IEEE Trans. on Vehic. Tech., vol. 58, pp. 3301–3310, Sep. 2009.

- [35] Z. Wang and G. B. Giannakis, "A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels", IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 1389–1398, Aug. 2003.
- [36] M.-S. Alouini, A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques", IEEE Trans. Wireless Commun., vol.48, pp. 1165–1181, Jul. 1999.
- [37] S. Özyurt, İşaret Diyagramı Döndürülmüş Faz Kaydırmalı Anahtarlama Modülasyonunun Sönümlemeli Kanallardaki Performansı, Yüksek Lisans Tezi, GYTE, Gebze, 2005
- [38] A. Yılmaz, Döndürme Çeşitlemeli Haberleşme Sistemlerinin Çok Antenli Yapılar İçin Nakagami-m Sönümlemeli Kanallarda Performansı, Yüksek Lisans Tezi, GYTE, Gebze, 2009
- [39] <http://functions.wolfram.com/> Web Sayfası

ÖZGEÇMİŞ

1984 yılında İstanbul'un Kadıköy ilçesinde doğan Ahmet Faruk Coşkun, ilköğrenimini 1999 yılında İstanbul Üsküdar'da tamamladıktan sonra 2003 yılında Kadıköy Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. 2005 yılı Öğrenci Seçme Sınavı sonucunda okumaya hak kazandığı Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2008 yılında mezun oldu. Lisansüstü eğitimine 2008 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Bölümü yüksek lisans programında başladı ve aynı zamanda Aralık 2008'den itibaren Mühendislik Fakültesi bünyesinde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.