

BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HIZLI FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA
SİSTEMİNİN SÖNÜMLEMELİ KANALLARDAKİ BAŞARIM ANALİZİ



ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

AHMET OTURAK

MART 2017

BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HIZLI FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA
SİSTEMİNİN SÖNÜMLEMELİ KANALLARDAKİ BAŞARIM ANALİZİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

Ahmet OTURAK

DANIŞMAN

: Doç. Dr. Zehra SARAÇ

ZONGULDAK

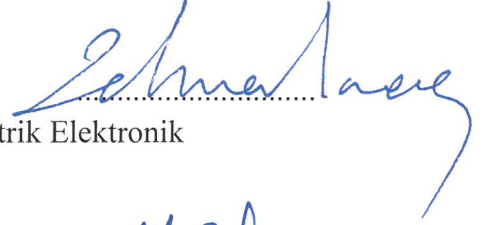
Mart 2017

KABUL:

Ahmet OTURAK tarafından hazırlanan “Hızlı Frekans Hoplamalı Dik Frekans Bölmeli Çoğullama Sisteminin Sönümlmeli Kanallardaki Başarım Analizi” başlıklı bu çalışma jürimiz tarafından değerlendirilerek Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora Tezi olarak oybirliğiyle/oyçokluğuyla kabul edilmiştir. 17 / 03 / 2017

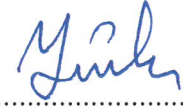
Danışman: Doç. Dr. Zehra SARAÇ

Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü



Üye: Doç. Dr. Yusuf KAYA

Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Edebiyat Fakültesi, Matematik Bölümü



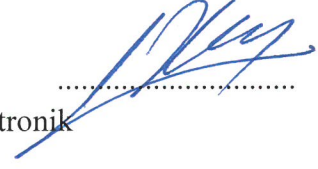
Üye: Yrd. Doç. Dr. Hakan KAYA

Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü



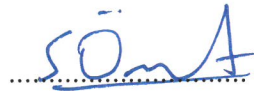
Üye: Yrd. Doç. Dr. Selman KULAÇ

Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü



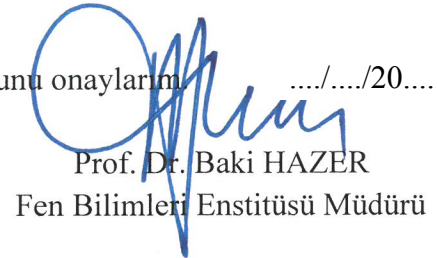
Üye: Yrd. Doç. Dr. Serdar ÖZYURT

Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü



ONAY:

Yukarıdaki imzaların, adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım. / / 20....



Prof. Dr. Baki HAZER
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”



Ahmet OTURAK

ÖZET

Doktora Tezi

HIZLI FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA SİSTEMİNİN SÖNÜMLEMELİ KANALLARDAKİ BAŞARIM ANALİZİ

Ahmet OTURAK

Bülent Ecevit Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Zehra SARAC

Mart 2017, 197 sayfa

Bu tez çalışmasında, verici çeşitlenmeli Dik Frekans Bölmeli Çoğullamalı (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DFBC) işaretlerin sönümlenmeli kanallarda başarımları analizi yapılmıştır. Yapılan analizde, kanalda meydana gelen sönümleme etkisini telafi edebilmek için DFBC işaretlere çeşitleme teknikleri uygulanmıştır. Bu sebeple, DFBC işaretlere Hızlı Frekans Hoplama (Fast Frequency Hopping, HFH) yaptırılarak İşaret Karışım artı Gürültü Oranı (Signal to Interference plus Noise Ratio, İKGO) analizi yapılmıştır. Klasik DFBC ve Uzay çeşitlemesini kullanan ve çeşitleme avantajı iyi bilinen Alamouti kodlama, HFH/DFBC sistem ile karşılaştırma yapmak amacıyla analiz edilmiştir. Yapılan analizde Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem (Multiple Input Multiple Output, ÇGÇÇ), Alamouti Uzay Zaman Blok Kodlama (Space Time Block Coding, UZBK) ve Alamouti Uzay Frekans Blok Kodlama (Space Frequency Block Coding, UFBK) uygulanarak DFBC işaretlerin başarımları analizi yapılmıştır. Daha sonra elde edilen başarımlar HFH/DFBC'ninki ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalarda modülasyon tekniği olarak, M-seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama (M-FaKA) veya M-seviyeli Dördün Genlik Modülasyonu (M-DöGM) kullanılmıştır.

ÖZET (devam ediyor)

ÇGÇÇ sistemde, 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK ve Alamouti UFBK uygulanmış DFBC işaretlerin Rayleigh ve Nakagami- m düz sönümlenmeli kanallarda SHO ve SKO ifadeleri türetilmiş ve sonuçlar benzetimlerle doğrulanmıştır. Yapılan analizde önce, anten çıkışlarındaki Olasılık Yoğunluk Fonksiyonları (Probability Density Function, OYF) türetilip, bunların Moment Üreten Fonksiyonları (Moment Generating Function, MÜF) alınarak ortalama SHO ifadeleri elde edilmiştir. SHO ifadelerinin ortalamasının hesaplanmasında OYF kullanmak işlemsel olarak çok yoğun olduğundan hesaplamalarda MÜF kullanılarak işlem kolaylığı sağlanmıştır. Ayrıca, türetilen OYF'ler kullanılarak SKO ifadeleri elde edilmiştir.

HFH/DFBC sistemde ise frekans seçici Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda İKGO analizi yapılmıştır. Önce, zamanla değişmeyen frekans seçici yavaş sönümlenmeli (Slow Fading, SF) Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda İKGO analizi yapılmıştır. Daha sonra, zamanla değişen frekans seçici hızlı sönümlenmeli (Fast Fading, FF) Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda İKGO analizi yapılmıştır. Zamanla değişen kanal durumu için Doppler kayması göz önüne alınmıştır. Yapılan analizlerde kanalın alıcıda bilindiği veya kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır. Alıcıda kanal denkleştirme tekniği olarak Sıfırı Zorlayan (Zero Forcing, SZ) veya En Küçük Ortalama Karese Hata (Minimum Mean Square Error, EKOKH) kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, Rayleigh kanalda SZ denkleştirici her hangi bir avantaj sağlamazken, EKOKH denkleştiricinin önemli ölçüde çeşitleme sağladığı görülmüştür. Diğer yandan Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda her iki teknik de başarı sağlamıştır. HFH/DFBC sistem, Klasik DFBC ve Tek Taşıyıcı-Frekans Uzayı Denkleştirmeli (Single Carrier-Frequency Domain Equalization, TT-FUD) DFBC ile karşılaştırılmıştır. Zamanla değişmeyen kanallarda alt-taşıyıcı sayısı arttıkça HFH/DFBC başarımının TT-FUD/DFBC başarımına yaklaştığı görülürken, zamanla değişen kanallarda normalize Doppler frekansının belli bir değerinden sonra HFH/DFBC başarımının TT-FUD/DFBC başarımından daha iyi olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Alamouti UZBK, Alamouti UFBK, ÇGÇÇ sistem, HFH/DFBC, İKGO analizi

Bilim Kodu: 608.04.04, 608.04.05

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

THE PERFORMANCE ANALYSIS OF FAST FREQUENCY HOPPING ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEM OVER FADING CHANNELS

Ahmet OTURAK

Bülent Ecevit University

**Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical - Electronics Engineering**

Thesis Advisor: Assoc. Prof. Dr. Zehra SARAÇ

March 2017, 197 pages

In this thesis work, the performance analysis of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals with transmitter diversity over the fading channels is investigated. In the analysis studied, the diversity techniques are applied to the OFDM signals to compensate the effect of fading occurring in the channel. Therefore, the signal to interference plus noise ratio (SINR) analysis is performed by utilizing the fast frequency hopping (FFH) of the OFDM signals. Classical OFDM and Alamouti coding using space diversity are analysed in order to compare with FFH/OFDM scheme. In the analysis performed, the performance analysis of OFDM signals is studied by applying Alamouti Space Time Block Coding (STBC) and Alamouti Space Frequency Block Coding (SFBC) to the Multi Input Multi Output (MIMO) scheme. Later, the performances obtained are compared with that of FFH/OFDM scheme. In comparison, M-level Phase Shift Keying (PSK) and M-level Quadrature Amplitude Modulation (QAM) are used as baseband modulation techniques.

ABSTRACT (continued)

In MIMO system, the Symbol Error Probability (SEP) and Outage Probability (OP) expressions of OFDM signals with 2×1 and 2×2 Alamouti STBC and Alamouti SFBC over flat fading Rayleigh and Nakagami- m channels are derived, and the results are validated with simulations. In the analysis studied, first, the probability density functions (PDF) at the out of antennas are derived, and the average SEP expressions are obtained taking their Moment Generating Functions (MGF). Since the use of PDF in the calculation of the average of SEP expressions is difficult due to computational complexity, it is provided ease of operation by using MGF in calculations. Additionally, the OP expressions are obtained by using PDFs derived.

The SINR analysis of FFH/OFDM system over the frequency selective Rayleigh and Nakagami- m fading channels is studied. First, the SINR analysis over the time invariant frequency selective slow fading Rayleigh and Nakagami- m channels is studied. Then, the SINR analysis over the time variant frequency selective fast fading Rayleigh and Nakagami- m channels is studied. The Doppler shift is taken into account for the case time variant channel. In the analysis studied, it is assumed that the channel is known at receiver, or obtained perfectly. Zero Forcing (ZF) or Minimum Mean Square Error (MMSE) techniques are used as the channel equalization technique at receiver. According to the results obtained, FFH/OFDM in case of ZF equalization doesn't provide any advantage over a frequency selective Rayleigh fading channel. However, in case of MMSE equalization it brings significant diversity gain at high SNR values with the rise of the number of sub-carriers. On the other hand, both techniques also provide an achievement over a frequency selective Nakagami- m fading channel. Besides, FFH/OFDM system is compared with conventional OFDM and Single Carrier-Frequency Domain Equalization (SC-FDE) OFDM. In time invariant channels, the rise of the number of sub-carriers, the performance of FFH/OFDM improve significantly and approaches to SC-FDE/OFDM. In time variant channels, however, it seems that the performance of FFH/OFDM is better than the other technique after a certain value of normalized Doppler frequency

Keywords: Alamouti STBC, Alamouti SFBC, MIMO system, FFH/OFDM, SINR analysis

Science Code: 608.04.04, 608.04.05

TEŞEKKÜR

Öncelikle, bu tez çalıőmasına baőlarken, ne yapmamız gerektiğini ve nasıl bir yol izleyeceğimizi baőtan çizen ve o yol boyunca da çok sayıda ulusal ve uluslararası makale, bildiri ve proje ortaya konulması esnasında benden ilgi, öneri ve yardımlarını esirgemeyen önceki danışman hocam Sayın Dr. Ertan ÖZTÜRK'e teşekkür etmek isterim. Ayrıca, tezin tamamlanmasında büyük emeği olan Danışman Hocam Sayın Doç. Dr. Zehra SARAÇ'a çok teşekkür ederim.

Tez çalıőmam boyunca, tezin oluşumu ile ilgili yorum ve önerileri için ve ayrıca tezdaki hataların düzeltilmesi konusunda yardımlarını esirgemeyen tez izleme komitesi üyelerinden değerli hocam Sayın Doç. Dr. Yusuf KAYA'ya teőekkürü bir borç bilirim.

Tezin tamamlanmasında emeği olan tez izleme komitesi üyelerinden arkadaşım, hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Hakan KAYA'ya, Düzce Üniversitesinden Yrd. Doç Dr. Selman KULAÇ'a ve Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesinden Yrd. Doç Dr. Serdar ÖZYURT'a çok teşekkür ederim.

Tüm doktora öğrenimim boyunca, yalnız bıraktığım, vakit ayıramadığım, bana katlanıp sabır gösteren eőim Nuray'a ve ocuklarım Muhammet Fatih ile Ali Osman'a teşekkür etmek istiyorum.

Tüm öğrenim hayatım boyunca bana maddi veya manevi destek çıkan anneme, babama, abime ve kardeőlerime de çok teşekkür etmek istiyorum.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL	ii
ÖZET.....	iii
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR.....	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xiii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvii
EK AÇIKLAMALAR DİZİNİ.....	xix
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xxi
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
1.1 ÇALIŞMANIN LİTERATÜRDEKİ YERİ VE AMACI	5
1.2 TEZ PLANI	9
BÖLÜM 2 KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI	11
2.1 ÇOK YOLLU KANAL PARAMETRELERİ	11
2.1.1 Uyumluluk Bant Genişliği	11
2.1.2 Uyumluluk Zamanı	11
2.2 SÖNÜMLEME	13
2.2.1 Düz Kanallar	13
2.2.2 Frekans Seçici Kanallar	14
2.3 ZAMANLA DEĞİŞEN KANALLAR	14

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

Sayfa

2.3.1 Yavaş sönümlenme	14
2.3.2 Hızlı sönümlenme	15
2.4 RAYLEIGH VE NAKAGAMI-M SÖNÜMLEME	15
2.4.1 Rayleigh Sönümlenme	15
2.4.2 Nakagami- m Sönümlenme	18
2.5 HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANAL MODELİ	18
2.5.1 Geliştirilmiş Jakes Kanal Modeli ile Oluşturulan Rayleigh Kanal Modeli	19
2.5.2 Geliştirilmiş Jakes Kanal Modeli ile Oluşturulan Nakagami- m Kanal Modeli	22
BÖLÜM 3 KLASİK DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA BAŞARIM ANALİZİ....	25
3.1 DFBC SİNYAL YAPISI	25
3.2 KLASİK DFBC İŞARETLERİN SHO BAŞARIM ANALİZİ	29
3.2.1 Taşıyıcılar Arası Karışım Durumunda Ortalama SHO Analizi	29
3.2.2 Yavaş Sönümlenmeli Kanalda Ortalama SHO Analizi	31
3.2.3 Hızlı Sönümlenmeli Kanalda Ortalama SHO Analizi	33
3.2.4 Hızlı Sönümlenmeli Kanalda Nümerik Başarım Sonuçları	35
3.3 SONUÇLAR.....	39
BÖLÜM 4 ÇEŞİTLEME, DENKLEŞTİRME, ÇOKLU-GİRİŞ ÇOKLU-ÇIKIŞ SİSTEMLER	
.....	41
4.1 ÇEŞİTLEME TANIMI.....	41
4.1.1 Zaman Çeşitlemesi.....	41
4.1.2 Frekans Çeşitlemesi	42
4.1.3 Uzay Çeşitlemesi	43
4.2 ALICI DENKLEŞTİRME TEKNİKLERİ	44

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

Sayfa

4.2.1 En Büyük Oranlı Birleştirici (Maximum Ratio Combiner, EBOB)	45
4.2.2 Sıfırı Zorlayan Birleştirme (Zero Forcing Combiner, SZ).....	46
4.2.3 En Küçük Ortalama Karesel Hata Birleştirme (Minimum Mean Square Error, EKOKH).....	47
4.3 ÇOKLU-GİRİŞ ÇOKLU-ÇIKIŞ (ÇGÇÇ) SİSTEMLER.....	48
4.4 UZAY ZAMAN KODLAMA (UZK)	50
4.4.1 2×1 Alamouti UZBK Yapısı.....	52
4.4.1.1 2×1 Alamouti UZBK'nin Moment Üreten Fonksiyonu.....	57
4.4.1.2 2×1 Alamouti UZBK'nin Başarım Analizi	59
4.4.2 2×2 Alamouti UZBK Yapısı.....	62
4.4.2.1 2×2 Alamouti UZBK'nin Moment Üreten Fonksiyonu.....	67
4.4.2.2 2×2 Alamouti UZBK'nin Başarım Analizi	69
4.4.3 Nümerik Analiz Sonuçları	71
4.5 UZAY FREKANS BLOK KODLAMA (UFBK)	87
4.5.1 2×1 Alamouti UFBK Yapısı	88
4.5.2 Alamouti UFBK/DFBÇ işaretlerin Nümerik Başarım Sonuçları	90
4.6 SONUÇLAR.....	92
BÖLÜM 5 HIZLI FREKANS HOPLAMALI DFBÇ SİSTEM YAPISI.....	95
5.1 GENEL FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA.....	95
5.2 HIZLI FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA	96
BÖLÜM 6 HFH/DFBÇ'NİN FREKANS SEÇİCİ YAVAŞ SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA BAŞARIM ANALİZİ.....	103
6.1 HFH/DFBÇ İŞARETİN İŞARET KARIŞIM ARTI GÜRÜLTÜ ORANI ANALİZİ .	103

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

Sayfa

6.1.1 EBOB Denkleştirme İçin İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı Analizi.....	103
6.1.2 EKOKH Denkleştirme İçin İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı Analizi	114
6.1.3 SZ Denkleştirme İçin İşaret Gürültü Oranı Analizi.....	121
6.2 HFH/DFBÇ İŞARETLERİN SHO BAŞARIM ANALİZİ	125
6.3 NÜMERİK ANALİZ SONUÇLARI.....	130
6.4 SONUÇLAR.....	151
BÖLÜM 7 HFH/DFBÇ’NİN FREKANS SEÇİCİ HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA BAŞARIM ANALİZİ.....	153
7.1 HFH/DFBÇ İŞARETİN HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALDA İŞARET KARIŞIM ARTI GÜRÜLTÜ ORANI ANALİZİ	153
7.1.1 EKOKH Denkleştirme İçin İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı Analizi	153
7.2 HFH/DFBÇ İŞARETLERİN SHO BAŞARIM ANALİZİ	156
7.3 NÜMERİK ANALİZ SONUÇLARI.....	157
7.4 SONUÇLAR.....	168
BÖLÜM 8 SONUÇLAR.....	171
KAYNAKLAR.....	177
EK AÇIKLAMALAR.....	183
ÖZGEÇMİŞ	197

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 Eşitlik (2.20) ile elde edilen Rayleigh sönümlenme zarfı. $f_d=30$ Hz, $T_s=0.1$ ms, $J=8$ sinüsoidal	20
Şekil 2.2 Rayleigh sönümlenme zarfının OYF'si. $T_s=0.1$ ms, $J=8$ sinüsoidal.....	21
Şekil 2.3 Rayleigh sönümlenme sinyalinin dik bileşenlerinin özilintisi, $N = 1024$, $T_s = 0.1$ ms, $J=8$ sinüsoidal	22
Şekil 3.1 DFBC uygulayan sayısal çok-taşıyıcılı iletim sistemi a) Verici b) Alıcı	27
Şekil 3.2 (3.27) eşitliğindeki ilinti fonksiyonu ρ_c . $T_s=0.1$ ms, $N=64$, $f_d=[-463,463]$ Hz	34
Şekil 3.3 16-FaKA'lı klasik DFBC sisteminin SHO başarımı. Gezgin hızı 50 km/sa, $f_d = 231.5$ Hz	36
Şekil 3.4 16-FaKA'lı klasik DFBC sisteminin SHO başarımı. Gezgin hızı 100 km/sa, $f_d = 463$ Hz	37
Şekil 3.5 16-DöGM'li klasik DFBC sisteminin ilinti katsayısı kullanılarak hesaplanan SHO başarımı. Gezgin hızı 100 km/sa, $f_d = 463$ Hz	38
Şekil 3.6 16-DöGM'li klasik DFBC sisteminin varyans kullanılarak hesaplanan SHO başarımı. Gezgin hızı 100 km/sa, $f_d = 463$ Hz	39
Şekil 4.1 ÇGÇÇ Sistem.....	49
Şekil 4.2 UZK'nin genel prensibi	51
Şekil 4.3 Genel UZBK yapısı	52
Şekil 4.4 2×1 Uzay-zaman Alamouti yapısının DFBC'ye uygulaması (Oturak et al. 2011).	53
Şekil 4.5 2×1 Alamouti UZBK yapısının OYF gösterimi	56
Şekil 4.6 2×2 Uzay-zaman Alamouti yapısının DFBC 'ye uygulanması	63
Şekil 4.7 2×2 Alamouti UZBK yapısının olasılık yoğunluk fonksiyonu gösterimi	65
Şekil 4.8 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönümlenmeli Nakagami- m kanalda başarımı ($N=64$).....	72
Şekil 4.9 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönümlenmeli Nakagami- m kanalda başarımı ($N=64$).....	73
Şekil 4.10 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönümlenmeli Nakagami- m kanalda başarımlarının karşılaştırılması ($m=4$, $N=64$).....	74

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam ediyor)

No	Sayfa
Şekil 4.11 2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda 16-FaKA için teorik ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176\times 2$ Hz)	75
Şekil 4.12 2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda Analitik sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176\times 2$ Hz).....	76
Şekil 4.13 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda 64-FaKA için teorik ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176\times 2$ Hz)	77
Şekil 4.14 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda analitik sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176\times 2$ Hz).....	78
Şekil 4.15 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin yavaş sönmlemeli Rayleigh kanalda SKO başarımlarının karşılaştırılması ($m=1, \gamma_e=0$ dB).....	79
Şekil 4.16 2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin yavaş sönmlemeli Nakagami- m kanalda SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB)	80
Şekil 4.17 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin yavaş sönmlemeli Nakagami- m kanalda SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB)	81
Şekil 4.18 2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin hızlı sönmlemeli Rayleigh kanalda analitik ve benzetim SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB, $f_d=176\times 2$ Hz)	82
Şekil 4.19 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin hızlı sönmlemeli Rayleigh kanalda analitik ve benzetim SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB, $f_d=176\times 2$ Hz)	83
Şekil 4.20 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin hızlı sönmlemeli Rayleigh kanalda analitik SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB, $f_d=176\times 2$ Hz)	84
Şekil 4.21 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin yavaş sönmlemeli Rayleigh kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımlarının karşılaştırılması ($E_b/N_0=10$ dB). 85	
Şekil 4.22 2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin yavaş sönmlemeli Nakagami- m kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları ($E_b/N_0=10$ dB).....	86
Şekil 4.23 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin yavaş sönmlemeli Nakagami- m kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları ($E_b/N_0=10$ dB).....	87
Şekil 4.24 DFBÇ'li bir vericide UFBK kodlama.....	88
Şekil 4.25 TDFBÇ'li UFBK alıcı.....	89
Şekil 4.26 2×1 Alamouti UFBK/DFBÇ sistem için benzetim sonuçları.....	91
Şekil 4.27 2×1 Alamouti UFBK-UZBK/DFBÇ sistem için benzetim sonuçları	92
Şekil 5.1 Genel frekans hoplaması kullanan dijital çok taşıyıcılı DFBÇ verici	96
Şekil 5.2 Genel frekans ters hoplaması kullanan dijital çok taşıyıcılı DFBÇ alıcı.....	96
Şekil 6.1 HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönmlemeli kanalda SHO başarımları, $N=128$, SZ denkleştirme, $m=1$	131

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam ediyor)

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 6.2	16-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, SZ denkleştirme, $m=1$ 132
Şekil 6.3	HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, SZ denkleştirme, $m=2$ 133
Şekil 6.4	16-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, SZ denkleştirme, $m=2$ 134
Şekil 6.5	HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, SZ denkleştirme, $m=1, m=2$ 135
Şekil 6.6	HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, EKOKH denkleştirme, $m=1$ 136
Şekil 6.7	16-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, EKOKH denkleştirme, $m=1$ 137
Şekil 6.8	HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, EKOKH denkleştirme, $m=2$ 138
Şekil 6.9	16-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, EKOKH denkleştirme, $m=2$ 139
Şekil 6.10	HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, EKOKH denkleştirme, $m=1, m=2$ 140
Şekil 6.11	16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, SZ denkleştirme, $m=1$ 141
Şekil 6.12	16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, SZ denkleştirme, $m=2$ 142
Şekil 6.13	64-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=1$ 143
Şekil 6.14	16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=1$ 144
Şekil 6.15	4-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=1$ 145
Şekil 6.16	16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=2$ 146
Şekil 6.17	Frekans seçici yavaş sönümlemeli Rayleigh kanalda HFH/DFBÇ'nin SZ ve EKOKH denkleştirme için SHO başarımlarını karşılaştırması, ($N=128$) 147
Şekil 6.18	Frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda HFH/DFBÇ'nin SZ ve EKOKH denkleştirme için SHO başarımlarını karşılaştırması, ($N=128, m=2$) 148
Şekil 6.19	2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin HFH/DFBÇ sistem ile Frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda başarımlarını karşılaştırması ($N=64$) 149
Şekil 6.20	2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin HFH/DFBÇ sistem ile frekans seçici yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda başarımlarını karşılaştırması ($N=64$) 150

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam ediyor)

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 7.1 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	158
Şekil 7.2 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $N=64$, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	159
Şekil 7.3 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $N=128$, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	160
Şekil 7.4 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	161
Şekil 7.5 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li TT-FUD/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	162
Şekil 7.6 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li klasik DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	163
Şekil 7.7 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $N=128$, $f_d=176x2$ Hz (76 km/sa), $m=1$	164
Şekil 7.8 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $N=128$, $m=1$	165
Şekil 7.9 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda,4-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $m=2$	166
Şekil 7.10 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li TT/FUD DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $m=2$	167
Şekil 7.11 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $m=2$	168

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1 İki verici antenli UFBK haritalayıcı.....	88





EK AÇIKLAMALAR DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
EK A	2×1 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- <i>m</i> kanal için alıcı anten çıkışındaki OYF'nin türetilmesi 183
EK B	2×1 Alamouti UZBK yapısında Rayleigh kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi..... 186
EK C	2×1 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- <i>m</i> kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi..... 187
EK D	2×2 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- <i>m</i> kanal için alıcı anten çıkışındaki OYF'in türetilmesi 189
EK E	2×2 Alamouti UZBK yapısında Rayleigh kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi..... 192
EK F	2×2 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- <i>m</i> kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi..... 194



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

B_{co}	: Kanalın uyumluluk bant genişliği
f_d	: En büyük Doppler frekansı
v	: Gezgin kullanıcı hızı
f_c	: Taşıyıcı işaretin frekansı
c	: Işık hızı
θ	: Hareket doğrultusu ve verici-alıcı arasındaki radyan cinsinden açı
Δf_d	: Doppler yayılması
T_{co}	: Kanalın uyumluluk zamanı
T_s	: Sembol süresi
σ_τ	: Kanalın etkin (rms) gecikme yayılımı
B_s	: Sinyal bant genişliği
$h(t)$: Kanalın zamana bağlı dürtü cevabı
$c_1(t)$: Kanalın dürtü cevabının reel kısmı
$c_2(t)$: Kanalın dürtü cevabının sanal kısmı
$\alpha(t)$: Kanalın zamana bağlı zayıflama katsayısı
$p(\alpha)$: Kanalın karmaşık sönümlenme zarfının olasılık yoğunluk fonksiyonu(OYF)
σ	: Kanalın karmaşık sönümlenme zarfının OYF'sinin standart sapması
σ^2	: Kanalın karmaşık sönümlenme zarfının OYF'sinin varyansı
γ	: Alıcı girişindeki İşaret Gürültü Oranı (İGO)
E_b	: Bit enerjisi
N_o	: İki yanlı güç spektral yoğunluğu $N_o/2$ olan Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü (TBGG)'nin gücü
$p_\gamma(\gamma)$: İGO'nun OYF'si
$\bar{\gamma}$: Ortalama İGO
$E[.]$: Rasgele işaretin beklenen değeri

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

m	: Nakagami- m dağılım parametresi
$\Gamma(\cdot)$: Gama fonksiyonu
$h_c(t)$: Kanal dürtü cevabının kosinüs bileşeni
$h_s(t)$: Kanal dürtü cevabının sinüs bileşeni
J	: Jakes Kanal Modeli için oluşturulan sinüs sayısı
α_j	: j . yayılım yolu ile ilişkili gelen dalganın açısıdır
ϕ_j	: Dik bileşenlerin rasgele ilk fazlarından biri
φ_j	: Dik bileşenlerin rasgele ilk fazlarından biri
w_d	: $\alpha_j = 0$ iken oluşan en büyük açısal Doppler frekansı
ψ	: Rasgele değişken
$R_{h_c h_c}(\cdot)$: Sönümlenen sinyale ait dik bileşenlerin özilinti fonksiyonu
$R_{h_s h_s}(\cdot)$: Sönümlenen sinyale ait dik bileşenlerin özilinti fonksiyonu
$R_{h_c h_s}(\cdot)$: Sönümlenen sinyale ait dik bileşenlerin çapraz ilinti fonksiyonu
$R_{h h}(\cdot)$: Kanal dürtü cevabının özilinti fonksiyonu
$J_n(\cdot)$: n 'inci dereceden 1'inci tür Bessel fonksiyonu
τ	: Zaman sabitesi (gecikme)
$\ \cdot\ $: Vektör veya matrisin normu
$ \cdot $: Genlik işlemcisi
$f_{ h }(h)$: Kanal dürtü cevabının OYF'si
θ	: Kanal dürtü cevabının fazı
$f_\theta(\theta)$: Kanal dürtü cevabının fazının OYF'si
X_n	: Karmaşık değerli n . kaynak sembolü
N	: DFBC sistemdeki alt-taşıyıcı sayısı
T_m	: Modülasyonlu veri sembol süresi
f_s	: DFBC sistemde alt-taşıyıcı frekans aralığı
x_i	: DFBC sembolün örneklenmesiyle elde edilen i . ayrık zamanlı işaret (X_n 'nin Ters Ayrık Fourier Dönüşümü)

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

$x(t)$: i . ayrık zamanlı işaretin Dijital Analog Çevirici (DAÇ) Çıkışı (Analog işaret)
$h(\tau, t)$: Kanalın zamana bağlı dürtü cevabı
$n(t)$: Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü (TBGG)
$\tilde{x}(t)$: Alıcı girişindeki TBGG'li Analog işaret
\tilde{x}_i	: Alıcıda Analog Dijital Çevirici (ADÇ) çıkışındaki i . ayrık zamanlı işaret
τ_m	: Kanalın en büyük gecikme yayılımı
T_k	: Koruma aralığı
L_k	: Koruma aralığının ayrık uzunluğu
\tilde{X}_n	: Alıcı çıkışındaki karmaşık değerli n . Sembol
σ_I^2	: Taşıyıcılar Arası Karışım (TAK)'in varyansı
E_s	: Sembol enerjisi
$J_o(\cdot)$: Sıfırıncı dereceden birinci tür Bessel fonksiyonu
k	: Alt-taşıyıcı indeksi
γ_s	: Sembol İşaret Gürültü Oranı (İGO)
$p_{\gamma_s}(\gamma_s)$: Sembol İGO'sunun OYF'si
$\bar{\gamma}_s$: Ortalama Sembol İGO'su
$P_s(\gamma_s)$: Sembol Hata Olasılığı (SHO)
M	: Modülasyon seviyesi
$Q(\cdot)$: Gaussian Q fonksiyonu
γ_I	: İşaret Karışım Gürültü Oranı (İKGO)
\bar{P}_s	: Ortalama SHO
$M_{\gamma_s}(s)$: Moment Üreten Fonksiyon (MÜF)
s	: MÜF parametresi
a	: Modülasyona bağlı sabit
ϕ	: Faz Açısı
$\bar{P}_{s,doppler}$: Dopplerden kaynaklanan Ortalama SHO
ρ_c	: Alt-taşıyıcı kanal ilinti katsayısı

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

R_s	: Hata olasılığı sembol hızı
W	: Bant genişliği
T	: Periyot
$Y(n)$: Frekans boyutunda alınan işaret, $(n=0, \dots, N-1)$
$H(n)$: Karmaşık sönümlenme katsayısının Transfer Fonksiyonu, $(n=0, \dots, N-1)$
$X(n)$: Kanalda iletilen sembol, $(n=0, \dots, N-1)$
$Z(n)$: n . alt-kanala ait ve iki yönlü güç spektral yoğunluğu $N/2$ olan TBGG, $(n=0, \dots, N-1)$
n	: Alt-kanal indeksi
$D(n)$: Kanal denkleştirme katsayısı, $(n=0, \dots, N-1)$
H	: $N \times N$ boyutlu köşegen yapıya sahip kanal matrisi
Y	: Alıcıda alınan sembol vektörü
$(\cdot)^*$: Karmaşık eşlenik işlemcisi
$(\cdot)^H$: Devrik eşlenik (Hermitian Transpoze) işlemcisi
\tilde{X}	: Alıcıda, denkleştirme sonrası elde edilen modülasyon sembol vektörü
X	: Vericiden gönderilen sembol vektörü
Z	: TBGG vektörü
Z'	: Denkleştirme sonrası TBGG vektörü
ϵ	: İletilen ve alınan işaret arasındaki hata vektörü
χ	: Ortalama karesel hata
I	: $N \times N$ boyutlu birim matris
σ^2	: Gürültünün varyansı
x_i	: i . antenden iletilen sembol, $(i=1,2)$
n_i	: Alıcıda, i . zamanda alınan işarete eklenen TBGG, $(i=1,2)$
h_l	: Karmaşık kanal katsayısı (2×1 Alamouti için $l=1,2$), (2×2 Alamouti için $l=1,2,3,4$)
α_l	: Karmaşık kanal katsayısının zarfı (2×1 Alamouti için $l=1,2$), (2×2 Alamouti için $l=1,2,3,4$)
θ_l	: Karmaşık kanal katsayısının fazı (2×1 Alamouti için $l=1,2$), (2×2 Alamouti için $l=1,2,3,4$)

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

r_i	: i . zamanda alınan işaret; (2×1 Alamouti için $i=1,2$), (2×2 Alamouti için $i=1,2,3,4$)
Tx_1	: 1. verici anten
Tx_2	: 2. verici anten
$x^1_{2i,j}$: Birinci antenden (Tx_1) $2i$ 'inci DFBC sembolünün j 'nci alt taşıyıcısında iletilen sembol
$x^2_{2i+1,j}$: İkinci antenden (Tx_2) birinciyle eş zamanlı olarak $2i+1$ 'inci DFBC sembolün j 'nci alt taşıyıcısında iletilen sembol
\tilde{x}_i	: Birleştirici çıkışındaki işaret, ($i=1,2$)
\hat{x}_i	: En büyük olabilirlikli sezici çıkışındaki işaret, ($i=1,2$)
z_i	: i . zamanda alınan işaret (veya i . sembol) için İşaret Gürültü Oranı (İGO), (2×1 Alamouti, $i=1,2$)
\bar{z}_i	: i . zamanda alınan işaret için Ortalama İGO, (2×1 Alamouti, $i=1,2$)
γ_1	: 1. kanaldan alınan işaretin İGO'su
$p_{\gamma_1}(\gamma_1)$: 1. kanaldan alınan işaretin İGO'sunun OYF'si
γ_2	: 2. kanaldan alınan işaretin İGO'su
$p_{\gamma_2}(\gamma_2)$: 2. kanaldan alınan işaretin İGO'sunun OYF'si
$p_{z_i}(z_i)$: Alıcıda i . zamanda alınan işaretin OYF'si
\otimes	: Katlama işareti
\mathfrak{S}	: Ki-kare (Chi-square) dağılımının serbestlik derecesi
$M_{z_i}(s)$: i . zamanda alınan işaret için Moment Üreten Fonksiyon (MÜF), (2×1 Alamouti, $i=1,2$)
$P_s(z_i)$: i . zamanda alınan işaret için SHO
\bar{P}_s	: Ortalama SHO
γ_i^I	: i . zamanda alınan işaret için İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı (İKGO)
P_{out}^i	: i . sembol için Servis Kesilme Olasılığı (SKO)
γ_e	: Servis kesilmesine neden olan minimum İGO

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

\bar{v}_i	: i . zamanda alınan işaret için Ortalama İGO, (2×2 Alamouti, $i=1,2$)
$p_{zi}^1(z_i)$: Birinci alıcı antenden gelen i 'inci sembol için ($i = 1,2$) OYF
$p_{zi}^2(z_i)$: İkinci alıcı antenden gelen i 'inci sembol için ($i = 1,2$) OYF
$p_{vi}(v_i)$: Birleştirici çıkışındaki i 'inci sembol için ($i = 1,2$) OYF
$M_{v_i}(s)$: i . zamanda alınan işaret için MÜF, (2×2 Alamouti, $i=1,2$)
D	: Serpiştirici boyutu
X_n	: UFBK için n . veri sembolü
$x_{0,i}$: Birinci verici antenin i 'inci alt-taşıyıcısında iletilen ayrık zamanlı işaret
$x_{1,i}$: İkinci verici antenin i 'inci alt-taşıyıcısında iletilen ayrık zamanlı işaret
$X(k)$: k 'inci modülasyon sembolü
$\text{mod}[\cdot, \cdot]$: Modül işlemcisi
C^N	: N boyutlu karmaşık sayılar kümesi
$s(n)$: TAFD'nin çıkışındaki n 'inci zaman uzayı örneği
W^H	: $N \times N$ boyutlu TAFD matrisi
$[W_F^H]_{n,k}$: HFH/DFBÇ'de $N \times N$ boyutlu TAFD matrisi
$[\phi]_{n,k}$: $N \times N$ boyutlu frekans hoplama örüntüsü
f_n	: n 'inci döngüsel kaydırma frekansı
$F[\cdot]$: Fourier dönüşüm işlemcisi
$g(t)$: Zaman-uzaylı işaret
$G(f)$: Frekans-uzaylı işaret
s	: HFH/DFBÇ'de zaman-uzaylı sembol vektörü
A	: Köşegen matris
X	: Frekans-uzaylı sembol vektörü
U	: Tek-tip (unitary) ön-kodlama matrisi
H_{es}	: HU matrisi
I_N	: $N \times N$ boyutlu birim matris
$\hat{X}(k)$: Denkleştirici çıkışında elde edilen k 'inci modülasyon sembolü
$Z(k)$: Denkleştirme öncesi, k 'inci alt-taşıyıcıda alınan sembole eklenen TBGG

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

$Z'(k)$: Denkleştirme sonrası, k 'inci alt-taşıyıcıda alınan sembole eklenen TBGG
Z'	: Frekans uzayında gürültü vektörü
$Z'_{çift}(n)$: Çift numaralı alt-taşıyıcılarda iletilen sembollere eklenen TBGG
$Z'_{tek}(n)$: Tek numaralı alt-taşıyıcılarda iletilen sembollere eklenen TBGG
\hat{X}	: Denkleştirici çıkışında elde edilen sembol vektörü
$[\phi_1]_{n,k}$: $N \times N$ boyutlu, tüm semboller için döngüsel kayma matrisi
$[\phi_2^{çift}]_{n,k}$: $N \times N$ boyutlu, çift numaralı semboller için döngüsel kayma matrisi
$[\phi_2^{tek}]_{n,k}$: $N \times N$ boyutlu, tek numaralı semboller için döngüsel kayma matrisi
$\hat{X}_{çift}(n)$: Denkleştirme sonrası elde edilen çift numaralı semboller
$\hat{X}_{tek}(n)$: Denkleştirme sonrası elde edilen tek numaralı semboller
$D(k)$: Kanal denkleştirme matrisinin k 'inci elemanı
γ_i	: i 'inci alt-taşıyıcıda alınan sembolün İGO'su
$(\cdot)^{-1}$: Skaler veya bir matrisin tersi
$Z'_{çift}(n)$: Denkleştirme sonrası elde edilen çift numaralı sembollere eklenen gürültü
$Z'_{tek}(n)$: Denkleştirme sonrası elde edilen tek numaralı sembollere eklenen gürültü
$Z(2k)$: Denkleştirme öncesi çift numaralı sembollere eklenen gürültü
$Z(2k+1)$: Denkleştirme öncesi tek numaralı sembollere eklenen gürültü
$H(2k)$: Çift numaralı kanal katsayıları
$H(2k+1)$: Tek numaralı kanal katsayıları
$[\phi]_{n,m}$: $N \times N$ boyutlu, tüm semboller için döngüsel kayma matrisi
$ \cdot ^2$: İşaretin genliğinin karesi (gücü)
$\gamma_{E,EKOKH}$: HFH/DFBÇ sistemde EKOKH denkleştirme için çift numaralı alt-taşıyıcılardaki İKGO
β	: İşlem sabitesi
$\gamma_{O,EKOKH}$: HFH/DFBÇ sistemde EKOKH denkleştirme için tek numaralı alt-taşıyıcılardaki İKGO

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

$\gamma_{HFH-DFB\check{C},EKOKH}$: HFH/DFBÇ sistemde EKOKH denkleştirme için tüm alt-taşıyıcılardaki ortalama İKGO
$\gamma_{TT-FUD/DFB\check{C},EKOKH}$: TT-FUD/DFBÇ sistemde EKOKH denkleştirme için tüm alt-taşıyıcılardaki ortalama İKGO
$\gamma_{DFB\check{C}}$: Klasik DFBÇ sistemde tüm alt-taşıyıcılardaki ortalama İKGO
$\gamma_{E,SZ}$: HFH/DFBÇ sistemde ZF denkleştirme için çift numaralı alt-taşıyıcılardaki İGO
$\gamma_{O,SZ}$: HFH/DFBÇ sistemde ZF denkleştirme için tek numaralı alt-taşıyıcılardaki İGO
$\gamma_{HFH-DFB\check{C},SZ}$: HFH/DFBÇ sistemde ZF denkleştirme için tüm alt-taşıyıcılardaki ortalama İGO
$\gamma_{TT-FUD/DFB\check{C},SZ}$: TT-FUD/DFBÇ sistemde ZF denkleştirme için tüm alt-taşıyıcılardaki ortalama İGO
P_c	: M-DöGM sistemler için doğru karar olasılığı
$P_{\sqrt{M}}$: Eşdeğer bir M-DöGM sisteminin her bir dik bileşeninde ortalama gücün yarısına sahip bir \sqrt{M} -DGM sisteminin hata olasılığı
$\bar{P}_{\check{c}ift}$: EKOKH denkleştirme için çift numaralı sembollerin Ortalama SHO'su
\bar{P}_{tek}	: EKOKH denkleştirme için tek numaralı sembollerin Ortalama SHO'su
\tilde{P}_S	: Ortalama SHO
$\bar{P}_{\check{c}ift,SZ}$: SZ denkleştirme için çift numaralı sembollerin Ortalama SHO'su
$\bar{P}_{tek,SZ}$: SZ denkleştirme için tek numaralı sembollerin Ortalama SHO'su
h_{2k}	: Kanal dürtü cevabının çift numaralı terimleri
h_{2k+1}	: Kanal dürtü cevabının tek numaralı terimleri
$f_{\alpha}(\alpha)$: Rayleigh dağılımın OYF'si
ρ	: Rayleigh dağılımın karesinden oluşan yeni rasgele değişken
$f_{\rho}(\rho)$: ρ 'nun OYF'si (üstel dağılım)
$\bar{\rho}$: ρ 'nun ortalaması

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

p	: Nakagami- m dağılımının karesinden oluşan yeni rasgele değişken
$f_p(p)$: p 'nin OYF'si (üstel dağılım)
x	: Geçici değişken
q	: Alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti katsayısı
$\gamma_{E,EKOKH-Doppler}$:HFH/DFBÇ sistemde Hızlı sönümlenme durumunda EKOKH denkleştirme için çift numaralı alt-taşıyıcılardaki İKGO
$\gamma_{O,EKOKH-Doppler}$:HFH/DFBÇ sistemde Hızlı sönümlenme durumunda EKOKH denkleştirme için tek numaralı alt-taşıyıcılardaki İKGO
$\gamma_{HFH-DFBÇ,EKOKH-Dop}$:HFH/DFBÇ sistemde hızlı sönümlenme durumunda EKOKH denkleştirme için tüm alt-taşıyıcılardaki Ortalama İKGO
$\gamma_{TT-FUD,EKOKH-Doppler}$:TT-FUD/DFBÇ sistemde EKOKH denkleştirme için hızlı sönümlenme durumunda tüm alt-taşıyıcılardaki ortalama İKGO

KISALTMALAR

3G	: Üçüncü Nesil
4G	: Dördüncü Nesil
AB	: Anahtarlamalı Birleştirme
ADÇ	: Analog/Dijital Çevirici
ad-hoc	: Tasarsız Ağlar
AFD	: Ayrık Fourier Dönüşümü
APKD	: Alan Programlanabilir Kapı Dizisi
BAD	: Bağımsız ve Aynı Dağılımlı
BHK	: Bit Hata Kesintisi
BHO	: Bit Hata Olasılığı
ÇEK	: Çoklu Erişim Karışımı
ÇGÇÇ	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı
ÇGÇÇ/DFBÇ	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı DFBÇ
ÇGTÇ	: Çoklu-Giriş Tekli-Çıkış
ÇK	: Çoklu-Kullanıcı

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

DAÇ	: Dijital/Analog Çevirici
DDYS	: Doğrudan Dizili Yayılı Spektrum
DFBÇ	: Dik Frekans Bölmeli Çoğullama
Downlik	: Baz istasyonu-gezin kullanıcı yönündeki iletim kanalı
EBOB	: En Büyük Oranlı Birleştirme
EKB	: Eşit Kazançlı Birleştirme
EKOKH	: En Küçük Ortalama Karesel Hata
FaKA	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
FBÇE	: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
FH/DFBÇ	: Frekans Hoplamalı/DFBÇ
GDİ	: Görüş Doğrultusu İletimi
HFH/DFBÇ	: Hızlı Frekans Hoplamalı DFBÇ
İGO	: İşaret Gürültü Oranı
İKGO	: İşaret Karışım artı Gürültü Oranı
KAK	: Kanallar Arası Karışım
KBÇE	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim
KDB	: Kanal Durum Bilgisi
KDBA	: Kanal Dik Bileşenlerine Ayrıştırma
KY-FH/DFBÇ	: Kayan Yazmaç-Tabanlı FH/DFBÇ
LTE	: Uzun Vadeli Evrim
M-DöGM	: M-Seviyeli Dördün Genlik Modülasyonu
M-FaKA	: M-Seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama
MLT	: Merkezi Limit Teoremi
MÜF	: Moment Üreten Fonksiyon
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OYF	: Olasılık Yoğunluk Fonksiyonları
RF	: Radyo Frekansı
SAK	: Semboller Arası Karışım
SB	: Seçmeli Birleştirme
SG	: Sözde Gürültü
SHO	: Sembol Hata Olasılığı
SKO	: Servis Kesilme Olasılığı

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

SZ	: Sıfırı Zorlayan
ŞF	: Şekil Faktörü
TAFD	: Ters AFD
TAK	: Taşıyıcılar Arası Karışım
TBGG	: Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü
TGÇÇ	: Tekli-Giriş Çoklu-Çıkış
TGTÇ	: Tekli-Giriş Tekli-Çıkış
TK	: Tekli-Kullanıcı
TOGO	: Tepe/Ortalama Güç Oranı
TT-FUD	: Tek Taşıyıcılı-Frekans Uzayı Denkleştirme
TT-FUD/DFBÇ	: Tek Taşıyıcılı-Frekans Uzayı Denkleştirme DFBÇ
UFBK	: Uzay-Frekans Blok Kodlama
UFBK/DFBÇ	: Uzay-Frekans Blok Kodlamalı DFBÇ
UGB	: Ultra Geniş Bant
Up-link	: Gezgin kullanıcı-baz istasyonu yönündeki iletim kanalı
UZBK	: Uzay-Zaman Blok Kodlama
UZBK/DFBÇ	: Uzay-Zaman Blok Kodlamalı DFBÇ
UZK	: Uzay-Zaman Kodlama
UZKK	: Uzay-Zaman Kafes Kodu
VAS	: Verici Anten Seçimi



BÖLÜM 1

GİRİŞ

Yeni nesil kablosuz iletişim sistemlerinin kullanıcıların tüm ihtiyaçlarını karşılaması, spektrum kullanımını ve kullandığı servislerin içeriği ve teknolojik yeniliklerin seçimine güçlü bir şekilde bağlıdır (Pereira 1999, 2000). Bu yüzden yeni, yüksek başarımlı çoklu erişim teknolojilerinin esnek bir bant genişliği ile yüksek veri hızlarını desteklemesi gerekir. Ayarlanabilir bant genişliği ve veri hızları ile çeşitli karışık-hücre (mixed-cell) yapılarında çalışabilen bir Radyo arayüzünün bu gereksinimleri karşılaması gerekir.

Çok taşıyıcılı iletim tekniği, özellikle yüksek veri hızlı uygulamalar için çok ilgi görmüştür. Dikgen çok taşıyıcılı iletimin tarihi, 1960'ların ortalarında Chang'ın, "çok kanallı iletim için bant sınırlı işaretlerin sentezi" adındaki makalesi ile başlar (Chang 1966, Chang and Gibby 1968). Chang, zaman uzayında ardışık iletilen Semboller Arası Karışım (Inter Symbol Interference, SAK) olmadan ve alt Kanallar Arası Karışım (Inter Channel Interference, KAK) olmadan, bant sınırlı bir kanal üzerinden eş zamanlı olarak veri iletiminin temel prensibini sunmuştur (Saltzberg 1967). (Weinstein and Ebert 1971) 'de bir alt taşıyıcı osilatör bankası yerine temelbant işleme için Fourier dönüşümünü kullanmışlardır. Yazarlar, SAK ve KAK'ı yenmek için yükseltilmiş kosinüs (raised cosine) penceresi ile şekillendirilen iletilen semboller arasında iyi bilinen koruma zamanını (guard time) sunmuşlardır.

Çok taşıyıcılı iletimin başlıca avantajı, frekans seçici sönmülemeli kanallardaki gürbüzlüğüdür ve özellikle frekans uzayında denkleştirme ile azaltılmış sinyal işleme karmaşıklığıdır. Çok taşıyıcılı iletimin temel prensibi, yüksek hızlı veri akışını, birçok düşük hızlı alt akışlara bölmek suretiyle gerçekleştirilen veri iletimine dayanır. Bu alt akışlar, farklı alt taşıyıcılarda modüle edilirler (Alard and Lassalle 1987, Bingham 1990, Cimini 1985). Çok sayıda alt taşıyıcı kullanmak suretiyle, her bir alt akıştaki sembol süresi (T) kanalın zaman saçılmasından çok daha büyük olacağından çok yönlü saçılmaya karşı yüksek bir bağımsızlık sağlanabilir. Bu yüzden SAK'ın etkileri minimuma iner. Gerekli osilatör ve filtrelerin sayısı, çok sayıda alt-taşıyıcı için

çok fazla olduğu için, dikdörtgen darbe şekillendiricili ve koruma zamanı olan çok taşıyıcılı modülasyonun özel bir şeklinin dijital bir uygulaması olan Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DFBC) (Alard and Lassalle 1987)'de önerilmiştir. DFBC tekniği, Ayırık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform-AFD) ile kolaylıkla gerçekleştirilebilir. DFBC işaretler, modüleli sembollerin spektrumunun örtüşmesine müsaade ettiği için yüksek spektral verimlilik sağlarlar. Ayrıca alt-taşıyıcıları algılamak için Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (Frequency Division Multiple Acces, FBCE) sistemlerde kullanılan bant geçiren filtrelelere ihtiyaç duymazlar.

DFBC tekniği geniş bant verilerin, birbirine dik dar-bant alt-taşıyıcılarla iletildiği, böylece kanalın frekans seçiciliğinin yok edilerek semboller arası karışımın oluşmasının engellendiği, dolayısıyla alıcı karmaşıklığının azaltılmasının sağlandığı bir tekniktir. DFBC'nin AFD ve Ters AFD (Inverse DFT, TAFD) ile gerçekleştirilmesi, DFBC'nin sayısal olarak kolay ve ucuz bir şekilde uygulanabilmesine imkan vermektedir. Her ne kadar DFBC 90'lı yıllardan itibaren geliştirilen bazı teknolojilerde (ADSL, DAB, DVB gibi) kullanılsa da, özellikle son yıllarda yukarıda bir kısmından bahsedilen avantajlarından dolayı yeni nesil iletişim sistemlerinde de sıklıkla kullanılmaktadır. Örneğin; dördüncü nesil (Fourth Generation, 4G) hücresel sistem, kablosuz LAN (802.11a/g/n), gezgin geniş-bant kablosuz teknoloji WiMAX (802.16e) sistemlerde DFBC kullanılmaktadır (Fazel and Kaiser 2008).

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin maruz kaldığı en önemli problemlerden biri, çok yollu sönümleme (multipath fading)'dir. Çok yollu sönümleme etkisini azaltmanın en etkin yollarından birisi çeşitleme tekniği kullanmaktır. Verici ve alıcı arasında farklı iletişim kanalları kurarak oluşabilecek sönümleme etkisi tek kanallı iletişim durumuna göre çok daha az olacaktır (Proakis and Salehi 1994). Bağımsız kanallardan, aynı bilgiye ilişkin birden fazla işaretin alıcıya ulaşmasıyla çeşitleme sağlanır. Böylece, kullanılan bağımsız kanallardan biri üzerinden iletilen bilgi sönümleme etkisi sonucu alıcıya çok zayıflamış olarak ulaşsa bile bir diğer kanaldan alıcıya ulaşabilecek daha az zayıflamış kopya alıcının hata başarımını iyileştirecektir. Çeşitleme teknikleri gezgin kanallar için güçlü kodlama ve işaret işleme yöntemlerinin tasarımında önemlidir.

Gezgin iletişim sistemlerinde kullanılan başlıca çeşitleme teknikleri zaman, frekans ve uzay çeşitlemeleridir. Uzay çeşitlemesi (anten çeşitlemesi) verici ve alıcının her ikisinde ya da sadece birisinde birden fazla anten kullanılarak sağlanmaktadır. Zaman ve frekans çeşitlemesinden

farklı olarak uzay çeşitlemesi, bant genişliği verimliliğinde herhangi bir kayba neden olmaz (Vucetic and Yuan 2003). Uzay çeşitlemesinin, zaman çeşitlemesi (kodlama) ile birlikte kullanılması Uzay-Zaman Kodlama (Space Time Coding, UZK) tekniği olarak isimlendirilir. Zaman kodlama olarak blok kodlar veya kafes kodlar kullanılır (Goldsmith 2005). Blok Kodların kullanıldığı yapı Uzay-Zaman Blok Kodlama (Space-Time Blok Coding, UZBK) olarak adlandırılır. UZBK hem çeşitleme kazancından hem de kod kazancından birlikte faydalanılan bir tekniktir (Calderbank et al. 1997). Bu tekniğin en basit şekli Alamouti tarafından verilmiştir (Alamouti 1998). Alamouti kodlama iki verici ve bir/birden fazla alıcı anten yapısının blok kodlama ile birlikte kullanıldığı bir tekniktir. Diğer yandan Uzay çeşitlemesinin, frekans çeşitlemesi (kodlama) ile birlikte kullanılması Uzay-Frekans Blok Kodlama (UFBK) tekniği olarak isimlendirilir.

Verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılmasıyla çok girişli çok çıkışlı (Multi input-Multi output, ÇGÇÇ) sistemler oluşmaktadır. ÇGÇÇ sistemler, fazladan bir güç tüketimi veya bant genişliği gerektirmeden kanal kapasitesini ve spektral verimliliği artırarak kablosuz haberleşme sistemlerinin başarımını önemli ölçüde iyileştirmektedir (Vucetic and Yuan 2003). Bazı durumlarda, bu tür sistemlerde maliyeti azaltmak ve kapasiteyi arttırmak için verici-alıcı arasında en iyi başarıyı sağlayan anten çifti seçilir ve bu kanallara ilişkin verici-alıcı çiftleri arasında iletim yapılır (Molisch 2003). Uzay-zaman blok kodlama ile en uygun anten seçiminin beraber kullanılmasıyla sönümlenme etkisi daha da azalmakta ve sistem kapasitesinde artış sağlanmaktadır (Gore and Paulraj 2001).

Tüm çeşitleme tekniklerinin temel avantajı, farklı çeşitleme alt kanallarında iletilen verilerde derin sönümlenmelerin aynı anda meydana gelebilme olasılığının az olmasıdır. Genel olarak, çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı haberleşme sistemlerinin başarımı, alıcıda alınan İşaret Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio, İGO)'nu arttırmak için çoklu sinyal kopyalarının alıcıda nasıl birleştirildiğine bağlıdır. Bu yüzden çeşitleme sistemleri, alıcıda kullanılan çeşitleme birleştirme metotlarına göre de sınıflandırılabilir. Alıcıda birleştirme metodu tarafından gerekli kanal durum bilgisinin seviyesi ve uygulama karmaşıklığına göre başlıca dört çeşit birleştirme tekniği vardır: Bunlar; Seçmeli Birleştirme (Selection Combining), Anahtarlamalı Birleştirme (Switched Combining), Eşit Kazançlı Birleştirme (Equal Gain Combining), En Büyük Oranlı Birleştirme (Maximal Ratio Combining). Bu tekniklerden çıkış İGO'sunu maksimize edebildiği için En büyük oranlı birleştirme en uygun birleştirme tekniği olarak adlandırılır (Vucetic and Yuan 2003).

Anten dizileri kullanılarak gerçekleştirilen uzay çeşitlemesi ile iletim güvenilirliği (başarım) ve spektral verimlilikte belirgin bir artış sağlanır. Hücrel uygulamalarda çoklu-anten tekniklerinin baz istasyonlarında kullanımı oldukça cazip bir yöntem olup üçüncü nesil (third generation, 3G) kablosuz iletişim standartlarında yer almaktadır. Ancak büyük anten dizilerinin kullanımı hücrel gezgin birimlerde ve aynı zamanda tasarsız (ad-hoc) ağlarda, gezgin birimin boyut ve güç sınırlamaları nedeniyle uygulanabilir olmamaktadır (Alamouti 1998). Çünkü çeşitlemenin sağlanabilmesi için gezgin cihazda antenler arasındaki mesafenin veya anten boyunun, en az iletilen işaretin dalga boyunun yarısı kadar olma zorunluluğudur (Goldsmith 2005).

DFBÇ sistemlerde frekans çeşitlemesi sağlamak için kullanılacak diğer bir teknik de vericide ön-kodlama tekniğinin kullanılmasıdır (Liu et al. 2003, Rong et al. 2005). Ön-kodlamalı DFBÇ tekniğinin temel düşüncesi, bir DFBÇ sembolde modüleli veri bloğunu alt gruplara bölmek ve sonra iletim kanalının durumuna göre veri sembollerinin farklı lineer birleşimlerini elde etmek için her bir alt gruba doğrusal bir matris (ön-kodlama matrisi) uygulamaktır. Bu doğrusal ön-kodlama matrisi, kanal bozulmalarını telafi edecek şekilde tasarlanır. Bu yüzden vericinin kanal durumunu bilmesi gerekir. Bununla birlikte kanal, vericide bilinmeyebilir. Bu durumda, Walsh-yayılı DFBÇ (Walsh-spread OFDM), AFD-yayılı DFBÇ (DFT-spread OFDM) ve Hızlı Frekans Hoplamalı/Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (Fast Frequency Hopping/Orthogonal Frequency Division Multiplexing, HFH/DFBÇ) gibi kanaldan bağımsız ön-kodlamalı teknikler kullanılabilir. Bu tekniklerden AFD-yayılı DFBÇ, Tek Taşıyıcılı-Frekans Uzayı Denkleştirme (TT-FUD) DFBÇ (Single Carrier-Frequency Domain Equalization OFDM) olarak bilinir ve gezgin kullanıcı-baz istasyonu yönünde (up-link) Uzun Vadeli Evrim (Long Term Evolution, LTE) için standart bir tekniktir (Pancaldi et al. 2008). TT-FUD/DFBÇ’de, DFBÇ vericisinin TAFD bloğu alıcıya taşınır. Frekans çeşitleme kazancından başka, klasik DFBÇ ’ye göre TT-FUD/DFBÇ ’nin ana avantajı düşük Tepe/Ortalama Güç Oranı (Peak to Average Power Ratio-TOGO)’na sahip olmasıdır (Pancaldi et al. 2008). Diğer yandan, TT-FUD/DFBÇ, hem tekli kullanıcı hem de çoklu kullanıcı durumunda bant genişliği ve güç kaynakları yönetimi açısından DFBÇ ile aynı esnekliği sağlamaz (Ciochina and Sari 2010).

HFH/DFBÇ, kanal kodlaması veya çoklu anten kullanmaksızın başarımı artıran bir teknik olarak literatürde önerilmiştir (Scholand et al. 2005). HFH/DFBÇ sistem, bir DFBÇ sembol içinde hızlı frekans hoplaması kullanarak frekans çeşitlemesi sunan bir tekniktir. Çeşitleme avantajını getiren sebep şudur: Klasik DFBÇ sistemde, iletilen karmaşık modülasyonlu sembol,

iletim süresi boyunca hep aynı alt-taşıyıcı frekansını kullanmakta iken HFH/DFBÇ sistemde iletilen sembolün iletim süresi boyunca tüm alt-taşıyıcı frekansları kullanabilmesidir. İletilen sembol tüm alt-taşıyıcılarda iletiildiği için, bütün alt-kanalların aynı anda derin sönümlenmeye maruz kalma olasılığı çok düşüktür. Bu durum çeşitleme kazancı olarak başarıımı iyileştirmektedir.

Vericide kanal bilgisi kullanmayan HFH/DFBÇ tekniği (Oturak vd. 2013)'de verilmiştir. HFH/DFBÇ'nin temelbant'ında, her bir modüleli sembole ilişkin ayrıık frekans, her bir zaman uzayı örnekte döngüsel kayma şeklinde değiştirilir (Oturak vd. 2013). Sonuç olarak, her bir karmaşık değerli modülasyonlu sembolün, bir DFBÇ sembol süresi esnasında sırayla tüm alt-taşıyıcılara yayılması, frekans seçici kanallarda frekans çeşitlemesini beraberinde getirir. HFH/DFBÇ tekniğinin avantajı, karmaşık modüleli sembolün döngüsel kaymasından dolayı basit uygulaması ve TT-FUD sisteme göre bant genişliği ve enerji yönetimi için esneklik sağlayan iletim kanalında çoklu taşıyıcılı sinyal yapısını korumasıdır.

1.1 ÇALIŞMANIN LİTERATÜRDEKİ YERİ VE AMACI

Literatürde ÇGÇÇ/DFBÇ sistemlerde uzay zaman blok kodlarının başarıım analizi hakkında çalışmalar vardır. Uzay-zaman kodlar ilk kez (Calderbank et al. 1997a) ve (Calderbank et al. 1997b)'de sunulmuştur. Lee ve Williams (2000a, 2000b)'de, frekans seçici sönümlenmeli kanallarda sırasıyla UZBK/DFBÇ ve UFBK/DFBÇ sistemlerinin Bit Hata Olasılığı (Bit Error Probability, BHO) başarımları incelenmiştir. Lin vd. (2005)'de zamanla değişen çok yollu Rayleigh sönümlenmeli kanallarda Alamouti UZBK-UFBK/DFBÇ sistemlerinin farklı dedektörler kullanarak BHO ve Bit Hata Kesinti (Bit Error Outage, BHK) analizi yapılmıştır. Cheikh vd. (2010)'da düz Rayleigh sönümlenmeli kanallarda 2×1 Alamouti UZBK yapısı kullanılarak tek ve çok hücreli ağlarda Servis Kesilme Olasılık (Service Outage Probability, SKO) başarımları karşılaştırılmıştır. Trivedi ve Chaturvedi (2010)'da, Rayleigh sönümlenmeli kanallarda Vericide Anten Seçimi (VAS) yapılarak $V \times 1$ (V verici anten 1 alıcı anten) durumu için Sembol Hata Olasılığı (Symbol Error Probability, SHO) ve SKO başarımları DFBÇ kullanılmadan analiz edilmiştir. Yazarlar modülasyon tekniği olarak M-Seviyeli Faz Kaydırmalı Anahtarlama (M-FaKA) modülasyonu ve M-Seviyeli Dördün Genlik Modülasyonu (M-DöGM) kullanmışlardır. Trivedi ve Chaturvedi (2011)'de Rayleigh sönümlenmeli kanallarda yine DFBÇ kullanılmadan VAS ile ikili FaKA modülasyonu kullanılarak BHO ve SKO için ifadeler türetilmiştir. Zhang vd. (2011)'de Rayleigh ve Toplanır Beyaz Gauss

Gürültülü (Additive White Gaussian Noise, TBGG) kanallarda birkaç verici ve alıcı anten ile 16-DöGM kullanarak BHO benzetimi yapılmıştır. Coşkun vd. (2013)'de Alamouti kodlu ve VAS'lı ÇGÇÇ sistemin farklı modülasyon teknikleri için bağımsız fakat farklı dağılımlı Nakagami- m düz sönümlü kanalda hata başarımları analiz edilmiştir, ancak bu çalışmada DFBC kullanılmamıştır. Oturak vd. (2011)'de Alamouti UZK'li ve kuvvetlendir-aktar röleli çeşitlemelerin DFBC işaretleri için düz Rayleigh sönümlenmeli kanallarda SHO başarımlarını karşılaştırması yapılmıştır. Ancak Alamouti UZBK işaretlerin Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda Moment Üreten Fonksiyon (Moment Generating Function, MÜF) kullanılarak başarımları incelenmemiştir.

Bu tezde, literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, öncelikle 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK için, alıcı anten çıkışlarındaki İGO'nun olasılık yoğunluk fonksiyonları (Probability Density Function, OYF) elde edilmiştir (Oturak ve Öztürk 2012). Bu ifadelerden elde edilen MÜF'ün kullanılmasıyla, SHO ve SKO ifadeleri türetilip, Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda nümerik SHO ve SKO değerleri elde edilmiştir. Ayrıca benzetimle SHO ve SKO değerleri hesaplanıp teorik ifadelerle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. SHO ve SKO ifadelerinden elde edilen nümerik sonuçlar ve benzetim sonuçları tamamen örtüşerek türetilen matematiksel ifadelerin doğruluğu ispatlanmıştır.

DFBC sistemlerde frekans çeşitlemesi sağlamak ve dolayısıyla başarımları artırmak için kullanılabilecek bir diğer yöntem, vericide frekans hoplama tekniği kullanmaktır. Frekans hoplama tekniği uzun yıllar askeri haberleşme sistemlerine uygulanmış olup, doksanlı yıllarda Kod Bölmeli Çoklu Erişim (Code Division Multiple Access, KBÇE) sistemlerine adapte edilmiştir. Bu uygulamalarda frekans hoplama Radyo Frekansı (Radio Frequency, RF) hoplaması şeklinde dolayısıyla analog olarak yapılmıştır. Son yıllarda frekans hoplama tekniğinin DFBC'ye uygulandığı Frekans Hoplamalı/DFBC (FH/DFBC) yapısı geliştirilmiştir (Scholand et al. 2005a, Huang 2007, Shi et al. 2008, Tsumura et al. 2005, Scholand et al. 2005b, Berens et al. 2007, Tarasak et al. 2008, Tarasak et al. 2009, Qian 2010). Bu teknikte, sayısal DFBC işaretinin elde edilmesi için, temelbant'ta uygulanan TAFD'den önce ön-kodlama işlemi uygulanarak, sayısal sembollerin tüm alt taşıyıcılara yayılması sağlanmaktadır. Ön-kodlamalı DFBC olarak da isimlendirilen bu yapıyla klasik DFBC'de olmayan frekans çeşitleme ortaya çıkmaktadır (Huang 2007). Literatürde tanımlanan FH/DFBC sistemlerde frekans hoplaması sayısal olarak temelbant'ta yapılmaktadır. Bu durum, DFBC'nin çok taşıyıcılı olması nedeniyle analog RF hoplamanın DFBC'de gerçekleştirilmesinin getirdiği

zorluklardan kaynaklanmaktadır (Shi et al. 2008). Sayısal frekans hoplamanın ilk türünde kayan yazmaç vasıtasıyla sahte gürültü kodları üretilerek frekans hoplama örüntüsü elde edilmektedir (Shi et al. 2008). Bu yapı kullanılarak FH/DFBÇ tekniği, FLASH/DFBÇ ismiyle IEEE 802.20 standardına uygulanmıştır (Tsumura et al. 2005). Yine son yıllarda frekans hoplamanın kayan yazmaç kullanılarak elde edilmesi yerine, bir ön-kodlama ile elde edildiği Hızlı Frekans Hoplamalı DFBÇ (HFH/DFBÇ) sistemi önerilmiştir (Scholand et al. 2005a). Bu çalışmada ETSI/ITU Vehicular-A ve Indoor Office-A gibi gezgin kanallarda, Döngüsel HFH örneği kullanan HFH/DFBÇ sisteminin klasik DFBÇ ile BHO başarımlarını karşılaştırması yapılmıştır (Scholand et al. 2005a). Bir diğer çalışmada Turbo kanal kodlaması ilave edilerek HFH/DFBÇ sistemin başarımlarını incelenmiştir (Scholand et al. 2005b). CM1-CM5 gibi IEEE 802.15.3a Ultra Geniş Bant (Ultra Wide Band, UWB) kanallarda, HFH yönteminin DFBÇ tabanlı UWB standardına uygulaması (Berens et al. 2007)'de verilmiştir. Önceki çalışmalar (Scholand et al. 2005a, Scholand et al. 2005b)'de kullanılan En Küçük Ortalama Kare Hata (Minimum Mean Square Error, EKOKH) ve Sıfırı Zorlayan (Zero Forcing, SZ) alıcılar yerine, (Tarasak et al. 2008)'de UWB kanallarda HFH/DFBÇ sisteminin başarımlarını artırmak için Kanal Dik Bileşenlerine Ayırıştırma (QR Decomposition, KDBA)'ya dayalı bir alıcı algoritması önerilmiştir. (Tarasak et al. 2008)'deki çalışmanın devamı olan bir diğer çalışmada (Tarasak et al. 2009) IEEE802.15.3a standardı için EKOKH, SZ ve KDBA-tabanlı alıcılar için yumuşak-çıkış (Soft Output) hesaplaması uygulanmıştır. Son olarak (Qian 2010)'da HFH/DFBÇ'de ön-kodlama matrisi için Alan Programlanabilir Kapı Dizisi (Field Programmable Gate Array, APKD)'nin analiz ve uygulaması yapılmıştır ve SZ ve EKOKH arasındaki BHO başarımlarını karşılaştırılmıştır. HFH/DFBÇ sistem ile ilgili olarak yukarıdaki çalışmalarda, HFH/DFBÇ'nin başarımlarının klasik DFBÇ'den daha iyi olduğu belirtilmiştir. Diğer yandan bu çalışmalarda kullanılan kanallarda Doppler etkisi göz önüne alınmamıştır.

Yukarıdaki çalışmalara ilaveten, (Oturak vd. 2013)'de alıcıda SZ kanal denkleştirme tekniğinin kullanıldığı KY-FH/DFBÇ sisteminin Doppler yayılımı altında ve düz Rayleigh kanallarda (tüm alt taşıyıcılar için kanal katsayılarının aynı olduğu durum) BHO başarımlarını incelenmiştir. KY-FH/DFBÇ sisteminin klasik DFBÇ sistemi ile aynı başarımlara sahip olduğu gösterilmiştir. Aynı çalışmada, DFBÇ alt-taşıyıcıların tamamının kullanılmadığı durumda FH yapının klasik yapıya göre biraz daha iyi bir başarımlar gösterdiği ifade edilmiştir. Kanalin düz Rayleigh sönümlenme katsayılarıyla modellendiği bir diğer çalışma (Oturak ve Öztürk 2013)'de yine kanalın değişmediği durum (tüm alt taşıyıcılar için kanal katsayılarının aynı olduğu durum) göz önüne alınarak HFH/DFBÇ işaretlerin başarımlarını incelenmiştir. Bu çalışmada, Doppler etkisi göz

önüne alınarak, alıcıda SZ ve EKOKH denkleştirme teknikleri kullanılmıştır. Sonuçlar yine HFH/DFBÇ işaretlerin klasik DFBÇ ile aynı başarıyı verdiğini göstermiştir. Ayrıca, SZ denkleştirme ile elde edilen sonuçların EKOKH denkleştirme ile elde edilen sonuçlarla aynı olduğu görülmüştür. (Oturak vd. 2013) ve (Oturak ve Öztürk 2013)'deki çalışmada Rayleigh kanalda Doppler etkisinin modellenmesi için (Xiao and Zheng 2009)'da sunulan geliştirilmiş Jakes kanal modeli kullanılmıştır. Bir diğer çalışma (Oturak ve Öztürk 2014)'de, EKOKH denkleştirme tekniği için HFH/DFBÇ'nin yarı-analitik başarımlar analizi incelenmiştir. Bu kez, kanal katsayılarının bir DFBÇ sembol içinde farklı olduğu, Doppler etkisinin olmadığı, düz Rayleigh sönümlenmeli kanallar ele alınmıştır. Elde edilen sonuçlar, HFH sistemin klasik sisteme göre çeşitleme kazancı sağladığını göstermiştir.

HFH/DFBÇ ile ilgili olarak, yukarıda bahsedilen çalışmalarda başarımlar bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiştir. Ayrıca (Oturak ve Öztürk 2014)'deki çalışmada EKOKH denkleştirici çıkışında İKGO ifadesi türetilmemiştir. Bunun yerine İKGO değerleri, nümerik kanal katsayıları ve ön-kodlama matrisinden oluşan denkleştirilmiş kanal matrisinin matrisel olarak çarpılmasıyla nümerik olarak elde edilmiştir. Dolayısıyla frekans seçici sönümlenmeli kanalların istatistiksel modelleri üzerinde HFH/DFBÇ'nin başarımlar analizini sunan literatürde belli başlı her hangi bir çalışma yoktur. Diğer taraftan (Khan 2009)'da HFH/DFBÇ işaretlerin frekans çeşitlemesi sağladığı, fakat aynı zamanda da frekans seçici kanallarda modülasyonlu semboller arasında karışımla sonuçlandığı ifade edilmektedir.

Bu tezde literatüre katkı olarak, istatistiksel kanal modelleri üzerinde, özellikle frekans seçici Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar üzerinde HFH/DFBÇ sembolün sağladığı çeşitleme kazancı ve modülasyonlu semboller arasındaki karışım analitik olarak ortaya konmuştur. Bu hedefe ulaşmak için, alıcıda önce EBOB denkleştirici kullanılması durumunda N alt-taşıyıcı bir sistem için karar değişkeni çıkışında elde edilen modülasyonlu sembol ifadeleri elde edilmiştir. Daha sonra sırasıyla, EKOKH ve SZ denkleştirme durumunda, frekans seçici sönümlenmeli istatistiksel kanal modelleri üzerinde HFH/DFBÇ'nin İKGO ifadeleri türetilmiş ve ardından SHO başarımlar analizi yapılmıştır (Oturak and Öztürk 2016). Yapılan analizde, HFH/DFBÇ sistem, klasik DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ sistemler ile çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Analitik ve benzetim sonuçlarının tam olarak örtüşmesi, türetilen ifadelerin doğruluğunu göstermiştir. Tüm alt-taşıyıcı değerlerinde TT-FUD/DFBÇ, HFH DFBÇ'ye göre daha iyi başarımlar göstermekle birlikte alt-taşıyıcı sayısı arttıkça bu iki

sistemimin başarımlarının birbirine yaklaştığı da görülmüştür. Çok sayıda alt-taşıyıcı için her iki sistemin başarımları birbirine eşit olmaktadır.

Hemen ardından, uzay çeşitlemesini kullanan ve çeşitleme avantajı iyi bilinen Alamouti UZBK/DFBÇ sistem ile HFH/DFBÇ sistemin SHO başarımları karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, HFH/DFBÇ sistemin, kanal kodlaması veya çoklu anten kullanmaksızın benzer bir çeşitleme derecesine sahip olduğu gösterilmiştir. Dahası, HFH/DFBÇ sistem, belirli bir İGO değerinden sonra Nakagami- m kanalda özellikle $m > 1$ değerlerinde diğer teknikten daha iyi sonuç vermiştir. Böylece, çeşitleme avantajı iyi bilinen Alamouti UZBK/DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ gibi tekniklerin yanında HFH/DFBÇ sistemin de klasik yapıya göre çeşitleme kazancının olduğu gösterilmiştir. HFH/DFBÇ'nin diğer ön-kodlamalı DFBÇ sistemlerle başarımlarını karşılaştırmasının bu tezin kapsamı dışında olduğunu belirtmekte fayda vardır.

Son olarak, HFH/DFBÇ sistemin SHO başarımları, frekans seçici hızlı sönümlenmeli Nakagami- m kanallarda yeniden incelenmiştir. Doppler kayması için, TAK'ın varyansı (Russel and Stüber 1995)'deki gibi hesaplanarak EKOKH Denkleştirme İçin TAK'lı İKGO ifadesi elde edilmiştir. Daha sonra bu İKGO ifadesi, bir önceki bölümde türetilen İKGO ifadelerinde kullanılarak kestirilen sembollerinin nümerik İKGO değerleri elde edilmiştir. Analitik ve benzetim sonuçlarının tam olarak örtüşmesi, türetilen ifadelerin doğruluğunu göstermiştir.

1.2 TEZ PLANI

Bu tez giriş ve sonuç bölümleri dahil olmak üzere 8 bölümden oluşmaktadır ve aşağıdaki gibi organize edilmiştir.

İkinci bölümde önce çok yollu kanal parametreleri incelenmiştir. Ardından, kablosuz haberleşme kanallarında meydana gelen sönümlenme olayından bahsedilmiş, daha sonra da zamanla değişen kanallar hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra, Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar ele alınmıştır. Son olarak da hızlı sönümlenmeli kanal modeli olarak geliştirilmiş Jakes kanal modeli ile oluşturulan Rayleigh ve Nakagami- m kanal modelleri incelenmiştir.

Üçüncü bölümde Klasik DFBÇ başarımların analizi yapılmıştır. Yapılan analizde literatürdeki klasik DFBÇ sinyal yapısı incelenmiş ve klasik DFBÇ işaretlerin SHO başarımların analizi

yapılmıştır. Bu kapsamda önce, TAK durumunda Ortalama SHO analizi yapılmıştır. Ardından sırasıyla yavaş ve hızlı sönümlemeli kanallarda SHO ifadeleri verilmiştir. En son, hızlı sönümlemeli kanalda nümerik ve benzetim sonuçlarından elde edilen başarımların karşılaştırılması yapılmıştır.

Dördüncü bölümde, çeşitleme tanımı verilmiş, ardından alıcı denkleştirme teknikleri incelenerek, alıcıda denkleştirici çıkışında elde edilen modülasyonlu sembol kestirimleri verilmiştir. Daha sonra, ÇGÇÇ sistemler incelenmiştir. Ardından UZK'nin blok kodlamalı yapısı olan Alamouti UZBK yapısı analiz edilmiştir. Yapılan analizde, 2 verici, 1 veya 2 alıcı antenli ÇGÇÇ sistemler için DFBC işaret yapısını kullanan Alamouti UZBK işaretler için MÜF ifadeleri türetilmiştir. Daha sonra, sırasıyla 2×1 ve 2×2 uzay-zaman kodlu Alamouti DFBC işaretler için türetilen MÜF ifadeleri kullanılarak yavaş sönümlemeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda SHO ve SKO ifadeleri elde edilmiştir. Türetilen ifadelerden elde edilen nümerik sonuçlar, benzetimlerle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Son olarak da 2×1 Alamouti UZBK yapısını kullanan DFBC işaretler için sistem modeli ve benzetim sonuçları verilmiştir.

Beşinci bölümde, literatürdeki genel frekans hiplaması kullanan dijital çok taşıyıcılı DFBC verici ve alıcı yapıları verilmiştir. Ardından HFH/DFBC sistem modeli verilmiştir.

Altıncı bölümde, frekans seçici yavaş sönümlemeli kanallarda HFH/DFBC'nin sırasıyla EBOB, SZ ve EKOKH alıcı denkleştirme teknikleri için İKGO analizi yapılmıştır. Ardından, HFH/DFBC işaretlerin SHO başarımlarının analizi yapılmıştır. Nümerik analiz sonuçlarında klasik DFBC ve TT-FUD/DFBC ile başarımların karşılaştırılması yapılmıştır. Ayrıca, HFH/DFBC sistemin başarımlarını, frekans seçici yavaş sönümlemeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda sırasıyla 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemin başarımlarını ile karşılaştırılmıştır.

Yedinci bölümde, frekans seçici hızlı sönümlemeli kanallarda EKOKH alıcılı HFH/DFBC'nin İKGO analizi yapılmıştır. Yapılan analizde sönümlemeli kanalın zamanla değişimi Doppler yayılımı ile modellenmiştir. Ardından, HFH/DFBC işaretlerin SHO başarımlarının analizi yapılmıştır. Ayrıca, klasik DFBC ve çeşitleme kazancı iyi bilinen TT-FUD/DFBC ile başarımların karşılaştırılması yapılmıştır.

Tezin son bölümünde ise elde edilen sonuçlar daha önceki çalışmalarla tartışmalı olarak ortaya konmuştur. Ayrıca bu konuda gelecekte yapılabilecek çalışmalar için de öneriler sunulmuştur.

BÖLÜM 2

KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI

Bu bölümde önce, kanalın uyumluluk bant genişliği ve uyumluluk zamanı gibi kanalda iletilen sinyali etkileyen çok yollu kanal parametreleri incelenmiştir. Ardından, kablosuz haberleşme kanalının istatistiksel özelliklerine bağlı olarak, alıcıda alınan sinyalin genliğinde değişime yol açan sönümlenme (fading) olayından bahsedilmiştir. Daha sonra zamanla değişen kanallar incelenmiştir. Kanalın zamanla değişimini açıklamak için Doppler yayılımından bahsedilmiştir. Devamında Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemeli kanallar ele alınmıştır. Son olarak da hızlı sönümlemeli kanal modeli olarak Geliştirilmiş Jakes kanal modeli ile oluşturulan Rayleigh ve Nakagami- m kanal modelleri incelenmiştir.

2.1 ÇOK YOLLU KANAL PARAMETRELERİ

2.1.1 Uyumluluk Bant Genişliği

Gezgin radyo kanalında iletilen sinyalin yansıması ve saçılması sonucu gecikme yayılması meydana gelir. Vericiden gönderilen işaretin alıcıya ulaşan ilk ve son bileşenleri arasındaki zaman farkı, kanalın çok yollu gecikme yayılımı olarak adlandırılır. Uyumluluk bant genişliği B_{co} , kanalın düz olarak düşünüldüğü frekans bandını ifade eder. Bu durumda her hangi bir zamanda iletilen işaretin tüm spektral bileşenleri yaklaşık olarak eşit bir kazanç ve faz kayması ile kanaldan geçer. İletilen sinyalin spektral bileşenleri arasındaki en büyük bant genişliği B_s 'nin, B_{co} 'dan daha büyük olması durumunda sinyaller kanal tarafından farklı sönümlemelere maruz kalır (Rappaport 2002).

2.1.2 Uyumluluk Zamanı

Verici ve/veya alıcı hareket halinde ise, alınan sinyalin frekansı kaynaktan çıkan frekansla aynı olmaz, daha büyük ya da daha küçük olur. Eğer birbirlerine doğru hareket ediyorlarsa alınan

sinyalin frekansı daha büyük, birbirlerinden uzaklaşıyorlarsa daha küçük olur. Dolayısıyla en büyük değer ile en küçük değer arasındaki farka Doppler yayılması (Doppler Spread) denir. Bu yayılma kanalda var olan hareketliliğin hızıyla orantılıdır. Doppler kaymasının nedeni, verici ya da alıcıdan en az biri hareket halinde iken, vericiden iletilen bir sinyalin, alıcıya çarpması sonucu Doppler frekansı f_d olarak bilinen fazladan bir frekans bileşeni içermesidir. Buna Doppler etkisi denir.

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \cos \theta \quad (2.1)$$

Eşitlik (2.1)'de, f_d Hz olarak en büyük Doppler frekansı ya da kayması, v km/sa olarak gezgin kullanıcının hızı, c km/sa olarak elektromanyetik dalganın hızı, f_c Hz olarak taşıyıcı frekansı ve θ ise hareket doğrultusu ve verici-alıcı arasındaki radyan cinsinden açıdır. Böylece Doppler yayılması eşitlik (2.2) ile verilir (Goldsmith 2005).

$$\Delta f_d = 2 \cdot f_d \quad (2.2)$$

Doppler yayılmasının tersi, kanalın uyumluluk zamanı (coherence time) T_{co} olarak adlandırılır.

$$T_{co} = \frac{1}{\Delta f_d} \quad (2.3)$$

(2.3) ifadesi, kanal karakteristiklerindeki değişim ve sönümlenme hızını ölçmemize yardımcı olur. T_{co} ile kanalın yavaş sönümlenmeli (slow fading) mi, hızlı sönümlenmeli (fast fading) mi olduğunu anlayabiliriz. Eğer sembol süresi T_s , kanalın uyumluluk zamanı T_{co} 'dan daha küçük ise sönümlenme yavaş sönümlenmedir, aksi halde hızlı sönümlenme gerçekleşir. Yavaş ve hızlı sönümlenme, sönümlenme kanallarının modellenmesinin ve bu kanallar üzerindeki başarımın değerlendirilmesinin bir sonucudur. Bu ifade, kanalın uyumluluk zamanı olan T_{co} 'ya bağlıdır. Kanalın uyumluluk zamanı, sönümlenme sürecinin ilişkilendirildiği (Aynı frekansta fakat farklı zamanda alınan kanalın dürtü cevabının iki örneğinin ilinti fonksiyonunun alındığı zaman periyodu) zamanın periyodunu belirler.

2.2 SÖNÜMLEME

Yeryüzü atmosferinde, elektromanyetik dalgaların iletimi yer dalgası yayılımı, gök dalgası yayılımı veya uzay dalgası yayılımı şeklinde olmaktadır. Vericiden gönderilen işaret, ya iyonosferden ya da yeryüzü ortamlarından yansıma, kırılma, kırınım ve girişim gibi optik olaylar sonucu alıcıya ulaşmaktadır. Bunun sonucunda çok yollu kanallarda iletilen işaretin çoklu yol bileşenleri, farklı yollarda farklı sönmülemeye maruz kalırken aynı zamanda da farklı bir gecikmeyle alıcıya ulaşmaktadırlar. Dolayısıyla, alıcıda her hangi bir anda alınan karmaşık değerli işaret vektörleri, farklı kanal kazançları ve faz farklarına bağlı olarak, bazen alınan işaretin toplam güç seviyesini artıracak şekilde, bazen de azaltacak şekilde toplanırlar. Sönümleme, kablosuz kanalın çok yolluluğundan veya zamanla değişiminden kaynaklanmaktadır. Kanalın çok yolluluğu, iletilen sinyalin zamanda yayılmasına neden olurken, kanalın zamanda değişmesi iletilen sinyalin frekansta yayılmasına neden olmaktadır.

Sönümleme, iletilen işaret, iletim kanalı ve hareket hızına bağlı olarak farklılık göstermektedir. İletilen işaretin bant genişliği ve sembol süresi, kanalın frekans seçiciliğini belirlerken, kanalın zamanla değişmesinin neden olduğu Doppler yayılımı, kanalın sönmüleme hızını belirlemektedir. Kablosuz kanallar, sönmülemenin zamandaki yayılımına göre düz veya frekans seçici sönmülemeli kanallar, frekanstaki yayılımına göre de yavaş veya hızlı sönmülemeli kanallar olarak sınıflandırılır.

2.2.1 Düz Kanallar

Eğer iletilen sinyalin tüm spektral bileşenleri sönmülemeden aynı şekilde etkilenirse, sönmüleme düz sönmülemedir. Bu durumda iletilen sinyalin bant genişliği B_s kanalın uyumluluk (coherence) bant genişliğinden B_{co} çok daha küçüktür. Dolayısıyla, bu tür sistemlere dar-bant sistemler denir. Uyumluluk bant genişliği, yaklaşık olarak etkin (rms) gecikme yayılımının σ_τ tersidir. Öte yandan iletilen işaretin sembol periyodu T_s kanalın etkin gecikme yayılımından σ_τ çok daha büyüktür. Düz sönmüleme eşitlik (2.4)'deki koşullarda meydana gelir.

$$T_s \gg \sigma_\tau \quad \text{veya} \quad B_s \ll B_{co} \quad (2.4)$$

Düz sönümlemede kanalın çok yollu yapısı iletilen işaretin spektral karakteristiğinin alıcıda aynen korunması demektir. Fakat alıcıdaki işaretin gücü zamanla değişir. Çünkü çok sayıda yolun etkisiyle kanalın kazancında değişimler olmaktadır. Bu yüzden düz sönümlemeli kanallar “genlik değiştiren kanallar” olarak bilinir. Düz sönümlemeli kanallar derin sönümlemelere neden olurlar, bunun için sönümleme olmayan kanallara oranla daha düşük BHO elde etmek için gönderilecek işaretin gücü 20 dB ya da 30 dB fazla olmalıdır (Rappaport 2002).

2.2.2 Frekans Seçici Kanallar

Eğer, iletilen sinyalin spektral bileşenleri farklı genlik kazançları ve faz kaymalarından etkilenirse, bu sönümlemeye frekans seçici sönümleme denir. Bu durumda, iletilen sinyalin bant genişliği B_s kanalın uyumlu bant genişliğinden B_{co} daha büyüktür. Öte yandan kanalın dürtü cevabı, iletilen işaretin sembol periyodundan daha büyük çok yollu etkin gecikme yayılımı σ_τ ’ya sahiptir. Böylece, alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş birçok bileşeninden oluşur. Bu durumda alıcıda alınan işaret bozulmaya uğramış olur. Frekans seçici sönümleme, iletilen sembollerin kanal içinde zamanda yayılmasından (time dispersion) kaynaklanmaktadır. Bu yüzden bu kanallar SAK’a neden olurlar. Frekans Seçici Sönümleme eşitlik (2.5)’deki koşullarda meydana gelir:

$$T_s < \sigma_\tau \quad \text{veya} \quad B_s > B_{co} \quad (2.5)$$

2.3 ZAMANLA DEĞİŞEN KANALLAR

2.3.1 Yavaş sönümleme

Yavaş sönümlemeli kanal, iletilen temelbant işaretin değişimine göre daha yavaş değişmektedir. Bu durumda kanalın birkaç sembol periyodu boyunca sabit olduğu düşünülebilir. Frekans uzayında, kanalın Doppler yayılımı, temelbant işaretin bant genişliği B_s ’den çok küçüktür. Yavaş sönümleme eşitlik (2.6)’daki koşullarda meydana gelir,

$$T_s \ll T_{co} \quad \text{veya} \quad B_s \ll \Delta f_d \quad (2.6)$$

Gezgin birimlerin hızları ve temelbant işaretin karakteristiği iletilen işaretin hızlı ya da yavaş sönmlemeye uğrayıp uğramayacağını belirler.

2.3.2 Hızlı sönmleme

Hızlı sönmlemeli kanal, bir sembol periyodu boyunca çok hızlı değişir. Bu durum kanalın uyumluluk zamanının iletilen işaretin sembol periyodundan daha küçük olduğu anlamına gelmektedir. Bu kanal türünde Doppler yayılımından dolayı frekans yayılımı meydana gelir ve işaret bozulmalarına neden olur. Hızlı sönmleme eşitlik (2.7)'deki durumlarda meydana gelir:

$$T_s > T_{co} \text{ veya } B_s < \Delta f_d \quad (2.7)$$

Bir kanalın hızlı ya da yavaş sönmlemeli kanal olması bu kanalın düz ya da frekans seçici sönmlemeli kanal olduğunu belirtmez. Pratikte hızlı sönmleme sadece çok küçük veri hızlarında meydana gelir.

Sonuç olarak iletilen işaretin sembol periyodu arttıkça frekans seçici sönmlemeden düz sönmlemeye doğru gider. Öte yandan kanal yavaş sönmlemeden hızlı sönmlemeye doğru gider. Burada sınır değerler sırasıyla kanalın en büyük gecikme yayılımı ve kanalın uyumluluk zamanı (coherence time)'dir.

Aynı şekilde, iletilen temelbant işaretin bant genişliği arttıkça kanal düz sönmlemeden frekans seçici sönmlemeye doğru gider. Öte yandan kanal hızlı sönmlemeden yavaş sönmlemeye doğru gider (Rappaport 2002).

2.4 RAYLEIGH VE NAKAGAMI-M SÖNMLEME

2.4.1 Rayleigh Sönmleme

Frekans seçici olmayan ve yavaş sönmlemeli kanallarda, düz sönmlemeye maruz kalan bir sinyalin veya bir çoklu yol bileşenin, alınan zarfının istatistiksel olarak zamanla değişimi Rayleigh dağılımı ile modellenebilir. Frekans seçici olmayan (düz sönmlemeli) kanal, iletilen sinyalin çarpımsal bir oranından oluşur. Ayrıca, kanalın yavaş sönmleme şartı, çarpımsal işlemin en azından bir sembol iletimi esnasında sabit olarak değerlendirilmesini kasteder. Bir

kablosuz haberleşme kanalının düz sönümlenmeli olması durumunda, sönümleme aşağıdaki gibi karmaşık değerli rasgele süreçle ifade edilir:

$$h(t) = c_1(t) + jc_2(t) \quad (2.8)$$

Burada $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ gerçel değerli Gauss rasgele süreçleridirler. Gauss olmasının sebebi ise, Merkezi Limit Teoremine (Central Limit Theorem, MLT) dayanmaktadır. MLT, çok sayıda Gauss olmayan rasgele değişkenin toplamının Gauss dağılımına yakınsadığını ifade eder. Burada, çoklu yollardan alıcıya gelen yeteri kadar bileşenin olduğu varsayılmaktadır. Ayrıca, birbirine dik iki Gauss dağılımının toplamının zarfının Rayleigh dağılımını verdiği iyi bilinmektedir (Proakis 2001).

Diğer yandan Eşitlik (2.8)'de karmaşık değerli olarak verilen sönümleme ifadesi aşağıdaki gibi kutupsal biçimde yeniden yazılabilir:

$$h(t) = \alpha(t)e^{j\theta(t)} \quad (2.9)$$

(2.9) ifadesinde $\alpha(t) = |h(t)|$ zamana bağlı zayıflama katsayısıdır ve eşitlik (2.10)'daki gibi verilmektedir.

$$\alpha(t) = \sqrt{c_1^2(t) + c_2^2(t)} \quad (2.10)$$

Kanalın yavaş sönümlenmeli olması durumunda, zamandan bağımsız sönümleme aşağıdaki gibi karmaşık değerli rasgele değişken olarak ifade edilebilir.

$$h = c_1 + jc_2 \quad (2.11)$$

Eşitlik (2.11) kutupsal biçimde eşitlik (2.12)'deki gibi yeniden yazılabilir.

$$h = \alpha e^{j\theta} \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.10)'da verilen Rayleigh sönümleme zarfı da aşağıdaki gibi olur.

$$\alpha = \sqrt{c_1^2 + c_2^2} \quad (2.13)$$

Kablosuz gezgin iletişimde, verici ve alıcı arasında hiçbir görüş doğrultusu iletiminin (Line Of Sight, GDI) olmadığı, sadece çevreden yansıyan çoklu yol bileşenlerin alıcıya ulaştığı durumda (2.13)'deki ifadede c_1 ve c_2 bileşenleri beklenen değeri sıfır, varyansı σ^2 olan rasgele değişkenlerdir. Bu durumda karmaşık sönümlenme zarfının OYF'si eşitlik (2.14)'deki Rayleigh dağılımıyla verilir (Rappaport 2002).

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \cdot e^{-\alpha^2/2\sigma^2}, \quad \alpha \geq 0 \quad (2.14)$$

Rayleigh düz sönümlenmeli kanalda, TBGG'nin eklenmesi ile birlikte alıcıda alınan anlık İGO eşitlik (2.15)'deki gibi olur.

$$\gamma = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0} \quad (2.15)$$

(2.15)'de E_b bit enerjisi, N_0 iki yanlı güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ olan TBGG'dir. Sönümlenme zarfı α Rayleigh dağılıma sahip olursa α^2 'nin OYF'si üstel (exponential) dağılıma sahip olur ve eşitlik (2.16)'daki gibi verilir (Proakis 2001).

$$p_\gamma(\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\bar{\gamma}} \cdot e^{-\gamma/\bar{\gamma}}, & \gamma \geq 0 \\ 0 & , \gamma < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Burada $\bar{\gamma}$ ifadesi anlık İGO γ 'nın istatistiksel ortalaması yani; beklenen değeridir ($E[\gamma] = \bar{\gamma}$). Dolayısıyla (2.15) ifadesinin beklenen değeri eşitlik (2.17)'deki gibi verilir (Proakis 2001).

$$\bar{\gamma} = E[\alpha^2] \frac{E_b}{N_0} \quad (2.17)$$

2.4.2 Nakagami- m Sönümlleme

(2.15) ifadesinde α istatistiksel olarak Nakagami- m dağılıma sahip olursa, γ 'nın OYF'si eşitlik (2.18)'deki gibi verilir (Proakis 2001).

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{\gamma}^m} \cdot \gamma^{m-1} \cdot e^{-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}} , \quad \gamma \geq 0 \quad (2.18)$$

Burada $\bar{\gamma} = E[\alpha^2]E_b / N_0$ 'dır. (2.18) ifadesinde $\Gamma(\cdot)$ işlemcisi gama fonksiyonunu göstermektedir ve eşitlik (2.19)'daki gibi verilir (Proakis 2001, Stark and Woods 2002).

$$\begin{aligned} \Gamma(n) &= \int_0^{\infty} \rho^{n-1} \cdot e^{-\rho} d\rho , \quad n > 0 \\ \Gamma(n) &= (n-1)! , \quad n > 0 , \quad n : \text{tamsayı} \\ \Gamma(n) &= \frac{1}{n} \Gamma(n+1) \end{aligned} \quad (2.19)$$

$\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$ ve $\Gamma(3/2) = \sqrt{\pi}/2$, gama fonksiyonunun bazı özel değerlerine örnek olarak verilebilir. Ayrıca $\Gamma(0) = \infty$ 'dur.

(2.18) ifadesinde $m=1$ durumunda Nakagami- m dağılımı Rayleigh dağılımına döner ve anlık İGO yeniden üstel olur. Diğer taraftan, sönümlleme zarfı α Nakagami- m dağılımına sahip olursa, α^2 'nin OYF'si (veya anlık İGO) gama dağılımına sahip olur. m parametresi, Nakagami- m veya gama dağılımının Şekil Faktörü (Shape Factor, ŞF) olarak adlandırılır. $m>1$ durumunda, sinyal gücündeki dalgalanmalar Rayleigh sönümllemeye nazaran azalır.

2.5 HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANAL MODELİ

Kanalın hızlı sönümlmeli olması durumunda alt-taşıyıcı frekanslarda Doppler yayılımı olarak adlandırılan bir frekans kayması meydana gelir. Burada, hızlı sönümlmeli Rayleigh kanalda alt-taşıyıcı frekanslarda kayma etkisi oluşturmak için Zheng ve Xiao tarafından sunulan yeni geliştirilmiş bir benzetim modeli kullanılmıştır. Ardından bu modele dayanarak hızlı sönümlmeli Nakagami- m kanal modeli elde edilmiştir. Bu modellerde sinüsoidallerin toplamı

kullanılarak Rayleigh sönümlmeli kanallar için benzetim modeli gerçekleştirilmiştir. Bu model rasgele seçilmiş ilk fazlar ve tüm sinüsoidaller için şartlı rasgele Doppler frekansları içerir. Sinüsoidal sayısı sonsuza yaklaştıkça elde edilen işaretin zarfı Rayleigh olmaktadır ve işaretin fazı da $[-\pi, \pi)$ aralığında düzgün dağılımlı olmaktadır. Fakat sinüsoidal sayısı az iken de yine iyi bir yaklaşıklık vermektedir.

2.5.1 Geliştirilmiş Jakes Kanal Modeli ile Oluşturulan Rayleigh Kanal Modeli

Rayleigh sönümlmeli kanalda Doppler kaymasının etkisinin benzetimle modellenmesi için sinüsoidallerin toplamına dayanan Jakes kanal modeli (Xiao and Zheng 2009) kullanılmıştır. Jakes kanal modelinin 15'den fazla geliştirilmiş hali mevcuttur, bunlardan birisi Zheng ve Xiao'nun geliştirdiği modeldir. Bu yeni istatistiksel sinüsoidallerin toplamı benzetim modelinin normalize alçak geçiren sönümlleme süreci (Xiao and Zheng 2009)'da eşitlik (2.20 - 2.22)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$h(t) = h_c(t) + j.h_s(t) \quad (2.20)$$

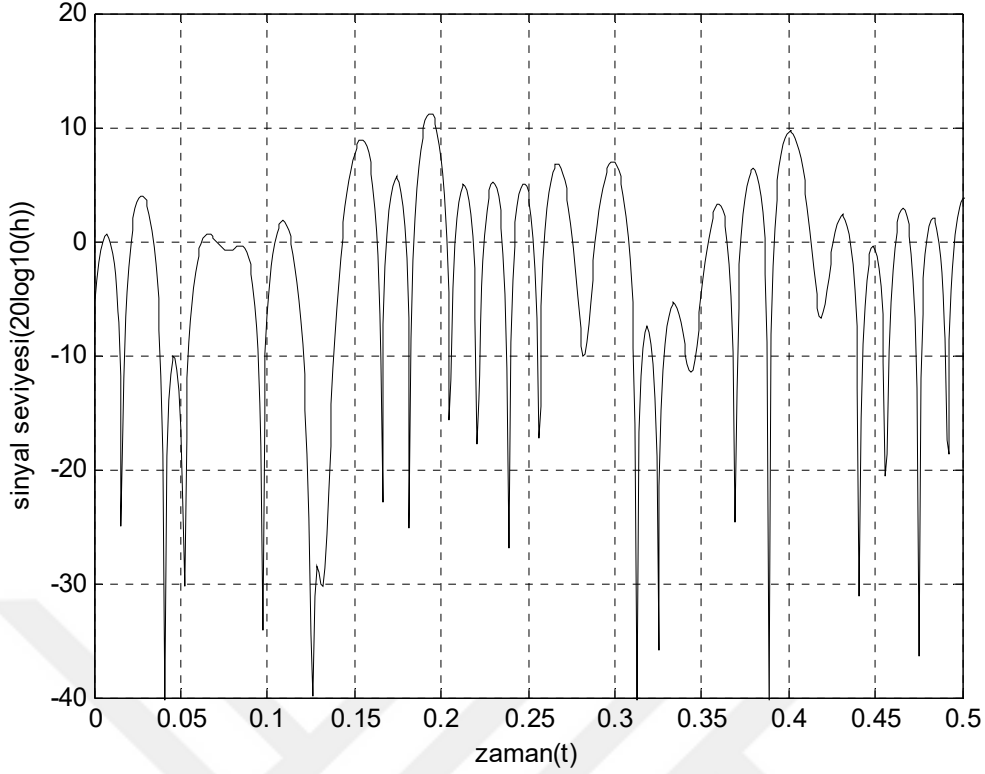
$$h_c(t) = \sqrt{\frac{2}{J}} \sum_{j=1}^J \cos(w_d t \cos \alpha_j + \phi_j) \quad (2.21)$$

$$h_s(t) = \sqrt{\frac{2}{J}} \sum_{j=1}^J \cos(w_d t \sin \alpha_j + \varphi_j) \quad (2.22)$$

Burada α_j , j 'inci yayılım yolu ile ilişkili gelen dalganın açısıdır. ϕ_j ve φ_j de dik bileşenlerin rasgele ilk fazlarıdır. w_d ise $\alpha_j = 0$ iken oluşan maksimum açısal Doppler frekansıdır. α_j , eşitlik (2.23)'deki gibi verilir (Xiao and Zheng 2009).

$$\alpha_j = \frac{2\pi \cdot j - \pi + \psi}{4J}, \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (2.23)$$

ϕ_j , φ_j ve ψ , tüm j değerleri için $[-\pi, \pi)$ aralığında düzgün dağılımlı ve istatistiksel olarak bağımsız rasgele değişkenlerdir. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi sönümlleme zarfı Rayleigh dağılımına uymaktadır.



Şekil 2.1 Eşitlik (2.20) ile elde edilen Rayleigh sönümlenme zarfı. $f_d=30$ Hz, $T_s=0.1$ ms, $J=8$ sinüsoidal.

Burada sönümlenme sinyali $h(t)$ 'nin istatistiksel özellikleri ile ilgili iki teorem verilecektir (Xiao and Zheng 2009).

Teorem 1: Sönümlenen sinyale ait dik bileşenlerin özilinti ve çapraz ilinti fonksiyonları ve karmaşık zarfın özilinti fonksiyonları aşağıdaki gibidir:

$$R_{h_c h_c}(\tau) = J_0(w_d \tau) \quad (2.24a)$$

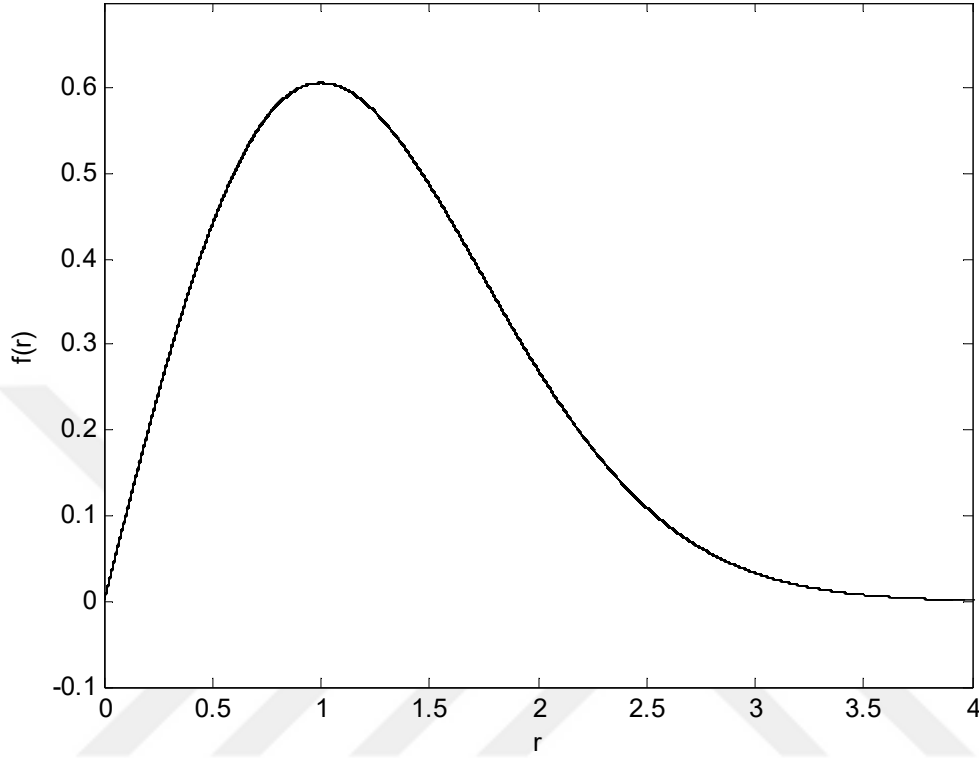
$$R_{h_s h_s}(\tau) = J_0(w_d \tau) \quad (2.24b)$$

$$R_{h_c h_s}(\tau) = R_{h_s h_c}(\tau) = 0 \quad (2.24c)$$

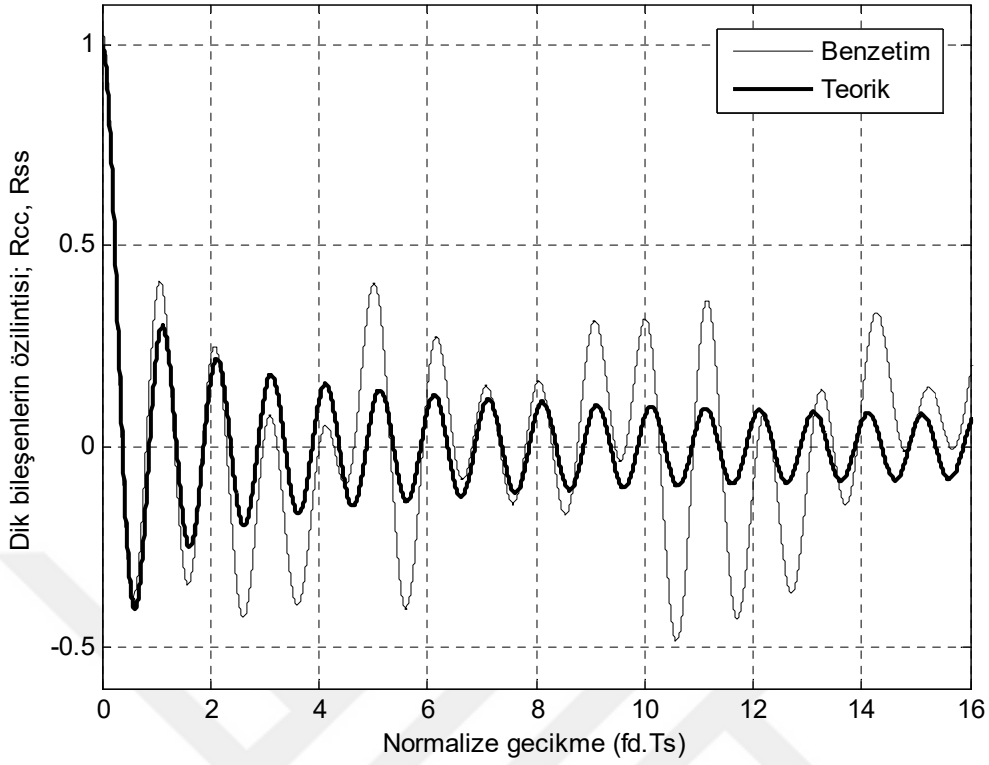
$$R_{h h}(\tau) = 2J_0(w_d \tau) \quad (2.24d)$$

Burada $J_n(\cdot)$, n 'inci dereceden birinci tür Bessel fonksiyonunu göstermektedir. (Xiao and Zheng 2009)'da, eşitlik (2.24a-2.24d)'de verilen ifadelerin, sinüsoidallerin sayısından bağımsız olduğu belirtilmiştir. Bu ifadeler, J değerinden bağımsız olarak istenilen ikinci derece istatistiklere tam olarak uyarlar. Burada karmaşık sönümlenme zarfının dik bileşenlerinin özilinti

ve çapraz ilinti fonksiyonlarının ve karmaşık sönümlenme zarfının özilintisi karmaşıklıktan dolayı anlatılmayacaktır. Şekil 2.2’de ve Şekil 2.3’de sırasıyla, Rayleigh sönümlenme zarfının OYF’si ve Rayleigh sönümlenme sinyalinin dik bileşenlerinin özilintisi verilmiştir.



Şekil 2.2 Rayleigh sönümlenme zarfının OYF’si. $T_s=0.1$ ms, $J=8$ sinüsoidal.



Şekil 2.3 Rayleigh sönümleme sinyalinin dik bileşenlerinin öziliintisi, $N = 1024$, $T_s = 0.1$ ms, $J=8$ sinüsoidal.

Teorem 2: J sonsuza yaklaştığı zaman sönümlenen sinyalin zarfı $|h|$, tam olarak Rayleigh dağılımına uyar ve fazı da $[-\pi, \pi)$ aralığında düzgün dağılımlı olur. Zarf ve fazın OYF'si eşitlik (2.25)'deki gibidir.

$$f_{|h|}(h) = |h| \exp\left(-\frac{|h|^2}{2}\right), \quad h \geq 0 \quad (2.25a)$$

$$f_{\theta}(\theta) = \frac{1}{2\pi}, \quad \theta \in [-\pi, \pi) \quad (2.25b)$$

2.5.2 Geliştirilmiş Jakes Kanal Modeli ile Oluşturulan Nakagami- m Kanal Modeli

Bu kanal modelinde, Jakes Kanal Modeli'ne göre m farklı yol için m adet Dopplerli Rayleigh kanal oluşturulur. Daha sonra frekans boyutunda m farklı yol için kanal katsayılarının genliklerinin karesi eşitlik (2.26)'daki gibi toplanır.

$$H(f) = \begin{cases} \sqrt{\sum_{i=1}^m |H_i(f)|^2} & , i > 1 \text{ ise} \\ \sqrt{|H_i(f)|^2} & , \text{ diğ}er \end{cases} \quad (2.26)$$

(2.26) ifadesindeki $H_i(f)$, (2.20) ifadesindeki i . yola ait Dopplerli Rayleigh kanalın Transfer fonksiyonudur. Kanal için tek bir yol olması durumunda $m=1$ olmaktadır ve kanal Rayleigh kanal modeline eşdeğer olmaktadır.



BÖLÜM 3

KLASİK DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA BAŞARIM ANALİZİ

Bu bölümde önce, literatürdeki klasik DFBC sinyali yapısı yeniden incelenmiş ve klasik DFBC işaretlerin SHO başarım analizi yapılmıştır. Bu kapsamda önce, TAK durumunda Ortalama SHO analizi yapılmıştır. Ardından sırasıyla yavaş ve hızlı sönümlenmeli kanallarda SHO ifadeleri verilmiştir. En son, hızlı sönümlenmeli kanalda nümerik ve benzetim sonuçlarından elde edilen başarım sonuçları karşılaştırılmıştır.

3.1 DFBC SİNYAL YAPISI

DFBC Sistemlerde yüksek hızlı seri veri dizisi çok sayıda düşük hızlı alt dizilere bölünürler. Bu diziler birbirine dik alt-taşıyıcı frekanlarda iletilirler. Klasik DFBC tekniğiyle frekans seçici sönümlenmeli kanal düz kanala dönüşür ve böylece kanalın frekans seçiciliği yok edilerek sönümleme etkisi azaltılır, dolayısıyla alıcı karmaşıklığı azalır (Goldsmith 2005). Tek taşıyıcı modülasyonla karşılaştırıldığında DFBC işaretler daha uzun bir sembol süresine sahip iken daha dar bir bant genişlikleri vardır.

N tane alt-taşıyıcı DFBC sistemi, N tane karmaşık değerli kaynak sembolünü (X_n , $n = 0, \dots, N-1$), N tane alt-taşıyıcıda paralel olarak iletir. Frekans uzayında semboller büyük harfle gösterilirler. Bu kaynak sembolleri, kaynak ve kanal kodlama, sembol haritalama ve modülasyondan sonraki sembollerdir. Seri veri sembollerinin kaynak sembol süresi T_m 'dir ve seri/paralel dönüşümden sonraki DFBC sembollerinin süresi eşitlik (3.1)'deki gibi olur.

$$T_s = N.T_m \quad (3.1)$$

DFBC'de sinyaller arasında diklik oluşturmak için komşu alt-taşıyıcılar arasındaki aralık eşitlik (3.2)'deki gibi verilir.

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.2)$$

$X_n, n = 0, \dots, N-1$ kaynak sembollerinden elde edilen N tane paralel modüle edilmiş kaynak sembolü bir DFBC sembolünü oluşturur. Dikdörtgen darbe şekillendirmeli bir DFBC sembolünün karmaşık zarfı zaman uzayında eşitlik (3.3)'deki gibi ifade edilebilir.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j2\pi f_n t) , \quad 0 \leq t < T_s \quad (3.3)$$

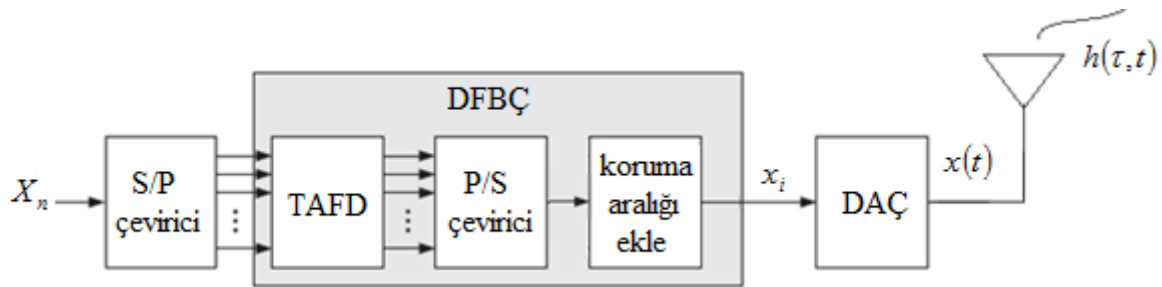
N tane alt-taşıyıcı frekansı eşitlik (3.4)'deki gibi yerleştirilmiştir.

$$f_n = \frac{n}{T_s}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3.4)$$

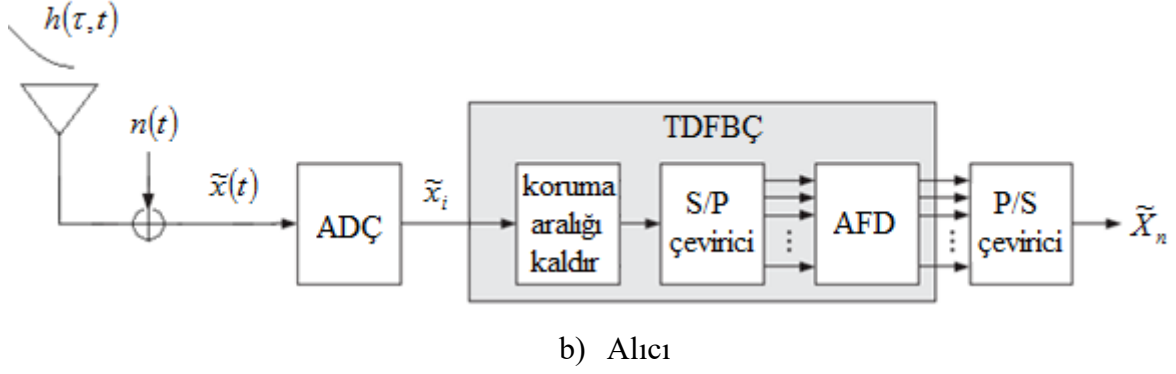
DFBC'nin önemli bir avantajı, çok taşıyıcılı bir modülasyon olduğu için TAFD kullanmak suretiyle ayrık zamanda gerçekleştirilebilmesidir. Bir DFBC sembolünün karmaşık zarfı $1/T_m$ hızında örneklenirse, eşitlik (3.5)'de verilen ayrık zamanlı işaret elde edilir.

$$x_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j2\pi n i/N) , \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (3.5)$$

Örneklenmiş $x_i; i = 0, \dots, N-1$ dizisi, $X_n; n = 0, \dots, N-1$ kaynak sembol dizisinin TAFD'sidir. Ayrık zamanlı DFBC işareti Dijital/Analog Çevirici (DAÇ)'dan geçirilerek sürekli işaret haline dönüştürülür. Şekil 3.1'de DFBC kullanan çok taşıyıcılı iletişim sistemine ait verici ve alıcı yapıları verilmiştir.



a) Verici



Şekil 3.1 DFBC uygulayan sayısal çok-taşıyıcılı iletim sistemi.

Alt-taşıyıcı sayısı arttığı zaman, DFBC sembol süresi T_s , kanalın en büyük gecikme yayılımı τ_m 'ye nazaran daha büyük olur ve SAK miktarı düşer. Bununla birlikte SAK ve TAK'ın etkisinden tamamen kurtulularak sinyaller arasındaki dikliği sürdürmek için komşu DFBC semboller arasına koruma aralığı T_k yerleştirilmesi gerekir (Fazel and Kaiser 2008). Koruma aralığı, eşitlik (3.6)'daki koşulu sağlar:

$$T_k \geq \tau_m \quad (3.6)$$

Koruma aralığı, her bir DFBC sembolün döngüsel bir uzantısıdır. Böylece DFBC sembolün süresi uzar ve eşitlik (3.7)'deki gibi verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$T'_s = T_s + T_k \quad (3.7)$$

SAK'ı önlemek için koruma aralığının ayırık uzunluğu (3.8)'de verilen örnek kadar olmak zorundadır (Fazel and Kaiser 2008).

$$L_k \geq \left\lceil \tau_m \cdot \frac{N}{T_s} \right\rceil \quad (3.8)$$

Bu durumda, döngüsel önekli koruma aralığına sahip örneklenmiş dizi eşitlik (3.9)'daki gibi verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$x_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j2\pi n i/N), \quad i = -L_k, \dots, N-1 \quad (3.9)$$

Daha sonra bu dizi DAÇ'dan geçer. DAÇ'ın çıkışındaki $x(t)$ sinyali RF taşıyıcı frekansı ile modüle edilir ve kanala gönderilir. Kanal çıkışında RF aşağı dönüşümden sonra alınan işarete TBGG $n(t)$ 'nin eklenmesi sonucu alınan işaret $\tilde{x}(t)$ eşitlik (3.10)'daki gibi verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$\tilde{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau,t)d\tau + n(t) \quad (3.10)$$

Burada $h(\tau,t)$, kanalın dürtü cevabını göstermektedir. Alınan $\tilde{x}(t)$ işareti, Analog/Dijital Çevirici (ADC)'den geçer. ADC'nin çıkış dizisi \tilde{x}_i ; $i = -L_k, \dots, N-1$ $\tilde{x}(t)$ 'nin $1/T_m$ hızında örneklemeyle elde edilir. SAK, alınan dizinin sadece ilk L_k örneğinde olduğu için bu L_k örnek çok taşıyıcılı demodülasyondan önce kaldırılır. \tilde{x}_i 'nin SAK'dan bağımsız kısmı $i = 0, \dots, N-1$, AFD kullanan ters DFBC ile demodüle edilir. AFD'nin çıkışında N tane karmaşık değerli sembolen oluşan çok taşıyıcılı demodülasyonlu \tilde{X}_n ; $n = 0, \dots, N-1$ dizisi elde edilir ve eşitlik (3.11) ile verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$\tilde{X}_n = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{x}_i \exp(-j2\pi n i / N) , \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.11)$$

Koruma aralığından dolayı TAK'dan kurtulduğu için her bir alt-kanal ayrı ayrı düşünülebilir. Ayrıca, her bir alt-kanaldaki sönümlemenin düz sönümleme olduğu ve SAK'ın kaldırıldığı varsayılarak, alınan sembol \tilde{X}_n , frekans boyutunda eşitlik (3.12)'deki gibi yeniden ifade edilebilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$\tilde{X}_n = H_n X_n + Z_n , \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.12)$$

Burada X_n n . alt-kanalda iletilen sembol, Z_n n . alt-kanala ait ve iki yönlü güç spektral yoğunluğu $N\sigma^2$ olan TBGG'dir. Düz sönümleme faktörü H_n kanal transfer fonksiyonunun n . alt-kanala ait örneğidir. TBGG'nin varyansı eşitlik (3.13) ile verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$\sigma^2 = E\{|Z_n|^2\} \quad (3.13)$$

SAK ve TAK ihmal edilebildiği zaman şekil 3.1’de verilen çok taşıyıcılı iletim sistemi, farklı karmaşık değerli kanal katsayılarına sahip N paralel Gaussian kanaldan oluşan, ayrık zamanlı ve ayrık frekanslı bir iletim sistemi olarak görülebilir (Fazel and Kaiser 2008).

3.2 KLASİK DFBC İŞARETLERİN SHO BAŞARIM ANALİZİ

3.2.1 Taşıyıcılar Arası Karışım Durumunda Ortalama SHO Analizi

Klasik DFBC sistemler, kanalın çok yollu saçılmasına karşı daha dayanıklıdır ve gecikme yayılması yüksek olan kanallarda veya yüksek veri hızlı iletimlerde daha basit denkleştirici kullanırlar. Öte yandan artan sembol süresi ile bir DFBC sistem, kanalın zaman değişimlerine karşı daha duyarlı hale gelir. Özellikle Doppler yayılımının etkisi alt-taşıyıcıların dikliğini bozar ve TAK oluşur. Alıcıda alınan işaretin sezilebilmesi için TAK’ın varyansının hesaplanması gerekir. TAK varyansı İKGO’yu hesaplamada kullanılır. TAK’ın varyansı aşağıdaki gibi verilir (Russel and Stuber 1996).

$$\sigma_I^2 = E_s - \frac{E_s}{N^2} \left\{ N + 2 \sum_{k=1}^{N-1} (N-i) J_o(2\pi f_d T_s .k) \right\} \quad (3.14)$$

Eşitlik (3.14)’de, $J_o(\cdot)$ sıfırdan birinci tür Bessel fonksiyonudur ve çift fonksiyondur. E_s sembol enerjisi, N alt-taşıyıcı sayısı ve f_d en büyük Doppler frekansıdır. Burada, azalmanın E_s, N, T_s ve f_d ’ye bağlı olduğu görülmektedir. (3.14) ifadesi, işaret yıldız kümesinden bağımsızdır.

Zarfı α ve fazı θ olan ve karmaşık kanal katsayıları $h = \alpha e^{j\theta}$ olan Rayleigh sönümlenmeli kanal için alıcıda alınan sembol İGO’sunun OYF’si eşitlik (3.15)’de verilen üstel ki-kare (chi-square) dağılımına sahip olur.

$$p_{\gamma_s}(\gamma_s) = \frac{1}{\bar{\gamma}_s} e^{-\gamma_s/\bar{\gamma}_s} \quad , \quad \gamma_s \geq 0 \quad (3.15)$$

Burada γ_s anlık İGO’dur. $\bar{\gamma}_s$, ortalama İGO olup, $\bar{\gamma}_s = E_s/N_0$ ’dır. E_s , sembol enerjisi ve N_0 , iki yanlı güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ olan TBGG’dir.

M-DöGM modülasyon metodu için SHO ifadesi eşitlik (3.16)'daki gibi verilir (Goldsmith 2005).

$$P_s(\gamma_s) = 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_s}{M-1}}\right) \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_s}{M-1}}\right)\right] \quad (3.16)$$

Burada γ_s , sembol için anlık İşaret Gürültü Oranı (İGO)'dur. M , modülasyon seviyesini göstermektedir. $Q(\cdot)$ işlemcisi Gaussian Q fonksiyonunu göstermektedir. (3.16) ifadesinin Rayleigh sönümlenmeli kanalda eşitlik (3.15)'de verilen OYF dağılımı üzerinde integrali alınmak suretiyle ortalaması alınır.

M-FaKA modülasyon metodu için SHO ifadesi eşitlik (3.17)'deki gibi verilir (Goldsmith 2005, Proakis 2001).

$$P_s(\gamma_s) = 2Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad (3.17)$$

Burada γ_s , sembol için anlık İGO'dur ve M yine modülasyon seviyesini göstermektedir. Rayleigh sönümlenmeli kanalda ortalama SHO, (3.17) ifadesinin eşitlik (3.15)'de verilen yine aynı İGO dağılımı üzerinden ortalamasının alınmasıyla bulunabilir.

Hızlı sönümlenme durumunda, ortalama SHO'yu hesaplamak için, Eşitlik (3.15) ile verilen OYF dağılımında $\bar{\gamma}_s$ yerine, aşağıda verilen (3.18) ifadesindeki İKGO yazılabilir.

$$\gamma_I = \frac{E_s}{N_0 + \sigma_I^2} \quad (3.18)$$

(3.18) ifadesinde, TAK yokken $\sigma_I^2 = 0$ 'dır. Bu durumda sonuç yavaş sönümlenmeli kanal ile eşdeğerdir. Fakat, kanalın hızlı sönümlenmesi durumunda, alt-taşıyıcıların dikliği bozulur ve $\sigma_I^2 \neq 0$ olur. Böylece ortalama SHO, TAK'ın gücüne bağlı olarak belli bir seviyenin altına düşmez.

3.2.2 Yavaş Sönümlmeli Kanalda Ortalama SHO Analizi

Bu alt bölümdeki hesaplamalarda, Moment Üreten Fonksiyon (Moment Generating Function, MÜF) Kullanarak Ortalama SHO Analizi yapılmıştır. Tekli kullanıcıli iletimin olduğu, alt-taşıyıcılar arasında her hangi bir karışımın olmadığı ve semboller arası karışımın olmadığı varsayılmıştır. Yavaş sönümlmeli kanallarda, ortalama sembol hata olasılığı ifadesi, genel olarak sembol İGO'su γ 'nın OYF'si üzerinde SHO'nun ortalaması alınarak elde edilir ve eşitlik (3.19)'daki gibi verilir (Simon and Alouini 2005) .

$$\bar{P}_s = \int_{\gamma_s=0}^{\infty} P_s(\gamma_s) p_{\gamma_s}(\gamma_s) d\gamma_s \quad (3.19)$$

Eşitlik (3.19)'da $p_{\gamma_s}(\gamma_s)$, İGO'nun OYF'sidir. Yavaş sönümlmeli kanallarda, İGO'nun OYF'sini kullanarak (3.19) ile verilen integrali almak hesapsal olarak zordur. Bu yüzden çoğu durumda MÜF kullanılmaktadır. MÜF ifadesi eşitlik (3.20)'deki gibi verilir (Simon and Alouini 2005).

$$M_{\gamma_s}(s) = \int_{\gamma_s=0}^{\infty} e^{s\gamma_s} p_{\gamma_s}(\gamma_s) d\gamma_s \quad (3.20)$$

Burada, eşitlik (3.15) eşitlik (3.20)'de yerine yazılır ve integrali alınırsa Rayleigh sönümlmeli kanalda MÜF ifadesi eşitlik (3.21)'deki gibi elde edilir (Simon and Alouini 2005).

$$M_{\gamma_s}(s) = (1 - s\bar{\gamma}_s)^{-1} \quad (3.21)$$

Burada, alıcıda alınan ortalama İGO $\bar{\gamma}_s = E[\gamma_s] = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / N_0)$ ile verilir. $\|h\|^2 = \alpha^2$ 'dir. $E(\cdot)$ istatistiksel ortalama ve $\|\cdot\|$ norm işlemcisidir. $s = -a^2 / (2\sin^2\phi)$ ve M-FaKA modülasyonu için $a^2 = 2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

M-FaKA modülasyon metodu için sembol hata olasılığı eşitlik (3.22)'deki gibi verilir (Simon and Alouini 2005).

$$P_s(\gamma_s) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \exp\left(\frac{-a^2\gamma_s}{2\sin^2\phi}\right) d\phi \quad (3.22)$$

Rayleigh sönümlmeli kanalda M-FaKA Modülasyon metodu için eşitlik (3.19)'dan MÜF ve İGO'nun OYF'si kullanılarak ortalama SHO ifadesi eşitlik (3.23)'deki gibi verilir (Simon and Alouini 2005).

$$\begin{aligned} \bar{P}_s &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_s}(s) d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \frac{1}{(1-s\bar{\gamma}_s)} d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{a^2}{2\sin^2\phi} \bar{\gamma}_s\right)^{-1} d\phi \end{aligned} \quad (3.23)$$

Burada $s = -a^2/(2\sin^2\phi)$ ve M-FaKA modülasyonu için $a^2 = 2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

M-DöGM sistemi için TBGG kanalda (3.16) eşitliği ile verilen SHO ifadesi, hem Gaussian Q fonksiyonunu hem de karesini içermektedir. $Q^2(z)$ integrali, Ortalama SHO ifadesini MÜF cinsinden elde etmeye engeldir. Bunun için (Simon and Divsalar 1998) 'de verilen $Q^2(z)$ 'nin alternatif gösterimi kullanılarak eşitlik (3.16)'da verilen SHO ifadesi aşağıda verilen eşitlik (3.24)'deki gibi üsteller cinsinden yazılabilir (Goldsmith 2005).

$$P_s(\gamma_s) = \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_{\phi=0}^{\pi/2} \exp\left(\frac{-a\gamma_s}{2\sin^2\phi}\right) d\phi - \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_{\phi=0}^{\pi/4} \exp\left(\frac{-a\gamma_s}{2\sin^2\phi}\right) d\phi \quad (3.24)$$

Rayleigh sönümlmeli kanalda M-DöGM modülasyon metodu için eşitlik (3.19)'dan MÜF ve İGO'nun OYF'si kullanılarak ortalama SHO ifadesi eşitlik (3.25)'deki gibi verilir (Goldsmith 2005).

$$\begin{aligned} \bar{P}_s &= \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_{\phi=0}^{\pi/2} M_{\gamma_s}(s) d\phi - \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_{\phi=0}^{\pi/4} M_{\gamma_s}(s) d\phi \\ &= \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_{\phi=0}^{\pi/2} \left(1 + \frac{a}{2\sin^2\phi} \bar{\gamma}_s\right)^{-1} d\phi - \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_{\phi=0}^{\pi/4} \left(1 + \frac{a}{2\sin^2\phi} \bar{\gamma}_s\right)^{-1} d\phi \end{aligned} \quad (3.25)$$

Burada $s = -a/(2\sin^2\phi)$ ve M-DöGM modülasyonu için $a = 3/(M-1)$ 'dir.

3.2.3 Hızlı Sönümlmeli Kanalda Ortalama SHO Analizi

Hızlı sönümlmeli kanalda meydana gelen frekans kayması (Doppler yayılımı) DFBC gibi çok taşıyıcılı sistemlerde farklı modülasyon teknikleri için artan İGO'ya rağmen başarımın iyileşmemesine neden olur. Bunun nedeni, çok taşıyıcılı sistemlerin spektrumun örtüşmesine müsaade etmesine rağmen taşıyıcılar arası karışıma müsaade etmeyen dik alt-taşıyıcılar kullanmasıdır. Dolayısıyla farklı alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti herhangi bir frekans kayması yokken sıfırdır. Oysa Doppler kayması, alt-taşıyıcıların frekansını değiştirdiğinden (diklik bozulduğundan) alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti sıfır olmaz ve TAK olarak ortaya çıkan bir gürültü, başarımı belirli bir seviyenin altına düşürmez. Bir başka deyişle, İGO'nun belli bir değerinden sonra hata olasılığı, İGO'dan bağımsız olur. Dolayısıyla performanstaki bu azalma, hareketlinin hızına bağlı olarak ortaya çıkan Doppler frekansı f_d , modülasyonlu sembol süresi T_s ve alt-taşıyıcı sayısı N 'nin bir fonksiyonudur. M-FaKA ve M-DöGM Modülasyon metotları için Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda ve Doppler durumunda oluşan sembol hata olasılığı eşitlik (3.26)'daki gibi verilir (Goldsmith 2005).

$$\bar{P}_{s,doppler} = \bar{P}_s \cdot (1 + \bar{\gamma}_s (1 - \rho_c) / 2\pi) \quad (3.26)$$

Burada \bar{P}_s , Dopplersiz ortalama hata olasılığı, $\bar{\gamma}_s$ ortalama sembol işaret gürültü oranı ve ρ_c de kanal ilinti katsayısıdır. İlinti katsayısı, bir sembol süresi içinde alt-taşıyıcılar arasındaki ilintiye, normalize Doppler frekansına göre veren katsayıdır. Özilinti fonksiyonunun Fourier dönüşümü Doppler güç spektrumunu verir. Farklı Doppler Güç Spektrumlarına göre farklı ilinti katsayı modelleri vardır. Bunlardan düzgün dağılımlı (uniform scattering) model için ρ_c eşitlik (3.27)'deki gibi verilir (Goldsmith 2005).

$$\rho_c = J_0(2\pi \cdot f_d \cdot N \cdot T_s) \quad (3.27)$$

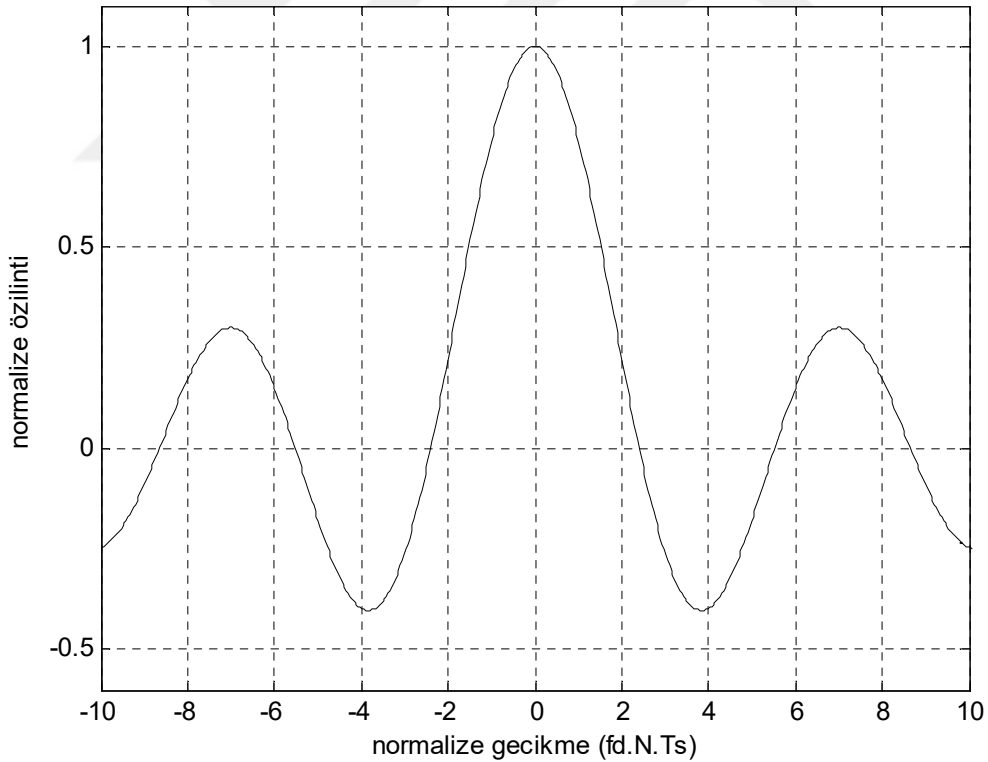
(3.27) ifadesinde eşitliğin sağ tarafının içi sıfıra yaklaştıkça eşitliğin sol tarafı 1'e yaklaşır ki bu durumda Doppler etkisinin gittikçe yok olduğu görülür. $\rho_c = 1$ durumunda Doppler etkisi

olmazken $\rho_c = 0$ durumunda maksimum Doppler etkisi görülür. Hata olasılığı sembol hızı $R_s = 1/(N.T_s)$ ile ters orantılıdır.

(3.27) ifadesinde $J_o(x)$, sıfırıncı dereceden birinci tür bessel fonksiyonudur ve eşitlik (3.28) 'deki gibi verilir (Haykin and Moher 2005).

$$J_o(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{-jx \cos(\theta)} d\theta \quad (3.28)$$

Şekil 3.2, (3.27) eşitliğindeki ilinti fonksiyonunun grafiğini vermektedir ve normalize gecikmeye bağlı olarak normalize özilinti göstermektedir. Modülasyon sembol süreleri 0.1 ms olan 64 alt-taşıyıcı klasik bir DFBC sistemde, 463 Hz'lik en büyük Doppler frekansı için normalize Doppler frekansı $f_d.N.T_s = 2.9632$ 'dir.

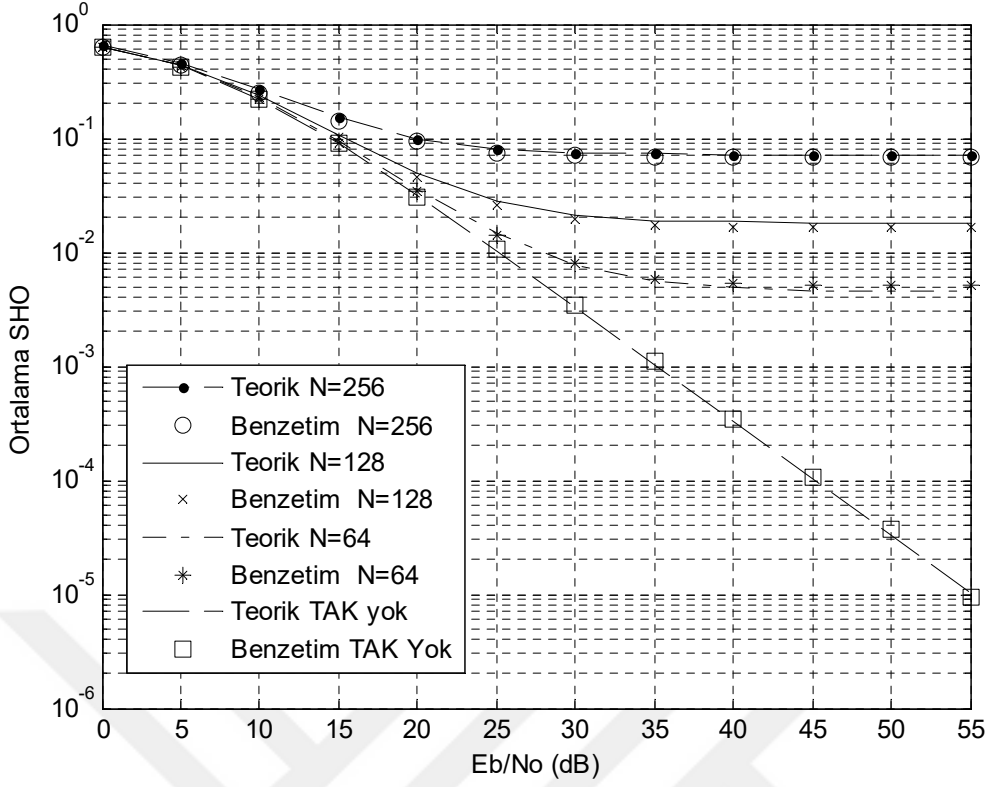


Şekil 3.2 (3.27) eşitliğindeki ilinti fonksiyonu $\rho_c . T_s=0.1$ ms, $N=64$, $f_d=[-463,463]$ Hz.

3.2.4 Hızlı Sönümlmeli Kanalda Nümerik Başarım Sonuçları

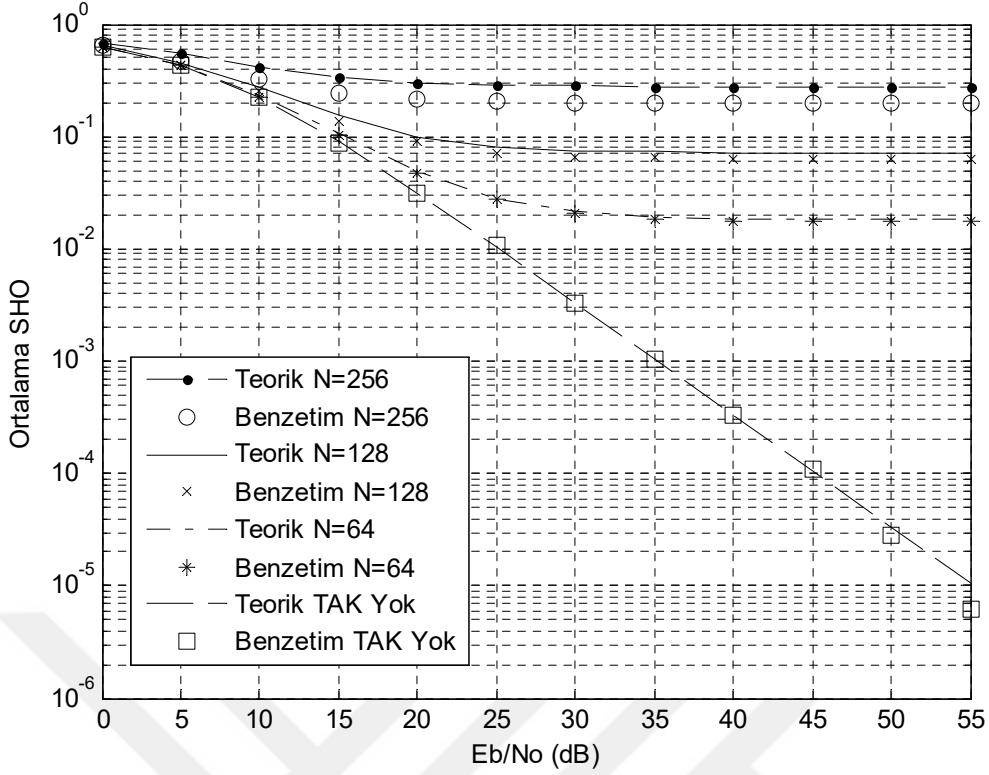
Bu alt bölümde, klasik DFBC sisteminin hızlı sönümlmeli Rayleigh kanallarda M-DöGM ve M-FaKA modülasyon metotları kullanılarak elde edilen teorik başarım sonuçları benzetimle elde edilen başarım sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda, karşılaştırma yapmak amacıyla Doppler kaymasının olmadığı durum şekillerde gösterilmiştir. Sayısal hesaplamalar için gezgin hızları sırasıyla 50 ve 100 km/sa , en büyük Doppler frekansı sırasıyla $f_d = 231.5$ Hz ve $f_d = 463$ Hz alınmıştır. Taşıyıcı frekansı $f_c = 5$ GHz, bant genişliği $W = 1/T = 1$ MHz ($T = 1 \mu s$) kabul edilmiştir. Böylece $N=64$ için normalize Doppler frekansı $f_d.N.T_s = 0.0148$ 'dir. $N=128$ ve $N=256$ için normalize Doppler frekansları sırasıyla $f_d.N.T_s = 0.0296$ ve $f_d.N.T_s = 0.0593$ 'dür. Şekil 3.3 ve şekil 3.4'de frekans seçici Rayleigh sönümlmeli kanalda teorik ve benzetim sonuçları verilmiştir. Benzetimlerde kanal bozulması için Dopplerli Jakes formülü kullanılmıştır. Teorik hesaplarda Doppler spektrumu için eşitlik (3.27)'deki düzgün saçılmalı ilinti katsayısı kullanılmıştır (Goldsmith 2005).

Şekil 3.3'de 50 km/sa ($f_d = 231.5$ Hz) için ve şekil 3.4'de 100 km/sa ($f_d = 463$ Hz) için SHO karşılaştırmaları verilmiştir. Teorik SHO hesaplamalarında 16-FaKA modülasyon metodu için eşitlik (3.23) ve eşitlik (3.26) kullanılmıştır.



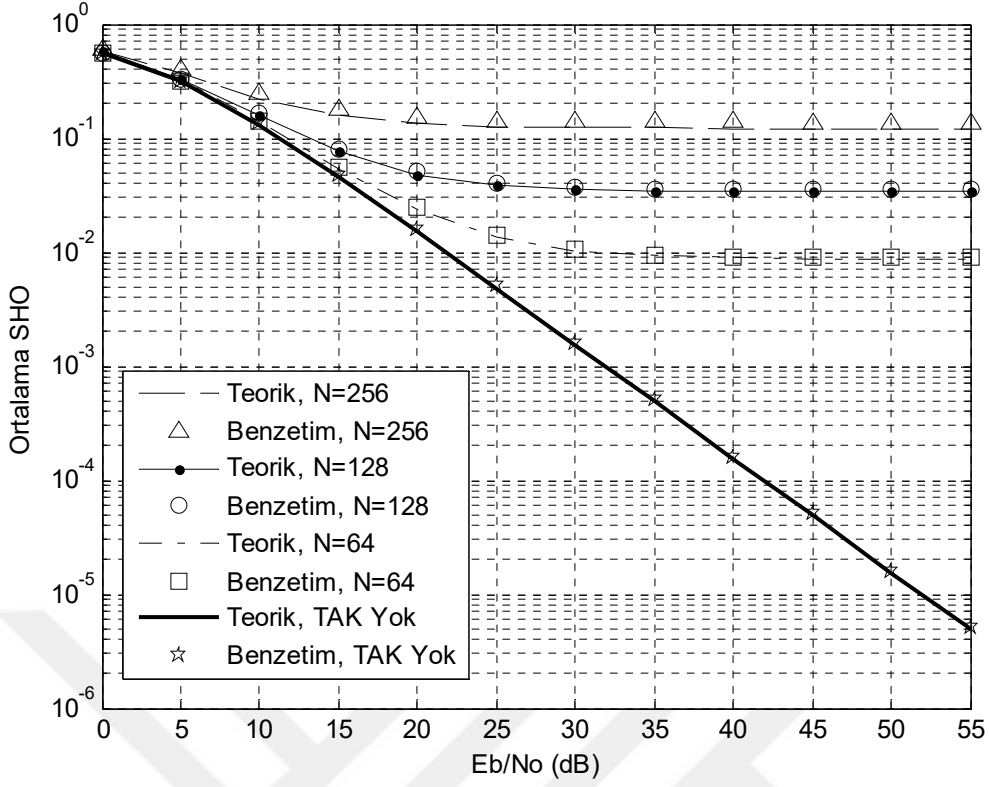
Şekil 3.3 16-FaKA'lı klasik DFBC sisteminin SHO başarımı. Gezgin hızı 50 km/sa, $f_d = 231.5$ Hz.

Şekil 3.3 ve şekil 3.4'den görülmektedir ki Doppler kayması arttıkça başarımında azalma meydana gelmektedir. Aynı problem alt-taşıyıcı sayısındaki artış ile de meydana gelmektedir. Ortalama E_b/N_0 büyük olduğu zaman her hangi bir hızda ve her hangi sayıda alt-taşıyıcı için TAK, son derece sınırlayıcı bir faktördür.



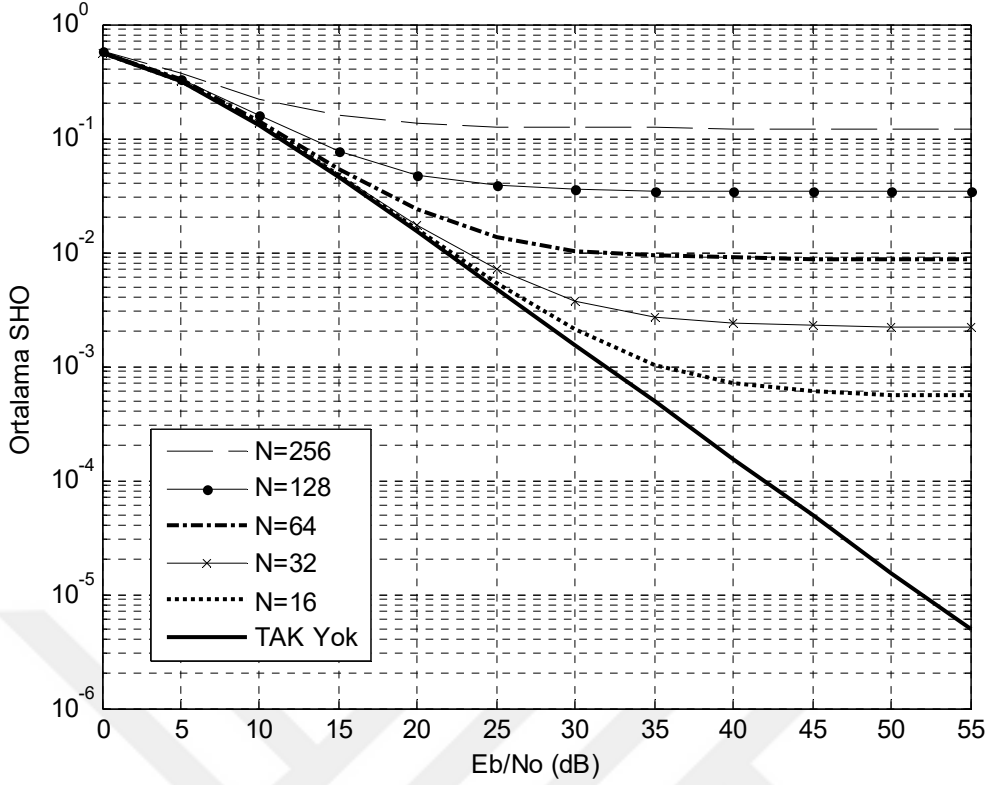
Şekil 3.4 16-FaKA'lı klasik DFBC sisteminin SHO başarımı. Gezgin hızı 100 km/sa , $f_d = 463 \text{ Hz}$.

Bir sonraki adımda 16-DöGM DFBC sistemi için yine gezgin hızı 100 km/sa , maksimum Doppler frekansı $f_d = 463 \text{ Hz}$ ve taşıyıcı frekansı $f_c = 5 \text{ GHz}$ 'dir. Bant genişliği $W = 1/T = 1 \text{ MHz}$ ($T = 1 \mu\text{s}$) varsayılmıştır. Şekil 3.5'de frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanalda 16-DöGM DFBC sisteminin teorik ve benzetim sonuçlarının karşılaştırması görülmektedir. Benzetimlerde kanal bozulması için Dopplerli Jakes Formülü kullanılmıştır. Teorik hesaplarda Doppler kayması için eşitlik (3.27)'deki düzgün saçılmalı ilinti katsayısı kullanılmıştır (Goldsmith 2005). Teorik SHO hesaplamalarında eşitlik (3.25) ve eşitlik (3.26) kullanılmıştır.



Şekil 3.5 16-DöGM’li klasik DFBC sisteminin ilinti katsayısı kullanılarak hesaplanan SHO başarımı. Gezgın hızı 100 km/sa , $f_d = 463 \text{ Hz}$.

Şekil 3.6’da klasik DFBC sisteminin Doppler yokken ve $N=16, 32, 64, 128$ ve 256 alt-taşıyıcı için Doppler etkisi altında frekans seçici Rayleigh sönümlmeli kanalda başarımlarının karşılaştırması görülmektedir. Kullanılan modülasyon metodu 16-DöGM’dir. SHO sonuçları eşitlik (3.18)’in eşitlik (3.15)’de yerine yazılmasıyla elde edilen İGO’nun OYF’sinin (3.19)’da kullanılmasıyla nümerik olarak elde edilmiştir.



Şekil 3.6 16-DöGM’li klasik DFBC sisteminin varyans kullanılarak hesaplanan SHO başarımı. Gezgini hızı 100 km/sa , $f_d = 463 \text{ Hz}$.

Şekil 3.6’da elde edilen teorik sonuçların Şekil 3.5 ve (Wang et al. 2006b)’de verilen sonuçlarla tam olarak uyumlu olduğu görülmektedir. Bu da yapılan SHO analizlerinin doğruluğunu göstermektedir.

3.3 SONUÇLAR

Bu alt bölümde önce, klasik DFBC sinyal yapısı incelenmiş ve ardından zamanla değişen, frekans seçici ve Rayleigh sönümlenmeli kanallarda M-FaKA ve M-DöGM modülasyonu kullanan klasik DFBC sistemde TAK durumunda SHO ifadeleri verilmiştir.

Ardından, yavaş sönümlenmeli kanalda ortalama SHO analizi yapılmıştır. Yavaş sönümlenmeli kanallarda, İGO’nun OYF’sini kullanarak (3.19) ile verilen integrali almak hesapsal olarak zor olduğundan ortalama SHO’yu hesaplamak için MÜF kullanılmıştır. Yavaş sönümlenme durumunda TAK’ın varyansı sıfır olmaktadır. Daha sonra, hızlı sönümlenmeli kanalda ortalama SHO analizi yapılmıştır.

Son olarak klasik DFBC sisteminin hızlı sönümlenmeli, frekans seçici ve Rayleigh kanallarda M-DöGM ve M-FaKA modülasyon metotları kullanılarak elde edilen teorik başarımların sonuçları benzetimle elde edilen başarımların sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda, karşılaştırma yapmak amacıyla Doppler kaymasının olmadığı durum şekillerde gösterilmiştir. Benzetimlerde kanal bozulması için eşitlik (2.20)'de verilen Dopplerli Jakes Formülü kullanılmıştır. Teorik hesaplarda Doppler spektrumu için eşitlik (3.27)'deki düzgün saçılmalı ilinti katsayısı kullanılmıştır (Goldsmith 2005). Hızlı sönümlenmeli kanalda ve Doppler durumunda oluşan ortalama SHO, (3.26) ifadesi ile hesaplanmıştır. Ayrıca, 16-DöGM modülasyon metodu için, Doppler etkisi altında frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanalda başarımların karşılaştırması eşitlik (3.14)'deki TAK'ın varyansı kullanılarak yeniden hesaplanmıştır. Bu hesaplamada, alıcıda alınan işaretin sezilebilmesi için TAK'ın varyansı (3.14) ifadesindeki gibi hesaplanmış ve hızlı sönümlenme durumunda, ortalama SHO'yu hesaplamak için bu varyans değeri (3.18) ifadesinde kullanılarak alıcı girişindeki yeni İKGO elde edilmiştir. Bu yeni İKGO değeri, SHO hesaplamalarında eşitlik (3.15) ile verilen OYF dağılımında $\bar{\gamma}_s$ yerine yazılmıştır. Şekil 3.6'da elde edilen teorik sonuçların şekil 3.5 ve (Wang et al. 2006b)'de verilen sonuçlarla tam olarak uyumlu olması, yapılan SHO analizlerinin doğruluğunu göstermektedir.

Sonuç olarak, Doppler kayması arttıkça başarımlarda azalma meydana gelmektedir. Aynı problem alt-taşıyıcı sayısındaki artış ile de meydana gelmektedir. Ortalama E_b/N_0 büyük olduğu zaman her hangi bir hızda ve her hangi sayıda alt-taşıyıcı için TAK, son derece sınırlayıcı bir faktördür.

BÖLÜM 4

ÇEŞİTLEME, DENKLEŞTİRME, ÇOKLU-GİRİŞ ÇOKLU-ÇIKIŞ SİSTEMLER

Bu bölümde önce, çeşitleme tanımı verilmiş, ardından alıcı denkleştirme teknikleri incelenerek, alıcıda denkleştirici çıkışında elde edilen modülasyonlu sembol kestirimleri verilmiştir. Daha sonra, ÇGÇÇ sistemler incelenmiştir. Ardından UZK'nin blok kodlamalı yapısı olan Alamouti UZBK yapısı analiz edilmiştir. Yapılan analizde, 2 verici, 1 veya 2 alıcı antenli ÇGÇÇ sistemler için DFBC işaret yapısını kullanan Alamouti UZBK işaretler için MÜF ifadeleri türetilmiştir. Daha sonra, sırasıyla 2×1 ve 2×2 uzay-zaman kodlu Alamouti DFBC işaretler için türetilen MÜF ifadeleri kullanılarak yavaş sönmülemeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda SHO ve SKO ifadeleri elde edilmiştir. Türetilen ifadelerden elde edilen nümerik sonuçlar, benzetimlerle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Son olarak da 2×1 Alamouti UFBK yapısını kullanan DFBC işaretler için sistem modeli ve benzetim sonuçları verilmiştir.

4.1 ÇEŞİTLEME TANIMI

Kablosuz gezgin haberleşmede çeşitleme teknikleri, çok yollu sönmülemenin etkilerini azaltmak için yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Rappaport 2002, Simon and Alouini 2005). Çeşitleme tekniği, alıcıda, iletilen sinyallerin çoklu kopyalarını gerektirir. Çeşitlemenin temel düşüncesi, bir sinyalin iki ya da daha fazla örneğinin birbirinden bağımsız bir şekilde iletilmesine dayanmaktadır. Böylece tüm bağımsız iletilen kopyaların aynı anda şiddetli sönmüleme olasılığı düşecektir ve uygun bir şekilde birleştirilmesiyle iletim güvenilirliğinde de bir artma meydana gelecektir. Kablosuz iletişim sistemlerinde performansı artırmak için kullanılan başlıca üç tür çeşitleme tekniği vardır. Bunlar: Zaman, Frekans ve Uzay çeşitlemesidir.

4.1.1 Zaman Çeşitlemesi

Zaman çeşitlemesi, aynı bilginin farklı zamanlarda tekrar tekrar iletilmesiyle yapılır. Sönmülemelerin birbirinden bağımsız olmaları için, kopyalar arasındaki gerekli zaman ayırımı,

en az kanalın uyumluluk zamanı kadar olmalıdır. Kanalın uyumluluk zamanı, sönümlleme hızı (Doppler yayılımı)'nın tersi olup, kanalın zamanla ne kadar değiştiğinin bir göstergesidir. Hata kontrol kodlaması, kodlamasız sistemlere göre bir kazanç sağlamak için sayısal iletişim sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılır. Gezgin iletişimde ise hata kontrol kodlaması, zaman çeşitlemesini gerçekleştirmek için serpiştirme metodu (interleaving) ile birleştirilir. Bu durumda iletilen sinyallerin kopyaları genellikle hata kontrol kodlaması tarafından zaman uzayında fazlalık şeklinde alıcıya ulaşır (Naguib and Calderbank 2000). İletilen sinyallerin kopyaları arasındaki zaman ayırımı, kod çözücünün girişinde bağımsız sönümlmeler elde etmek için serpiştirilen zaman ile sağlanır. Zaman serpiştirme, kod çözme gecikmeleri ile sonuçlandığı için bu teknik genelde, kanalın uyumluluk zamanının küçük olduğu hızlı sönümlmeli ortamlarda etkili olur. Yavaş sönümlmeli kanallar için, büyük bir serpiştirme zamanı, ses iletimi gibi gecikmeye duyarlı uygulamalar için telafi edilemeyen önemli gecikmelere yol açabilir. Bu sınırlama, bazı gezgin radyo sistemlerinin zaman çeşitlemesini kullanmasına imkan vermez. Örneğin, bir gezgin radyo istasyonu durağan ise, zaman çeşitlemesini kullanmanın, sönümlmeyi azaltmaya faydası olmaz. Aynı zamanda, zaman uzayında sunulan fazlalıktan dolayı bant genişliği verimliliğinde bir kayıp meydana gelir.

4.1.2 Frekans Çeşitlemesi

Frekans çeşitlemesinde, aynı bilgiyi göndermek için farklı frekanslar kullanılır. Kullanılan frekansların her bir frekansla ilişkilendirilmiş bağımsız sönümlmeyi garanti etmesi için yeteri kadar aralıklı olması gerekir. Kanalın uyumluluk bant genişliğinin birkaç katı büyüklüğündeki bir frekans ayırımı, farklı frekanslar için sönümlleme istatistiklerinin ilintisiz olmasını garanti edecektir (Vucetic and Yuan 2003). Farklı ortamların uyumluluk bant genişlikleri de farklıdır. Gezgin iletişimde iletilen sinyallerin kopyaları, farklı frekanslarda alıcıya ulaşır. Doğrudan Dizili Yayılı Spektrum (Direct Sequence Spread Spectrum, DDYS), Çok taşıyıcılı modülasyon ve Frekans hoplaması frekans çeşitlemesi kullanan bazı tekniklerdir. Kanalın uyumluluk bant genişliği küçük olduğu zaman yayılı spektrum teknikleri etkili olur. Bununla birlikte kanalın uyumluluk bant genişliği, yayılım bant genişliğinden daha büyük olduğu zaman, çok yollu gecikme yayılımı sembol periyoduna nazaran küçük olur. Bu durumda yayılı spektrum frekans çeşitlemesi sağlamak için yetersiz kalır. Zaman çeşitlemesine benzer olarak frekans çeşitlemesi de frekans uzayında sunulan fazlalıktan dolayı bant genişliği verimliliğinde bir kayba yol açar.

4.1.3 Uzay Çeşitlemesi

Anten çeşitlemesi olarak da adlandırılan Uzay çeşitlemesi, kablosuz mikrodalga iletişimde yaygın bir tekniktir. Genellikle gönderme veya alım için uzayda bir hizada sıralanan anten dizileri veya çoklu antenler kullanılarak gerçekleştirilirler. Her bir sinyalin ilintisiz olması için çoklu antenler fiziksel olarak uygun bir aralıkla yerleştirilirler. Ayırım miktarı, anten yüksekliği, frekans ve yayılım ortamı ile değişir. Genellikle birkaç dalga boyluk ayırım, ilintisiz sinyaller elde etmeye yeter (Vucetic and Yuan 2003). Uzay çeşitlemesinde iletilen sinyallerin kopyaları genellikle, uzay boyutunda fazlalık şeklinde alıcıya ulaşır. Zaman frekans çeşitlemesinden farklı olarak uzay çeşitlemesi, bant genişliği verimliliğinde her hangi bir kayıp oluşturmaz. Bu özellik, gelecek yüksek veri hızlı kablosuz iletişim için ilgi çekicidir.

Uzay çeşitlemesinin Polarizasyon çeşitlemesi ve Açık çeşitlemesi olmak üzere iki çeşidi vardır. (Vucetic and Yuan 2003). Birincisinde yatay ve dikey polarizasyon sinyalleri, iki farklı kutuplu anten ile iletilir ve iki farklı kutuplu anten ile alınır. Bir anten dikey polarizasyonlu elektromanyetik bir dalga yayıyorsa, bu anten dikey polarizasyonlu olarak tanımlanır. Bir anten yatay polarizasyonlu elektromanyetik bir dalga yayıyorsa, bu anten yatay polarizasyonlu olarak tanımlanır. Farklı polarizasyonlar, sinyaller arasında ilintisizliği garanti etmek için antenler arasında belli bir aralık bırakmayı gerektirmez (Naguib and Calderbank 2000). İkincisinde, iletilen sinyaller uzayda büyük ölçüde saçıldığı zaman, farklı yönlerden alınan sinyaller birbirinden bağımsız olurlar. Böylece iki ya da daha fazla yönlü anten iletilen sinyallerin ilintisiz kopyalarını almak için alıcıda farklı yönlere yönlendirilirler. Açık çeşitlemesi genelde taşıyıcı frekansı 10 GHz'den büyük sinyaller için kullanılır (Vucetic and Yuan 2003).

Çoklu antenlerin, kablosuz kanalın iletim ucunda mı, yoksa alım ucunda mı kullanıldığına göre uzay çeşitlemesini üç farklı sınıfa ayırabiliriz:

- Verici çeşitlemesi (transmit diversity); çoklu verici anten ve tek bir alıcı anten yapısı gerektirir. Sinyal vericide işlenir ve çoklu antenler vasıtasıyla belli bir yöntemle iletilir. Literatürde, bu tip yapıyı kullanan kablosuz kanallar Çoklu-Giriş Tekli-Çıkış (Multi-Input Single-Output, ÇGTÇ) kanallar olarak anılırlar.
- Alıcı çeşitlemesi (receive diversity); tek bir verici anten ve çoklu alıcı anten yapısı gerektirir. İletilen sinyallerin bağımsız kopyaları, alınan toplam İGO'yu artırmak ve çok yönlü sönmülemeyi yenmek için alıcıda uygun bir şekilde birleştirilirler. Literatürde, bu

tip yapıyı kullanan kablosuz kanallar Tekli-Giriş Çoklu-Çıkış (Single-Input Multi-Output, TGÇÇ) kanallar olarak anılırlar.

- Hem verici hem alıcı çeşitlemesi; hem verici uçta hem de alıcı uçta çoklu antenler gerektirir. Alıcı ve verici çeşitlemesini yapısında barındırır. Literatürde, bu tip yapıyı kullanan kablosuz kanallar Çoklu-Giriş Çoklu-Çıkış (Muli-Input Multi-Output, ÇGÇÇ) kanallar olarak anılırlar.

4.2 ALICI DENKLEŞTİRME TEKNİKLERİ

Uzay çeşitleme tekniği, verici ve/veya alıcıda birden fazla anten kullanılmasını gerektirir. Ancak DFBC'li bazı sistemler ile vericide sadece bir anten kullanılarak da çeşitleme sağlanabilmektedir. Çoklu antenlerle vericiden alıcıya tek bir sinyalin ilintili kopyaları gönderilir. Alıcıda çoklu antenlerle alınan sinyaller, toplam alınan sinyalin İGO'sunu arttıracak şekilde çeşitli birleştirme teknikleri ile birleştirilirler. Diğer taraftan alıcı denkleştirme tekniği, vericiden gönderilen tek bir kopyanın algılanması işlemidir. Tek antenli bir alıcı (veya alıcıdaki her bir anten) için DFBC gibi çok taşıyıcılı bir sistemde birleştirme tekniği alıcı denkleştirme tekniği olarak görülebilir. Kısaca denkleştirme, tek bir antenle sinyal algılamasını ifade ederken, birleştirme birden çok antenle algılanan sinyallerin uygun şekilde birleştirilmesini (veya toplanmasını) ifade etmektedir. Bazı alıcı birleştirme teknikleri Kanal Durum Bilgisini (Channel State Information, KDB) gerektirir.

Çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı iletişim sistemlerinin başarımı genellikle, toplam alınan İGO'yu artırmak için çoklu sinyal kopyalarının alıcıda nasıl birleştirildiğine bağlıdır. Bu yüzden çeşitleme teknikleri, alıcıda kullanılan birleştirme yöntemlerine göre de sınıflandırılabilir. Uygulama karmaşıklığı ve alıcıdaki birleştirme yöntemi tarafından gerekli KDB seviyesine göre çeşitli birleştirme teknikleri (alıcı çeşitlemesi) vardır. Diğer taraftan alıcıda alınan sinyalin algılanması da Tekli-Kullanıcı (Single-User, TK) algılaması ve Çoklu Kullanıcı (Multi-User, ÇK) algılaması şeklinde iki grupta incelenebilir (Fazel and Kaiser 2008). TK algılama tekniğinde alıcı, çoklu kanallardan gelen Çoklu Erişim Karışımını (Multiple Access Interference-ÇEK) dikkate almaz. Ayrıca, çoklu kanallarda iletilen sembollerde meydana gelen bozulma, düz sönümleme durumunda tek katsayılı denkleştirme (One Tap Equalizer) ile telafi edilebilir. DFBC'deki gibi, tek katsayılı denkleştirme, düz sönümlemeye maruz çoklu kanaldan gelen sembolün, karmaşık değerli bir denkleştirme katsayısıyla basit bir çarpma işleminden ibarettir. Burada TK algılama (denkleştirme)

tekniklerinden En Büyük Oranlı Birleştirme (Maximum Ratio Combiner, EBOB), Sıfırı Zorlayan (Zero Forcing, SZ) denkleştirme tekniği ile En Küçük Ortalama Karesel Hata (Minimum Mean Square Error, EKOKH) denkleştirme tekniğinden bahsedilecektir. EBOB ve SZ'den farklı olarak EKOKH denkleştiricinin, KDB'nin dışında gürültünün varyansını da bilmesi gerekir. Ancak karmaşıklığı azaltmak için kabul edilebilir seviyede başarılı iletimin sağlanabildiği sabit bir varyans değeri kullanılabilir (Fazel and Kaiser 2008).

Çok yollu sönümlenmeli bir kanalda iletilen N adet bağımsız sinyal, farklı yollarda farklı zayıflamaya maruz kalarak alıcıya ulaşır. Ayrıca alıcıda alınan işarete aşağıdaki gibi bir TBGG eklenir. Frekans boyutunda alınan işaret aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Y(n) = H(n)X(n) + Z(n) \quad , \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.1)$$

Burada $X(n)$ kanalda iletilen sembol, $Z(n)$ ($n=0,1,2,\dots,N-1$) n . kanala ait ve iki yönlü güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ olan TBGG, $H(n)$ karmaşık sönümleme katsayısının Transfer Fonksiyonudur.

4.2.1 En Büyük Oranlı Birleştirici (Maximum Ratio Combiner, EBOB)

EBOB denkleştirme basitçe, n . alt-kanalda iletilen sembolün, ilgili kanal katsayısının eşleniği ile çarpılmasıyla gerçekleştirilebilir ve kanal denkleştirme katsayısı $D(n)$, aşağıdaki gibi verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$D(n) = H(n)^* \quad , \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

(4.2) ifadesinde $H(n)$, köşegen yapıya sahip kanal matrisi H 'nin n . alt-kanal elemanıdır. $(\cdot)^*$ işlemcisi karmaşık eşleniği ifade etmektedir.

Alıcıda EBOB denkleştirme kullanılması durumunda modülasyon sembol kestirimleri $\tilde{X} = [\tilde{X}(0), \dots, \tilde{X}(N-1)]^T$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{X}} &= \mathbf{H}^H \mathbf{Y} \\
&= \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{H}^H \mathbf{Z} \\
&= \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z}'
\end{aligned} \tag{4.3}$$

(4.3) ifadesinde, verilen modülasyon sembol kestirimleri $\tilde{\mathbf{X}}$ 'de, eşitliğin sağ tarafındaki ikinci ifade, alıcıda alınan sembole eklenen gürültü terimidir ve eşitlik (4.4)'deki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{Z}' = \mathbf{H}^H \mathbf{Z} \tag{4.4}$$

EBOB alıcı yapısı, ÇGÇÇ sistemlerde, alıcıda çoklu anten kullanıldığında bir birleştirici olarak kullanılırsa bir çeşitleme avantajı sunarlar. Fakat, DFBC sistemlerde alıcıda tek bir anten kullanıldığında, denkleştirici olarak EBOB kullanılırsa, diğer alt-taşıyıcılardan gelen karışımdan dolayı İGO azalır ve dolayısıyla başarımlar azalır. Bu yüzden Tekli-Giriş Tekli-Çıkış (Single-Input Single-Output, TGTC) sistemlerde denkleştirili olarak kullanılması avantaj sağlamaz.

4.2.2 Sıfırı Zorlayan Birleştirme (Zero Forcing Combiner, SZ)

En basit birleştirme yöntemidir, kanal denkleştirme katsayısı alıcıda kanalın bilindiği varsayımıyla kanal kazancının tersidir. SZ denkleştirme basitçe, alıcıya n . alt-kanaldan gelen sembolün, ilgili alt-kanal katsayısına bölünmesiyle gerçekleştirilebilir ve eşitlik (4.5)'deki gibi verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$D(n) = \frac{H(n)^*}{|H(n)|^2} = \frac{1}{H(n)}, \quad n = 0, \dots, N-1 \tag{4.5}$$

Alıcıda SZ kanal denkleştirici kullanılması durumunda modülasyon sembol kestirimleri

$$\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{X}(0), \dots, \tilde{X}(N-1)]^T \text{ eşitlik (4.6)'daki gibi yazılabilir.}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{X} &= \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{Y} = \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{H}\mathbf{X} + \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{Z} \\
&= \frac{|\mathbf{H}|^2}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{X} + \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{Z} \\
&= \mathbf{X} + \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{Z}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

SZ denkleştiricinin kusuru, bazı frekans uzayı kanal kazançları çok fazla zayıflarsa gürültüyü kuvvetlendirmesidir. Bu durum genellikle frekans seçici sönümlemeli kanallarda meydana gelir.

4.2.3 En Küçük Ortalama Karesel Hata Birleştirme (Minimum Mean Square Error, EKOKH)

EKOKH ölçütüne göre denkleştirme, hatanın karesel ortalamasını minimize eder. Hata değeri iletilen sinyal ile denkleştirici çıkışı arasındaki fark değeridir ve eşitlik (4.7)'deki gibi verilir (Proakis 2001).

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}} \tag{4.7}$$

Ortalama karesel hata, diklik prensibi uygulanarak eşitlik (4.8)'deki gibi minimize edilebilir.

$$\chi = E\left\{|\boldsymbol{\varepsilon}|^2\right\} \tag{4.8}$$

Denkleştirici katsayıları seçilirken, hata alınan sinyalin eşleniğine dik seçilirse ortalama karesel hata minimum olur ve eşitlik (4.9)'daki gibi verilir.

$$E\left\{\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{Y}^*\right\} = 0 \tag{4.9}$$

Sonuç olarak EKOKH denkleştirme durumunda kanal denkleştirme katsayısı $D(n)$, eşitlik (4.10)'daki gibi verilir (Fazel and Kaiser 2008).

$$D(n) = \frac{H(n)^*}{|H(n)|^2 + \sigma^2}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.10)$$

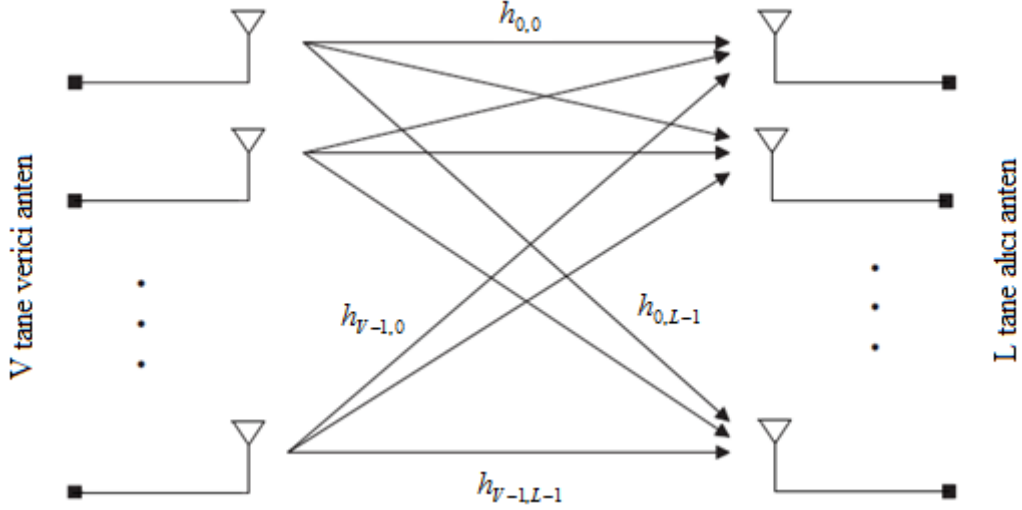
Böylece alıcıda EKOKH kanal denkleştirme kullanılması durumunda modülasyon sembol kestirimleri $\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{X}(0), \dots, \tilde{X}(N-1)]^T$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}} &= \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{Y} \\ &= \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{H}\mathbf{X} + \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{Z} \\ &= \frac{|\mathbf{H}|^2}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{X} + \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{Z} \end{aligned} \quad (4.11)$$

(4.11) ifadesinde \mathbf{I} , $N \times N$ boyutlu birim matristir. EKOKH birleştiricinin avantajı gürültünün olumsuz etkisini azaltmasıdır. EKOKH denkleştirmede gürültünün varyansı σ^2 'nin bilinmesi gerekir. İGO'nun sonsuz değeri için EKOKH denkleştirici SZ denkleştiriciye eşit olur. Alıcının, gürültünün varyansını ve KDB'yi bilmesi gerekir.

4.3 ÇOKLU-GİRİŞ ÇOKLU-ÇIKIŞ (ÇGÇÇ) SİSTEMLER

Klasik kablosuz haberleşmede, spektral verimlilik ve güç verimliliği, zaman ve frekans çeşitleme tekniklerini kullanmak suretiyle başılır (Fazel and Kaiser 2008). Bir diğer teknik de uzay çeşitleme tekniğidir. V verici, L alıcı antenin kullanıldığı bir sistem ÇGÇÇ bir sistemi tanımlar ve Şekil 4.1'de verilmiştir:



Şekil 4.1 ÇGÇÇ Sistem.

Eğer bir ÇGÇÇ sistem bir sembol süresince lineer ve zamanla değişmeyen ise, kanalın dürtü cevabı \mathbf{h} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & \dots & h_{0,L-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{v-1,0} & \dots & h_{v-1,L-1} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

burada $h_{v,l}$, ($v=0,1,\dots, V-1$, $l=0,1,\dots,L-1$) v 'inci verici anten ile l 'inci alıcı anten arasındaki kanalın dürtü cevabını göstermektedir.

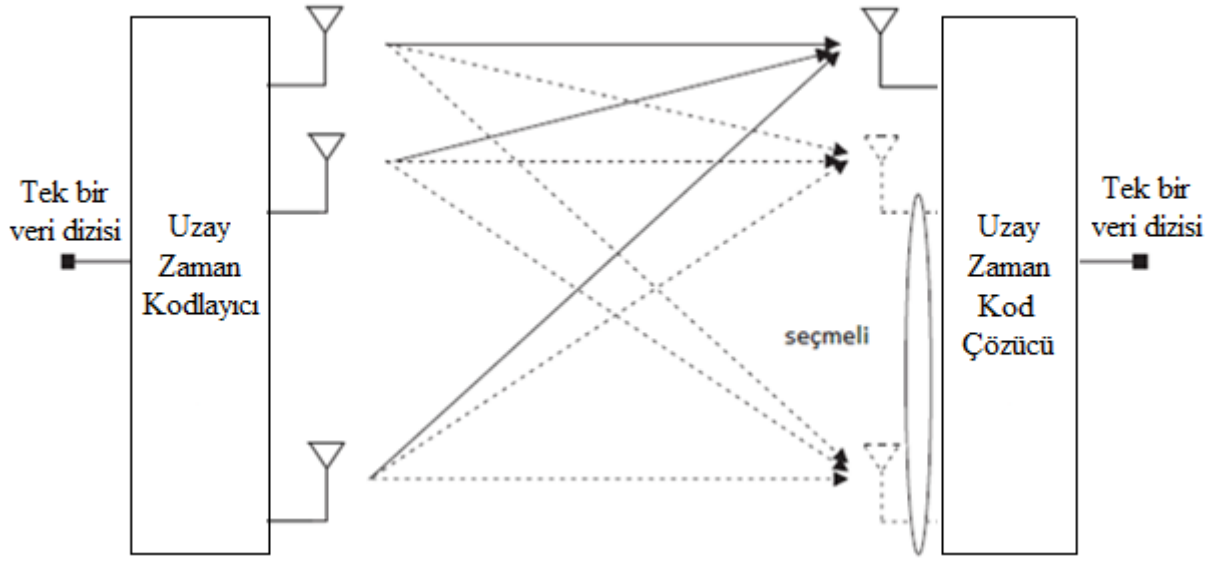
Şekil 4.1'de verilen genel ÇGÇÇ yapısında, iki özel durum vardır. Bunlardan birincisi, verici anten sayısının $V=1$ 'e eşit olduğu TGÇÇ sistem yapısını verir. İkinci durum ise, alıcı anten sayısının $L=1$ olduğu ve ÇGTÇ sistem yapısını verir. TGÇÇ'de EBOB gibi klasik alıcı çeşitleme teknikleri kullanılabilir. EBOB'da verici ile alıcı antenler arasındaki kanallar bağımsız bir şekilde sönmölen yollar ise çok yollu çeşitleme derecesi alıcı anten sayısına eşit olur ve güç verimliliği iyileşebilir (Lindner and Pietsch 2002).

Çeşitleme teknikleri, frekans seçici veya zaman seçici bir kanalın TBGG kanala dönüşmesine yani; sönümlenmenin tamamen yok edilmesine imkan verebilir. Bu da güç verimliliğini artıracaktır.

Çeşitleme elde etmek için diğer bir yaklaşım, ÇGTÇ sistem kullanmaktır. Buna örnek olarak da UZK gibi ileri teknikler verilebilir. Tüm iletilen sinyaller aynı bant genişliğini işgal ederler. Fakat alıcı, Alamouti sistemindeki gibi, uzaysal çeşitlemeyi kullanacak şekilde sinyalleri alır (Alamouti 1998). UZK, çoklu verici antenli kullanım için tasarlanan bir kodlama tekniğidir. Kodlama, çeşitli zaman dönemlerinde çeşitli antenlerden iletilen sinyaller arasında bir ilişki oluşturmak için hem uzay hem de zaman boyutunda yapılır. Uzay-zaman ilişkisi, ÇGÇÇ kanal sönümlenmesini kullanmak ve alıcıda meydana gelen iletim hatalarını minimize etmek için kullanılır. UZK, bant genişliğinden feragat etmeden uzaysal olarak kodlanmamış sistemler üzerinde bir verici çeşitlemesi ve güç kazancına ulaşabilirler. UZK'nin başlıca avantajı, özellikle gezgin haberleşme için alıcıda çoklu anten gerektirmemesidir.

4.4 UZAY ZAMAN KODLAMA (UZK)

UZK, verici çeşitlemesi elde etmek için vericide V tane antenin kullanıldığı bir tekniktir. Fakat alıcıdaki anten sayısı vericideki anten sayısına eşit olmak zorunda değildir. Hatta sadece 1 anten bile yeter. UZK'de V verici antenden bağımsız veri akışlarının eş zamanlı iletimi yerine, aynı veri akışı tüm antenlerden uygun bir yöntemle alıcıya iletilir. Buna örnek olarak gezgin bir iletişim sisteminin baz istasyonu-gezgin kullanıcı yönündeki iletim kanalı (downlink) verilebilir. Baz istasyonu-gezgin kullanıcı kanalında, baz istasyonunda V tane anten kullanılırken terminal istasyonunda 1 ya da birkaç anten kullanılabilir (Fazel and Kaiser 2008).

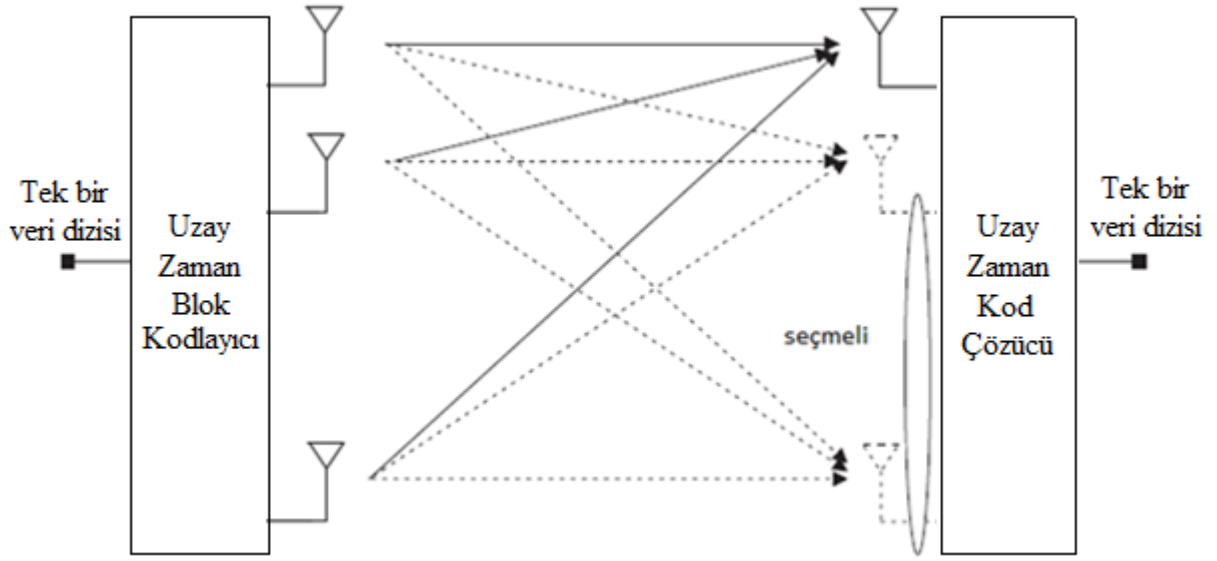


Şekil 4.2 UZK'nin genel prensibi.

Genel yapısı Şekil 4.2'de verilen UZK'nin temel düşüncesi, kodlama kullanarak farklı antenlerden iletilen sinyalleri alıcıda uygun bir şekilde birleştirebilmektir. Örneğin; vericide modülasyon çeşitlemesi kullanılması durumunda çeşitleme birleştirme gerçekleştirilebilir. Modülasyon çeşitlemesinde farklı verici antenlerde birbirine dik darbeler kullanılır. Alıcı, her antenle alınan sinyali ayırt edip EBOB ile birleştirebileceği uyumlu filtreler kullanır (Fazel and Kaiser 2008).

Modülasyon çeşitlemesinin en basit şekli Uzay-Zaman Kafes Kodları (space-time trellis codes, UZKK)'nin özel bir şekli olan gecikme çeşitlemesi (delay diversity)'dir. UZK'nin diğer bir şekli UZBK'dir.

UZBK'nin en basit şekli, iki verici anten ve bir veya iki alıcı antenli durum için Alamouti tarafından (Alamouti 1998)'de verilmiştir. Tarokh ve arkadaşları (1999)'da keyfi sayıda anten için bu çalışmayı genişletmişlerdir. Temel olarak UZBK'ler, sadece çeşitleme sistemi olarak tasarlanmışlardır ve UZKK'lerdeki gibi ilave bir kodlama kazancı sunmazlar. UZBK'nin kodlama hızı 1'dir. Yani, bant genişliğinde herhangi bir genişleme olmaz. UZBK'nin dikliğinden dolayı semboller, alıcıda basit bir lineer birleştirme ile kolayca ayrılabilirler. Genel UZBK yapısı şekil 4.3'de verilmiştir.



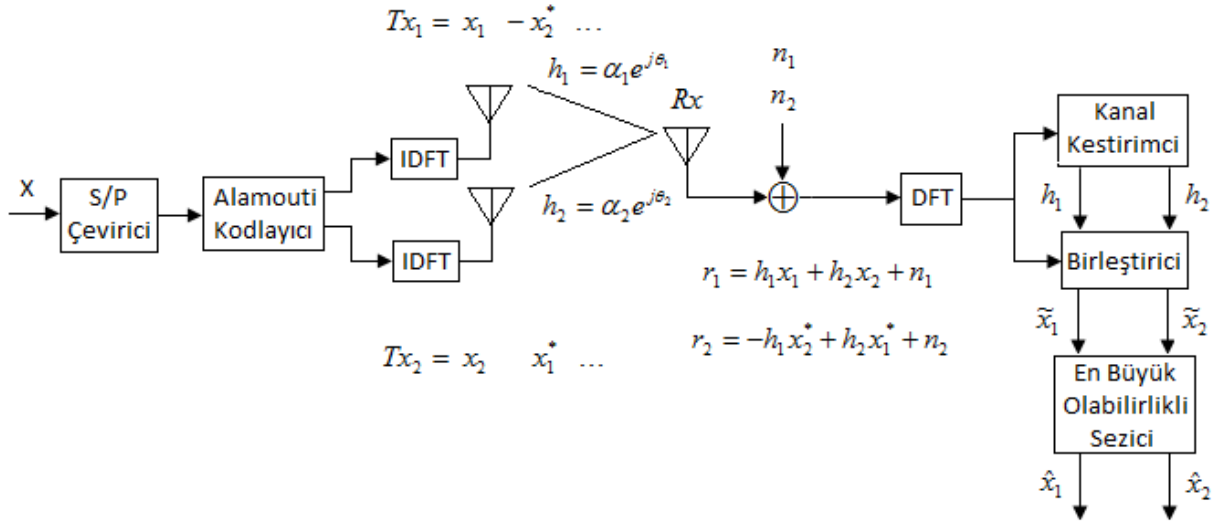
Şekil 4.3 Genel UZBK yapısı.

UZBK, kod iletim matrisiyle tanımlanır. Kod iletim matrisi $n \times v$ boyutludur, burada n , girişte bir sembolü iletmek için kullanılan zaman dilimi sayısı ve v , verici anten sayısıdır (Tarokh et al. 1999).

4.4.1 2×1 Alamouti UZBK Yapısı

Bu alt bölümde, 2 verici, 1 veya 2 alıcı antenli ÇGÇÇ sistemler için DFBC işaret yapısını kullanan Alamouti UZBK işaretler için SHO ve SKO için analizler yapılmıştır.

Kanalların frekans seçici olmayan (düz sönümlenmeli), yavaş sönümlenmeli Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar olduğu ve alıcıda kanal durum bilgisinin kusursuzca elde edildiği, x_1 ve x_2 sembollerinin eşit olasılıklı ve kanalların bağımsız ve aynı dağılımlı olduğu varsayılmıştır. Şekil 4.4'de 2×1 Alamouti uzay-zaman kodlu DFBC sistemin verici ve alıcı yapısı verilmiştir.



Şekil 4.4 2×1 Uzay-zaman Alamouti yapısının DFBC’ye uygulaması (Oturak et al. 2011).

UZBK, kod iletim matrisiyle tanımlanır. Kod iletim matrisi $n \times v$ boyutludur, burada n , girişte bir sembolü iletmek için kullanılan zaman dilimi sayısı ve v , verici anten sayısıdır (Tarokh et al. 1999). UZBK’nin en basit şekli Alamouti tarafından tasarlanmıştır. Basit Alamouti yapısında iki verici, bir alıcı anten (2×1) bulunur. Aşağıda Alamouti UZBK verilmiştir (Alamouti 1998).

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Burada $(.)^*$ sembolü eşleniği ifade eder. \mathbf{X} matrisinde görüldüğü gibi sütunların sayısı $v=2$ olduğundan iki adet verici anten vardır, bir kod içinde iletilen sembol sayısı iki olup bunlar x_1 ve x_2 ’dir. Satırların sayısı da iki olduğundan ($n=2$) her bir kod iki zaman diliminde iletilir. Verilen her hangi bir t anında x_1 ve x_2 sembolleri sırasıyla birinci ve ikinci antenlerden eş zamanlı olarak iletilirken, bir sonraki zaman diliminde de $-x_2^*$ ve x_1^* sembolleri sırasıyla birinci ve ikinci antenlerden eş zamanlı olarak iletilirler.

Alamouti UZBK yapısı DFBC işaretlere uygulandığında, eşitlik (4.13)’deki \mathbf{X} matrisinde x_1 ve x_2 sembolleri, $x_1 = x^{1_{2i,j}}$ ve $x_2 = x^{2_{2i+1,j}}$ biçiminde oluşturulur (Wang et al. 2006a). Bu ifadede i , sembol indeksini ve j alt-taşıyıcı indeksini göstermektedir. $j=1,2,\dots,N$ ’dir ve N alt-taşıyıcı sayısını gösterir. $x_1 = x^{1_{2i,j}}$ ifadesi birinci antenden (Tx_1) $2i$ ’inci DFBC sembolünün j ’nci alt-taşıyıcısında iletilen sembolü gösterirken, $x_2 = x^{2_{2i+1,j}}$ ifadesi ikinci antenden (Tx_2) birinciyle eş

zamanlı olarak $2i+1$ 'inci DFBC sembolün j 'nci alt-taşıyıcısında iletilen sembolü gösterir. Aynı şekilde $-x_2^*$ sembolü, bir sonraki zaman diliminde yine birinci antenden $2i$ 'inci DFBC sembolünün j 'nci alt-taşıyıcısında iletilen sembolü gösterirken, x_1^* sembolü, ikinci antenden eş zamanlı olarak $2i+1$ 'inci DFBC sembolünün j 'nci alt-taşıyıcısında iletilen sembolü gösterir.

Şekilde görüldüğü gibi h_1 ve h_2 , sırasıyla birinci verici-alıcı ve ikinci verici-alıcı arasındaki karmaşık kanal katsayılarıdır. Kanalın yavaş sönmülemeli kanal olduğu varsayımıyla, karmaşık sönmüleme zarfının iki ardışık zaman diliminde sabit olduğu varsayılabilir. Bu nedenle kanal katsayıları aşağıdaki gibi verilebilir.

$$h_l = h_l(t) = h_l(t+T) \quad , \quad l = 1,2 \quad (4.14)$$

Her bir zaman diliminde alınan sinyale bağımsız TBGG eklenir. Böylece alınan işaretler aşağıdaki ifadeyle verilir.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Burada r_1 ilk zaman diliminde alınan işaret iken r_2^* ikinci zaman diliminde alınır. Denklemlerde görüldüğü gibi r_1 orjinal sembollerden oluşurken r_2 bu sembollerin karmaşık eşleniklerinden oluşmaktadır. h_1 ve h_2 'nin kanal kestirimci tarafından hatasız belirlendiği varsayılmaktadır. Birleştirici çıkışından alınan \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 sembolleri en büyük olabirlikli seziciye verilir ve orjinal gönderilen \hat{x}_1 ve \hat{x}_2 sembolleri elde edilir. Burada birleştirici çıkışında \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 sembolleri aşağıdaki gibidirler (Alamouti 1998).

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

En büyük olabirlikli sezici, birleştirici çıkışındaki \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 sembolleri ve orjinal gönderilen semboller arasındaki Öklit (Euclidean) mesafesine bağlı olarak en muhtemel sembollere karar verir.

2×1 Alamouti UZBK yapısında, zarfı α_l ve fazı θ_l ($l = 1,2$) olan ve karmaşık kanal katsayıları $h_l = \alpha_l e^{j\theta_l}$ olan sönmülemeli kanallardan gelen ve birleştirici çıkışında alınan i 'inci sembol için İGO z_i aşağıdaki gibi verilir (Goldsmith 2005).

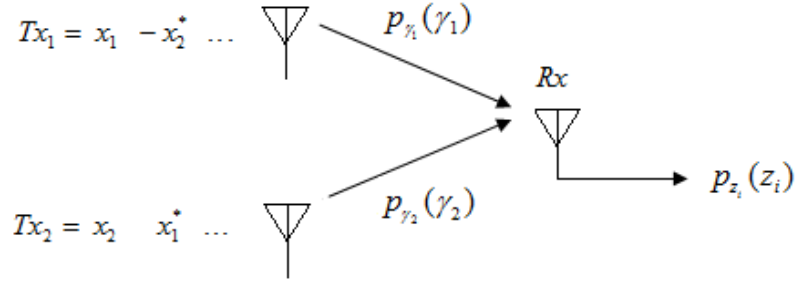
$$z_i = \|h\|^2 \cdot (E_s / 2N_0) \quad , \quad i = 1,2 \quad (4.17)$$

Burada i , 1'inci ve 2'nci iletilen sembolü göstermektedir. Paydadaki 2 katsayısı, 2 vericili Alamouti yapısında her bir sembolün, toplam sembol enerjisi E_s 'nin yarısının kullanılarak iletilmesinden kaynaklanmaktadır (Goldsmith 2005). E_s sembol enerjisini, N_0 Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsünün varyansını ve $\|h\|$ kanalın normunu göstermektedir ve $\|h\| = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2}$ 'dir. α_l ($l = 1,2$), rastgele değişken olduğu zaman z_i de rastgele değişken olur.

Şayet α_l ($l = 1,2$) Rayleigh (chi) dağılımına sahip olursa α_l^2 serbestlik derecesi $\zeta = 2$ olan ki-kare (chi-square) olasılık dağılımına sahip olur (Goldsmith 2005). Dolayısıyla her bir kanal için sembol İGO'sunun OYF'si, kanalların istatistiksel olarak bağımsız ve aynı dağılımlı (independent and identically distributed, BAD) olduğu varsayımıyla, $p_{\gamma_1}(\gamma_1) = p_{\gamma_2}(\gamma_2)$ 'dir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} p_{\gamma_1}(\gamma_1) &= \frac{1}{\bar{z}_i} e^{-\frac{\gamma_1}{\bar{z}_i}} \quad , \quad \gamma_1 \geq 0 \\ p_{\gamma_2}(\gamma_2) &= \frac{1}{\bar{z}_i} e^{-\frac{\gamma_2}{\bar{z}_i}} \quad , \quad \gamma_2 \geq 0 \end{aligned} \quad , \quad i = 1,2 \quad (4.18)$$

Burada \bar{z}_i , alıcıda alınan i 'inci sembol için ortalama İGO'dur ve $\bar{z}_i = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / 2N_0)$, ($i = 1,2$) ile verilir. $E(\cdot)$ işlemcisi ortalama değeri göstermektedir. Şekil 4.5'de 2×1 Alamouti UZBK yapısının OYF gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.5 2×1 Alamouti UZBK yapısının OYF gösterimi.

i 'inci sembol için ($i = 1,2$) $z_i = \gamma_1 + \gamma_2$ 'dir. Burada $\gamma_2 = z_i - \gamma_1$ yazılabilir. İki kanalın birbirinden bağımsız olması durumunda, alıcıda 2 kanaldan alınan toplam İGO'nun OYF'si $p_{z_i}(z_i)$, alıcıya 1'inci ve 2'nci kanallardan gelen sembol İGO'larının OYF'lerinin katlaması (convolution)'dır ve eşitlik (4.19)'daki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
 p_{z_i}(z_i) &= p_{\gamma_1}(\gamma_1) \otimes p_{\gamma_2}(\gamma_2) \\
 &= \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \frac{1}{\bar{z}_i} e^{-\frac{\gamma_1}{\bar{z}_i}} \cdot \frac{1}{\bar{z}_i} e^{-\frac{(z_i-\gamma_1)}{\bar{z}_i}} d\gamma_1 \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} d\gamma_1 \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} d\gamma_1 \\
 &= \frac{z_i}{\bar{z}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} \quad , \quad z_i \geq 0 \quad , \quad i = 1,2
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Yani, alıcıda alınan her bir sembol (x_1 veya x_2) için olasılık yoğunluk fonksiyonu, serbestlik derecesi $\mathfrak{S} = 4$ olan ki-kare dağılımına sahip olur. Denklemdaki \otimes işareti katlamayı göstermektedir. Alınan iki sembol için ($i=1,2$) OYF'ler eşittir, yani $p_{z_1}(z_1) = p_{z_2}(z_2)$ 'dir.

Şayet α_l ($l = 1,2$) istatistiksel olarak Nakagami- m dağılımına sahip olursa α^2 serbestlik derecesi $\mathfrak{S} = 2m$ olan ki-kare olasılık dağılımına sahip olur. Dolayısıyla her bir kanal için sembol İGO'sunun olasılık yoğunluk fonksiyonu, kanalların istatistiksel olarak bağımsız ve aynı dağılımlı olduğu varsayımıyla, $p_{\gamma_1}(\gamma_1) = p_{\gamma_2}(\gamma_2)$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
p_{\gamma_1}(\gamma_1) &= \frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{z}_i^m} \cdot \gamma_1^{m-1} \cdot e^{-\frac{m\gamma_1}{\bar{z}_i}} , \quad \gamma_1 \geq 0 , \quad i = 1,2 \\
p_{\gamma_2}(\gamma_2) &= \frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{z}_i^m} \cdot \gamma_2^{m-1} \cdot e^{-\frac{m\gamma_2}{\bar{z}_i}} , \quad \gamma_2 \geq 0 , \quad i = 1,2
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Burada m parametresi 1 olursa dağılım Rayleigh olmaktadır. $\Gamma(\cdot)$ işlemcisi gama fonksiyonunu göstermektedir ve $\Gamma(m) = (m-1)!$ 'dir. 2×1 Alamouti UZBK yapısında her bir sembol için alıcıda alınan İGO'nun olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanabilir (EK A).

$$\begin{aligned}
p_{z_i}(z_i) &= p_{\gamma_1}(\gamma_1) \otimes p_{\gamma_2}(\gamma_2) \\
&= \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \left(\frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{z}_i^m} \cdot \gamma_1^{m-1} \cdot e^{-\frac{m\gamma_1}{\bar{z}_i}} \right) \cdot \left(\frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{z}_i^m} \cdot (z_i - \gamma_1)^{m-1} \cdot e^{-\frac{m(z_i - \gamma_1)}{\bar{z}_i}} \right) d\gamma_1 \\
&= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{m-1} (z_i - \gamma_1)^{m-1} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} d\gamma_1 \\
&= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{m-1} (z_i - \gamma_1)^{m-1} d\gamma_1 \\
&= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{z_i^{2m-1}}{\bar{z}_i^{2m}} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} , \quad z_i \geq 0 , \quad i = 1,2
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Yani, alıcıda alınan her bir sembol (x_1 veya x_2) için olasılık yoğunluk fonksiyonu, serbestlik derecesi $\mathfrak{N} = 4m$ olan ki-kare dağılımına sahip olur. Denklemdaki \otimes işareti katlamayı göstermektedir. $p_{z_1}(z_1) = p_{z_2}(z_2)$ ve $\Gamma(2m) = (2m-1)!$ 'dir. Eşitlik (4.21)'de $m=1$ alınırsa Rayleigh kanalda alınan i 'inci sembolün OYF'si elde edilir.

4.4.1.1 2×1 Alamouti UZBK'nin Moment Üreten Fonksiyonu

2×1 Alamouti UZBK yapısında Rayleigh sönümlmeli kanalda sembol İGO'sunun OYF'sinin serbestlik derecesi $\mathfrak{N} = 4$ olan ki-kare dağılımına sahip olduğu yukarıda gösterilmiştir. Dolayısıyla i 'inci sembol için MÜF aşağıdaki ifade kullanılarak hesaplanabilir (Goldsmith 2005).

$$M_{z_i}(s) = \int_{z_i=0}^{\infty} e^{sz_i} p_{z_i}(z_i) dz_i, \quad i=1,2 \quad (4.22)$$

Eşitlik (4.19)'da elde edilen sonuç eşitlik (4.22)'de yerine yazılır ve integrali alınırsa aşağıdaki gibi MÜF elde edilir.

$$\begin{aligned} M_{z_i}(s) &= \int_{z_i=0}^{\infty} e^{sz_i} \frac{z_i}{\bar{z}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} dz_i \\ &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \int_{z_i=0}^{\infty} z_i e^{-(s+\bar{z}_i^{-1})z_i} dz_i \\ &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \frac{1}{(\bar{z}_i^{-1} - s)^2} \\ &= \frac{1}{(1 - s\bar{z}_i)^2} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Burada i 'inci sembol ($i=1,2$)'e ilişkin 2 kanaldan alınan ortalama İGO, $\bar{z}_i = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / 2N_0)$ ile verilir. $\|h\|^2 = \alpha_1^2 + \alpha_2^2$ 'dir. $E(.)$ ortalama değer ve $\|\cdot\|$ norm işlemcisidir. $s = -a^2/(2\sin^2\phi)$ ve M-FaKA modülasyonu için $a^2=2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

2x1 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m sönümlenmeli kanalda sembol İGO'sunun OYF'sinin serbestlik derecesi $\mathfrak{S}=4m$ olan ki-kare dağılımına sahip olduğu yukarıda gösterilmiştir. Eşitlik (4.21)'de elde edilen sonuç eşitlik (4.22)'de yerine yazılır ve integrali alınırsa i 'inci sembol için MÜF aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
M_{z_i}(s) &= \int_{z_i=0}^{\infty} e^{sz_i} \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{\gamma_i^{2m-1}}{\bar{z}_i^{2m}} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} dz_i \\
&= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{1}{\bar{z}_i^{2m}} \int_{z_i=0}^{\infty} z_i^{2m-1} e^{-(s+m\bar{z}_i^{-1})z_i} dz_i \\
&= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{1}{\bar{z}_i^{2m}} \cdot \frac{\Gamma(2m)}{(m\bar{z}_i^{-1} - s)^{2m}} \\
&= \frac{m^{2m}}{(m - s\bar{z}_i)^{2m}} \\
&= \frac{1}{(1 - s\bar{z}_i / m)^{2m}}
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Burada i 'inci sembol ($i = 1,2$)'e ilişkin alınan ortalama İGO, $\bar{z}_i = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / 2N_0)$ ile verilir. $\|h\|^2 = \alpha_1^2 + \alpha_2^2$ 'dir. $E(\cdot)$ ortalama değer ve $\|\cdot\|$ norm işlemcisidir. Eşitlik (4.24)'de $m=1$ alınırsa Rayleigh kanalın MÜF'ü elde edilebilir. $s = -a^2/(2\sin^2\phi)$ ve M-FaKA modülasyonu için $a^2=2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

4.4.1.2 2×1 Alamouti UZBK'nin Başarım Analizi

a. Sembol Hata Olasılığı (Symbol Error Probability, SHO)

Ortalama hata olasılığı ifadesi sembol İGO'su üzerinde SHO'nun ortalaması alınarak aşağıdaki gibi verilir (Proakis 2001).

$$\bar{P}_s = \int_{z_i=0}^{\infty} P_s(z_i) p_{z_i}(z_i) dz_i, \quad i = 1,2 \tag{4.25}$$

Eşitlik(4.25)'de z_i , sönmülemeli kanallardan gelen ve birleştirici çıkışında alınan i 'inci sembol İGO'sudur. $P_s(z_i) = Q(a\sqrt{z_i})$ 'dir ve burada $Q(\cdot)$ işlemcisi Gaussian Q fonksiyonunu göstermektedir ve aşağıdaki gibi verilir (Saltzberg 1967).

$$Q(r) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \exp\left(\frac{-r^2}{2\sin^2\phi}\right) d\phi \quad (4.26)$$

Böylece M-FaKA modülasyon metodu için sembol hata olasılığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_s(z_i) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \exp\left(\frac{-a^2 z_i}{2\sin^2\phi}\right) d\phi \quad (4.27)$$

Eşitlik (4.27), eşitlik(4.25)'de yerine yazılırsa M-FaKA modülasyon metodu için ortalama sembol hata olasılığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{P}_s = \int_{z_i=0}^{\infty} \left(\frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \exp\left(\frac{-a^2 z_i}{2\sin^2\phi}\right) d\phi \right) p_{z_i}(z_i) dz_i, \quad i=1,2 \quad (4.28)$$

Eşitlik (4.28)'de integralin sırası değiştirilirse aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\bar{P}_s = \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(\int_{z_i=0}^{\infty} \exp\left(\frac{-a^2 z_i}{2\sin^2\phi}\right) p_{z_i}(z_i) dz_i \right) d\phi, \quad i=1,2 \quad (4.29)$$

Eşitlik (4.29)'da $s = -a^2/(2\sin^2\phi)$ değişken dönüşümü yapılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned} \bar{P}_s &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(\int_{z_i=0}^{\infty} e^{sz_i} p_{z_i}(z_i) dz_i \right) d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} M_{z_i}(s) d\phi, \quad i=1,2 \end{aligned} \quad (4.30)$$

$p_{z_i}(z_i)$, i 'inci sembol ($i=1,2$) için alıcıda alınan İGO'nun OYF'sidir ve Rayleigh ve Nakagami- m kanal için sırasıyla eşitlik (4.19) ve eşitlik (4.21)'de verilmiştir. $a^2 = 2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

Rayleigh sönmlemeli kanal için eşitlik (4.30) hesaplanırsa MÜF kullanarak ortalama SHO aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{aligned}
\bar{P}_s &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} M_{z_i}(s) d\phi \\
&= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \frac{1}{(1-s\bar{z}_i)^2} d\phi \\
&= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{a^2}{2\sin^2\phi} \bar{z}_i\right)^{-2} d\phi
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Nakagami- m sönümlmeli kanal için eşitlik (4.30) hesaplanırsa MÜF kullanarak ortalama SHO aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{aligned}
\bar{P}_s &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} M_{z_i}(s) d\phi \\
&= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \frac{1}{(1-s\bar{z}_i/m)^{2m}} d\phi \\
&= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{a^2}{2m\sin^2\phi} \bar{z}_i\right)^{-2m} d\phi
\end{aligned} \tag{4.32}$$

Eşitlik (4.31) ve eşitlik (4.32)'de \bar{z}_i , alıcıda birleştirme öncesi alınan ortalama İGO'dur.

Kanalın hızlı sönümlmeli olması durumunda ortalama SHO değeri, Rayleigh ve Nakagami- m kanallar için sırasıyla eşitlik (4.31) ve (4.32)'de verilen \bar{z}_i yerine aşağıdaki gibi eşitlik (4.33)'de verilen İKGO ifadesi γ_i^I 'nin yazılmasıyla hesaplanabilir.

$$\gamma_i^I = E(\|h\|^2) \cdot \frac{E_s}{2N_0 + \sigma_I^2}, \quad i = 1,2 \tag{4.33}$$

(4.33) ifadesinde, σ_I^2 TAK'ın varyansını göstermektedir ve eşitlik (3.14)'deki gibidir.

b. Servis Kesilme Olasılığı (Outage Probability, SKO)

2×1 Alamouti UZBK yapısında sönümlmeli kanalda i . sembol için servis kesilme olasılığı aşağıdaki gibi hesaplanabilir (Goldsmith 2005).

$$P_{out}^i = P(z_i < \gamma_e) = \int_{z_i=0}^{\gamma_e} p_{z_i}(z_i) dz_i, \quad i=1,2 \quad (4.34)$$

Burada γ_e , servis kesilmesine neden olan minimum İGO'dur.

Rayleigh sönümlmeli kanalda eşitlik (4.19) ve eşitlik (4.34) kullanılarak i 'inci sembol için SKO aşağıdaki gibi hesaplanır (EK B).

$$P_{out}^i = \frac{1}{\bar{z}_i} \left[-\gamma_e e^{-\gamma_e/\bar{z}_i} - \bar{z}_i e^{-\gamma_e/\bar{z}_i} + \bar{z}_i \right], \quad i=1,2 \quad (4.35)$$

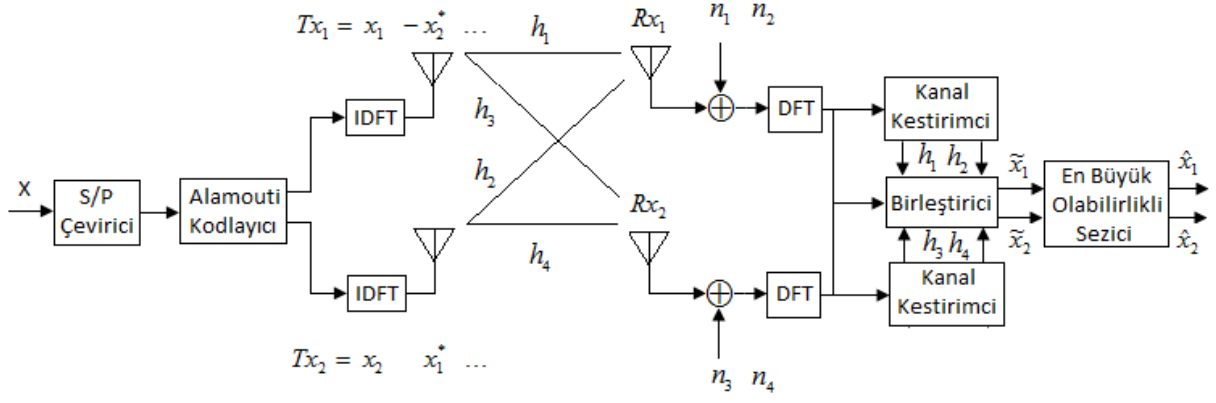
Nakagami- m sönümlmeli kanalda eşitlik (4.21) ve eşitlik (4.34) kullanılarak SKO aşağıdaki gibi hesaplanır (EK C).

$$P_{out}^i = \left(\frac{m}{\bar{z}_i} \right)^{2m} e^{-\frac{m\gamma_e}{\bar{z}_i}} \sum_{n=1}^{2m} \frac{\gamma_e^{2m-n}}{(2m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{z}_i} \right)^n}, \quad i=1,2 \quad (4.36)$$

Kanalın hızlı sönümlmeli olması durumunda, yine benzer şekilde, SKO değeri Rayleigh ve Nakagami- m kanallar için sırasıyla eşitlik (4.35) ve eşitlik (4.36)'da verilen \bar{z}_i yerine, eşitlik (4.33)'de verilen İKGO ifadesi γ_i^l 'nin yazılmasıyla hesaplanabilir.

4.4.2 2×2 Alamouti UZBK Yapısı

Şekil 4.6'da 2×2 Alamouti uzay-zaman kodlu DFBC sistemin verici ve alıcı yapısı verilmiştir.



Şekil 4.6 2×2 Uzay-zaman Alamouti yapısının DFBC'ye uygulanması.

Burada, kanalların frekans seçici olmayan (düz sönmlemeli), yavaş sönmlemeli Nakagami- m sönmlemeli kanallar olduğu ve alıcıda kanal durum bilgisinin kusursuzca elde edildiği, x_1 ve x_2 sembollerinin eşit olasılıklı ve kanalların bağımsız ve aynı dağılımlı olduğu varsayılmıştır.

Şekil 4.6'da 2×2 Alamouti uzay-zaman kodlu DFBC sistemin verici ve alıcı yapısı görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi h_1 ve h_2 , sırasıyla birinci verici- birinci alıcı ve ikinci verici- birinci alıcı arasındaki karmaşık kanal katsayılarıdır. h_3 ve h_4 , sırasıyla birinci verici- ikinci alıcı ve ikinci verici- ikinci alıcı arasındaki karmaşık kanal katsayılarıdır. Kanalın yavaş sönmlemeli kanal olduğu varsayımıyla, karmaşık sönmleme zarfının iki ardışık zaman diliminde sabit olduğu varsayılabilir. Bu nedenle kanal katsayıları aşağıdaki gibi verilebilir.

$$h_l = h_l(t) = h_l(t+T), \quad l = 1, 2, 3, 4 \quad (4.37)$$

Her bir zaman diliminde alınan sinyale bağımsız TBGG eklenir. Böylece alınan işaretler aşağıdaki ifadeyle verilirler.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \\ h_3 & h_4 \\ h_4^* & -h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Burada r_1 ve r_3 sırasıyla birinci ve ikinci alıcı antenlerden ilk zaman diliminde alınan işaretler iken r_2^* ve r_4^* sırasıyla birinci ve ikinci alıcı antenlerden ikinci zaman dilimlerinde alınan

sembollerin karmaşık eşlenikleridirler. Eşitlik (4.38)'de görüldüğü gibi ikinci zaman dilimlerinde sembollerin karmaşık eşlenikleri alınmaktadır. Eşitlik (4.37)'de verilen kanal katsayılarının kanal kestirimci tarafından hatasız belirlendiği varsayılmaktadır. Birleştirici çıkışından alınan \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 sembolleri en büyük olabirlikli seziciye verilir ve orjinal gönderilen \hat{x}_1 ve \hat{x}_2 sembolleri elde edilir. Burada birleştirici çıkışında \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 sembolleri aşağıdaki gibidirler.

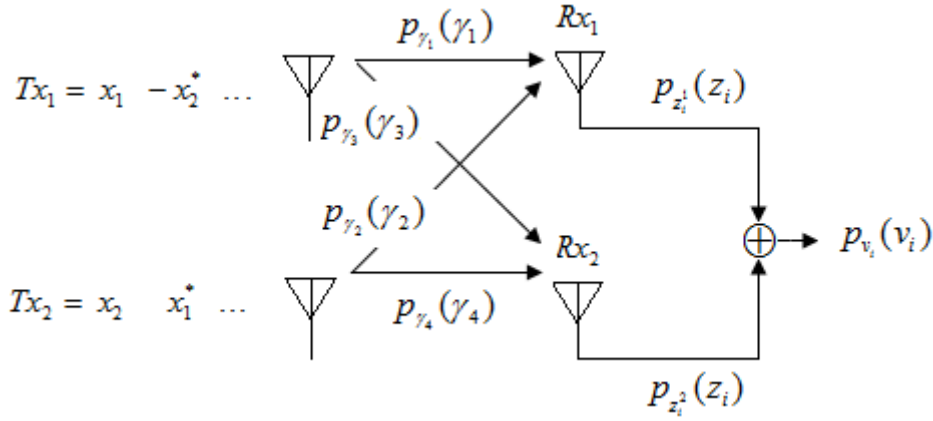
$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_3^* & h_2 \\ h_4^* & -h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Eşitlik (4.39)'un sağındaki ilk çarpma birinci alıcı anten çıkışındaki sembolleri verirken, ikinci çarpma ikinci alıcı anten çıkışındaki sembolleri verir. En büyük olabirlikli sezici, birleştirici çıkışındaki \tilde{x}_1 ve \tilde{x}_2 sembolleri ve orjinal gönderilen semboller arasındaki Euclidean mesafesine bağlı olarak en muhtemel sembollere karar verir.

2×2 Alamouti UZBK yapısında, zarfı α_l ve fazı θ_l ($l = 1,2,3,4$) olan ve karmaşık kanal katsayıları $h_l = \alpha_l e^{j\theta_l}$ olan sönmülemeli kanallardan gelen ve birleştirici çıkışında alınan i 'inci sembol için İGO v_i , aşağıdaki gibi verilir.

$$v_i = \|h\|^2 \cdot (E_s / 2N_0) \quad , \quad i = 1,2 \quad (4.40)$$

Burada i , 1'inci ve 2'nci iletilen sembolü göstermektedir. Paydadaki 2 katsayısı, 2 vericili Alamouti yapısında her bir sembolün, toplam sembol enerjisi E_s 'nin yarısının kullanılarak iletilmesinden kaynaklanmaktadır (Goldsmith 2005). E_s sembol enerjisini, N_0 TBGG'nin varyansını ve $\|h\|$ kanalın normunu göstermektedir ve $\|h\| = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2}$ 'dir. α_l ($l = 1,2,3,4$) rastgele değişken olduğu zaman v_i de rastgele değişken olur.



Şekil 4.7 2×2 Alamouti UZBK yapısının olasılık yoğunluk fonksiyonu gösterimi.

Şekil 4.7’de $p_{z_i^1}(z_i)$, 1’inci alıcı antenden gelen i ’inci sembol için ($i = 1,2$) OYF, $p_{z_i^2}(z_i)$, 2’nci alıcı antenden gelen i ’inci sembol için ($i = 1,2$) OYF’dir. $p_{v_i}(v_i)$, birleştirici çıkışındaki i ’inci sembol için ($i = 1,2$) OYF’dir. Birinci ve ikinci anten çıkışlarındaki OYF ’ler her iki sembol için de birbirlerine eşittirler. $p_{z_i^1}(z_i) = p_{z_i^2}(z_i)$, $i = 1,2$. Ayrıca birleştirici çıkışındaki birinci ve ikinci semboller için OYF’ler de birbirlerine eşittirler ve $p_{v_1}(v_1) = p_{v_2}(v_2)$ ’dir.

Şayet α_l ($l = 1,2,3,4$) Rayleigh (chi) dağılımına sahip olursa α^2 serbestlik derecesi 2 olan kare olasılık dağılımına sahip olur. Dolayısıyla her bir alıcı anten çıkışı için sembol İGO’sunun OYF’si, kanalların istatistiksel olarak BAD olduğu varsayımıyla, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p_{z_i^1}(z_i) = \frac{z_i}{\bar{v}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad z_i \geq 0 \quad , \quad i = 1,2$$

$$p_{z_i^2}(z_i) = \frac{z_i}{\bar{v}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad z_i \geq 0 \quad , \quad i = 1,2$$
(4.41)

Burada \bar{v}_i , i ’inci sembol için ortalama İGO’dur ve $\bar{v}_i = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / 2N_0)$, ($i = 1,2$) ile verilir. $E(.)$ işlemcisi ortalama değeri göstermektedir.

i ’inci sembol için ($i = 1,2$) $v_i = z_i^1 + z_i^2$ ’dir. Burada $z_i^2 = v_i - z_i^1$ yazılabilir ve z_i^1 , birinci alıcı anten çıkışındaki sembol İGO’su iken z_i^2 , ikinci alıcı anten çıkışındaki sembol İGO’sudur. Alıcıda 2 kanaldan alınan toplam İGO’nun OYF’si $p_{v_i}(v_i)$, alıcıya 1’inci ve 2’nci alıcı anten çıkışlarından gelen sembol İGO’larının OYF’lerinin katlamasıdır ve eşitlik (4.42)’deki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
p_{v_i}(v_i) &= p_{z_i^1}(z_i) \otimes p_{z_i^2}(z_i) \\
&= \int_{z_i=0}^{v_i} \left(\frac{z_i}{\bar{v}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{v}_i}} \right) \cdot \left(\frac{(v_i - z_i)}{\bar{v}_i^2} e^{-\frac{(v_i - z_i)}{\bar{v}_i}} \right) dz_i \\
&= \frac{1}{\bar{v}_i^4} e^{-\frac{v_i}{\bar{v}_i}} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i (v_i - z_i) dz_i \\
&= \frac{v_i^3}{3! \bar{v}_i^4} e^{-\frac{v_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad v_i \geq 0 \quad , \quad i = 1, 2
\end{aligned} \tag{4.42}$$

Eşitlik (4.42)'de elde edilen sonuç Gama fonksiyonu cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p_{v_i}(v_i) = \frac{v_i^{(8/2)-1}}{\Gamma(8/2) \bar{v}_i^{(8/2)}} e^{-\frac{v_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad v_i \geq 0 \quad , \quad i = 1, 2 \tag{4.43}$$

Eşitlik (4.43)'den, alıcıda alınan her bir sembolün (x_1 veya x_2) OYF'sinin, serbestlik derecesi $\mathfrak{S} = 8$ olan ki-kare dağılımına sahip olduğu görülür.

Şayet α_l ($l = 1, 2, 3, 4$) Nakagami- m dağılımına sahip olursa α_l^2 serbestlik derecesi $\mathfrak{S} = 2m$ olan ki-kare olasılık dağılımına sahip olur. Dolayısıyla her bir alıcı anten çıkışı için sembol İGO'sunun OYF'si, kanalların istatistiksel olarak BAD olduğu varsayımıyla, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
p_{z_i^1}(z_i) &= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m) \bar{v}_i^{2m}} \cdot z_i^{2m-1} \cdot e^{-\frac{mz_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad z_i \geq 0 \quad , \quad i = 1, 2 \\
p_{z_i^2}(z_i) &= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m) \bar{v}_i^{2m}} \cdot z_i^{2m-1} \cdot e^{-\frac{mz_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad z_i \geq 0 \quad , \quad i = 1, 2
\end{aligned} \tag{4.44}$$

Burada m parametresi 1 olursa dağılım Rayleigh olmaktadır. $\Gamma(\cdot)$ işlemcisi Gama fonksiyonunu göstermektedir ve $\Gamma(2m) = (2m-1)!$ dir. 2×2 Alamouti UZBK yapısında her bir sembol için alıcıda alınan İGO'nun OYF'si, aşağıdaki gibi hesaplanabilir (EK D).

$$\begin{aligned}
p_{v_i}(v_i) &= p_{z_i^1}(z_i) \otimes p_{z_i^2}(z_i) \\
&= \int_{z_i=0}^{v_i} \left(\frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)\bar{v}_i^{2m}} \cdot z_i^{2m-1} \cdot e^{-\frac{mz_i}{\bar{v}_i}} \right) \cdot \left(\frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)\bar{v}_i^{2m}} \cdot (v_i - z_i)^{2m-1} \cdot e^{-\frac{m(v_i-z_i)}{\bar{v}_i}} \right) dz_i \\
&= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m-1} (v_i - z_i)^{2m-1} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} dz_i \quad (4.45) \\
&= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m-1} (v_i - z_i)^{2m-1} dz_i \\
&= \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)^2 \bar{v}_i^{4m}} v_i^{4m-1} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \quad , \quad v_i \geq 0 \quad , \quad i = 1, 2
\end{aligned}$$

Yani, alıcıda alınan her bir sembol (x_1 veya x_2) için OYF, serbestlik derecesi $\mathfrak{N} = 8m$ olan ki-kare dağılımına sahip olur. Denklemdaki \otimes işareti katlamayı göstermektedir ve $\Gamma(4m) = (4m-1)!$ 'dir. Eşitlik (4.45)'de $m=1$ alınırsa Rayleigh kanalda alınan i 'inci sembolün OYF'si elde edilir.

4.4.2.1 2×2 Alamouti UZBK'nin Moment Üreten Fonksiyonu

2×2 Alamouti UZBK yapısında Rayleigh sönümlmeli kanalda sembol İGO'sunun OYF'sinin serbestlik derecesi $\mathfrak{N} = 8$ olan ki-kare dağılımına sahip olduğu gösterilmiştir. Dolayısıyla i 'inci sembol için MÜF aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$M_{v_i}(s) = \int_{v_i=0}^{\infty} e^{-sv_i} p_{v_i}(v_i) dv_i \quad , \quad i = 1, 2 \quad (4.46)$$

Eşitlik (4.42)'de elde edilen sonucu eşitlik (4.46)'da yerine yazılır ve integrali alınırsa MÜF aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
M_{v_i}(s) &= \int_{v_i=0}^{\infty} e^{sv_i} \frac{v_i^3}{3! \bar{v}_i^4} e^{-\frac{v_i}{\bar{v}_i}} dv_i \\
&= \frac{1}{3! \bar{v}_i^4} \int_{v_i=0}^{\infty} v_i^3 e^{-(s+\bar{v}_i^{-1})v_i} dv_i \\
&= \frac{1}{3! \bar{v}_i^4} \frac{3!}{(\bar{v}_i^{-1} - s)^4} \\
&= \frac{1}{(1 - s\bar{v}_i)^4}, \quad i = 1, 2
\end{aligned} \tag{4.47}$$

Burada i 'inci sembol ($i = 1, 2$)'e ilişkin alınan ortalama İGO, $\bar{v}_i = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / 2N_0)$ ile verilir. $\|h\|^2 = \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2$ 'dir. $E(\cdot)$ ortalama değer ve $\|\cdot\|$ norm işlemcisidir. $s = -a^2 / (2\sin^2\phi)$ ve M-FaKA modülasyonu için $a^2 = 2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

2×2 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m sönümlenmeli kanalda sembol İGO'sunun OYF'sinin serbestlik derecesi $\mathfrak{N} = 8m$ olan ki-kare dağılımına sahip olduğu gösterilmiştir. Eşitlik (4.45)'de elde edilen sonuç eşitlik (4.46)'da yerine yazılır ve integrali alınırsa i 'inci sembol için MÜF aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
M_{v_i}(s) &= \int_{v_i=0}^{\infty} e^{sv_i} \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)} \frac{v_i^{4m-1}}{\bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} dv_i \\
&= \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)} \frac{1}{\bar{v}_i^{4m}} \int_{v_i=0}^{\infty} v_i^{4m-1} e^{-(s+m\bar{v}_i^{-1})v_i} dv_i \\
&= \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)} \frac{1}{\bar{v}_i^{4m}} \cdot \frac{\Gamma(4m)}{(m\bar{v}_i^{-1} - s)^{4m}} \\
&= \frac{m^{4m}}{(m - s\bar{v}_i)^{4m}} \\
&= \frac{1}{(1 - s\bar{v}_i / m)^{4m}}, \quad i = 1, 2
\end{aligned} \tag{4.48}$$

Burada i 'inci sembol ($i = 1, 2$)'e ilişkin alınan ortalama İGO, $\bar{v}_i = E(\|h\|^2) \cdot (E_s / 2N_0)$ ile verilir. $\|h\|^2 = \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2$ 'dir. $E(\cdot)$ ortalama değer ve $\|\cdot\|$ norm işlemcisidir. Eşitlik (4.48)'de $m=1$ alınırsa Rayleigh kanalın MÜF'ü elde edilir. $s = -a^2 / (2\sin^2\phi)$ ve M-FaKA modülasyonu için $a^2 = 2\sin^2(\pi/M)$ 'dir.

4.4.2.2 2x2 Alamouti UZBK'nin Başarım Analizi

a. Sembol Hata Olasılığı (Symbol Error Probability, SHO)

Rayleigh sönümlmeli kanal için MÜF kullanarak ortalama SHO aşağıdaki gibi türetilir.

$$\begin{aligned}\bar{P}_s &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} M_{v_i}(s) d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \frac{1}{(1 - s\bar{v}_i)^4} d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{a^2}{2 \sin^2 \phi} \bar{v}_i\right)^{-4} d\phi, \quad i=1,2\end{aligned}\tag{4.49}$$

Benzer biçimde Nakagami- m sönümlmeli kanal için MÜF kullanılırsa ortalama SHO aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned}\bar{P}_s &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} M_{v_i}(s) d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \frac{1}{(1 - s\bar{v}_i / m)^{4m}} d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\phi=0}^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{a^2}{2m \sin^2 \phi} \bar{v}_i\right)^{-4m} d\phi, \quad i=1,2\end{aligned}\tag{4.50}$$

Eşitlik (4.49) ve eşitlik (4.50)'de \bar{v}_i , alıcıda birleştirme öncesi alınan ortalama İGO'dur.

Kanalın hızlı sönümlmeli olması durumunda Ortalama SHO değeri, Rayleigh ve Nakagami- m kanallar için sırasıyla eşitlik (4.49) ve (4.50)'de verilen \bar{v}_i yerine eşitlik (4.33)'de verilen İKGO ifadesi γ_i^I 'nin yazılmasıyla hesaplanabilir. (4.33) ifadesinde σ_I^2 , TAK'ın varyansını göstermektedir ve eşitlik (3.14) ile verilmiştir.

b. Servis Kesilme Olasılığı (Outage Probability, SKO)

2×2 Alamouti UZBK yapısında sönümlenmeli kanalda i 'inci sembol için SKO aşağıdaki gibi türetilir (Goldsmith 2005).

$$P_{out}^i = P(v_i < \gamma_e) = \int_{v_i=0}^{\gamma_e} p_{v_i}(v_i) dv_i \quad , \quad i = 1,2 \quad (4.51)$$

$P_{out}^1 = P_{out}^2$ 'dur ve γ_e servis kesilmesine neden olan minimum İGO'dur.

Rayleigh sönümlenmeli kanalda eşitlik (4.42) ve eşitlik (4.51) kullanılarak SKO aşağıdaki gibi hesaplanabilir (EK E).

$$P_{out}^i = \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^4 e^{-\frac{\gamma_e}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^4 \frac{-\gamma_e^{4-n}}{(4-n)! \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^n} \quad , \quad i = 1,2 \quad (4.52)$$

Yine Nakagami- m sönümlenmeli kanalda eşitlik (4.45) ve eşitlik (4.51) kullanılarak SKO aşağıdaki gibi hesaplanabilir (EK F).

$$P_{out}^i = \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^{4m} e^{-\frac{m\gamma_e}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^{4m} \frac{-\gamma_e^{4m-n}}{(4m-n)! \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^n} \quad , \quad i = 1,2 \quad (4.53)$$

Eşitlik (4.53)'de $m=1$ yazılarak Rayleigh kanal için SKO ifadesi elde edilebilir.

Kanalın hızlı sönümlenmeli olması durumunda, yine benzer şekilde, SKO değeri, Rayleigh ve Nakagami- m kanallar için sırasıyla eşitlik (4.52) ve eşitlik (4.53)'de verilen \bar{v}_i yerine, eşitlik (4.33)'de verilen İKGO ifadesi γ_i^l 'nin yazılmasıyla hesaplanabilir.

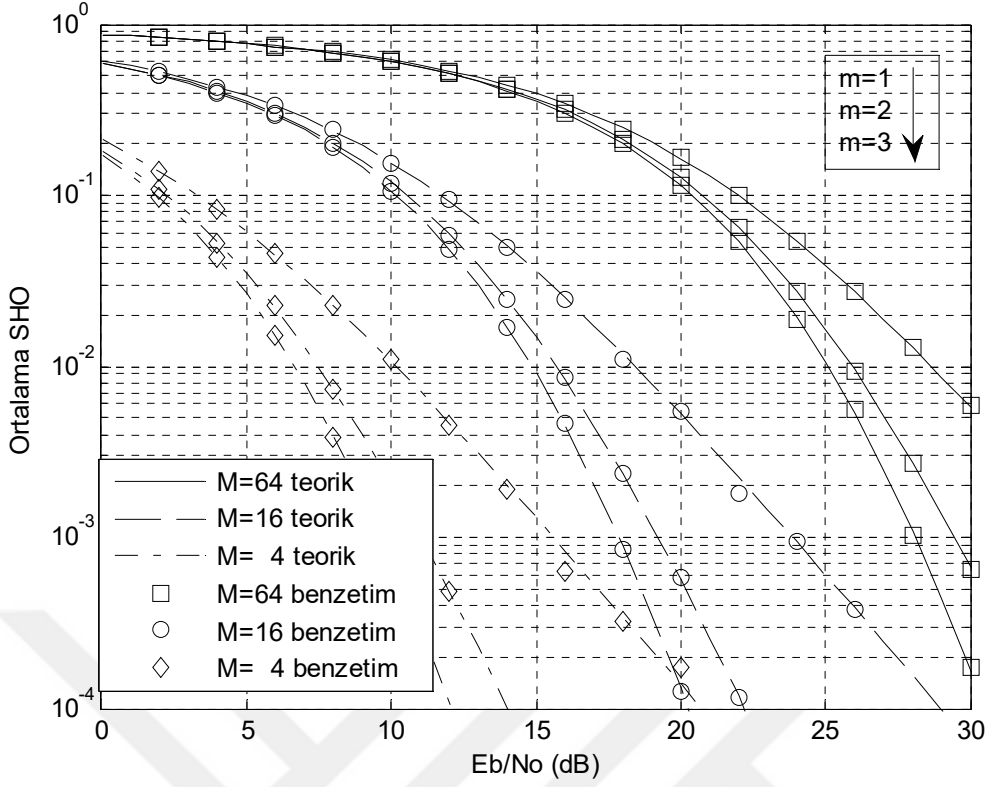
4.4.3 Nümerik Analiz Sonuçları

Bu alt bölümde 2×1 ve 2×2 uzay-zaman kodlu Alamouti DFBC işaretlerin yavaş sönmlemeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda SHO ve SKO başarımları teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. SHO hesaplamalarında 10000 DFBC sembol, SKO ifadelerinde 1000 DFBC sembol kullanılmıştır. İGO olarak E_b/N_0 kullanılmıştır. Modülasyon metodu olarak M-FaKA ($M = 4, 16, 64$) kullanılmıştır. Sembol enerjisi $E_s=1$ olarak alınmıştır. Verici ve alıcı antenler arasındaki kanal katsayılarının 2×1 durumu için $h_l, l=1,2$ ve 2×2 durumu için $h_l, l=1,2,3,4$ sıfır beklenen değerli ve birim varyanslı olarak ve bağımsız ve aynı dağılımlı karmaşık Gauss Rasgele değişkenler olarak alınmıştır. Ancak, kanallar arasında bağımsızlık çeşitlemenin gereği iken kanallar farklı dağılımlara sahip olabilmektedirler. Ayrıca, kanalların yavaş sönmlemeli ve düz olmasından dolayı kanal katsayıları iki ardışık zaman diliminde sabit olarak kabul edilmiştir.

a. Nümerik Sembol Hata Olasılıkları

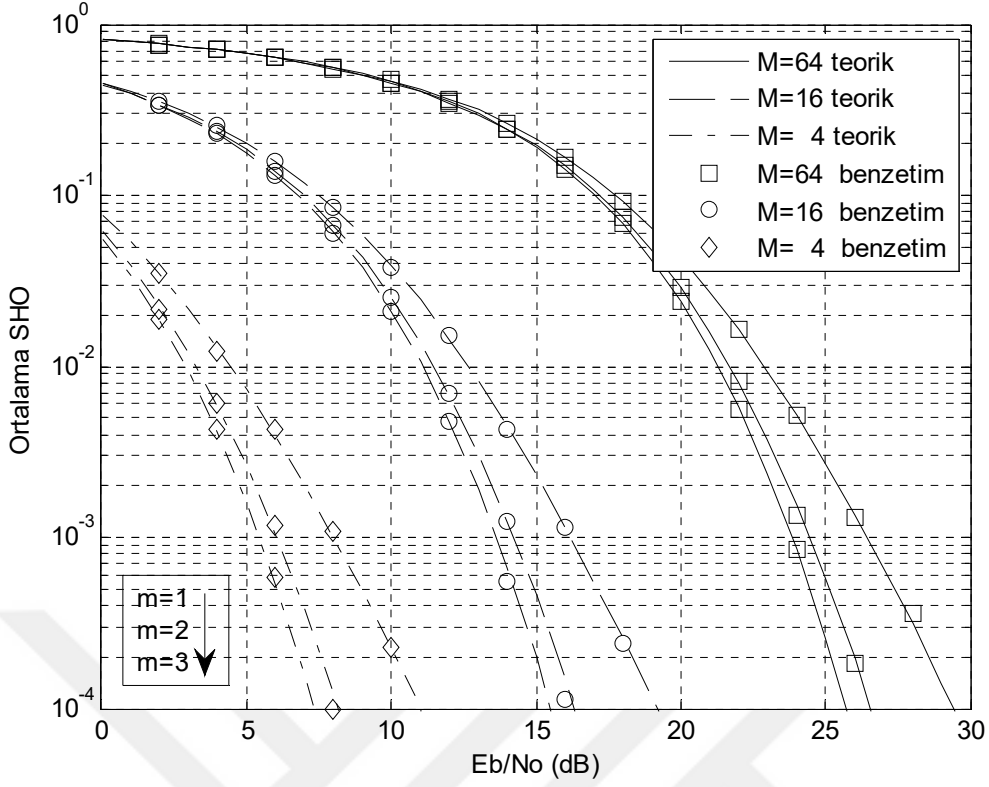
Bu alt bölümde, (4.4.1.2) ve (4.4.2.2) alt bölümlerinde yavaş sönmlemeli Nakagami- m kanalda 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemleri için türetilen teorik SHO ifadeleri kullanılarak elde edilen nümerik değerler, benzetimle elde edilen nümerik değerlerle beraber sunulmuştur.

Şekil 4.8'de 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmlemeli Nakagami- m kanalda teorik ve benzetimle elde edilen nümerik SHO sonuçları karşılaştırılmıştır.



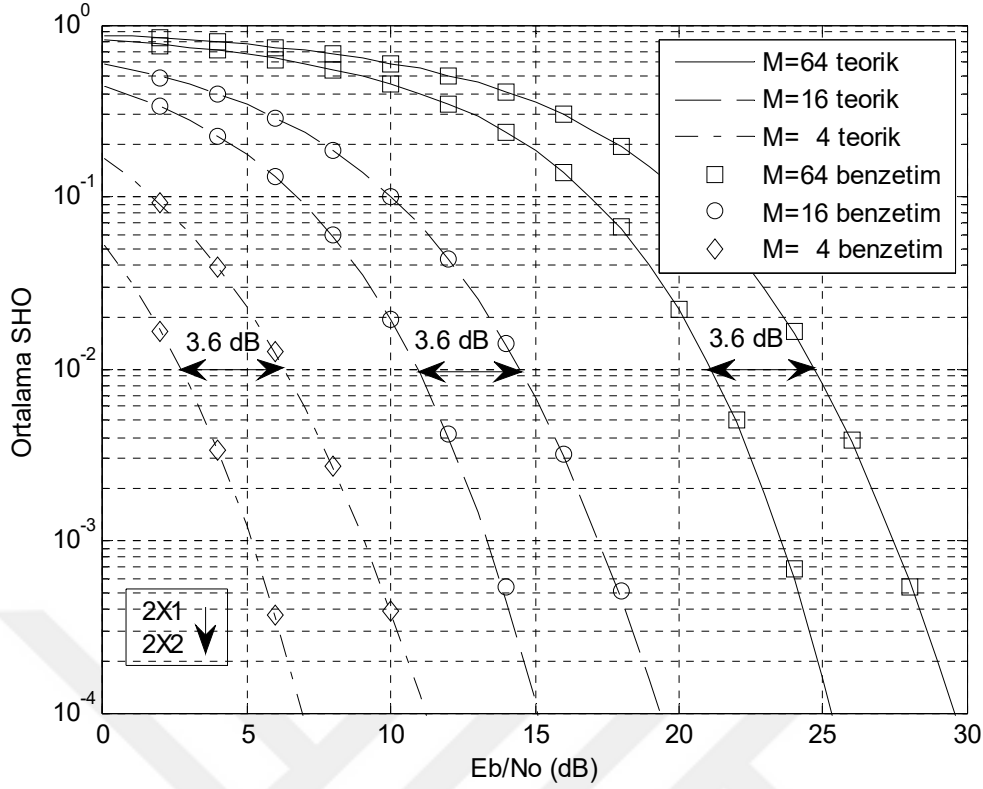
Şekil 4.8 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda başarımı ($N=64$).

Benzetimlerde 10000 DFBC sembol kullanılmıştır. $M=4,16$ ve 64 seviyeli FaKA modülasyonu için eşitlik (4.32)'de verilen ifade kullanılmıştır. Nakagami- m kanalda m parametresi $m=1,2,3$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre Ortalama SHO'nun artan modülasyon seviyesi ile doğru orantılı olarak arttığını ve yine en iyi başarımın en düşük modülasyon seviyesinde (4-FaKA) elde edildiğini söyleyebiliriz. Tüm modülasyon metotlarında da m değeri arttıkça biraz daha iyi başarım görülürken aynı Ortalama SHO değerlerinde 4-FaKA 16-FaKA'ya göre yaklaşık 8 dB'lik daha iyi başarıma sahip iken, 16-FaKA da 64-FaKA'ya göre 10 dB'lik daha iyi bir başarıma sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.9 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda başarımı ($N=64$).

Şekil 4.9’da 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda başarımı teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 10000 DFBC sembol kullanılmıştır. $M = 4, 16$ ve 64 seviyeli FaKA modülasyonu için eşitlik (4.50)’de verilen ifade kullanılmıştır. Nakagami- m kanalda m parametresi $m=1,2,3$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre ortalama SHO’nun artan modülasyon seviyesi ile doğru orantılı olarak arttığını ve yine en iyi başarımın en düşük modülasyon seviyesinde (4-FaKA) elde edildiğini söyleyebiliriz. Tüm modülasyon metotlarında da m değeri arttıkça biraz daha iyi başarım görülürken aynı ortalama SHO değerlerinde 4-FaKA 16-FaKA’ya göre yine yaklaşık 8 dB ’lik daha iyi başarımına sahip iken, 16-FaKA da 64-FaKA’ya göre yine yaklaşık 10 dB ’lik daha iyi bir başarımına sahip olduğu görülmektedir.

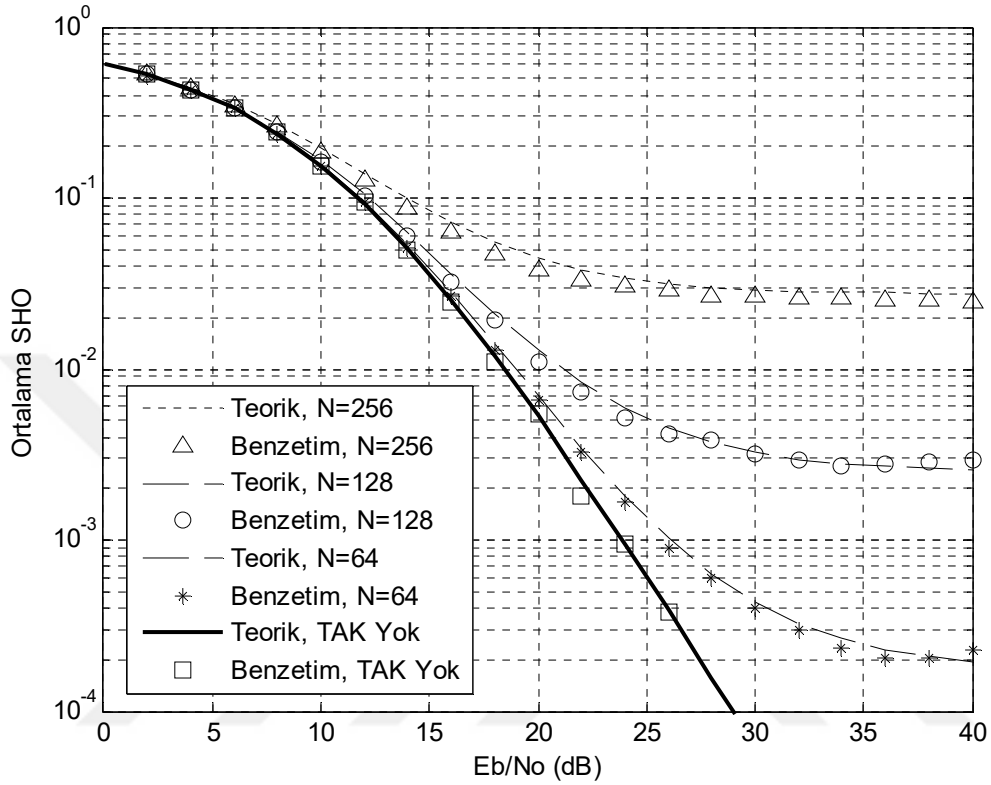


Şekil 4.10 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda başarımlarının karşılaştırılması ($m=4$, $N=64$).

Şekil 4.10'da 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda başarımlarını teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 10000 DFBC sembol kullanılmıştır. $M = 4, 16$ ve 64 seviyeli FaKA modülasyonu için eşitlik (4.32) ve eşitlik (4.50)'de verilen ifadeler kullanılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=4$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre ortalama SHO'nun artan modülasyon seviyesi ile doğru orantılı olarak arttığını ve yine en iyi başarımın en düşük modülasyon seviyesinde (4-FaKA) elde edildiğini söyleyebiliriz. Tüm modülasyon metotlarında da 2×2 yapısının 2×1 yapısına göre artan E_b/N_0 'larda az daha iyi başarımlar göstermektedir (hemen hemen aynı). Ayrıca yine tüm modülasyon seviyeleri için belirli bir Ortalama SHO değerindeki başarımların farkları aynıdır. Örneğin 10^{-2} sembol hata değeri için E_b/N_0 değerleri arasındaki fark tüm modülasyon seviyeleri için 3.6 dB'dir.

Şekil 4.8-Şekil 4.10'da görüldüğü gibi bu alt bölümde türetilen teorik SHO ifadeleriyle elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarıyla tamamen aynıdır, bu durum türetilen SHO denklemlerinin doğruluğunu göstermektedir.

Şekil 4.11’de 2×1 Alamouti UZBK/DFBC Sisteminin 16-FaKA modülasyon metodu için ve çeşitli sayıda alt-taşıyıcı için ($N=64, 128$ ve 256) hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda başarımı teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalarda en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2$ Hz alınmıştır. Karşılaştırmak amacıyla TAK’sız durum şekle ilave edilmiştir.

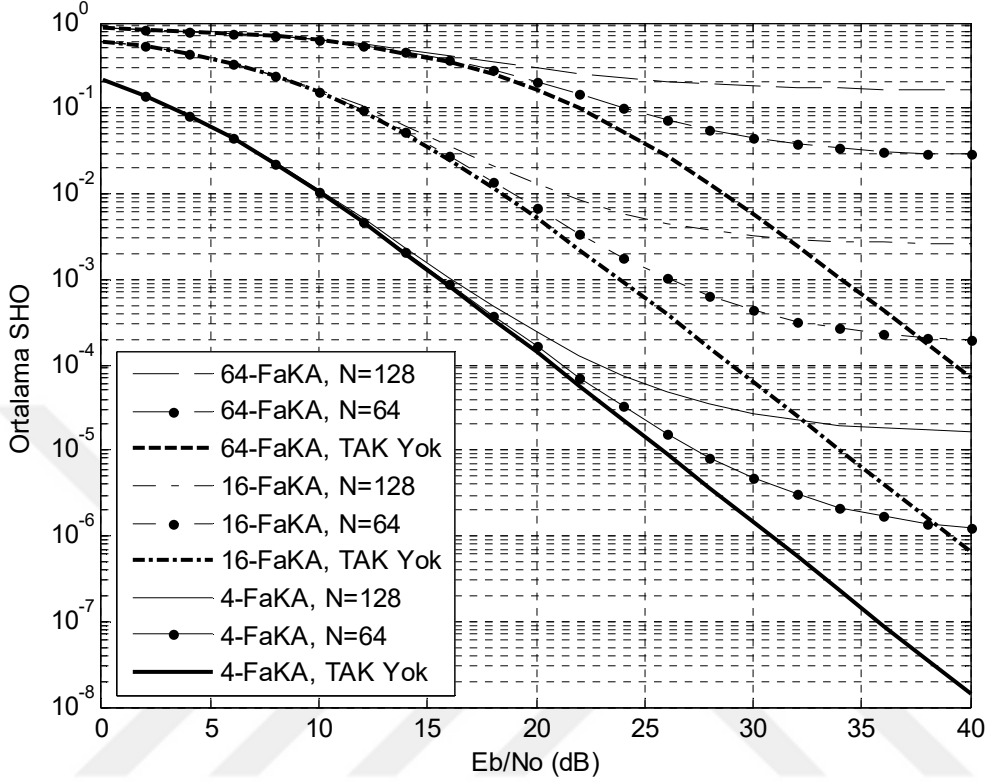


Şekil 4.11 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda 16-FaKA için teorik ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176 \times 2$ Hz).

Şekil 4.11’den görüldüğü gibi bu alt bölümde türetilen teorik SHO ifadeleriyle elde edilen sonuçların benzetim ile elde edilen sonuçlarla tamamen aynı olduğu görülmektedir. Bu durum türetilen SHO denklemlerinin doğruluğunu göstermektedir. Elde edilen sonuçlara göre, hızlı sönmlemmeden dolayı, 16-FaKA modülasyon metodu için alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla başarımın önemli ölçüde kötüleştiği görülmektedir. 30 dB’lik bir E_b/N_o ’da TAK yokken ortalama SHO 10^{-4} ’ün hemen altındadır. Diğer taraftan en büyük Doppler frekansının $f_d=176 \times 2$ Hz olması durumunda 64 alt-taşıyıcı için 4.10^{-4} ’lük bir ortalama SHO varken 256 alt-taşıyıcı için 3.10^{-2} ’lik bir ortalama SHO ortaya çıkmaktadır.

Analitik sonuçlar benzetimlerle doğrulandıktan sonra bu kez, şekil 4.12’de 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda (4.32) eşitliğinde (4.33) ifadesinin kullanılması ile elde edilen başarımları üç farklı modülasyon metodu ve $N=64$ ve

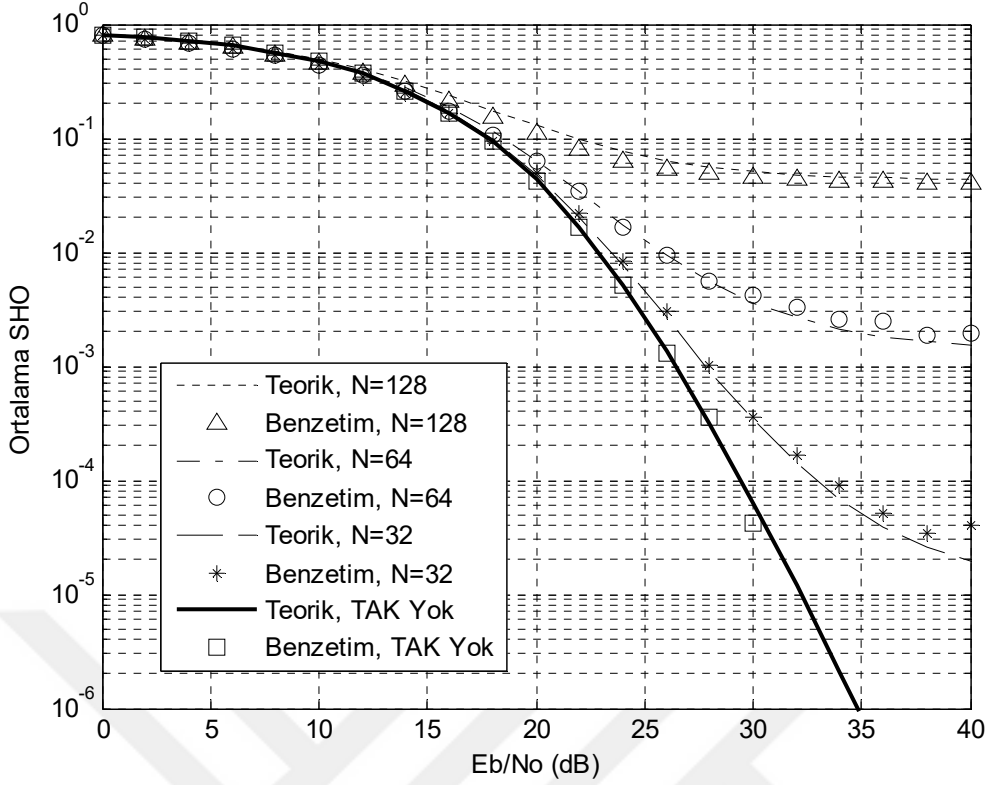
$N=128$ alt-taşıyıcı için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmak amacıyla sonuçlara TAK'sız durum dahil edilmiştir. Karşılaştırmalarda en büyük Doppler frekansının $f_d=176\times 2$ Hz olarak alınmıştır.



Şekil 4.12 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda Analitik sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176\times 2$ Hz).

Şekil 4.12'de, 4, 16 ve 64-FaKA modülasyon metotları kullanan 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda alt-taşıyıcı sayısına göre analitik başarımının nasıl değiştiği görülmektedir. Tüm modülasyon seviyelerinde alt-taşıyıcı değişiminin başarıma olan etkisi benzerdir. Bununla birlikte, alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla birlikte tüm modülasyon metotları için daha düşük bir E_b/N_o değerinde ortalama SHO değerinin sabit kaldığı görülmektedir.

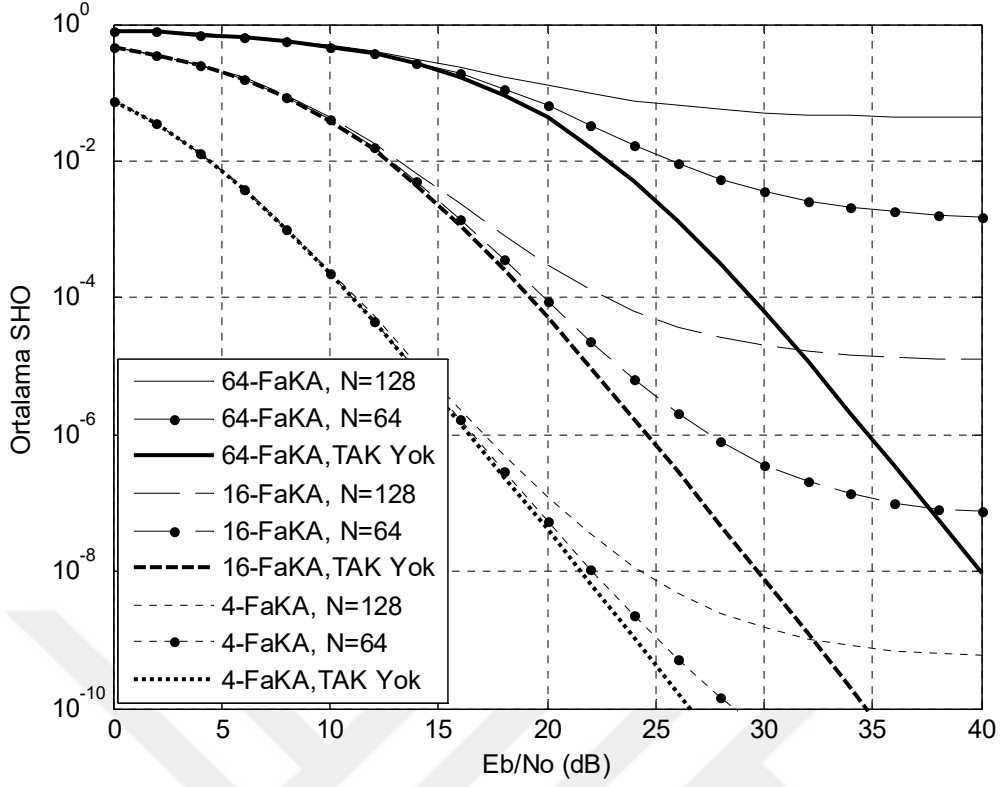
Şekil 4.13'de, 2×2 Alamouti UZBK/DFBC Sisteminin 64-FaKA modülasyon metodu için ve çeşitli sayıda alt-taşıyıcı için ($N=64, 128$ ve 256) hızlı sönmlemeli Nakagami- m kanalda başarımı teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalarda en büyük Doppler frekansı $f_d=176\times 2$ Hz alınmıştır. Karşılaştırmak amacıyla TAK'sız durum şekle ilave edilmiştir.



Şekil 4.13 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmülemeli Nakagami- m kanalda 64-FaKA için teorik ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176\times 2$ Hz).

Şekil 4.13'den görüldüğü gibi bu alt bölümde türetilen teorik SHO ifadeleriyle elde edilen sonuçların benzetim ile elde edilen sonuçlarla tamamen aynı olduğu görülmektedir. Bu durum türetilen SHO denklemlerinin doğruluğunu göstermektedir. Elde edilen sonuçlara göre, hızlı sönmülenmeden dolayı, 64-FaKA modülasyon metodu için alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla başarımın önemli ölçüde kötüleştiği görülmektedir. 30 dB'lik bir E_b/N_o 'da TAK yokken ortalama SHO 5.10^{-5} 'iken en büyük Doppler frekansının $f_d=176\times 2$ Hz olması durumunda 64 alt-taşıyıcı için 2.10^{-4} 'lük bir ortalama SHO varken 256 alt-taşıyıcı için 4.10^{-2} 'lik bir ortalama SHO ortaya çıkmaktadır.

Şekil 4.14'de 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmülemeli Nakagami- m kanalda (4.50) eşitliğinde (4.33) ifadesinin kullanılması ile elde edilen başarımları üç farklı modülasyon metodu ve $N=64$ ve $N=128$ alt-taşıyıcı için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmak amacıyla sonuçlara TAK'sız durum dahil edilmiştir. Karşılaştırmalarda en büyük Doppler frekansının $f_d=176\times 2$ Hz olarak alınmıştır.

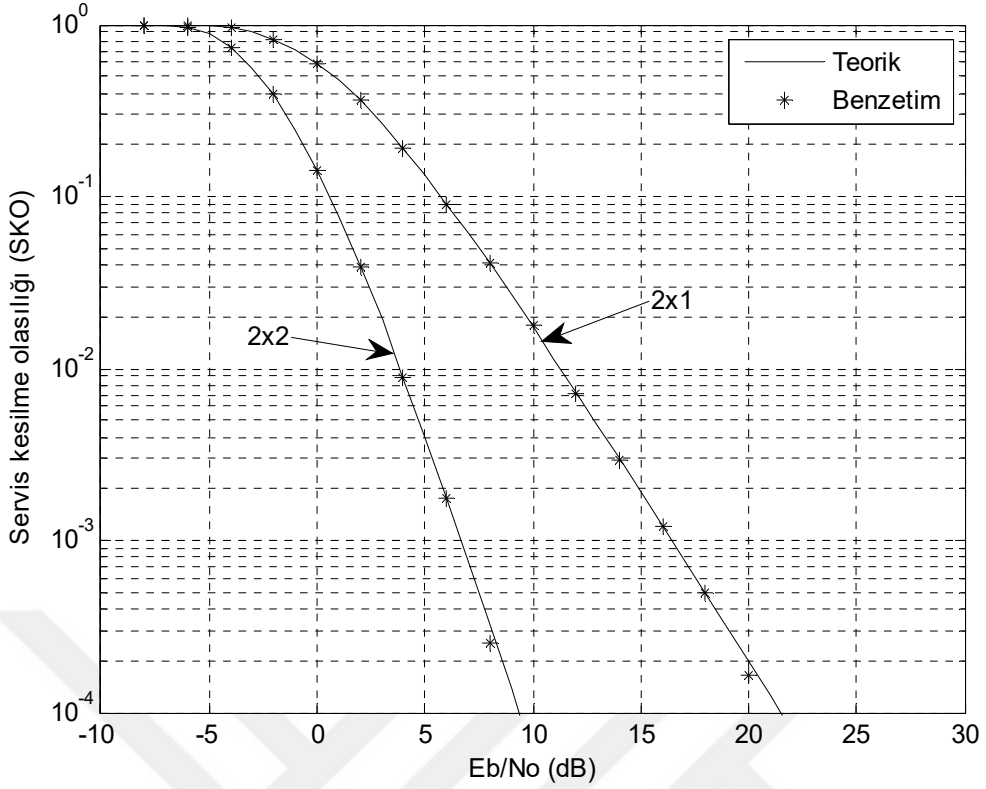


Şekil 4.14 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmülemeli Nakagami- m kanalda analitik sonuçlarının karşılaştırılması ($m=1, f_d=176 \times 2$ Hz).

Şekil 4.14’de, 4, 16 ve 64-FaKA modülasyon metotları kullanan 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin hızlı sönmülemeli Nakagami- m kanalda alt-taşıyıcı sayısına göre analitik başarımının nasıl değiştiği görülmektedir. Tüm modülasyon seviyelerinde alt-taşıyıcı değişiminin başarıma olan etkisi benzerdir. Bununla birlikte, 4-FaKA modülasyon metodu en iyi başarıyı gösterirken yine en kötü başarıyı 64-FaKA modülasyon metodu göstermiştir.

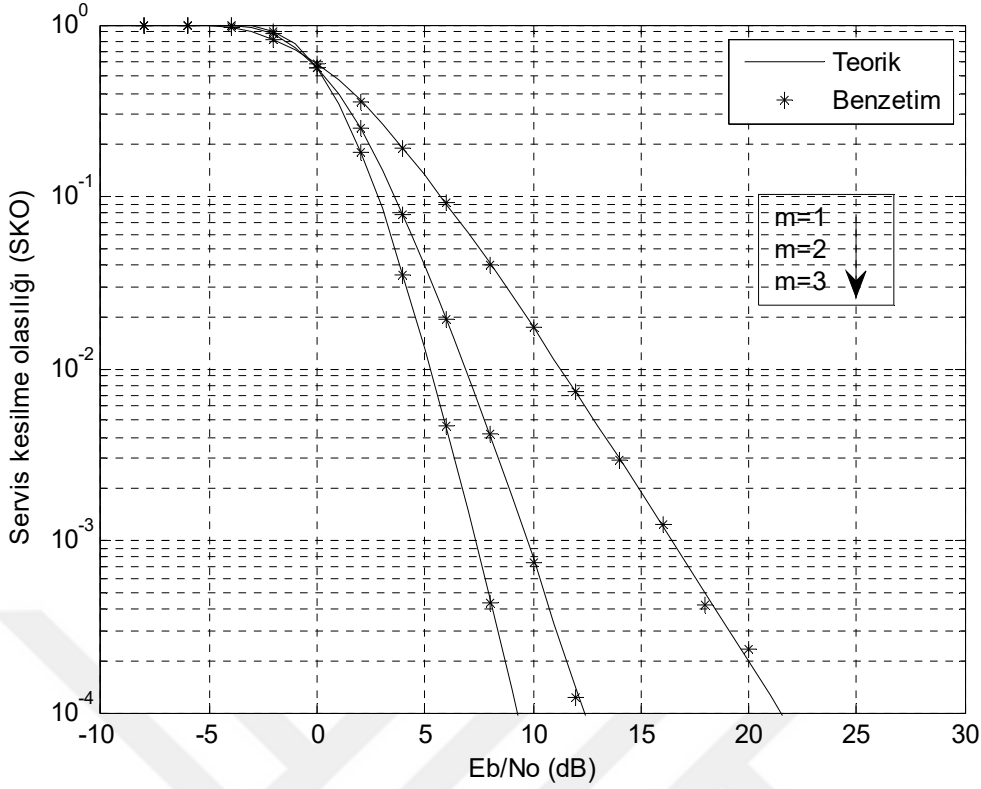
b. Servis Kesinti Olasılıkları

Bu alt bölümde yukarıda (4.4.1.2 ve 4.4.2.2) yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC Sistemleri için türetilen teorik SKO ifadeleri kullanılarak elde edilen nümerik değerler, benzetimle elde edilen nümerik değerlerle beraber sunulmuştur.



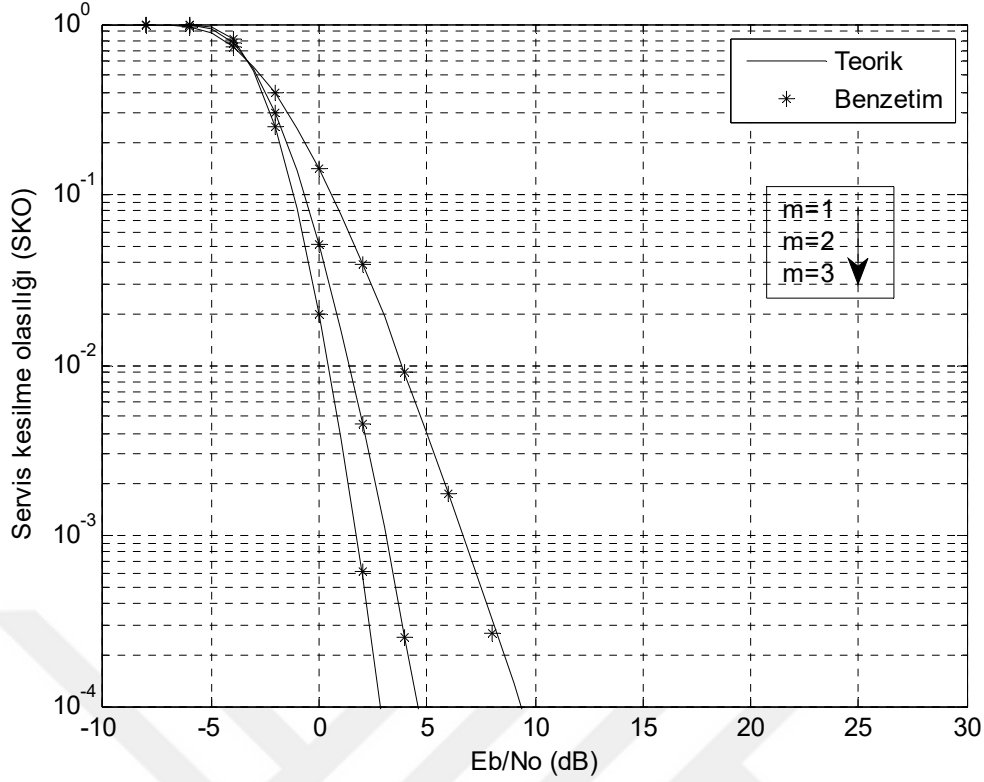
Şekil 4.15 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin yavaş sönmülemeli Rayleigh kanalda SKO başarımlarının karşılaştırılması ($m=1$, $\gamma_e=0$ dB).

Şekil 4.15’de 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin yavaş sönmülemeli Rayleigh kanalda SKO başarımları teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 1000 DFBCÇ sembol kullanılmıştır. Teorik ve benzetimlerde Servis kesilmesine neden olan eşik (threshold) E_b/N_0 değeri $\gamma_e=0$ dB alınmıştır. Eşitlik (4.34) ve eşitlik (4.51)’de verilen ifadeler kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre 2×2 yapısı 2×1 yapısına göre artan E_b/N_0 ’larda çok daha iyi SKO başarımları göstermektedir. $E_b/N_0 = 8$ dB değerinde 2×1 yapı için SKO başarımları $4 \cdot 10^{-2}$ iken 2×2 yapı için $3 \cdot 10^{-4}$ ’dür.



Şekil 4.16 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e = 0$ dB).

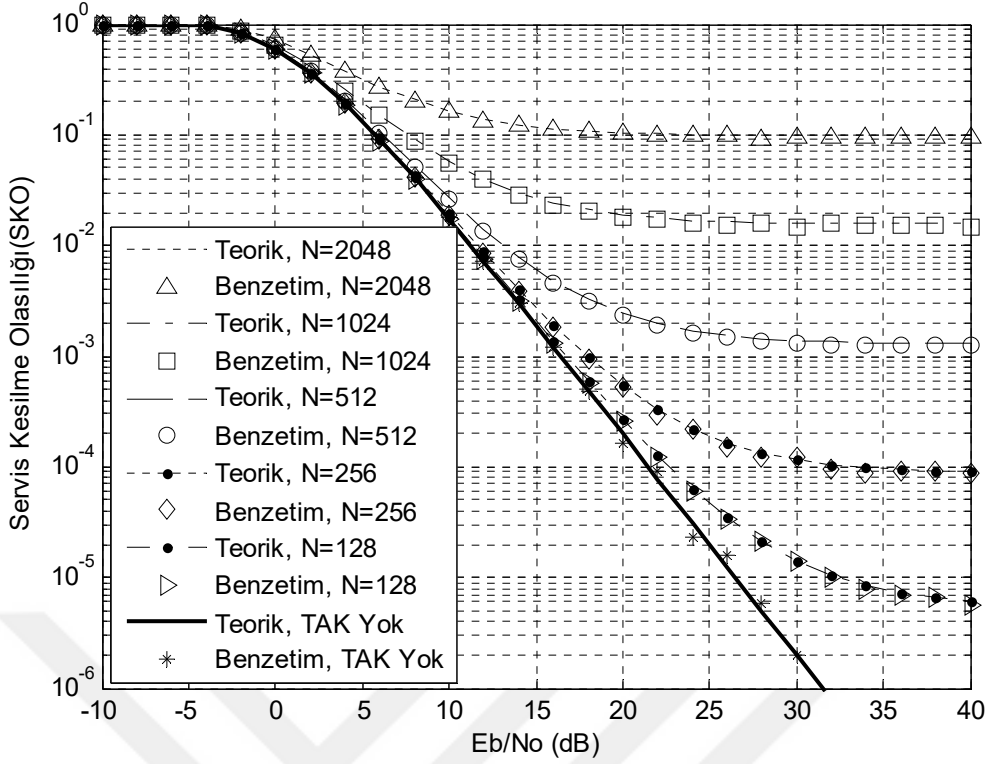
Şekil 4.16’da 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SKO başarımları teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 1000 DFBC sembol kullanılmıştır. Teorik ve benzetimlerde Servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değeri $\gamma_e = 0$ dB alınmıştır. Eşitlik (4.35)’de verilen ifade kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Nakagami- m kanalda m parametreleri $m=1,2,3$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre $m=3$ durumu $m=2$ durumuna göre, $m=2$ durumu da $m=1$ (Rayleigh kanal) durumuna göre daha iyi SKO başarımları göstermektedir. Her E_b/N_0 değerinde ardışık m ’ler arasındaki SKO başarımları üstünlüğü aynıdır. Örneğin, $E_b/N_0 = 8$ dB’de SKO başarımları 10’ar kat değişmektedir. $E_b/N_0 = 0$ dB’den itibaren artan E_b/N_0 ’larda bu oran 1’den itibaren artmaktadır.



Şekil 4.17 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB).

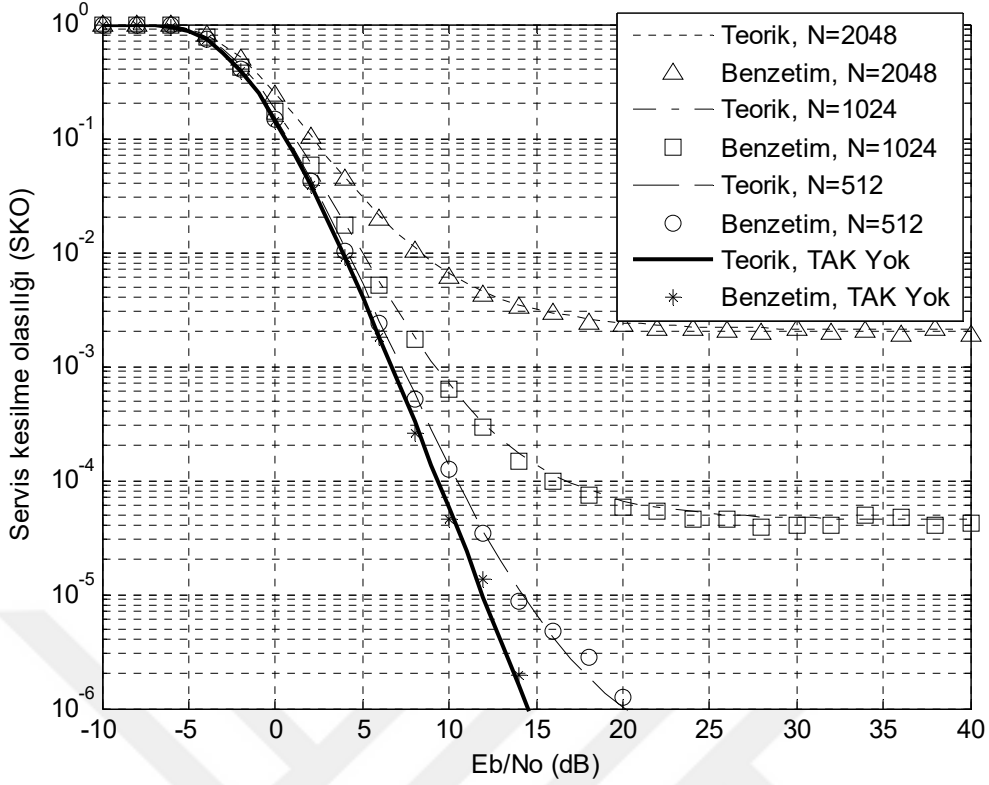
Şekil 4.17’de 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SKO başarımları teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 1000 DFBC sembol kullanılmıştır. Teorik ve benzetimlerde Servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değeri $\gamma_e=0$ dB alınmıştır. BPSK modülasyonu için eşitlik (4.52)’de verilen ifade kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Nakagami- m kanalda m parametreleri $m=1,2,3$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre $m=3$ durumu $m=2$ durumuna göre, $m=2$ durumu da $m=1$ (Rayleigh kanal) durumuna göre daha iyi SKO başarımları göstermektedir. $E_b/N_0 = -3$ dB’de SKO başarımları tüm m değerleri için aynıdır. Her E_b/N_0 değerinde ardışık m ’ler arasındaki SKO başarımları üstünlüğü aynıdır.

Şekil 4.15-Şekil 4.17’de görüldüğü gibi bu alt bölümde türetilen teorik SKO ifadeleriyle elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarıyla tamamen aynıdır, bu durum türetilen SKO denklemlerinin doğruluğunu göstermektedir.



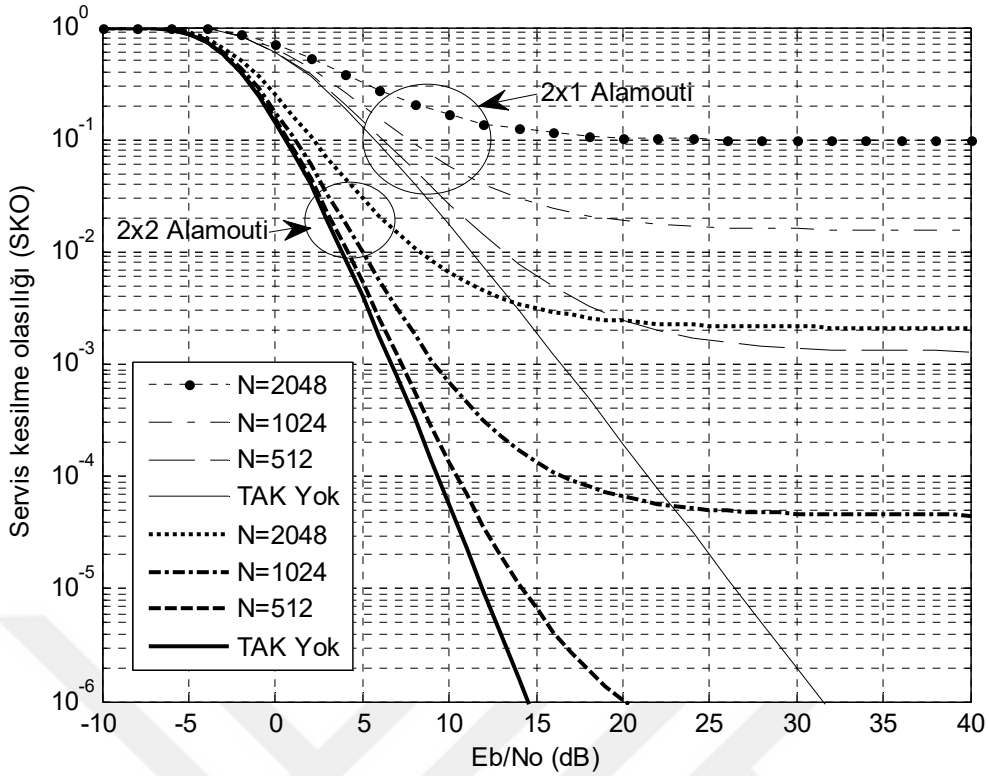
Şekil 4.18 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin hızlı sönümlenmeli Rayleigh kanalda analitik ve benzetim SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e = 0$ dB, $f_d = 176 \times 2$ Hz).

Şekil 4.18’de 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin hızlı sönümlenmeli Rayleigh kanalda SKO başarımları teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 200000 DFBC’ye kadar sembol kullanılmıştır. Teorik ve benzetimlerde Servis kesilmesine neden olan eşik (threshold) E_b/N_0 değeri $\gamma_e = 0$ dB alınmıştır. Kanalin hızlı sönümlenmesine neden olan en büyük Doppler frekansı $f_d = 176 \times 2$ Hz olarak alınmıştır. Eşitlik (4.35)’de verilen ifadede (4.33) eşitliğinin kullanılmasıyla elde edilen teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Şekil 4.18’de verilen teorik ve benzetim sonuçlarının tüm alt-taşıyıcı değerleri için tam olarak örtüşmesi, türetilen ifadelerin doğruluğunu göstermektedir. 2×1 Alamouti yapısında artan E_b/N_0 ’larda SKO başarımları iyileşmektedir. Fakat diğer yandan, kanalın hızlı sönümlenmesinden dolayı, SKO başarımları İGO’nun değerinden bağımsız olacak şekilde E_b/N_0 değerinin belli bir değerinden itibaren kötüleşmeye başlamaktadır ve belli bir SKO değerinin altına düşmemektedir. Yine şekil 4.18’den, alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla SKO başarımlarının azaldığı görülmektedir.



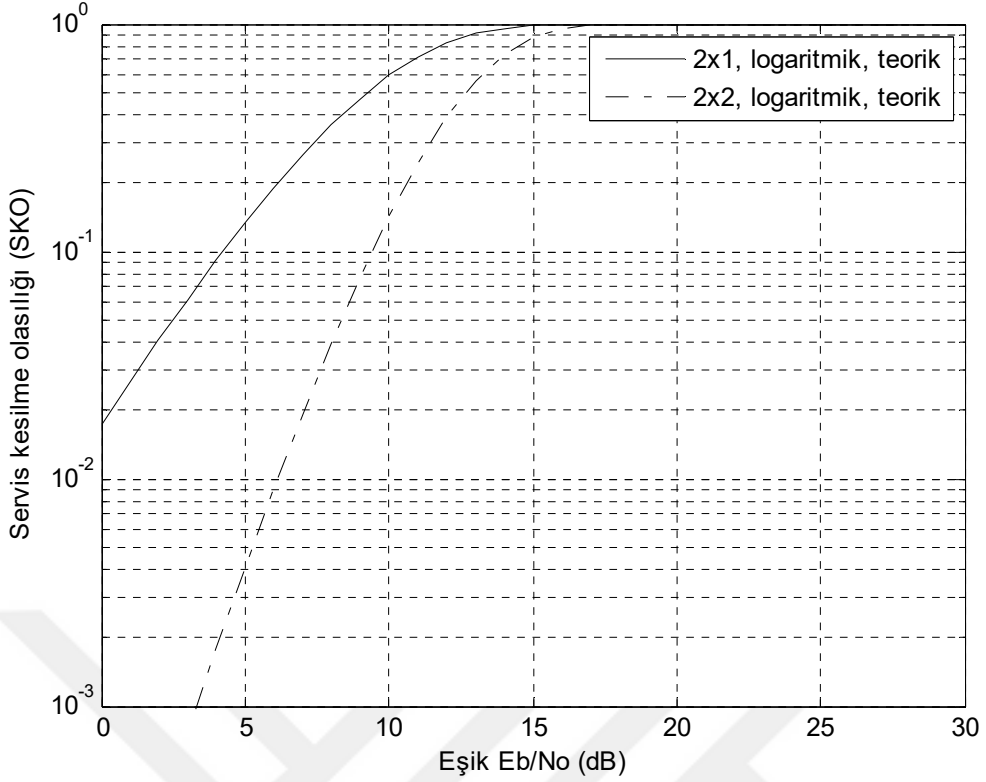
Şekil 4.19 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin hızlı sönmülemeli Rayleigh kanalda analitik ve benzetim SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB, $f_d=176 \times 2$ Hz).

Şekil 4.19’da 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin hızlı sönmülemeli Rayleigh kanalda SKO başarımları teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Benzetimde 200000 DFBC’ye kadar sembol kullanılmıştır. Teorik ve benzetimlerde Servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değeri $\gamma_e=0$ dB alınmıştır. Kanalın hızlı sönmülemesine neden olan en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2$ Hz olarak alınmıştır. Eşitlik (4.52)’de verilen ifade (4.33) eşitliğinin kullanılmasıyla elde edilen teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Şekil 4.19’da verilen teorik ve benzetim sonuçlarının tüm alt-taşıyıcı değerleri için tam olarak örtüşmesi, türetilen ifadelerin doğruluğunu göstermektedir. 2×2 Alamouti yapısında da artan E_b/N_0 ’larda SKO başarımları iyileşmektedir. Fakat diğer yandan, kanalın hızlı sönmülemesinden dolayı, SKO başarımları İGO’nun değerinden bağımsız olacak şekilde E_b/N_0 değerinin belli bir değerinden itibaren hızla kötüleşmeye başlamaktadır ve belli bir SKO değerinin altına düşmemektedir. Yine şekil 4.19’dan, alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla SKO başarımlarının azaldığı görülmektedir.



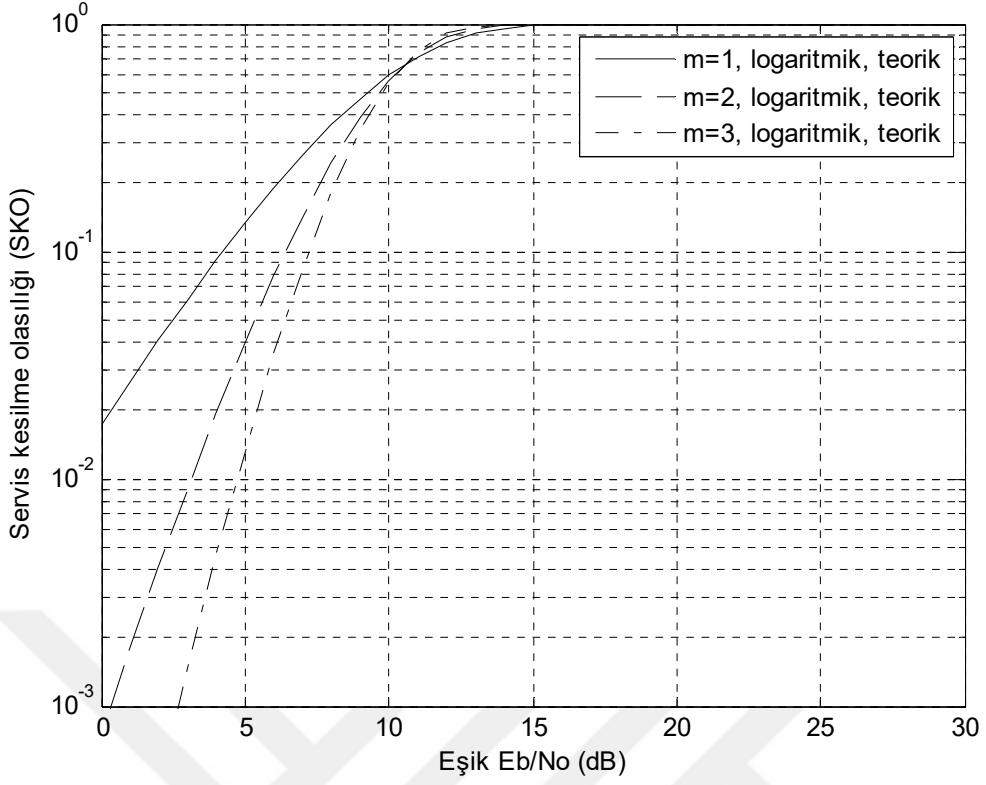
Şekil 4.20 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin hızlı sönümlenmeli Rayleigh kanalda analitik SKO başarımlarının karşılaştırılması ($\gamma_e=0$ dB, $f_d=176\times 2$ Hz).

Şekil 4.20’de 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin hızlı sönümlenmeli Rayleigh kanalda SKO başarımları analitik olarak karşılaştırılmıştır. Nümerik hesaplamalarda Servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değeri $\gamma_e=0$ dB alınmıştır. Kanalin hızlı sönümlenmesine neden olan en büyük Doppler frekansı $f_d=176\times 2$ Hz olarak alınmıştır. Ayrıca karşılaştırmak amacıyla Doppler kaymasının olmadığı durum, $f_d=0$ Hz şekle ilave edilmiştir. Eşitlik (4.34) ve eşitlik (4.51)’de verilen ifadeler kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre 2×2 yapısı 2×1 yapısına göre artan E_b/N_0 ’larda çok daha iyi SKO başarımları göstermektedir. Buna karşılık $N=512$ ’den fazla alt-taşıyıcı kullanan 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC Sistemlerinin hızlı sönümlenmeli Rayleigh kanalda SKO başarımlarını önemli ölçüde kötüleştirir. 2×2 Alamouti UZBK/DFBC Sistemlerinin $N=512$ için 10^{-6} değerinde bir SKO için sadece 5 dB’lik bir kötüleşme olduğu görülmektedir. Buna karşılık 2×1 Alamouti UZBK/DFBC Sistemlerinin $N=512$ sayıda alt-taşıyıcı için yüksek İGO değerlerinde bile 10^{-3} ’lük bir SKO başarımlarını yakalayamamaktadır.



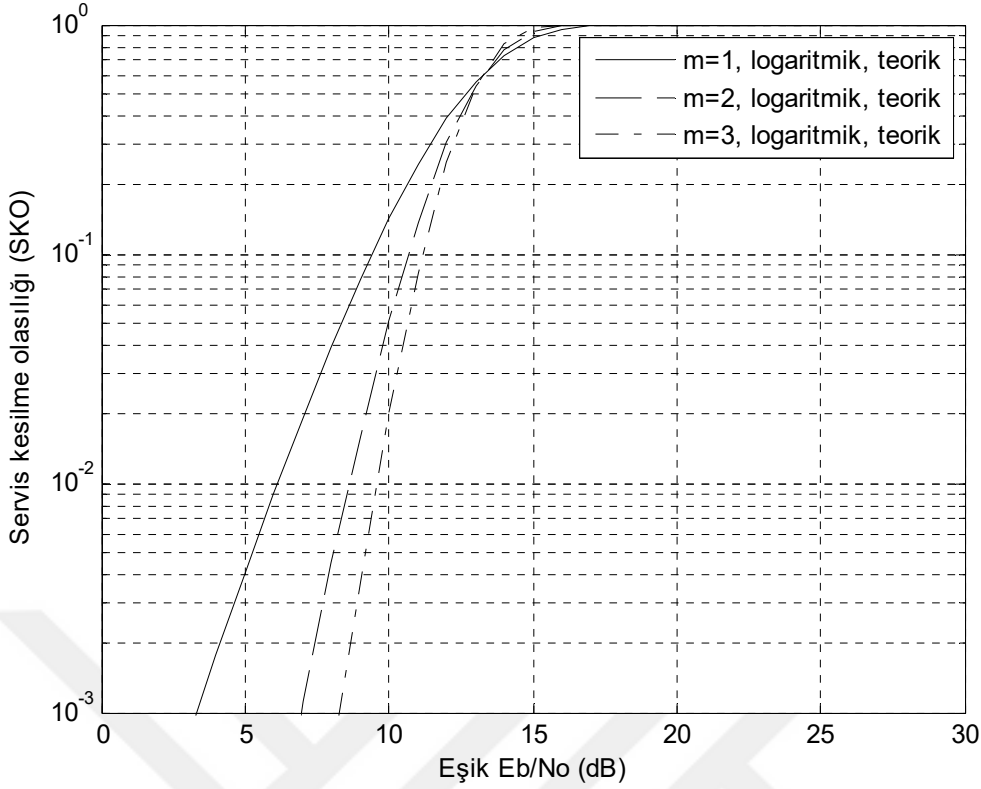
Şekil 4.21 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Rayleigh kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımlarının karşılaştırılması ($E_b/N_0 = 10$ dB).

Şekil 4.21’de 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin yavaş sönmülemeli Rayleigh kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları teorik olarak karşılaştırılmıştır. Teorik SKO başarımları Servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değerlerine göre hesaplanmıştır. $E_b/N_0 = 10$ dB alınmıştır. Eşitlik (4.36) ve eşitlik (4.53)’de verilen ifade kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Nakagami- m kanalda $m=1$ alınarak Rayleigh kanal oluşturulmuştur. Elde edilen sonuçlara göre, 2x2 yapısının 2x1 yapısına göre daha iyi SKO başarımına sahip olduğu görülmektedir. %10’luk bir SKO başarımı için 2×2 Alamouti yapısının eşik E_b/N_0 değerinin 2×1 Alamouti yapısından 5 dB daha yüksek olduğu görülmektedir.



Şekil 4.22 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları ($E_b/N_0 = 10$ dB).

Şekil 4.22’de 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları teorik olarak karşılaştırılmıştır. Teorik SKO başarımları Servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değerlerine göre hesaplanmıştır. $E_b/N_0 = 10$ dB alınmıştır. Eşitlik (4.36)’da verilen ifade kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Nakagami- m kanalda $m=1, 2, 3$ değerleri için SKO başarımları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, SKO başarımlarının m değeriyle orantılı olarak arttığı görülmektedir. 11 dB’lik eşik E_b/N_0 değerinde eğriler kesişmektedir.



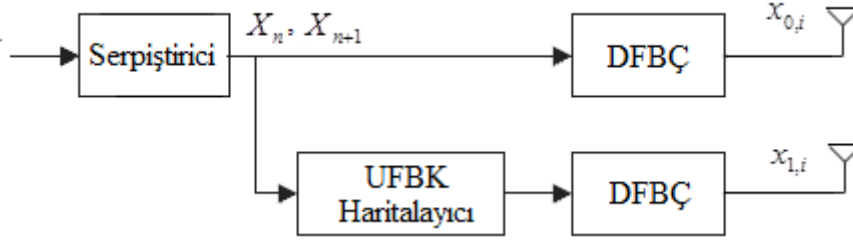
Şekil 4.23 2x2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları ($E_b/N_0 = 10$ dB).

Şekil 4.23'de 2x2 Alamouti UZBK/DFBC sistemlerinin yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda logaritmik ölçekte SKO başarımları teorik olarak karşılaştırılmıştır. Teorik SKO başarımları servis kesilmesine neden olan eşik E_b/N_0 değerlerine göre hesaplanmıştır. $E_b/N_0 = 10$ dB alınmıştır. Eşitlik (4.53)'de verilen ifade kullanılarak teorik SKO başarımları elde edilmiştir. Nakagami- m kanalda $m=1, 2, 3$ değerleri için SKO başarımları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, SKO başarımlarının m değeriyle orantılı olarak arttığı görülmektedir. 13 dB'lik eşik E_b/N_0 değerinde eğriler kesişmektedir.

4.5 UZAY FREKANS BLOK KODLAMA (UFBK)

UFBK şeklindeki verici anten çeşitlemesi, zaman ve uzay çeşitlemesini kullanır ve hız kaybı olmaksızın iki verici anten için maksimum bir çeşitleme kazancına ulaşır. Çeşitleme kazancını garanti etmek için iki ardışık sembol süresince kanal katsayılarının sabit olduğu varsayılır. Bu, DFBC sistemlerde zorunlu bir ön şarttır. DFBC sistemlerde sembol süresi T_s , seri veri sembollerinin süresi T_m 'nin N katıdır. Yani, $T_s = N.T_m$.

Kodlama için iki ardışık DFBC sembol kullanma zorunluluğunu ortadan kaldırmak için birlikte bulunan semboller, çok taşıyıcılı sistemlerde farklı alt taşıyıcılarda gönderilebilirler. Burada DFBC'nin özelliğinden yararlanılabilir. Bu özellik şudur: iki komşu dar-bant alt kanal hemen hemen aynı kanal katsayılarından etkilenirler. Böylece UFBK, algılama için sadece bir DFBC sembolün alınmasını gerektirir. Böylece, uyumluluk zamanı sınırlandırmaları ile ilgili problemlerden kurtulunur ve algılama işlemindeki gecikme azalır (Fazel and Kaiser 2008).



Şekil 4.24 DFBC'li bir vericide UFBK kodlama.

Şekil 4.24'de verilen yapıda N tane, serpiştirilmiş (interleaved) veri sembolü X_n dizisi, bir DFBC sembolde iletilmektedir. Modülasyonlu veri sembolleri UFBK'den önce bir serpiştirici ile serpiştirilir. Şöyle ki, UFBK haritalayıcı ile birleştirilen ve böylece aynı sönmüleme katsayısından etkilenen veri sembolleri başlangıçtaki veri akışındaki ardışık veri sembolleri değildir. Boyutu D olan bir serpiştirici, $D \leq N$ için frekans serpiştirmesi, $D > N$ için zaman ve frekans serpiştirmesi gerçekleştirir (Fazel and Kaiser 2008).

4.5.1 2×1 Alamouti UFBK Yapısı

İki verici antenli ve kod hızı 1 olan bir UFBK için veri sembollerinin X_n haritalama yöntemi çizelge 4. 1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 İki verici antenli UFBK haritalayıcı.

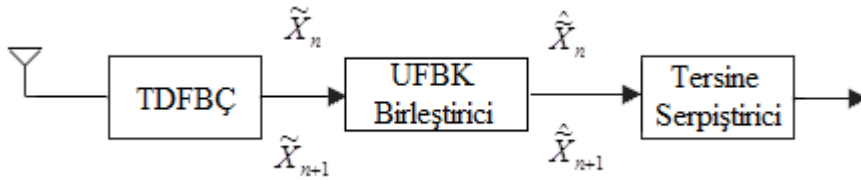
Alt Taşıyıcı No'su	1. Anten	2. Anten
n	X_n	$-X_{n+1}^*$
$n+1$	X_{n+1}	X_n^*

Birinci antenden orijinal veri hiçbir değişiklik yapılmadan iletilir. Böylece birinci anten için alt-taşıyıcılarda veri sembollerini haritalama, klasik TAFD ile yapılır. Bu dönüşüm ile Frekans uzayındaki veri sembolleri zaman uzayında aşağıdaki gibi ifade edilirler:

$$x_{0,i} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j2\pi ni / N) , \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (4.54)$$

Burada $x_{0,i}$, modülasyonlu veri sembolleri X_n 'nin TAFD'sidir. n alt taşıyıcı indeksi ve i zaman boyutundaki sinyalin örnekleme indeksidir. Sadece ikinci antenden gönderilecek sinyaller için veri sembolü haritalaması yapılır. Bu haritalama, çizelge 4.1'de verilen yöntemle göre yapılır. Tablodaki (.)^{*} işareti karmaşık eşleniği ifade etmektedir. İkinci verici antenin veri sembolleri aşağıdaki gibi alt taşıyıcılara haritalanır (Fazel and Kaiser 2008).

$$x_{1,i} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} (X_{2n}^* \exp(j2\pi (2n+1)i / N) - X_{2n+1}^* \exp(j2\pi (2n)i / N)) \quad (4.55)$$



Şekil 4.25 TDFBC'li UFBK alıcı.

Bir alıcı antenli, TDFBC'li UFBK alıcı yapısı şekil 4.25'de verilmiştir. TDFBC bloğunda, koruma aralığı kaldırılıp AFD alındıktan sonra, n 'inci ve $n+1$ 'inci alt kanallarda alınan semboller aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \tilde{X}_n &= h_{0,n} X_n - h_{1,n} X_{n+1}^* + Z_n \\ \tilde{X}_{n+1} &= h_{0,n+1} X_{n+1} + h_{1,n+1} X_n^* + Z_{n+1} \end{aligned} \quad (4.56)$$

Burada Z_n , n 'inci alt taşıyıcıdaki TBGG'dir. $h_{m,n}$, m 'inci antene tahsis edilmiş n 'inci alt-kanalın düz sönümlenme katsayısıdır. Dolayısıyla komşu alt-taşıyıcılar arasındaki sönümlenme de düz sönümlenme olarak düşünülebilir. Bu sebeple $h_{m,n} = h_{m,n+1}$ diyebiliriz. Böylece komşu

alt-kanalların herhangi bir çiftini n ve $n+1$ düşünürsek, m 'inci anten ile gönderilen n 'inci ve $n+1$ 'inci alt kanal çiftine ait düz sönümlenme katsayılarını h_m şeklinde yazabiliriz. UFBK birleştiricisinin çıkışında alınan semboller aşağıdaki gibi yazılabilir.

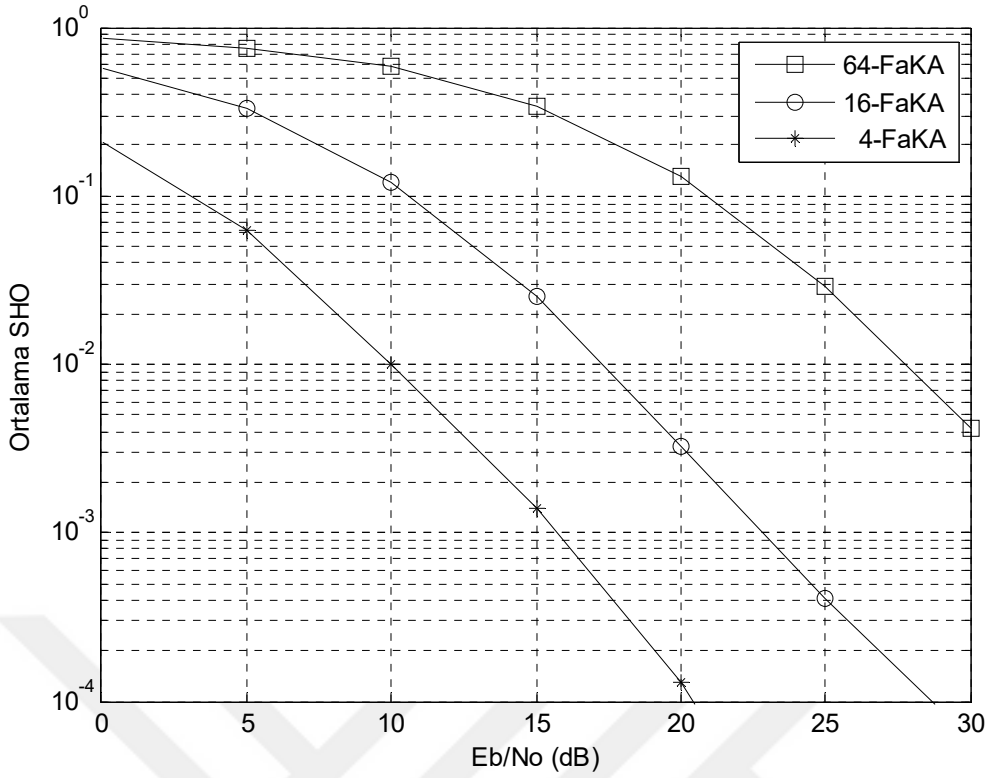
$$\begin{aligned}\hat{X}_n &= h_0^* \tilde{X}_n - h_1 \tilde{X}_{n+1}^* \\ \hat{X}_{n+1} &= h_0^* \tilde{X}_{n+1} - h_1 \tilde{X}_n^*\end{aligned}\tag{4.57}$$

Eşitlik (4.56)'daki ifadeler eşitlik (4.57)'de yerine yazılırsa tersine serpiştirme öncesinde alınan semboller aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned}\hat{X}_n &= (|h_0|^2 + |h_1|^2)X_n + h_0^* Z_n + h_1 Z_{n+1}^* \\ \hat{X}_{n+1} &= (|h_0|^2 + |h_1|^2)X_{n+1} + h_0^* Z_{n+1} - h_1 Z_n^*\end{aligned}\tag{4.58}$$

4.5.2 Alamouti UFBK/DFBÇ işaretlerin Nümerik Başarım Sonuçları

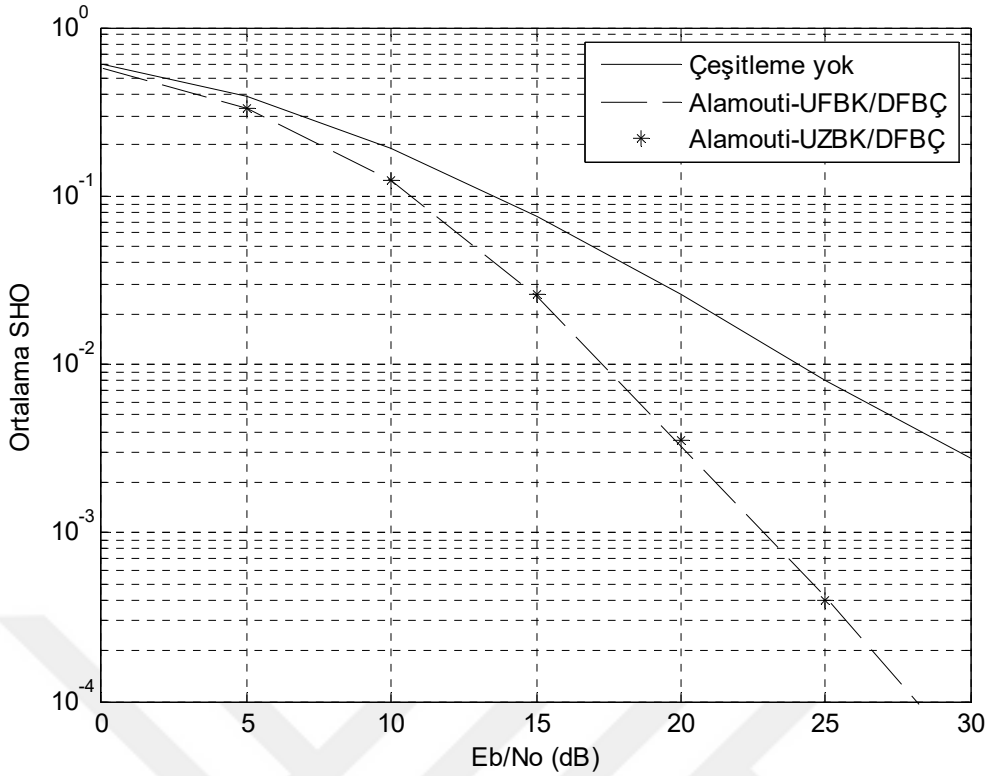
Bu alt bölümde, 2×1 Alamouti kodlu DFBÇ işaretlerin benzetimle elde edilen SHO sonuçları hesaplanmıştır. $M = 16$ seviyeli FaKA modülasyonu için Rayleigh düz sönümlenmeli kanalda 20000 DFBÇ sembol kullanılarak SHO benzetim yapılarak çizdirilmiştir. İGO olarak E_b/N_0 kullanılmıştır. Rayleigh kanalların varyans değerleri bir ve sembol enerjisi de bir olarak alınmıştır. Benzetimde 64 taşıyıcılı DFBÇ işareti kullanılmıştır. DFBÇ işarete 16 uzunluğunda koruma aralığı eklenmiştir. Şekil 4.19'da Alamouti yapı için elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir.



Şekil 4.26 2×1 Alamouti UFBK/DFBC sistem için benzetim sonuçları.

Şekil 4.26’da 2×1 Alamouti UZBK ve UFBK/DFBC işaretlerin ve klasik/çeşitlemesiz DFBC sisteminin benzetimle elde edilen SHO sonuçları karşılaştırılmıştır. $M = 4, 16, 64$ seviyeli FaKA modülasyonu için Rayleigh düz sönümlmeli kanalda 10000 DFBC sembol kullanılarak SHO benzetim yapılarak çizdirilmiştir. İGO olarak E_b/N_0 kullanılmıştır. Rayleigh kanalların varyans değerleri bir ve sembol enerjisi de bir olarak alınmıştır. Benzetimde 64 taşıyıcılı DFBC işareti kullanılmıştır. DFBC işarete 16 uzunluğunda koruma aralığı eklenmiştir.

Şekil 4.27’de 16-FaKA modülasyon metodu için 2×1 Alamouti UFBK-UZBK/DFBC sistem için benzetim sonuçlarının karşılaştırması verilmiştir. Karşılaştırmaya çeşitlemesiz durum dahil edilmiştir.



Şekil 4.27 2×1 Alamouti UFBK-UZBK/DFBÇ sistem için benzetim sonuçları.

Elde edilen sonuçlardan görüldüğü gibi, Alamouti yapısında UZBK ve UFBK kodlanmış DFBC işaretlerin benzetim sonuçlarının tüm işaret gürültü oranlarında neredeyse aynı hata oranını verdiği görülmektedir. Fakat Alamouti kodlu DFBC işaretlerin klasik işaretlere göre aynı hata olasılığına ulaşmada işaret gürültü oranı arttıkça gittikçe azalan bir İGO kazancı olduğu görülmektedir. 3.10^{-3} 'lük bir SHO değerinde kodlu işaretler kodsuz işaretlere göre 10 dB'lik bir kazanç sağlamaktadır.

4.6 SONUÇLAR

Bu alt bölümde, çeşitleme, denkleştirme, ÇGÇÇ sistemler incelenmiştir. Ardından UZK'nin blok kodlamalı yapısı olan Alamouti UZBK yapısı analiz edilmiştir. Yapılan analizde, 2 verici, 1 veya 2 alıcı antenli ÇGÇÇ sistemler için DFBC işaret yapısını kullanan Alamouti UZBK işaretler için SHO ve SKO için ifadeler türetilmiştir. Türetilen ifadelerden elde edilen numerik sonuçlar, benzetimlerle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, türetilen teorik ifadelerin doğruluğunu göstermektedir. Son olarak da Alamouti UFBK yapısını kullanan DFBC işaretler için benzetim sonuçları verilmiştir. Numerik hesaplamalarda M seviyeli FaKA modülasyonu kullanılmıştır.

Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin 2×1 ve 2×2 yapıları için yavaş ve hızlı sönümlenmeli Nakagami- m kanalda elde edilen sembol hata olasılığı ve servis kesilme olasılığının matematiksel ifadeleri benzetimle doğrulanmıştır. 2×2 Alamouti uzay-zaman kodlama 2×1 'e göre çok daha iyi SHO ve SKO başarımları vermiştir. Bunun başlıca sebebi bir alıcı antene göre iki alıcı antende çeşitlemenin artması, dolayısıyla başarımın iyileşmesidir. Çeşitleme derecesindeki artış, başarım grafiklerinden de görülmektedir.

Yavaş sönümlenmeli Nakagami- m kanalda m parametresi $m=1,2,3$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, başarımın m parametresinin artmasıyla iyileştiği görülmüştür. Ayrıca, ortalama SHO'nun artan modülasyon seviyesi ile doğru orantılı olarak arttığını ve en iyi başarımın en düşük modülasyon seviyesinde (4-FaKA) elde edildiği görülmüştür. Burada, İGO'nun OYF'sine bağlı olduğundan, SKO hesaplamalarının modülasyondan bağımsız olduğunu belirtmekte fayda var.

Hızlı sönümlenmeli Nakagami- m kanalda, yine 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin 16-FaKA modülasyon metodu için ve çeşitli sayıda alt-taşıyıcı için ($N=64, 128$ ve 256) başarımı teorik ve benzetimle karşılaştırılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=1$ olarak alınarak Rayleigh kanal elde edilmiştir. Karşılaştırmalarda en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2$ Hz alınmıştır. Karşılaştırmak amacıyla TAK'sız durum şekle ilave edilmiştir. Şekillerden görüldüğü gibi bu alt bölümde türetilen teorik SHO ifadeleriyle elde edilen sonuçların benzetim ile elde edilen sonuçlarla tamamen aynı olduğu görülmektedir. Bu durum türetilen SHO denklemlerinin doğruluğunu göstermektedir. Elde edilen sonuçlara göre, hızlı sönümlenmeden dolayı, 16-FaKA modülasyon metodu için alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla başarımın önemli ölçüde kötüleştiği görülmektedir. Ayrıca, ortalama SHO'nun artan modülasyon seviyesi ile doğru orantılı olarak arttığını ve en iyi başarımın yine en düşük modülasyon seviyesinde (4-FaKA) elde edildiği görülmüştür.



BÖLÜM 5

HIZLI FREKANS HOPLAMALI DFBC SİSTEM YAPISI

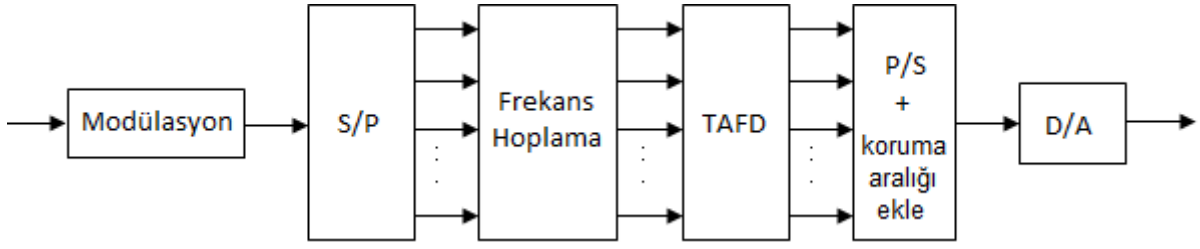
Bu bölümde, literatürdeki genel frekans hoptaması kullanan dijital çok taşıyıcı DFBC verici ve alıcı yapıları verilmiştir. Ardından HFH/DFBC sistem modeli verilmiştir.

5.1 GENEL FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA

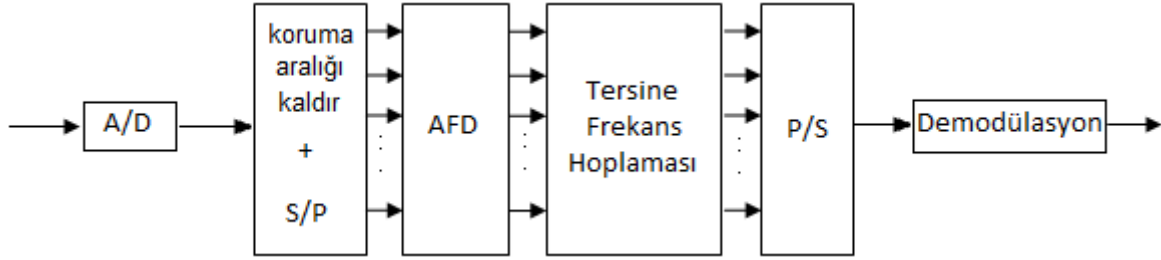
Klasik RF Frekans Hoptaması (Frequency Hopping-FH), bir yayılı spektrum tekniğidir. Sinyal bant genişliği değiştirilmeden sinyale çok sayıda alt-kanal üzerinde hoptama yaptırılır. FH, Sözde Gürültü (Pseudo Noise-SG) kodlara göre yaptırılır. Bu kanalların bant genişliği iletilen sinyalininki ile aynıdır. Her hangi bir dar-bant bölgede ve her hangi bir anda iletim güç seviyesi, DD-KBÇE'den daha yüksektir. Sinyal, çok küçük bir zaman periyodu için belirli bir kanalda bulunur. Algılama için alıcı önceden hoptama örneğini bilmelidir. Aksi halde sinyali algılaması zor olacaktır.

İki çeşit frekans hoptaması vardır (Goldsmith 2005). Yavaş Frekans Hoptaması (Slow Frequency Hopping, YFH) ve Hızlı Frekans Hoptaması (Fast Frequency Hopping-HFH). YFH'de hoptama başına çok sayıda sembol iletilir. HFH'de ise sembol başına birçok hoptama gerçekleşir. HFH, sinyal bozulmasına karşı daha dirençlidir fakat hızlı frekans sentezleyiciler gerektirdiği için uygulaması daha karmaşıktır.

Frekans hoptamalı yayılım spektrumunda, iletim bant genişliği birbiri ile örtüşmeyen çok sayıda frekans dilimlerine (frekans bantlarına) bölünür. Kullanıcı bir frekans bandından belirli bir süre iletim yaptıktan sonra başka bir frekans bandına hoptamakta ve iletimini o frekanstan sürdürmekte, daha sonra ise tekrar farklı bir frekansa atlamaktadır. Şekil 5.1 ve Şekil 5.2'de genel frekans hoptaması kullanan dijital çok taşıyıcı DFBC verici ve alıcı yapıları verilmiştir.



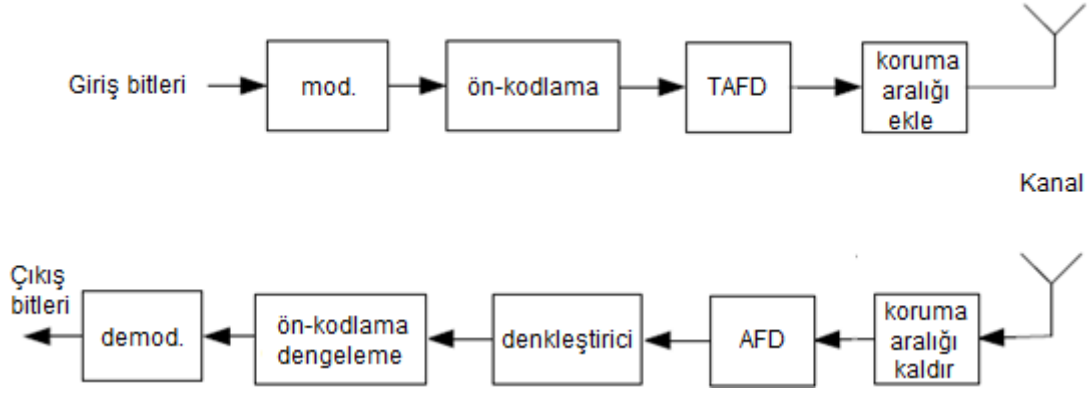
Şekil 5.1 Genel frekans hoplaması kullanan dijital çok taşıyıcılı DFBC verici.



Şekil 5.2 Genel frekans ters hoplaması kullanan dijital çok taşıyıcılı DFBC alıcı.

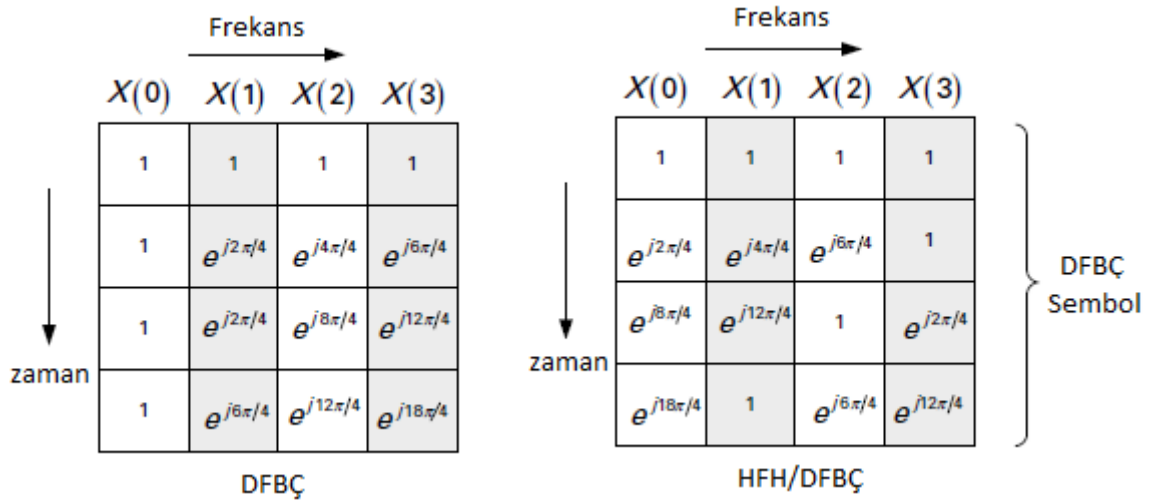
5.2 HIZLI FREKANS HOPLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA

Hızlı frekans hoplamalı DFBC (HFH/DFBC) sistem ilk kez (Scholand 2005a)'da önerilmiştir. Bu çalışmada ETSI/ITU Vehicular-A ve Indoor Office-A gibi gezgin kanallarda, döngüsel HFH örneği kullanan HFH/DFBC sisteminin geleneksel DFBC ile BHO başarımlarını karşılaştırması yapılmıştır. Bu çalışmada frekans hoplaması, TAFD'den önce bir ön-kodlama işlemi ile gerçekleştirilmektedir. Alıcıda ise denkleştirme (equalization) işleminden sonra ön-kodlama dengeleme işlemi yapılmaktadır. HFH/DFBC sistem, frekans çeşitlenmesi sağlamak için tasarlanmıştır. Bu, bir DFBC sembol içinde zaman uzayında alt-taşıyıcı frekansların kaydırılması ile sağlanır. HFH/DFBC sistem, çoklu anten kullanmaksızın iletim güvenilirliğini artırmak için frekans çeşitlenmesini kullanır. Bir veri sembolü iletilirken ideal olarak tüm DFBC alt-taşıyıcı frekanslarına yayılarak iletilmesi ile frekans çeşitlenmesi sağlanmış olur. Lineer ön-kodlama işlemi, modülasyonlu verinin DFBC alt-taşıyıcı frekanslarını nasıl kullanacağını belirler. Sistemde veri sembollerine, TAFD ile frekans boyutundan zaman boyutuna geçirilmeden önce bu ön-kodlama işlemi ile frekans hoplaması yaptırılır. DFBC sembole zaman boyutunda koruma aralığı eklendikten sonra sinyal kanala gönderilir. Alıcıda AFD işleminden önce koruma aralığı kaldırılır. AFD ve kanal denkleştirme işleminden sonra ön-kodlama dengelemesi yapılır. Şekil 5.3'de HFH/DFBC Verici ve Alıcı yapısı verilmiştir.



Şekil 5.3 HFH/DFBÇ sistem modeli.

Şekil 5.4’de dört alt-taşıyıcıdan oluşan bir sistem için DFBC ve HFH/DFBC semboller verilmiştir. Klasik DFBC sistemde bir modülasyon sembolünün iletimi için kullanılan alt-taşıyıcılar DFBC sembolün iletimi esnasında sabittir. Ayrıca, k ’inci modülasyon sembolü $X(k)$; $k=1, \dots, N$, 4 zaman uzayı örneği esnasında k ’inci alt-taşıyıcıda iletilir. Döngüsel hızlı frekans hoptaması durumunda k ’inci modülasyon sembolü $X(k)$, n ’inci zaman uzayı örneğinde $\text{mod}[k+n, N]$ no’lu alt-taşıyıcıda iletilir. Burada N , alt-taşıyıcı sayısını göstermektedir. İletilecek modülasyon sembollerinin sayısı, HFH/DFBC sistemde alt-taşıyıcı sayısına eşit olduğu zaman her bir modülasyon sembolü tüm alt-taşıyıcılar kullanılarak iletilir.



Şekil 5.4 DFBC ve HFH/DFBC semboller.

$\mathbf{X} \in \mathbb{C}^N$, N alt-taşıyıcıda iletilen karmaşık modülasyonlu sembol vektörleri olsun. Klasik DFBC’de TAFD’nin çıkışındaki zaman uzayı örnekleri aşağıdaki gibi verilir.

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}^H \mathbf{X} \quad (5.1)$$

Burada \mathbf{W}^H , $N \times N$ boyutlu TAFD matrisidir ve aşağıdaki gibi verilir.

$$[\mathbf{W}^H]_{n,k} = e^{j2\pi nk/N} \quad n, k = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (5.2)$$

HFH/DFBC’de eşitlik (5.2)’deki ifade yerine alt-taşıyıcıları döngüsel olarak kaydırılmış olan $[\mathbf{W}_F^H]_{n,k}$ matrisi kullanılır ve aşağıdaki gibi verilir.

$$[\mathbf{W}_F^H]_{n,k} = e^{j2\pi n[\phi]_{n,k}/N} \quad ; \quad n, k = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (5.3)$$

\mathbf{W}_F^H matrisi, modülasyon sembollerinin tüm alt-taşıyıcılara yayılmasını sağlar. $[\phi]_{n,k}$ matrisi, frekans hoplama örüntüsünü oluşturur ve klasik DFBC’de aşağıdaki gibidir.

$$[\phi]_{n,k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{bmatrix} \quad ; \quad n, k = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (5.4)$$

Eşitlik (5.4)’deki matristen görüldüğü gibi herhangi bir n zamanında alt-taşıyıcılar 0 dan $(N-1)$ ’e kadar artan sırada sıralanırlar. Bu durumda $[\mathbf{W}_F^H]_{n,k} = [\mathbf{W}^H]_{n,k}$ ’dir ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\mathbf{W}_F^H = \mathbf{W}^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi(N-2)/N} & e^{j4\pi(N-2)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \\ 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & e^{j4\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$N \times N$ boyutlu AFD Matrisi ise aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \cdot 1 \cdot 1 / N} & e^{-j2\pi \cdot 1 \cdot 2 / N} & \dots & e^{-j2\pi \cdot 1 \cdot (N-1) / N} \\ 1 & e^{-j2\pi \cdot 2 \cdot 1 / N} & e^{-j2\pi \cdot 2 \cdot 2 / N} & \dots & e^{-j2\pi \cdot 2 \cdot (N-1) / N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \cdot (N-2) \cdot 1 / N} & e^{-j2\pi \cdot (N-2) \cdot 2 / N} & \dots & e^{-j2\pi \cdot (N-2) \cdot (N-1) / N} \\ 1 & e^{-j2\pi \cdot (N-1) \cdot 1 / N} & e^{-j2\pi \cdot (N-1) \cdot 2 / N} & \dots & e^{-j2\pi \cdot (N-1) \cdot (N-1) / N} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Basit döngüsel kaydırmalı hoplamada frekans hoplama örüntüsünü $[\varphi]_{n,k} = \text{mod}[(f_n + k), N]$ matrisi oluşturur. Burada $\text{mod}[\cdot, \cdot]$ modülü ifade etmektedir. $[\varphi]_{n,k}$ matrisi HFH/DFBÇ'de aşağıdaki gibi verilir.

$$[\varphi]_{n,k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 1 & 2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (N-1) & 0 & \dots & (N-2) \end{bmatrix}; \quad n, k = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (5.7)$$

(5.7) ifadesinde $k=0$ için alt-taşıyıcı frekansı $f_n = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$, $n = 0, 1, \dots, (N-1)$ olur ve kalan frekanslar da döngüsel hoplamayı gerçekleştirmek üzere modül işlemine göre artan sırada sıralanır. Böylece \mathbf{W}_F^H matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$\mathbf{W}_F^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & e^{j6\pi/N} & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)(N-2)/N} & e^{j2\pi(N-2)(N-1)/N} & 1 & \dots & e^{j2\pi(N-2)(N-3)/N} \\ e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} & 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Bu durumda HFH/DFBÇ'de TAFD çıkışındaki zaman uzayı örnekleri $\mathbf{s}(n) = \mathbf{W}_F^H \mathbf{X}(k)$ aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{W}_F^H \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & e^{j6\pi/N} & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)(N-2)/N} & e^{j2\pi(N-2)(N-1)/N} & 1 & \dots & e^{j2\pi(N-2)(N-3)/N} \\ e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} & 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Fourier dönüşümünün frekans kaydırma özelliğinden, frekans uzayındaki bir kaymanın zaman uzayında bir faz kaymasına eşdeğer olduğu bilinmektedir. Bu özellik aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{aligned} F[g(t)e^{j2\pi f_0 t}] &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{j2\pi f_0 t} e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt \\ &= G(f-f_0) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Böylece döngüsel hoplmalı bir HFH/DFBÇ gerçekleştirmek için, klasik DFBÇ'deki TAFD'nin çıkışındaki zaman uzayı örneklerinin bir faz kaydırma değeri ile çarpılması yeterlidir. Böylece HFH/DFBÇ'de zaman uzayı örnekleri aşağıdaki gibi verilir.

$$\mathbf{s} = \mathbf{A}\mathbf{W}^H \mathbf{X} \quad (5.11)$$

(5.11) ifadesindeki \mathbf{A} köşegen matristir ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\mathbf{A} = \text{diag} \left\{ \exp\left(j \frac{2\pi}{N} 0 \cdot f_0\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (N-1) \cdot f_{N-1}\right) \right\} \quad (5.12)$$

(5.11) ifadesinde $\mathbf{A}\mathbf{W}^H$, döngüsel olarak kaymış TAFD matrisine eşittir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{W}_F^H = \mathbf{A}\mathbf{W}^H \quad (5.13)$$

Öte yandan HFH/DFBÇ sistemi, şekil 5.3'de görüldüğü gibi TAFD işleminden önce modülasyon sembollerinin bir ön-kodlama matrisi \mathbf{U} ile kodlanması olarak görülebilir. Bu durumda TAFD çıkışındaki zaman uzayı örnekleri aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}^H \mathbf{U} \mathbf{X} \quad (5.14)$$

Döngüsel kaymalı hoplamaya dayalı HFH sistemi için \mathbf{U} dairesel matristir ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\mathbf{U} = \mathbf{W} \mathbf{\Delta} \mathbf{W}^H = \mathbf{W} \mathbf{W}_F^H \quad (5.15)$$

Burada $\mathbf{\Delta}$, (5.12) ifadesindeki köşegen matristir ve dairesel matris \mathbf{U} aşağıdaki yapıya sahiptir.

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} X & 0 & X & \cdots & X \\ 0 & X & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X & 0 & X & \cdots & X \\ 0 & X & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

(5.16) ifadesindeki X 'ler sıfırdan farklı olan elemanları göstermektedir. (5.15) ifadesindeki \mathbf{U} 'nun, (5.14)'de yerine yazılmasıyla TAFD çıkışındaki zaman uzayı örnekleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}^H \mathbf{U} \mathbf{X} = \mathbf{W}^H \mathbf{W} \mathbf{\Delta} \mathbf{W}^H \mathbf{X} \quad (5.17)$$

Frekans uzayında alınan sinyal AFD işlemi ile elde edilebilir. Böylece alıcıda alınan sinyal aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{U} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (5.18)$$

(5.18) ifadesindeki $\mathbf{Z}=[Z(0),\dots,Z(N-1)]^T$, frekans uzayında iki yanlı güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ olan TBGG vektörüdür. Kanaldan sonra alıcıda alınan sinyale eklenir. \mathbf{H} , frekans uzayı kanal denkleştirme matrisidir.

Çok yollu iletim kanalı, tap katsayıları $[h_0, h_1, \dots, h_L]^T$ olan L katsayılı bir sonlu dürtü cevabı olarak modellenebilir. İletilen sinyal alıcıya lineer bir kanal üzerinden gider. Zaman-boyutu kanal matrisi alt-üçgen Teoplitz matris biçimindedir. Bir Teoplitz matris, katlama işlemini

matris çarpımı olarak ifade etmeye müsaade eder. Zaman saçılması L örnekten oluşan bir kanalda SAK'ı önlemek için en azından L örnekli bir koruma aralığı (döngüsel önek) gereklidir. Kanalda en fazla zaman saçılması, genelde kanal dürtü cevabının uzunluğu koruma aralığının uzunluğuna eşit olduğu durumda meydana gelmektedir. DFBC sembolde koruma aralığının kullanılması Teoplitz benzeri kanal matrisini dairesel bir matrise dönüştürmektedir. Bir başka deyişle, koruma aralığının kullanılması, kanaldaki lineer katlamayı dairesel katlamaya dönüştürmektedir. Alıcıda alınan zaman-uzayı sinyalde koruma aralığının kaldırılmasından sonra yapılan AFD işlemi ile dairesel kanal matrisi köşegenleştirilmiş olmaktadır (Khan 2009).

Dolayısıyla kanal matrisi \mathbf{H} , SAK ve TAK'ın olmadığı varsayımıyla köşegen yapıya sahiptir. Kanal matrisi \mathbf{H} 'nin köşegen elemanları N alt-taşıyıcıya tahsis edilen karmaşık değerli düz sönümleme katsayılarıdır ve eşitlik (5.19)'daki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & H(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H(N-2) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & H(N-1) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Dolayısıyla, bir DFBC sistemde modülasyon sembolleri çok yönlü bir yayılım kanalında SAK'dan etkilenmeden iletilebilir. Bu başarıyı, eşdeğer kanal matrisi \mathbf{H} 'nin köşegen yapısından dolayı alt-taşıyıcı başına karmaşıklığı az olan 1-tap'li denkleştirici kullanabilmesi ile sağlanabilmektedir.

BÖLÜM 6

HFH/DFBÇ'NİN FREKANS SEÇİCİ YAVAŞ SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA BAŞARIM ANALİZİ

Bu bölümde, frekans seçici yavaş sönmlemeli kanallarda HFH/DFBÇ'nin İKGO analizi yapılmıştır. Yapılan analizde zamanla değişmeyen kanallarda kanal denkleştirme tekniği olarak, EBOB, SZ ve EKOKH ele alınmıştır. Ardından, HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımları analizi yapılmıştır. Nümerik analiz sonuçlarında klasik DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ ile başarımları karşılaştırması yapılmıştır. Ayrıca, HFH/DFBÇ sistemin başarımları sırasıyla 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemin başarımları ile karşılaştırılmıştır.

6.1 HFH/DFBÇ İŞARETİN İŞARET KARIŞIM ARTI GÜRÜLTÜ ORANI ANALİZİ

6.1.1 EBOB Denkleştirme İçin İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı Analizi

Alıcıda EBOB denkleştirme kullanıldığını ve 4 alt-taşıyıcılı bir HFH/DFBÇ sistemde 4 adet modülasyonlu sembolün iletildiğini düşünelim. Bu durumda TAFD matrisi W_F^H aşağıdaki gibidir.

$$W_F^H = \Delta W^H = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ j & -1 & -j & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ j & 1 & -j & -1 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Böylece üniter ön-kodlama matrisi U aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\mathbf{U} = \mathbf{W}\mathbf{W}_F^H = \mathbf{W}\mathbf{\Delta}\mathbf{W}^H &= \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ j & -1 & -j & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ j & 1 & -j & -1 \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} 1+j & 0 & 1-j & 0 \\ 0 & 1+j & 0 & 1-j \\ 1-j & 0 & 1+j & 0 \\ 0 & 1-j & 0 & 1+j \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6.2}$$

Tek-tip (unitary) ön-kodlama matrisi \mathbf{U} , dik olduğundan $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_N$ 'dir. Bu durumda eşdeğer kanal matrisi $\mathbf{H}_{eş}$ aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}_{eş} = \mathbf{H}\mathbf{U} &= \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} H(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H(1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & H(2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & H(3) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1+j & 0 & 1-j & 0 \\ 0 & 1+j & 0 & 1-j \\ 1-j & 0 & 1+j & 0 \\ 0 & 1-j & 0 & 1+j \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} H(0)(1+j) & 0 & H(0)(1-j) & 0 \\ 0 & H(1)(1+j) & 0 & H(1)(1-j) \\ H(2)(1-j) & 0 & H(2)(1+j) & 0 \\ 0 & H(3)(1-j) & 0 & H(3)(1+j) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6.3}$$

\mathbf{H} köşegen bir matris olduğundan dolayı eşdeğer kanal matrisi $\mathbf{H}_{eş}$ üniter ön-kodlama matrisi \mathbf{U} ile aynı yapıda olur.

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}_{eş}^H \mathbf{H}_{eş} = (\mathbf{H}\mathbf{U})^H \mathbf{H}\mathbf{U} &= \begin{bmatrix} H(0)^*(1-j) & 0 & H(2)^*(1+j) & 0 \\ 0 & H(1)^*(1-j) & 0 & H(3)^*(1+j) \\ H(0)^*(1+j) & 0 & H(2)^*(1-j) & 0 \\ 0 & H(1)^*(1+j) & 0 & H(3)^*(1-j) \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \\
&\times \begin{bmatrix} H(0)(1+j) & 0 & H(0)(1-j) & 0 \\ 0 & H(1)(1+j) & 0 & H(1)(1-j) \\ H(2)(1-j) & 0 & H(2)(1+j) & 0 \\ 0 & H(3)(1-j) & 0 & H(3)(1+j) \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2}
\end{aligned}$$

$$= \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} |H(0)|^2 + |H(2)|^2 & 0 & -j[|H(0)|^2 - |H(2)|^2] & 0 \\ 0 & |H(1)|^2 + |H(3)|^2 & 0 & -j[|H(1)|^2 - |H(3)|^2] \\ j[|H(0)|^2 - |H(2)|^2] & 0 & |H(0)|^2 + |H(2)|^2 & 0 \\ 0 & j[|H(1)|^2 - |H(3)|^2] & 0 & |H(1)|^2 + |H(3)|^2 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Eşdeğer kanal matrisi $\mathbf{H}_{eş} = \mathbf{H}\mathbf{U}$ sadece tüm kanal kazançları eşit olduğu zaman diktir. Yani; $H(k) = H(0)$, $k = 0,1,2,3$. Bu durum, kanalın düz sönümlenmeli olduğunu ifade eder. Ayrıca farklı alt-taşıyıcılarda kanal kazançları farklı olduğu zaman bile tek numaralı sütunlar çift numaralı sütunlara diktir, ya da tersi. Böylece modülasyon sembol kestirimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(0) \\ \hat{X}(1) \\ \vdots \\ \hat{X}(N-1) \end{bmatrix} = (\mathbf{H}\mathbf{U})^H \left(\mathbf{H}\mathbf{U} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ \vdots \\ Z(N-1) \end{bmatrix} \right) \quad (6.5)$$

(6.5) ifadesinde birinci modülasyon sembolü aşağıdaki gibidir.

$$\hat{X}(0) = \frac{1}{2} \left(\underbrace{[|H(0)|^2 + |H(2)|^2]}_{\text{İşaret}} X(0) - \underbrace{j[|H(0)|^2 - |H(2)|^2]}_{\text{Karışım}} X(2) \right) + \underbrace{Z'(0)}_{\text{Gürültü}} \quad (6.6)$$

(6.6) ifadesinden görülmektedir ki, $H(0)$ ve $H(2)$ farklı olduğu zaman alınan modülasyon sembolünde çeşitleme sağlanır. Bununla birlikte eşdeğer kanal matrisi $\mathbf{H}_{eş} = \mathbf{H}\mathbf{U}$ dik olmadığından dolayı da bir karışım terimi ortaya çıkmaktadır. Bu karışım terimi kanal kazançları aynı olduğu zaman ortadan kalmaktadır. Bu demektir ki, kanal kazançları aynı olduğu zaman çeşitleme olmaz. HFH/DFBÇ frekans çeşitlemesi sağlar fakat aynı zamanda da semboller arası karışım oluşturur. (6.4) eşitliğinden görülmektedir ki, tek numaralı sütunlar çift numaralı sütunlara dik iken çift numaralı sütunlar da tek numaralı sütunlara diktirler. Bu demektir ki çift numaralı modülasyon sembolleri diğer çift numaralı modülasyon sembollerinden karışım görürler. Aynı problem tek numaralı modülasyon sembolleri için de geçerlidir.

Buna göre diğer modülasyon sembolleri de aşağıdaki gibidir.

$$\hat{X}(1) = \frac{1}{2} \left(\left[|H(1)|^2 + |H(3)|^2 \right] X(1) - j \cdot \left[|H(1)|^2 - |H(3)|^2 \right] X(3) \right) + Z'(1) \quad (6.7)$$

$$\hat{X}(2) = \frac{1}{2} \left(\left[|H(0)|^2 + |H(2)|^2 \right] X(2) + j \cdot \left[|H(0)|^2 - |H(2)|^2 \right] X(0) \right) + Z'(2) \quad (6.8)$$

$$\hat{X}(3) = \frac{1}{2} \left(\left[|H(1)|^2 + |H(3)|^2 \right] X(3) + j \cdot \left[|H(1)|^2 - |H(3)|^2 \right] X(1) \right) + Z'(3) \quad (6.9)$$

Frekans-uzayında gürültü vektörü eşitlik (6.10)'daki gibidir.

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}' &= (\mathbf{H}\mathbf{U})^H \mathbf{Z} = \mathbf{U}^H \mathbf{H}^H \mathbf{Z} \\ &= \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot \begin{bmatrix} H(0)^*(1-j) & 0 & H(2)^*(1+j) & 0 \\ 0 & H(1)^*(1-j) & 0 & H(3)^*(1+j) \\ H(0)^*(1+j) & 0 & H(2)^*(1-j) & 0 \\ 0 & H(1)^*(1+j) & 0 & H(3)^*(1-j) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ \vdots \\ Z(N-1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.10)$$

$$\begin{aligned} Z'(0) &= \frac{1}{4/2} \left(H(0)^* \cdot Z(0)(1-j) + H(2)^* \cdot Z(2)(1+j) \right) \\ Z'(1) &= \frac{1}{4/2} \left(H(1)^* \cdot Z(1)(1-j) + H(3)^* \cdot Z(3)(1+j) \right) \\ Z'(2) &= \frac{1}{4/2} \left(H(0)^* \cdot Z(0)(1+j) + H(2)^* \cdot Z(2)(1-j) \right) \\ Z'(3) &= \frac{1}{4/2} \left(H(1)^* \cdot Z(1)(1+j) + H(3)^* \cdot Z(3)(1-j) \right) \end{aligned} \quad (6.11)$$

Basit döngüsel kaydırmalı hoplamada $[\varphi]_{n,k} = \text{mod}[(f_n + k), N]$ matrisi, 4 alt-taşıyıcılı bir bir sistem için aşağıdaki gibidir.

$$[\varphi]_{n,k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 \\ 1 & 2 & 3 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Yine 4 alt- taşıyıcılı bir sistem için (5.15) eşitliği ile verilen lineer ön-kodlama matrisi U aşağıdaki gibidir.

$$W = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi.1.1/4} & e^{-j2\pi.1.2/4} & e^{-j2\pi.1.3/4} \\ 1 & e^{-j2\pi.2.1/4} & e^{-j2\pi.2.2/4} & e^{-j2\pi.2.3/4} \\ 1 & e^{-j2\pi.3.1/4} & e^{-j2\pi.3.2/4} & e^{-j2\pi.3.3/4} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$$W_F^H = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j2\pi.1.1/4} & e^{j2\pi.1.2/4} & e^{j2\pi.1.3/4} & e^{j2\pi.1.0/4} \\ e^{j2\pi.2.2/4} & e^{j2\pi.2.3/4} & e^{j2\pi.2.0/4} & e^{j2\pi.2.1/4} \\ e^{j2\pi.3.3/4} & e^{j2\pi.3.0/4} & e^{j2\pi.3.1/4} & e^{j2\pi.3.2/4} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$$U = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi.1.1/4} & e^{-j2\pi.1.2/4} & e^{-j2\pi.1.3/4} \\ 1 & e^{-j2\pi.2.1/4} & e^{-j2\pi.2.2/4} & e^{-j2\pi.2.3/4} \\ 1 & e^{-j2\pi.3.1/4} & e^{-j2\pi.3.2/4} & e^{-j2\pi.3.3/4} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$\times \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j2\pi.1.1/4} & e^{j2\pi.1.2/4} & e^{j2\pi.1.3/4} & e^{j2\pi.1.0/4} \\ e^{j2\pi.2.2/4} & e^{j2\pi.2.3/4} & e^{j2\pi.2.0/4} & e^{j2\pi.2.1/4} \\ e^{j2\pi.3.3/4} & e^{j2\pi.3.0/4} & e^{j2\pi.3.1/4} & e^{j2\pi.3.2/4} \end{bmatrix}$$

$$U = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} (1.1 + 1.e^{j2\pi.1.1/4} + 1.e^{j2\pi.2.2/4} + 1.e^{j2\pi.3.3/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.1/4} + 1.e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.2/4} + 1.e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.3/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.1/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.2/4} + 1.e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.3/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.1/4} + 1.e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.2/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.3/4}) \end{bmatrix} \quad \text{1. Sütun}$$

$$\begin{bmatrix} (1.1 + 1.e^{j2\pi.1.2/4} + 1.e^{j2\pi.2.3/4} + 1.e^{j2\pi.3.0/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.2/4} + 1.e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.3/4} + 1.e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.0/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.2/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.3/4} + 1.e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.0/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.2/4} + 1.e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.3/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.0/4}) \end{bmatrix} \quad \text{2. sütun}$$

$$\begin{bmatrix} (1.1 + 1.e^{j2\pi.1.3/4} + 1.e^{j2\pi.2.0/4} + 1.e^{j2\pi.3.1/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.3/4} + 1.e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.0/4} + 1.e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.1/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.3/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.0/4} + 1.e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.1/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.3/4} + 1.e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.0/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.1/4}) \end{bmatrix} \text{3. s\u00fctun}$$

$$\begin{bmatrix} (1.1 + 1.e^{j2\pi.1.0/4} + 1.e^{j2\pi.2.1/4} + 1.e^{j2\pi.3.2/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.0/4} + 1.e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.1/4} + 1.e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.2/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.0/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.1/4} + 1.e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.2/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.0/4} + 1.e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.1/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.2/4}) \end{bmatrix} \text{4. S\u00fctun}$$

(6.16)

Buna g\u00f6re U matrisinin hermityen devri\u011fi a\u015fa\u011fdaki gibi bulunur.

$$U^H = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.2/4} + 1.e^{-j2\pi.2.3/4} + 1.e^{-j2\pi.3.0/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.3/4} + 1.e^{-j2\pi.2.0/4} + 1.e^{-j2\pi.3.1/4}) \\ (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.0/4} + 1.e^{-j2\pi.2.1/4} + 1.e^{-j2\pi.3.2/4}) \end{bmatrix} \text{1. S\u00fctun}$$

$$\begin{bmatrix} \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.1-1.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.2-2.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.3-3.3)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.1-1.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.2-2.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.3-3.0)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.1-1.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.2-2.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.3-3.1)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.1-1.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.2-2.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.3-3.2)} \right) \end{bmatrix} \text{2. S\u00fctun}$$

$$\left[\begin{array}{l} \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.1-1.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.2-2.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.3-3.3)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.1-1.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.2-2.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.3-3.0)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.1-1.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.2-2.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.3-3.1)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.1-1.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.2-2.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.3-3.2)} \right) \end{array} \right] \quad \text{3. Sütun}$$

$$\left[\begin{array}{l} \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.1-1.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.2-2.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.3-3.3)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.1-1.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.2-2.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.3-3.0)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.1-1.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.2-2.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.3-3.1)} \right) \\ \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.1-1.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.2-2.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.3-3.2)} \right) \end{array} \right] \quad \text{4. Sütun}$$

(6.17)

Alıcıda EBOB denkleştirici kullanılması durumunda N alt-taşıyıcılı bir HFH/DFBÇ semboldeki karışım ve gürültü terimleri $N=4$ alt-taşıyıcıdan yola çıkarak aşağıdaki gibi türetilir.

U ve U^H , matris formunda aşağıdaki yapıya sahiptir.

$$U = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} u_{11} & 0 & u_{13} & 0 \\ 0 & u_{22} & 0 & u_{24} \\ u_{31} & 0 & u_{33} & 0 \\ 0 & u_{42} & 0 & u_{44} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

$$\mathbf{U}^H = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} u_{11}^* & 0 & u_{31}^* & 0 \\ 0 & u_{22}^* & 0 & u_{42}^* \\ u_{13}^* & 0 & u_{33}^* & 0 \\ 0 & u_{24}^* & 0 & u_{44}^* \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} H^*(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H^*(1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & H^*(2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & H^*(3) \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

$$\mathbf{Z} = [Z(0), Z(1), Z(2), Z(3)]^T \quad (6.21)$$

$$\mathbf{Z}' = (\mathbf{H}\mathbf{U})^H \mathbf{Z} = \mathbf{U}^H \mathbf{H}^H \mathbf{Z} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} H^*(0)u_{11}^* & 0 & H^*(2)u_{31}^* & 0 \\ 0 & H^*(1)u_{22}^* & 0 & H^*(3)u_{42}^* \\ H^*(0)u_{13}^* & 0 & H^*(2)u_{33}^* & 0 \\ 0 & H^*(1)u_{24}^* & 0 & H^*(3)u_{44}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

$$Z'(0) = \frac{1}{4} (H(0)^* \cdot Z(0)u_{11}^* + H(2)^* \cdot Z(2)u_{31}^*)$$

$$Z'(1) = \frac{1}{4} (H(1)^* \cdot Z(1)u_{22}^* + H(3)^* \cdot Z(3)u_{42}^*)$$

$$Z'(2) = \frac{1}{4} (H(0)^* \cdot Z(0)u_{13}^* + H(2)^* \cdot Z(2)u_{33}^*)$$

$$Z'(3) = \frac{1}{4} (H(1)^* \cdot Z(1)u_{24}^* + H(3)^* \cdot Z(3)u_{44}^*)$$

(6.23)

Böylece, \mathbf{U}^H matrisinin içeriği yerine yazılırsa her bir alt-taşıyıcıya eklenen gürültü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
Z'(0) &= \frac{1}{4} \left(\begin{array}{c} H(0)^* . Z(0) \left(1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4} \right) \\ + H(2)^* . Z(2) \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (2.1-1.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (2.2-2.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (2.3-3.3)} \right) \end{array} \right) \\
Z'(1) &= \frac{1}{4} \left(\begin{array}{c} H(1)^* . Z(1) \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (1.1-1.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (1.2-2.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (1.3-3.0)} \right) \\ + H(3)^* . Z(3) \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (3.1-1.2)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (3.2-2.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (3.3-3.0)} \right) \end{array} \right) \\
Z'(2) &= \frac{1}{4} \left(\begin{array}{c} H(0)^* . Z(0) \left(1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.3/4} + 1.e^{-j2\pi.2.0/4} + 1.e^{-j2\pi.3.1/4} \right) \\ + H(2)^* . Z(2) \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (2.1-1.3)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (2.2-2.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (2.3-3.1)} \right) \end{array} \right) \\
Z'(3) &= \frac{1}{4} \left(\begin{array}{c} H(1)^* . Z(1) \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (1.1-1.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (1.2-2.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (1.3-3.2)} \right) \\ + H(3)^* . Z(3) \left(1.1 + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (3.1-1.0)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (3.2-2.1)} + 1.e^{j\frac{2\pi}{4} . (3.3-3.2)} \right) \end{array} \right) \tag{6.24}
\end{aligned}$$

Buna göre, yukarıdaki sonuçlar kullanılarak bir genelleştirme yapılırsa N alt-taşıyıcılı bir sistem için alt-taşıyıcılardaki gürültü ifadeleri çift ve tek numaralı satırlarda sırasıyla aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{aligned}
Z'_{çift}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} H^*(2k) . Z(2k) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} . (2k . f_m - f_m . [\varphi]_{n,m})} \\
Z'_{tek}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} H^*(2k+1) . Z(2k+1) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} . ((2k+1) . f_m - f_m . [\varphi]_{n,m})} \tag{6.25}
\end{aligned}$$

(6.25) ifadesinde, basit döngüsel kaydırmalı hoplama için $[\varphi]_{n,m} = \text{mod}[(f_m + n), N]$ 'dir.

$$(HU)^H HU = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} H^*(0)u_{11}^* & 0 & H^*(2)u_{31}^* & 0 \\ 0 & H^*(1)u_{22}^* & 0 & H^*(3)u_{42}^* \\ H^*(0)u_{13}^* & 0 & H^*(2)u_{33}^* & 0 \\ 0 & H^*(1)u_{24}^* & 0 & H^*(3)u_{44}^* \end{bmatrix}$$

$$\times \frac{1}{4} \begin{bmatrix} H(0)u_{11} & 0 & H(0)u_{13} & 0 \\ 0 & H(1)u_{22} & 0 & H(1)u_{24} \\ H(2)u_{31} & 0 & H(2)u_{33} & 0 \\ 0 & H(3)u_{42} & 0 & H(3)u_{44} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

$$= \frac{1}{16} \begin{bmatrix} |H(0)|^2 |u_{11}|^2 + |H(2)|^2 |u_{31}|^2 & 0 & |H(0)|^2 u_{11}^* u_{13} + |H(2)|^2 u_{31}^* u_{33} & 0 \\ 0 & |H(1)|^2 |u_{22}|^2 + |H(3)|^2 |u_{42}|^2 & 0 & |H(1)|^2 u_{22}^* u_{24} + |H(3)|^2 u_{42}^* u_{44} \\ |H(0)|^2 u_{13}^* u_{11} + |H(2)|^2 u_{33}^* u_{31} & 0 & |H(0)|^2 |u_{13}|^2 + |H(2)|^2 |u_{33}|^2 & 0 \\ 0 & |H(1)|^2 u_{24}^* u_{22} + |H(3)|^2 u_{44}^* u_{42} & 0 & |H(1)|^2 |u_{24}|^2 + |H(3)|^2 |u_{44}|^2 \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Alicıda denkleştirici çıkışında kestirilen sembol vektörü aşağıdaki gibidir.

$$\hat{X} = (HU)^H HU.X + Z' \quad (6.28)$$

Buna göre, (6.28) eşitliğinde kestirilen semboller ayrı ayrı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{X}(0) &= \frac{1}{16} \left(\begin{aligned} &|H(0)|^2 \left((1.1 + 1.e^{j2\pi.1.1/4} + 1.e^{j2\pi.2.2/4} + 1.e^{j2\pi.3.3/4})^2 \right) \\ &+ |H(2)|^2 \left((1.1 + e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.1/4} + e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.2/4} + e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.3/4})^2 \right) \end{aligned} \right) X(0) \\ &+ \frac{1}{16} \left(\begin{aligned} &\left(|H(0)|^2 (1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.1/4} + 1.e^{-j2\pi.2.2/4} + 1.e^{-j2\pi.3.3/4}) \times (1.1 + 1.e^{j2\pi.1.3/4} + 1.e^{j2\pi.2.0/4} + 1.e^{j2\pi.3.1/4}) \right) \\ &+ |H(2)|^2 \left(1.1 + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.1-1.1)} + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.2-2.2)} + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (2.3-3.3)} \right) \\ &\times (1.1 + e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.3/4} + e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.0/4} + e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.1/4}) \end{aligned} \right) X(2) \end{aligned} \quad (6.29)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}(1) &= \frac{1}{16} \left(\begin{aligned} &|H(1)|^2 \left((1.1 + e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.2/4} + e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.3/4} + e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.0/4})^2 \right) \\ &+ |H(3)|^2 \left((1.1 + e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.2/4} + e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.3/4} + e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.0/4})^2 \right) \end{aligned} \right) X(1) \\ &+ \frac{1}{16} \left(\begin{aligned} &|H(1)|^2 \left(1.1 + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.1-1.2)} + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.2-2.3)} + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (1.3-3.0)} \right) \\ &\times (1.1 + e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.0/4} + e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.1/4} + e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.2/4}) \\ &+ |H(3)|^2 \left(1.1 + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.1-1.2)} + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.2-2.3)} + e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot (3.3-3.0)} \right) \\ &\times (1.1 + e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.0/4} + e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.1/4} + e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.2/4}) \end{aligned} \right) X(3) \end{aligned} \quad (6.30)$$

$$\hat{X}(2) = \frac{1}{16} \left[\begin{array}{l} |H(0)|^2 \left(1.1 + 1.e^{-j2\pi.1.3/4} + 1.e^{-j2\pi.2.0/4} + 1.e^{-j2\pi.3.1/4} \right) \\ \quad \times \left(1.1 + 1.e^{j2\pi.1.1/4} + 1.e^{j2\pi.2.2/4} + 1.e^{j2\pi.3.3/4} \right) \\ + |H(2)|^2 \left(1.1 + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (2.1-1.3)} + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (2.2-2.0)} + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (2.3-3.1)} \right) \\ \quad \times \left(1.1 + e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.1/4} + e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.2/4} + e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.3/4} \right) \end{array} \right] X(0) \quad (6.31)$$

$$+ \frac{1}{16} \left[\begin{array}{l} |H(0)|^2 \left(1.1 + 1.e^{j2\pi.1.3/4} + 1.e^{j2\pi.2.0/4} + 1.e^{j2\pi.3.1/4} \right)^2 \\ + |H(2)|^2 \left(1.1 + e^{-j2\pi.2.1/4+j2\pi.1.3/4} + e^{-j2\pi.2.2/4+j2\pi.2.0/4} + e^{-j2\pi.2.3/4+j2\pi.3.1/4} \right)^2 \end{array} \right] X(2)$$

$$\hat{X}(3) = \frac{1}{16} \left[\begin{array}{l} |H(1)|^2 \left(1.1 + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (1.1-1.0)} + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (1.2-2.1)} + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (1.3-3.2)} \right) \\ \quad \times \left(1.1 + e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.2/4} + e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.3/4} + e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.0/4} \right) \\ + |H(3)|^2 \left(1.1 + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (3.1-1.0)} + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (3.2-2.1)} + e^{\frac{j2\pi}{4} \cdot (3.3-3.2)} \right) \\ \quad \times \left(1.1 + e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.2/4} + e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.3/4} + e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.0/4} \right) \end{array} \right] X(1) \quad (6.32)$$

$$+ \frac{1}{16} \left[\begin{array}{l} |H(1)|^2 \left(1.1 + e^{-j2\pi.1.1/4+j2\pi.1.0/4} + e^{-j2\pi.1.2/4+j2\pi.2.1/4} + e^{-j2\pi.1.3/4+j2\pi.3.2/4} \right)^2 \\ + |H(3)|^2 \left(1.1 + e^{-j2\pi.3.1/4+j2\pi.1.0/4} + e^{-j2\pi.3.2/4+j2\pi.2.1/4} + e^{-j2\pi.3.3/4+j2\pi.3.2/4} \right)^2 \end{array} \right] X(3)$$

Buna göre, yukarıdaki sonuçlar kullanılarak bir genelleştirme yapılırsa N alt-taşıyıcılı bir sistem için karar değişkeni çıkışında elde edilen modülasyon sembol ifadeleri çift ve tek numaralı satırlarda sırasıyla aşağıdaki gibi bulunur.

$$\hat{X}_{çift}(n) = X(n) \frac{2N}{N^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k)|^2 + \frac{1}{N^2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} X(2m) \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k)|^2 \left(\sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} \cdot (2k \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi_1]_{1,m})} \right) \left(\sum_{f_m=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot (2k \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi_2]_{1,m})} \right) \right) + Z'_{çift}(n) \quad (6.33)$$

$$\hat{X}_{tek}(n) = X(n) \frac{2N}{N^2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k+1)|^2 + \frac{1}{N^2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} X(2m+1) \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k+1)|^2 \left(\sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} \cdot ((2k+1) \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi_1]_{1,m})} \right) \left(\sum_{f_m=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot ((2k+1) \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi_2]_{1,m})} \right) \right) + Z'_{tek}(n)$$

Yukarıdaki ifadelerde, ilk terim; istenilen sembolü, ikinci terim; diğer çift ya da tek numaralı sembollerden gelen karışım terimini ve son terim de gürültüyü göstermektedir. $N \times N$ boyutlu döngüsel kayma matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} [\varphi_1]_{n,k} &= \text{mod}[(f_m + n), N] \\ [\varphi_2^{\text{çift}}]_{n,k} &= \text{mod}[(f_m + 2m), N] \quad ; \quad n, m, k = 0, 1, \dots, (N-1) \\ [\varphi_2^{\text{tek}}]_{n,k} &= \text{mod}[(f_m + 2m + 1), N] \end{aligned} \quad (6.34)$$

Modülasyon sembol ifadeleri daha basit olarak çift ve tek numaralı satırlarda sırasıyla aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{X}_{\text{çift}}(n) &= X(n) \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k)|^2 \\ &+ \frac{1}{N/2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} X(2m) \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k)|^2 \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \left[k(n-m) + \frac{(m-n)(m+n)}{4} \right]} \right) + Z'_{\text{çift}}(n) \\ \hat{X}_{\text{tek}}(n) &= X(n) \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k+1)|^2 \\ &+ \frac{1}{N/2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} X(2m+1) \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} |H(2k+1)|^2 \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \left[k(n-m) + \frac{(m-n)(m+n-2)}{4} \right]} \right) + Z'_{\text{tek}}(n) \end{aligned} \quad (6.35)$$

6.1.2 EKOKH Denkleştirme İçin İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı Analizi

Alıcıda EKOKH denkleştirme kullanılması durumunda, k 'inci alt-taşıyıcıdaki denkleştirme ağırlığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$D(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \sigma^2} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.36)$$

EKOKH kanal denkleştirme kullanılması durumunda, modülasyon sembol kestirimleri, lineer ön-kodlama matrisinin devrik eşleniği (hermitian transposition) ile çarpılmadan önce, (5.18)'de

verilen, alıcıda alınan sembol vektörünün (6.36)'da verilen denkleştirme ağırlığı ile çarpılmasıyla elde edilebilir.

Yine $N=4$ alt-taşıyıcılı durumu ele alalım. Bu durumda (5.15)'de tanımlanan \mathbf{U} matrisinin devrik eşleniği olan \mathbf{U}^H matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$\mathbf{U}^H = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1-j & 0 & 1+j & 0 \\ 0 & 1-j & 0 & 1+j \\ 1+j & 0 & 1-j & 0 \\ 0 & 1+j & 0 & 1-j \end{bmatrix} \quad (6.37)$$

Bu durumda denkleştirilmiş kanal matris \mathbf{DH} matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$\mathbf{DH} = \frac{|\mathbf{H}|^2}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \end{bmatrix} \quad (6.38)$$

Burada \mathbf{D} , kanal denkleştirme katsayılarını göstermektedir. \mathbf{H} 'nin köşegen yapısından dolayı \mathbf{DH} de köşegen yapıdadır. Dolayısıyla, denkleştirici çıkışındaki kestirilen sembol ağırlıklarını daha açık bir şekilde aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$\mathbf{U}^H \frac{|\mathbf{H}|^2}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{U} =$$

$$= \frac{1}{4} \times \begin{bmatrix} 2 \frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} + 2 \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} & 0 & -2j \frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} + 2j \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} & 0 \\ 0 & 2 \frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} + 2 \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} & 0 & -2j \frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} + 2j \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \\ 2j \frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} - 2j \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} & 0 & 2 \frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} + 2 \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} & 0 \\ 0 & 2j \frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} - 2j \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} & 0 & 2 \frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} + 2 \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \end{bmatrix} \quad (6.39)$$

Böylece, 4 alt-taşıyıcılı bir HFH/DFBÇ sistem için modülasyon sembol kestirimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(0) \\ \hat{X}(1) \\ \hat{X}(2) \\ \hat{X}(3) \end{bmatrix} = \mathbf{U}^H \frac{|\mathbf{H}|^2}{|\mathbf{H}|^2 + \sigma^2 \mathbf{I}} \mathbf{U} \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z'(0) \\ Z'(1) \\ Z'(2) \\ Z'(3) \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

(6.40) ifadesinde, kestirilen semboller aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{X}(0) &= \frac{1}{2} \left(\left(\frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} + \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} \right) X(0) - j \left(\frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} - \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} \right) X(2) \right) + Z'(0) \\ \hat{X}(1) &= \frac{1}{2} \left(\left(\frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} + \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \right) X(1) - j \left(\frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} - \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \right) X(3) \right) + Z'(1) \\ \hat{X}(2) &= \frac{1}{2} \left(\left(\frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} + \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} \right) X(2) + j \left(\frac{|H(0)|^2}{|H(0)|^2 + \sigma^2} - \frac{|H(2)|^2}{|H(2)|^2 + \sigma^2} \right) X(0) \right) + Z'(2) \\ \hat{X}(3) &= \frac{1}{2} \left(\left(\frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} + \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \right) X(3) + j \left(\frac{|H(1)|^2}{|H(1)|^2 + \sigma^2} - \frac{|H(3)|^2}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \right) X(1) \right) + Z'(3) \end{aligned} \quad (6.41)$$

Burada gürültü terimleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
Z'(0) &= \frac{1}{4/2} \left(\frac{H^*(0)}{|H(0)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(0)(1-j) + \frac{H^*(2)}{|H(2)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(2)(1+j) \right) \\
Z'(1) &= \frac{1}{4/2} \left(\frac{H^*(1)}{|H(1)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(1)(1-j) + \frac{H^*(3)}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(3)(1+j) \right) \\
Z'(2) &= \frac{1}{4/2} \left(\frac{H^*(0)}{|H(0)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(0)(1+j) + \frac{H^*(2)}{|H(2)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(2)(1-j) \right) \\
Z'(3) &= \frac{1}{4/2} \left(\frac{H^*(1)}{|H(1)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(1)(1+j) + \frac{H^*(3)}{|H(3)|^2 + \sigma^2} \cdot Z(3)(1-j) \right)
\end{aligned} \tag{6.42}$$

Kestirilen semblolleri gösteren (6.41) ifadelerinden görüldüğü gibi, çift numaralı semboller çift numaralı kanal katsayılarından ortaya çıkan bir çeşitlemeye sahip olurlar. Oysa, tek numaralı semboller tek numaralı kanal katsayılarından ortaya çıkan bir çeşitlemeye sahip olurlar. Diğer yandan, çift numaralı semboller diğer çift numaralı sembollerden ortaya çıkan bir karışıma sahip olurken, tek numaralı semboller diğer tek numaralı sembollerden ortaya çıkan bir karışıma sahip olurlar. Bunun sebebi, (6.39)'da verilen kestirilen sembol ağırlık matrisinden gayet açıktır. Çünkü, çift numaralı sütunlar ve tek numaralı sütunlar birbirine dik (orthogonal)'dirler. Bu yüzden birbirlerine herhangi bir karışım veya çeşitleme sunmazlar.

Diğer yandan, TT-FUD/DFBC'de ise tüm bu durumların aksine tüm kanal katsayıları farklı olduğu zaman, diğer tüm sembollerden bir karışım ve çeşitleme görürler. Yani, tek ve çift numaralı sütunlar birbirine dik değildir. Düz sönmleme durumunda, yani tüm kanal katsayılarının aynı olması durumu, kestirilen sembol ağırlıklar matrisi de dik olacaktır. Bu durumda hem karışım hem de çeşitleme ortadan kalkacaktır.

(6.41)'deki karar değişkeni vektörü N alt-taşıyıcı için aşağıdaki gibi genelleştirilebilir. Bunun yanında, genelleştirilmiş karar değişkeni vektörü çok büyük boyutludur. Bundan dolayı tek ve çift numaralı semboller için karar değişkenlerini matris çarpımından sonra ayrı ayrı yazmak daha iyi olur.

O halde EKOKH denkleştirme durumunda, tek ve çift numaralı semboller için karar değişkenleri sırasıyla aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\hat{X}'_{\text{çift}}(n) &= X(n) \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \\ &+ \frac{1}{N/2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} X(2m) \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \left[k(n-m) + \frac{(m-n)(m+n)}{4} \right]} \right) + Z'_{\text{çift}}(n)\end{aligned}\quad (6.43)$$

$$\begin{aligned}\hat{X}'_{\text{tek}}(n) &= X(n) \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k+1)|^2}{|H(2k+1)|^2 + \gamma_i^{-1}} \\ &+ \frac{1}{N/2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} X(2m+1) \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k+1)|^2}{|H(2k+1)|^2 + \gamma_i^{-1}} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \left[k(n-m) + \frac{(m-n)(m+n-2)}{4} \right]} \right) + Z'_{\text{tek}}(n)\end{aligned}$$

Burada $\gamma_i = E_s / \sigma^2$, sinyal gücünün TBGG gücüne oranıdır. Diğer yandan gürültü terimleri $Z'_{\text{çift}}(n)$ ve $Z'_{\text{tek}}(n)$ terimleri frekans uzayında EKOKH denkleştirme durumunda aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned}Z'_{\text{çift}}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{H^*(2k)}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \cdot Z(2k) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (2k \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi]_{n,m})} \\ Z'_{\text{tek}}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{H^*(2k+1)}{|H(2k+1)|^2 + \gamma_i^{-1}} \cdot Z(2k+1) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} ((2k+1) \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi]_{n,m})}\end{aligned}\quad (6.44)$$

Bu durumda çift sayılı alt-taşıyıcılara eklenen gürültünün gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}|Z'_{\text{çift}}(n)|^2 &= \sigma^2 \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left| \frac{H^*(2k)}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \cdot Z(2k) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (2k \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi]_{n,m})} \right|^2 \\ &= \sigma^2 \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{(|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1})^2}\end{aligned}\quad (6.45)$$

Böylece, EKOKH denkleştirici durumunda kestirilen sembollerin İKGO'su aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned}
\mathcal{Y}_{E,EKOKH} &= \frac{\left(\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2}{\frac{1}{N/2} \sum_{\substack{m=0 \\ 2m \neq n}}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left| \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} e^{-j\frac{2\pi}{N} \left[k(n-m) + \frac{(m-n)(m+n)}{4} \right]} \right|^2 + |Z'_{\text{cift}}(n)|^2} \\
\mathcal{Y}_{E,EKOKH} &= \frac{\frac{1}{N^2/4} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2}{\frac{1}{N/2} \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left| \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} e^{-j\frac{2\pi}{N} \left[k(n-m) + \frac{(m-n)(m+n)}{4} \right]} \right|^2 - \frac{1}{N^2/4} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2 + |Z'_{\text{cift}}(n)|^2} \\
\mathcal{Y}_{E,EKOKH} &= \frac{\frac{1}{N^2/4} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(\frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2 + \gamma_i^{-1} \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{(|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1})^2} - \frac{1}{N^2/4} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2} \\
\mathcal{Y}_{E,EKOKH} &= \frac{\left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2}{\frac{N}{2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{(|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1})^2} \left(|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1} \right) - \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2} \\
\mathcal{Y}_{E,EKOKH} &= \frac{\left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2}{\frac{N}{2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{(|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1})^2} - \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \right)^2} \tag{6.46}
\end{aligned}$$

(6.47)'deki gibi bir β tanımlaması yapıp (6.46)'da yerine konulursa EKOKH denkleştirme için çift numaralı taşıyıcılardaki İKGO ifadesi (6.48)'deki gibi bulunabilir.

$$\beta = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}} \quad (6.47)$$

$$\gamma_{E,EKOKH} = \frac{\beta^2}{\frac{N}{2}\beta - \beta^2} = \frac{1}{\frac{N}{2}\frac{1}{\beta} - 1} = 1 + \frac{1}{\frac{N}{2}\frac{1}{\beta} - 1} - 1 = 1 + \frac{1}{\frac{N}{2}\frac{1}{\beta} - 1} - 1 = \frac{1}{1 - \frac{\beta}{N/2}} - 1 \quad (6.48)$$

$$= \frac{1}{1 - \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}}} - 1 = \frac{1}{1 - \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1} - \gamma_i^{-1}}{|H(2k)|^2 + \gamma_i^{-1}}} - 1 = \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{\gamma_i |H(2k)|^2 + 1}} - 1$$

Tek taşıyıcılarda da aynı yöntem uygulanarak aynı sonuç bulunur ve (6.49)'daki gibidir.

$$\gamma_{O,EKOKH} = \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{\gamma_i |H(2k+1)|^2 + 1}} - 1 \quad (6.49)$$

Son olarak bu çift ve tek numaralı taşıyıcılardaki İGO ifadelerinin ortalaması alınarak her bir alt-taşıyıcıdaki ortalama İKGO ifadesi (6.50)'deki gibi bulunur.

$$\gamma_{HFH-DFBC,EKOKH} = (\gamma_{E,EKOKH} + \gamma_{O,EKOKH}) / 2 \quad (6.50)$$

Diğer yandan, EKOKH alıcılar için TT-FUD/DFBC sembolde İKGO tüm kanal katsayılarını içerir ve (6.51)'deki gibi verilir (Khan 2009).

$$\gamma_{TT-FUD/DFBC,EKOKH} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\gamma_i |H(k)|^2 + 1}} - 1 \quad (6.51)$$

Ayrıca, bir DFBC sembol süresince düz sönümleme durumunda yani, tüm frekans-uzayı kanal kazançlarının eşit olması durumunda, $|H(0)|^2 = |H(1)|^2 = \dots = |H(N-1)|^2$ İKGO ifadesi aşağıdaki gibi olur ve bu da klasik DFBC ile aynıdır.

$$\gamma_{HFH-DFBC,EKOKH} = \gamma_{TT-FUD/DFBC,EKOKH} = \gamma_{DFBC} = \gamma_i |H(k)|^2 \quad (6.52)$$

6.1.3 SZ Denkleştirme İçin İşaret Gürültü Oranı Analizi

Alıcıda SZ denkleştirme kullanılması durumunda, k 'inci alt-taşıyıcıdaki denkleştirme ağırlığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$D(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2} = \frac{1}{H(k)} = H^{-1}(k) \quad (6.53)$$

SZ kanal denkleştirme kullanılması durumunda, modülasyon sembol kestirimleri, lineer ön-kodlama matrisinin devrik eşleniği ile çarpılmadan önce, (5.18)'de verilen alınan sembol vektörünün (6.53)'de verilen denkleştirme ağırlığı ile çarpılmasıyla elde edilebilir.

Yine $N=4$ alt-taşıyıcılı durumu ele alalım. Bu durumda denkleştirilmiş kanal matrisi DH (6.54)'deki gibi olur.

$$DH = \frac{|H|^2}{|H|^2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.54)$$

Burada D , kanal denkleştirme ağırlığını göstermektedir ve H köşegen bir matris olduğundan dolayı DH de köşegen yapıya sahiptir ve SZ denkleştirmede bu matris birim matris olur. Böylece 4 alt-taşıyıcı için modülasyon sembol kestirimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(0) \\ \hat{X}(1) \\ \hat{X}(2) \\ \hat{X}(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z'(0) \\ Z'(1) \\ Z'(2) \\ Z'(3) \end{bmatrix} \quad (6.55)$$

(6.55) ifadesinden, alınan modülasyon sembolleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{X}(0) &= X(0) + Z'(0) \\ \hat{X}(1) &= X(1) + Z'(1) \\ \hat{X}(2) &= X(2) + Z'(2) \\ \hat{X}(3) &= X(3) + Z'(3) \end{aligned} \quad (6.56)$$

(6.56) ifadesinden görülmektedir ki, istenilen işarete her hangi bir karışım terimi etki etmemektedir. Ayrıca, alınan modülasyon sembollerinde yine her hangi bir kazanç söz konusu olmadığından SZ denkleştirme tekniğinin çeşitleme kazancı sağlamadığı görülmektedir. Frekans uzayında gürültü vektörü aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}' &= \mathbf{U}^H \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2} \mathbf{Z} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1-j & 0 & 1+j & 0 \\ 0 & 1-j & 0 & 1+j \\ 1+j & 0 & 1-j & 0 \\ 0 & 1+j & 0 & 1-j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{H^*(0)}{|H(0)|^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{H^*(1)}{|H(1)|^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{H^*(2)}{|H(2)|^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{H^*(3)}{|H(3)|^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} \quad (6.57) \end{aligned}$$

(6.57) eşitliğinde alıcı çıkışında alınan işarete eklenen gürültü ifadesi (6.58)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
Z'(0) &= \frac{1}{2} \left(\frac{H^*(0)}{|H(0)|^2} \cdot Z(0)(1-j) + \frac{H^*(2)}{|H(2)|^2} \cdot Z(2)(1+j) \right) \\
Z'(1) &= \frac{1}{2} \left(\frac{H^*(1)}{|H(1)|^2} \cdot Z(1)(1-j) + \frac{H^*(3)}{|H(3)|^2} \cdot Z(3)(1+j) \right) \\
Z'(2) &= \frac{1}{2} \left(\frac{H^*(0)}{|H(0)|^2} \cdot Z(0)(1+j) + \frac{H^*(2)}{|H(2)|^2} \cdot Z(2)(1-j) \right) \\
Z'(3) &= \frac{1}{2} \left(\frac{H^*(1)}{|H(1)|^2} \cdot Z(1)(1+j) + \frac{H^*(3)}{|H(3)|^2} \cdot Z(3)(1-j) \right)
\end{aligned} \tag{6.58}$$

Bu durumda denkleştirici çıkışında alınan semboller aşağıdaki yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\hat{X}_{\text{çift}}(n) &= X(n) \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{|H(2k)|^2} + Z'_{\text{çift}}(n) \\
&= X(n) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{H^*(2k)}{|H(2k)|^2} \cdot Z(2k) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} \cdot (2k \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi]_{n,m})} \\
\hat{X}_{\text{tek}}(n) &= X(n) \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k+1)|^2}{|H(2k+1)|^2} + Z'_{\text{tek}}(n) \\
&= X(n) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{H^*(2k+1)}{|H(2k+1)|^2} \cdot Z(2k+1) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} \cdot ((2k+1) \cdot f_m - f_m \cdot [\varphi]_{n,m})}
\end{aligned} \tag{6.59}$$

Burada önemli bir nokta, SZ denkleştirmede EKOKH denkleştirmede mevcut olan karışım (interference) terimlerinin olmayışıdır. Bunun sebebi, SZ'de denkleştirme ağırlığının paydasında ilave bir gürültü bileşeninin olmamasıdır. Böylece, SZ denkleştirici durumunda kestirilen sembollerin İGO'su, çift numaralı taşıyıcılarda iletilen semboller için aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned}
\gamma_{E,SZ} &= \frac{E_s}{\sigma^2 \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left| \frac{H^*(2k)}{|H(2k)|^2} \cdot Z(2k) \sum_{f_m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (2k \cdot f_m - f_m \cdot [\theta]_{n,m})} \right|^2} \\
&= \frac{\gamma_i}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{|H(2k)|^2}{(|H(2k)|^2)^2}} = \frac{1}{\gamma_i^{-1} \frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{|H(2k)|^2}} = \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{\gamma_i |H(2k)|^2}}
\end{aligned} \tag{6.60}$$

Burada $\gamma_i = E_s / \sigma^2$, sinyal gücünün TBGG gücüne oranıdır. Tek numaralı taşıyıcılarda da aynı yöntem uygulanarak aynı sonuç bulunur ve aşağıdaki gibi verilir.

$$\gamma_{O,SZ} = \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{\gamma_i |H(2k+1)|^2}} \tag{6.61}$$

Son olarak bu çift ve tek numaralı taşıyıcılardaki İGO ifadelerinin ortalaması alınarak her bir alt-taşıyıcıdaki ortalama İGO ifadesi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\gamma_{HFH-DFB\check{C},SZ} = (\gamma_{E,SZ} + \gamma_{O,SZ}) / 2 \tag{6.62}$$

Diğer yandan, SZ alıcılar için TT-FUD/DFBÇ sembolde İGO tüm kanal katsayılarını içerir ve aşağıdaki gibi verilir (Khan 2009).

$$\gamma_{TT-FUD/DFB\check{C},SZ} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\gamma_i |H(k)|^2}} \tag{6.63}$$

Yine düz sönmüleme durumunda yani, tüm frekans uzayı kanal kazançlarının eşit olması durumunda $|H(0)|^2 = |H(1)|^2 = \dots = |H(N-1)|^2$ İGO ifadesi aşağıdaki gibi olur ve bu da klasik DFBÇ ile aynıdır.

$$\gamma_{HFH-DFB\check{C},SZ} = \gamma_{TT-FUD/DFB\check{C},SZ} = \gamma_{DFB\check{C}} = \gamma_i |H(k)|^2 \tag{6.64}$$

Son olarak şunu söyleyebiliriz ki, bir DFBC sembol süresince düz sönümleme meydana gelirse, her iki alıcı yapısında da (SZ ve EKOKH) HFH/DFBC, TT-FUD/DFBC ve klasik DFBC'nin İKGO oranları birbirine eşit olacaktır.

$$\gamma_{HFH/DFBC,EKOKH} = \gamma_{HFH/DFBC,SZ} = \gamma_{TT-FUD/DFBC,EKOKH} = \gamma_{TT-FUD/DFBC,SZ} = \gamma_{DFBC} \quad (6.65)$$

6.2 HFH/DFBC İŞARETLERİN SHO BAŞARIM ANALİZİ

Burada, kablosuz haberleşme sistemlerinde son zamanlarda daha çok kullanıldığı için SHO başarımlarının hesaplanmasında M-DöGM modülasyonu kullanılmıştır. M-DöGM için hata olasılığı, Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation, DGM)'nin hata olasılığından kolayca elde edilebilir (Proakis and Salehi 2002). M-DöGM sistemler için doğru karar verme olasılığı aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$P_c = (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \quad (6.66)$$

Burada $P_{\sqrt{M}}$, eşdeğer bir M-DöGM sisteminin her bir dik bileşeninde ortalama gücün yarısına sahip bir \sqrt{M} -DGM sisteminin hata olasılığıdır. Aşağıda verileceği üzere, tek ve çift numaralı kanal katsayıları için SHO değerleri aynıdır. O halde M-DGM sistemi dikkate alındığında SHO ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$P_{\sqrt{M}} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \cdot \gamma} \right) \quad (6.67)$$

Burada γ , sembol başına ortalama İKGO'dur. Böylece M-DöGM sistemler için SHO ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$P_s = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \quad (6.68)$$

HFH/DFBC sistemlerin SHO ifadeleri, önceki alt bölümde türetilen İKGO ifadelerinin (6.67)'deki eşitlikte yerine yazılmasıyla elde edilebilir. Bununla birlikte İKGO değişkeni γ , hem SZ hem de EKOKH alıcılarda tek ve çift numaralı kanal kazançlarının ayrı ayrı

yazılmasıyla elde edilmektedir. Ayrıca kanal katsayılarının bağımsız ve aynı dağılımlı (independent and identically distributed, IID) rasgele değişken (random variable, RV) olmasına rağmen, her iki alıcı tipinde de SHO'lar, tek ve çift numaralı alt-taşıyıcılar için aynı olmaktadır.

EKOKH denkleştirme durumunda, (6.51)'de verilen İKGO ifadesinin paydasındaki toplamın (6.48) ve (6.49)'da türetilen İKGO ifadelerinin paydasındaki toplamın toplamından oluştuğu görülebilir.

Bu durumda çift ve tek numaralı satırlardan elde edilen ortalama SHO ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{P}_{çift} = E \left\{ 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{N/2-1} \frac{1}{\gamma |h_{2k}|^2 + 1}} - 1 \right)} \right) \right)^2 \right\} \quad (6.69a)$$

$$\bar{P}_{tek} = E \left\{ 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{N/2-1} \frac{1}{\gamma |h_{2k+1}|^2 + 1}} - 1 \right)} \right) \right)^2 \right\} \quad (6.69b)$$

(6.69) ifadelerinde $E\{\cdot\}$ işlemcisi, tüm çift ya da tek alt-kanallar üzerinde ensemble ortalamayı göstermektedir. Çok sayıda alt-taşıyıcı için çift ve tek numaralı satırlardan elde edilen ortalama SHO ifadeleri birbirine eşit olmaktadır. Ancak, az sayıda alt-taşıyıcı durumunda çift ve tek numaralı satırlardan elde edilen ortalama SHO ifadelerinin ortalaması alınarak hesaplama yapılabilir. Dolayısıyla ortalama SHO eşitlik (6.70)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{P}_S = \begin{cases} \bar{P}_{\text{çift}} = \bar{P}_{\text{tek}} & , \text{Çok sayıda alt - taşıyıcı için} \\ (\bar{P}_{\text{çift}} + \bar{P}_{\text{tek}})/2 & , \text{Az sayıda alt - taşıyıcı için} \end{cases} \quad (6.70)$$

Diğer taraftan N 'nin çok büyük olması durumunda Ortalama SHO ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir (Huang 2007).

$$\tilde{P}_S = \lim_{N \rightarrow \infty} \bar{P}_{\text{çift}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \bar{P}_{\text{tek}} = 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \left(\frac{1}{E \left\{ \frac{1}{\gamma |h|^2 + 1} \right\}} - 1 \right)} \right) \right)^2 \quad (6.71)$$

Eşitlik (6.71)'de $E\{\cdot\}$ işlemcisi beklenen değeri göstermektedir. $\gamma = E_s/N_o$ giriş İGO'sudur. $|h|^2 = \rho$ değişken dönüşümü yapılsın. $|h| = \alpha$, aşağıdaki gibi Rayleigh dağılımına sahip olursa

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\alpha^2/2\sigma^2} \quad (6.72)$$

ρ 'nun dağılımı aşağıdaki gibi bulunabilir (Peebles 2001).

$$\begin{aligned} f_\rho(\rho) &= f_\alpha(\alpha) \left| \frac{d\alpha}{d\rho} \right|_{\alpha=\alpha_n} = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\alpha^2/2\sigma^2} \left| \frac{1}{2\alpha} \right|_{\alpha=\sqrt{\rho}} = \frac{\sqrt{\rho}}{\sigma^2} e^{-\rho/2\sigma^2} \left| \frac{1}{2\sqrt{\rho}} \right| \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\rho/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (6.73)$$

Görüldüğü gibi ρ , ki-kare dağılımına sahip olur. $\bar{\rho} = 2\sigma^2$ 'dir ve $\sigma^2 = 1/2$ durumunda $f_\rho(\rho) = e^{-\rho}$ olur. Bu durumda $N \rightarrow \infty$ için ortalama SHO ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\tilde{P}_s = 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \left(\frac{1}{\int_0^\infty \frac{1}{\gamma \cdot \rho + 1} e^{-\rho} d\rho} - 1 \right)} \right) \right)^2 \quad (6.74)$$

Alicıda alınan, denkleştirici öncesi işaret gültü oranı $p = \frac{E_s}{N_o} |\alpha|^2$ 'dir. Şayet α , istatistiksel olarak Nakagami- m dağılımına sahip olursa, p 'nin dağılımı aşağıdaki gibi verilmektedir (Proakis 2001).

$$f_p(p) = \frac{m^m}{\Gamma(m) \bar{p}^m} p^{m-1} e^{-mp/\bar{p}} \quad (6.75)$$

Yukarıdaki ifadeden, $m=1$ durumunda, p 'nin dağılımı aşağıdaki gibi olmaktadır ve bu dağılım da üstel dağılımdır.

$$f_p(p) = \frac{1}{\bar{p}} e^{-p/\bar{p}} \quad (6.76)$$

Bu durum α 'nın Rayleigh dağılıma sahip olduğunu göstermektedir. Nakagami- m sönümlenmeli kanalda $N \rightarrow \infty$ için Ortalama SHO ifadesi aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned} \tilde{P}_s &= 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \left(\frac{1}{E \left\{ \frac{1}{\gamma |\alpha|^2 + 1} \right\}} - 1 \right)} \right) \right)^2 \\ &= 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \left(\frac{1}{x} - 1 \right)} \right) \right)^2 \end{aligned} \quad (6.77)$$

(6.77) ifadesinde, eşitliğin sağ tarafındaki x , beklenen değeri göstermektedir ve aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned}
x &= \int_0^{\infty} \frac{1}{p+1} f_p(p) dp \\
&= \int_0^{\infty} \frac{1}{p+1} \frac{m^m}{\Gamma(m) \bar{p}^m} p^{m-1} e^{-mp/\bar{p}} dp
\end{aligned} \tag{6.78}$$

Yine $|h|^2 = \rho$ dönüşümü ve $E\{|h|^2\} = \bar{\rho} = 1$ kullanılırsa, $p = \frac{E_s}{N_o} |h|^2$ ifadesinin ortalaması

$\bar{p} = \frac{E_s}{N_o} E\{|h|^2\} = \gamma \cdot 1 = \gamma$ 'dır. Ayrıca, $p = \gamma \cdot \rho$ 'dan $dp = \gamma \cdot d\rho$ yazılabilir. Böylece bulunanlar

yukarıda verilen son integralde yerine yazılırsa Ortalama SHO ifadesi aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\begin{aligned}
x &= \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma \cdot \rho + 1} \right) \frac{m^m}{\Gamma(m) \gamma^m} (\gamma \cdot \rho)^{m-1} e^{-m\rho} \gamma d\rho \\
&= \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma \cdot \rho + 1} \right) \frac{m^m}{\Gamma(m)} (\rho)^{m-1} e^{-m\rho} d\rho \\
&= \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma \cdot \rho + 1} \right) f_{\rho}(\rho) d\rho
\end{aligned} \tag{6.79}$$

Bu son ifadeden açıkça görülmektedir ki, $|h| = \alpha$ Nakagami- m dağılımına sahip olursa $|h|^2 = \rho$ 'nun dağılımı aşağıdaki gibi olur.

$$f_{\rho}(\rho) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} (\rho)^{m-1} e^{-m\rho} \tag{6.80}$$

Ayrıca, (6.80) ifadesinde yine $m=1$ durumu için $f_{\rho}(\rho) = e^{-\rho}$ olmaktadır. Yani üstel dağılım olmaktadır.

SZ denkleştirme durumunda, yine aynı şekilde, (6.63)'de verilen İGO ifadesinin paydasındaki toplamın (6.60) ve (6.61)'de türetilen İGO ifadelerinin paydasındaki toplamın toplamından oluştuğu görülebilir.

Bu durumda SZ alıcı için çift ve tek numaralı satırlardan elde edilen ortalama SHO ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{P}_{\text{çift},SZ} = E \left\{ 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \cdot \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{N/2-1} \frac{1}{\gamma |h_{2k}|^2}}} \right)} \right)^2 \right\} \quad (6.81a)$$

$$\bar{P}_{\text{tek},SZ} = E \left\{ 1 - \left(1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left(\sqrt{\left(\frac{3}{M-1} \right) \cdot \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{N/2-1} \frac{1}{\gamma |h_{2k+1}|^2}}} \right)} \right)^2 \right\} \quad (6.81b)$$

(6.81) ifadelerinde $E\{\cdot\}$ işlemcisi, tüm çift ya da tek alt-kanallar üzerinde ensemble ortalamayı göstermektedir. Çok sayıda alt-taşıyıcı için çift ve tek numaralı satırlardan elde edilen ortalama SHO ifadeleri birbirine eşit olmaktadır. Ancak, az sayıda alt-taşıyıcı durumunda çift ve tek numaralı satırlardan elde edilen ortalama SHO ifadelerinin ortalaması alınarak hesaplama yapılabilir. Dolayısıyla ortalama SHO aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{P}_S = \begin{cases} \bar{P}_{\text{çift},SZ} = \bar{P}_{\text{tek},SZ} & , \text{Çok sayıda alt - taşıyıcı için} \\ (\bar{P}_{\text{çift},SZ} + \bar{P}_{\text{tek},SZ})/2 & , \text{Az sayıda alt - taşıyıcı için} \end{cases} \quad (6.82)$$

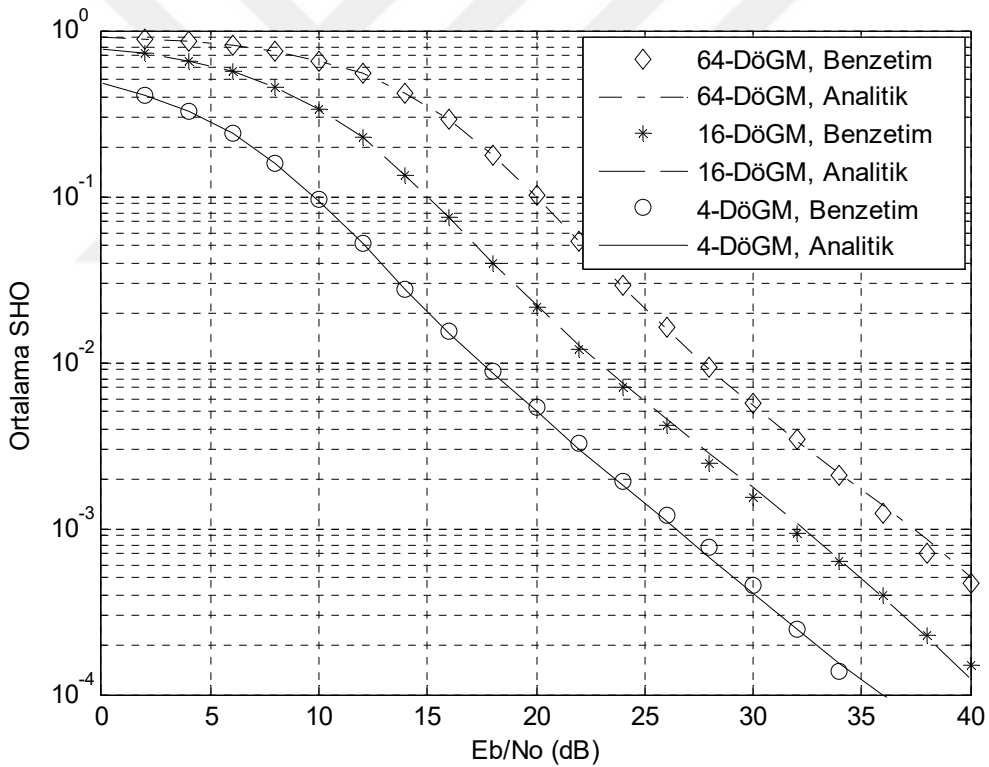
6.3 NÜMERİK ANALİZ SONUÇLARI

Bu alt bölümde ilk önce, türetilen denklemler zamanla değişmeyen frekans seçici sönümlemeli kanalda benzetimle doğrulanmıştır. EKOKH ve SZ alıcılar için HFH/DFBÇ'nin SHO değerleri sırasıyla (6.50) ve (6.62) denklemlerinin (6.67)'de yerine yazılmasıyla elde edilmiştir. Daha sonra HFH/DFBÇ'nin başarımı, SZ ve EKOKH alıcılar için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Ayrıca, Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemeli kanallarda $N \rightarrow \infty$ durumu

için (6.74), (6.77), (6.84) ve (6.86) ifadeleri kullanılarak elde edilen Ortalama SHO değerleri karşılaştırmaya eklenmiştir. Son olarak da HFH/DFBÇ'nin başarımı, klasik DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ'nin başarımı ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada SZ ve EKOKH alıcılar kullanan sistemler için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar kullanılarak karşılaştırma yapılmıştır.

Kanalın frekans seçici Rayleigh sönümlmeli kanal olduğu varsayımıyla benzetimler yapılmıştır. Başarım ölçütü SHO'dur. Benzetimlerde M-DöGM kullanılmıştır. Ayrıca benzetimlerde daha doğru sonuç görebilmek için yaklaşık 40000 DFBÇ sembol kullanılmıştır.

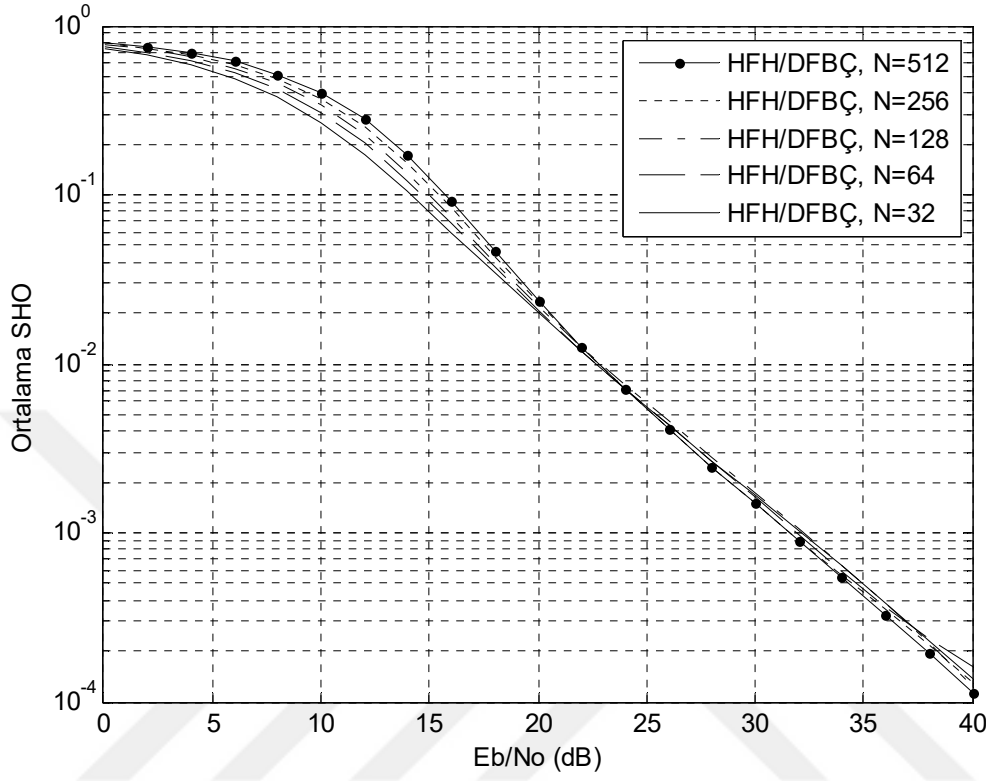
Şekil 6.1'de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde 4, 16, 64 seviyeli DöGM modülasyonu kullanan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları benzetimle doğrulanmıştır. Kanalın alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır.



Şekil 6.1 HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli kanalda SHO başarımları, $N=128$, SZ denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.1'den görüldüğü gibi (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımların benzetimle elde edilen başarımlarla tam olarak örtüştüğü görülmektedir. Bununla birlikte modülasyon seviyesi arttıkça SHO başarımının azaldığı görülmektedir.

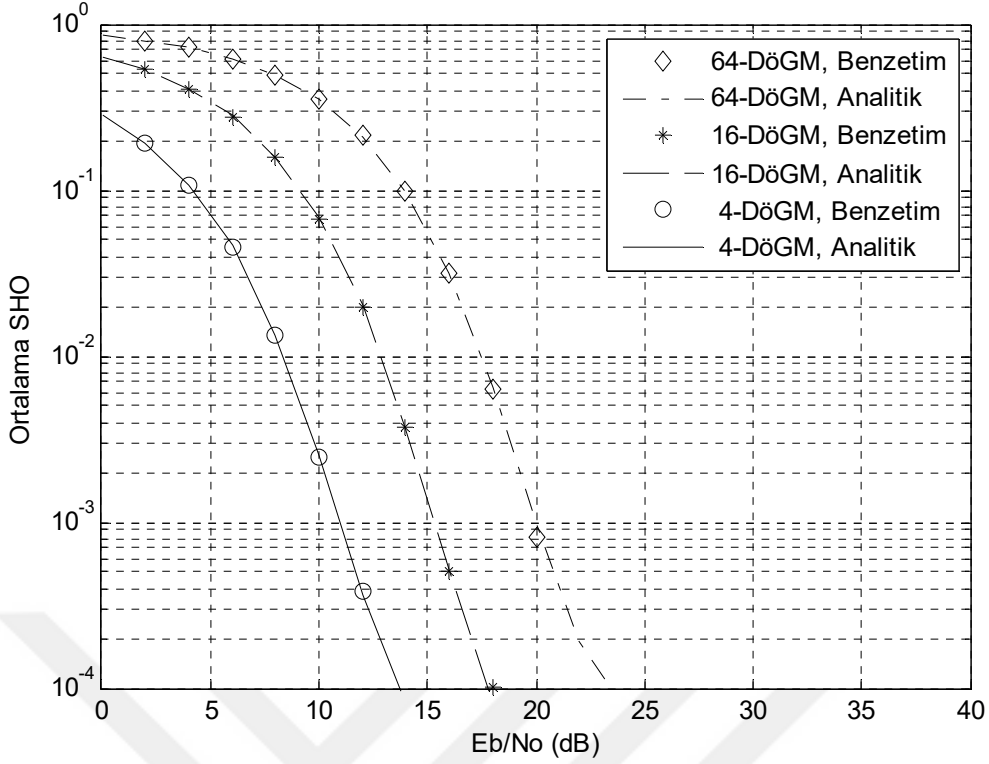
Şekil 6.2’de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, 16-DöGM modülasyon seviyesi için HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)’den elde edilen başarımları, çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N= 32, 64, 128, 256, 512$) için karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.2 16-DöGM’li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, SZ denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.2’den görüldüğü gibi alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO’nun 20 dB ’den büyük değerlerinde alt-taşıyıcı sayısının başarımları etkilemediği görülürken 20 dB ’den küçük değerlerde az da olsa alt-taşıyıcı sayısının başarımları azalttığı görülmektedir.

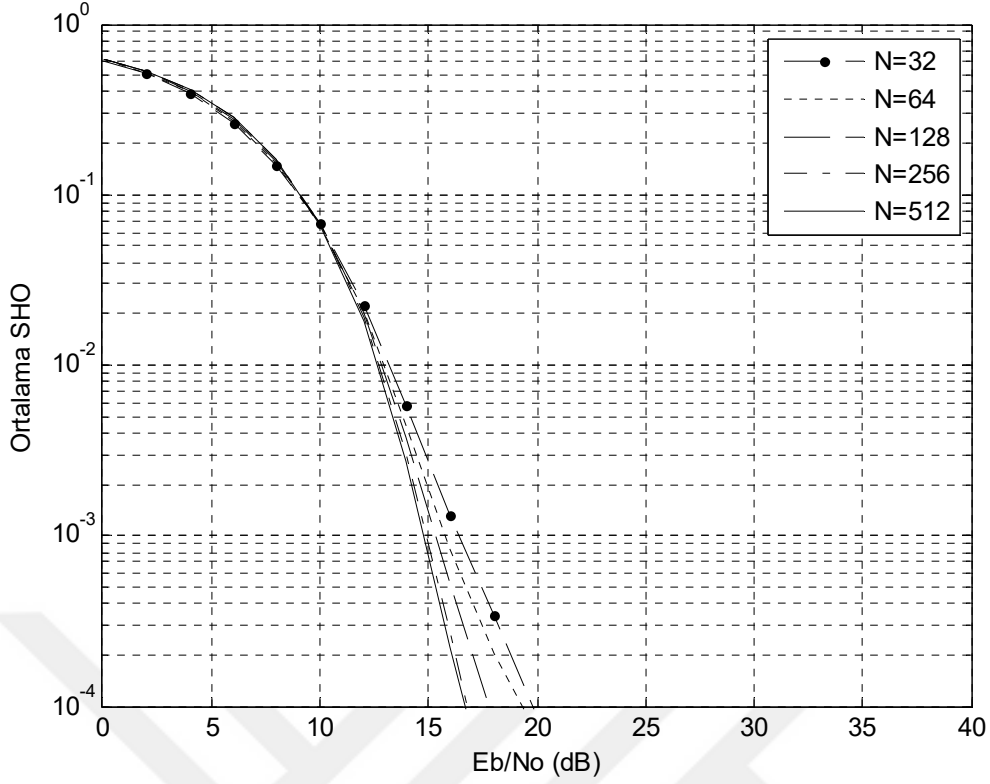
Şekil 6.3’de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde 4, 16, 64 seviyeli DöGM modülasyonu kullanan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)’den elde edilen başarımları benzetimle doğrulanmıştır. Kanalin alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.3 HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, SZ denkleştirme, $m=2$.

Şekil 6.3'den görüldüğü gibi (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımların benzetimle elde edilen başarımlarla tam olarak örtüştüğü görülmektedir. Bununla birlikte modülasyon seviyesi arttıkça SHO başarımının azaldığı görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi $m=2$ alınması ile Nakagami- m kanal 2 farklı Rayleigh kanalın En Büyük Oranlı Birleştirme (EBOB) tekniği ile birleştirildiğinden çeşitleme sağladığı görülmektedir.

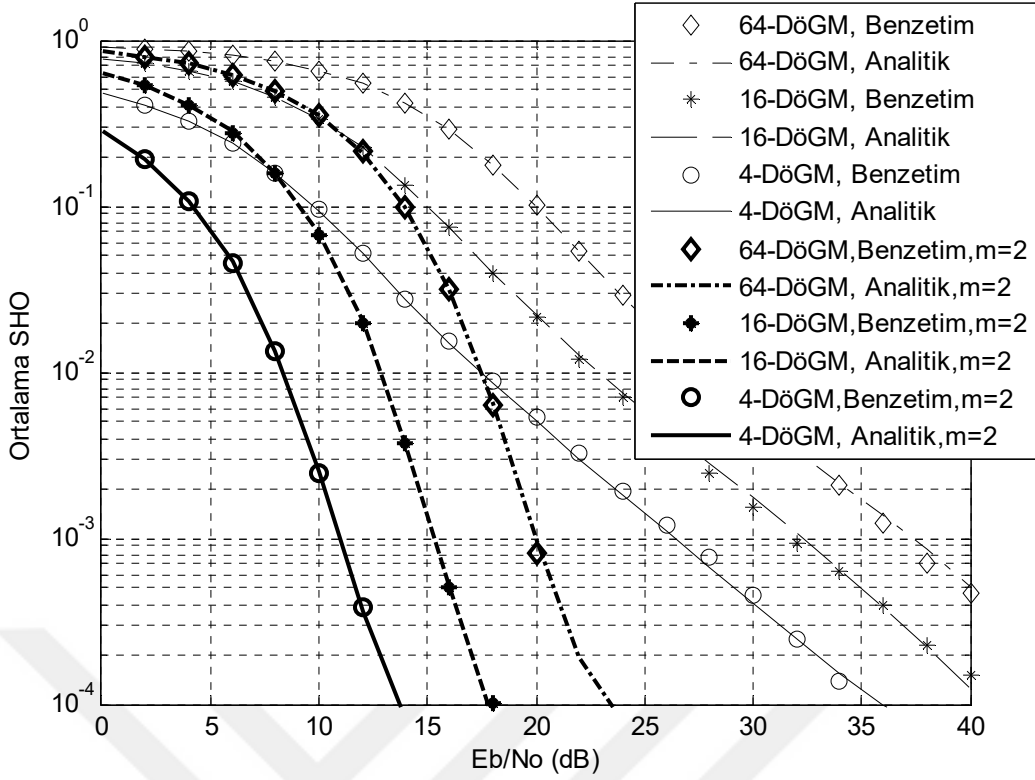
Şekil 6.4'de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, 16-DöGM modülasyon seviyesi için HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları, çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N= 32, 64, 128, 256, 512$) için karşılaştırılmıştır. Kanalın alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.4 16-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, SZ denkleştirme, $m=2$.

Şekil 6.4'den görüldüğü gibi alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO'nun 12 dB'den büyük değerlerinde alt-taşıyıcı sayısına bağlı olarak başarımın iyileştiği görülmektedir. Örneğin, 10^{-4} hata olasılığı elde edebilmek için $N=32$ alt taşıyıcı ile $N=64$ alt taşıyıcı arasında 1 dB'lik bir fark varken, $N=32$ ile $N=512$ alt-taşıyıcı arasında 4 dB'lik bir fark ortaya çıkmaktadır.

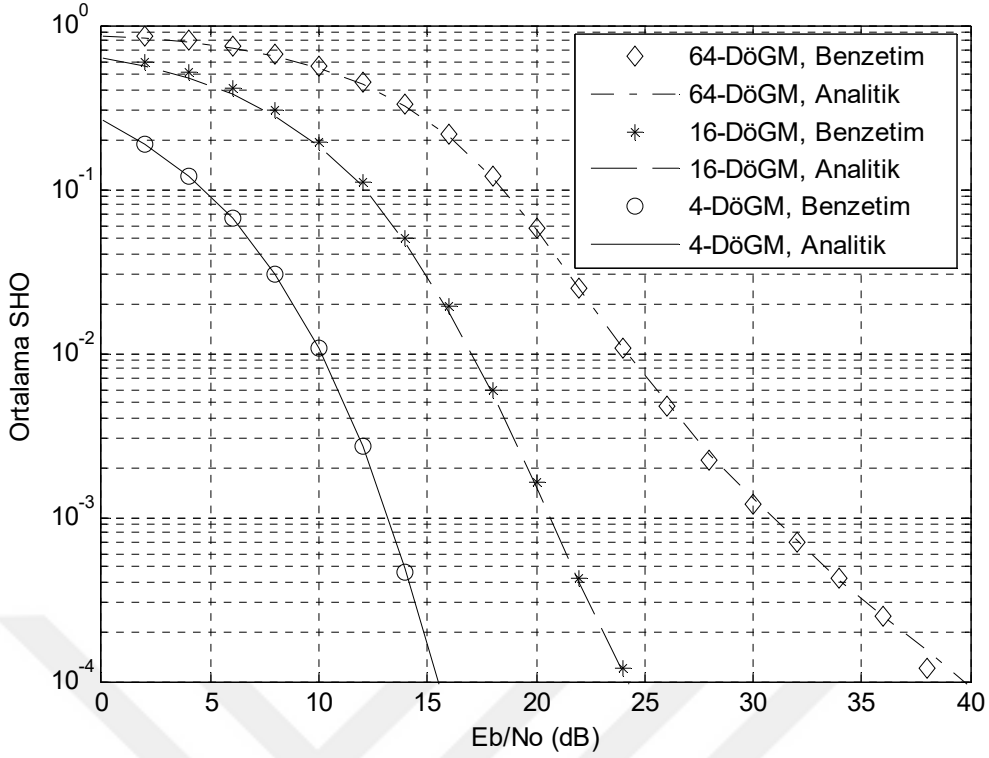
Şekil 6.5'de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde 4, 16, 64 seviyeli DöGM modülasyonu kullanan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları benzetimle doğrulanmıştır. Şekilde Rayleigh ve Nakagami- m kanalda karşılaştırma yapılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.5 HFH/DFBC işaretlerin frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, SZ denkleştirme, $m=1$, $m=2$.

Şekil 6.5'den görüldüğü gibi 2 yollu Nakagami- m kanaldaki başarımların Rayleigh kanalda elde edilen başarımları önemli ölçüde geride bırakmıştır.

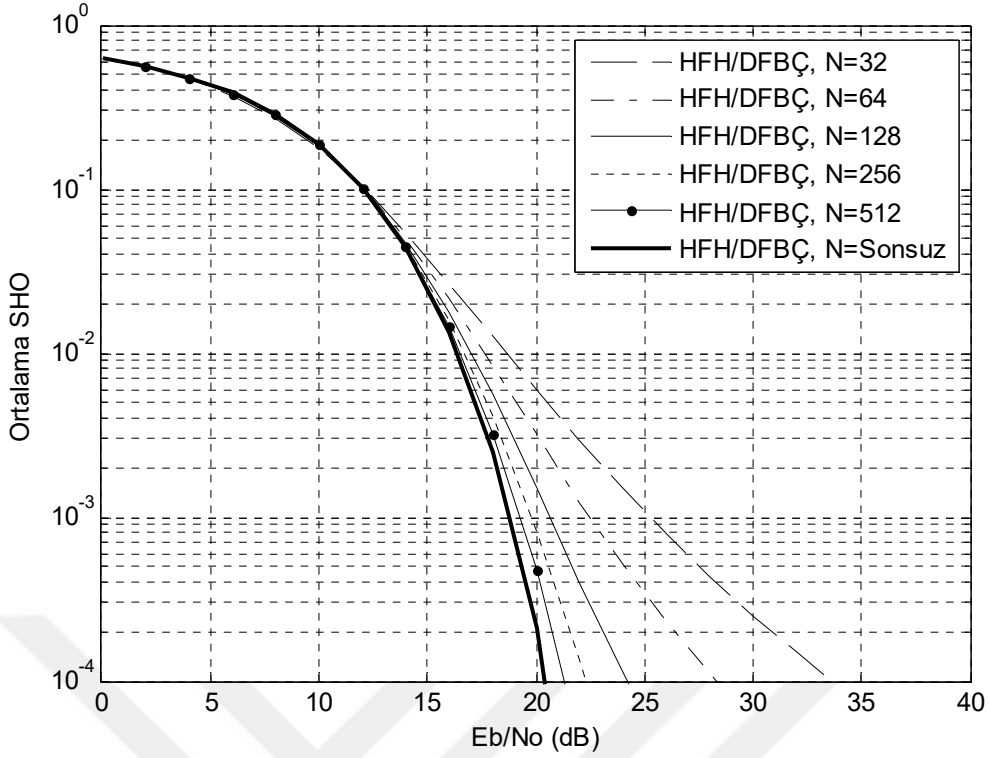
Şekil 6.6'da, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde yine 4, 16, 64 seviyeli DöGM modülasyonu kullanan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBC işaretlerin (6.50), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları benzetimle doğrulanmıştır. Kanalın alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır.



Şekil 6.6 HFH/DFBC işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, EKOKH denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.6'dan görüldüğü gibi (6.50), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımların benzetimle elde edilen başarımlarla yine tam olarak örtüştüğü görülmektedir. Bununla birlikte modülasyon seviyesi arttıkça SHO başarımının azaldığı görülmektedir.

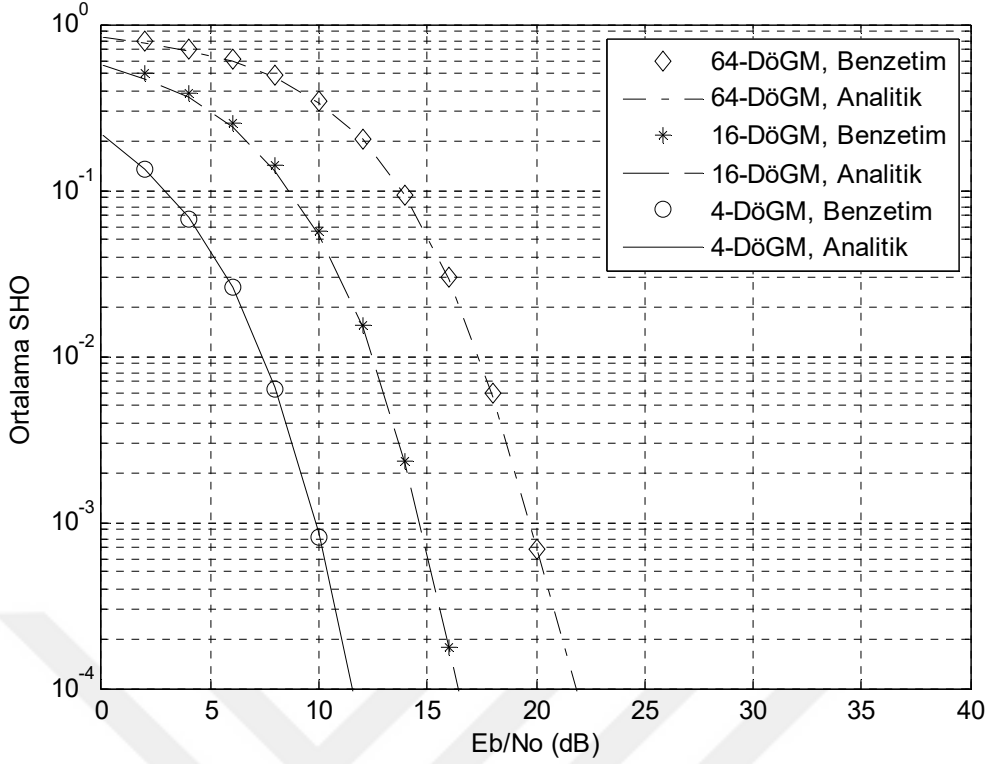
Şekil 6.7'de, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, yine 16-DöGM modülasyon metodu için HFH/DFBC işaretlerin (6.50), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları, çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N= 32, 64, 128, 256, 512$) için karşılaştırılmıştır. Ayrıca karşılaştırmaya, Rayleigh kanalda (6.74)'den elde edilen sonsuz sayıda alt taşıyıcı için başarımların sonucu ilave edilmiştir.



Şekil 6.7 16-DöGM’li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, EKOKH denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.7’den görüldüğü gibi, İGO’nun 13 dB ’den büyük değerlerinde alt-taşıyıcı sayısına bağlı olarak başarımın iyileştiği görülmektedir. Örneğin, 10^{-4} hata olasılığı elde edebilmek için $N=32$ alt taşıyıcı ile $N=64$ alt taşıyıcı arasında 5 dB ’lik bir fark varken, $N=32$ ile $N=512$ alt-taşıyıcı arasında 13 dB ’lik bir fark ortaya çıkmaktadır ki bu da önemli bir değerdir. Diğer taraftan Rayleigh kanalda $N=512$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin başarımının sonsuz alt-taşıyıcılı teorik sınıra çok yaklaştığı görülmektedir.

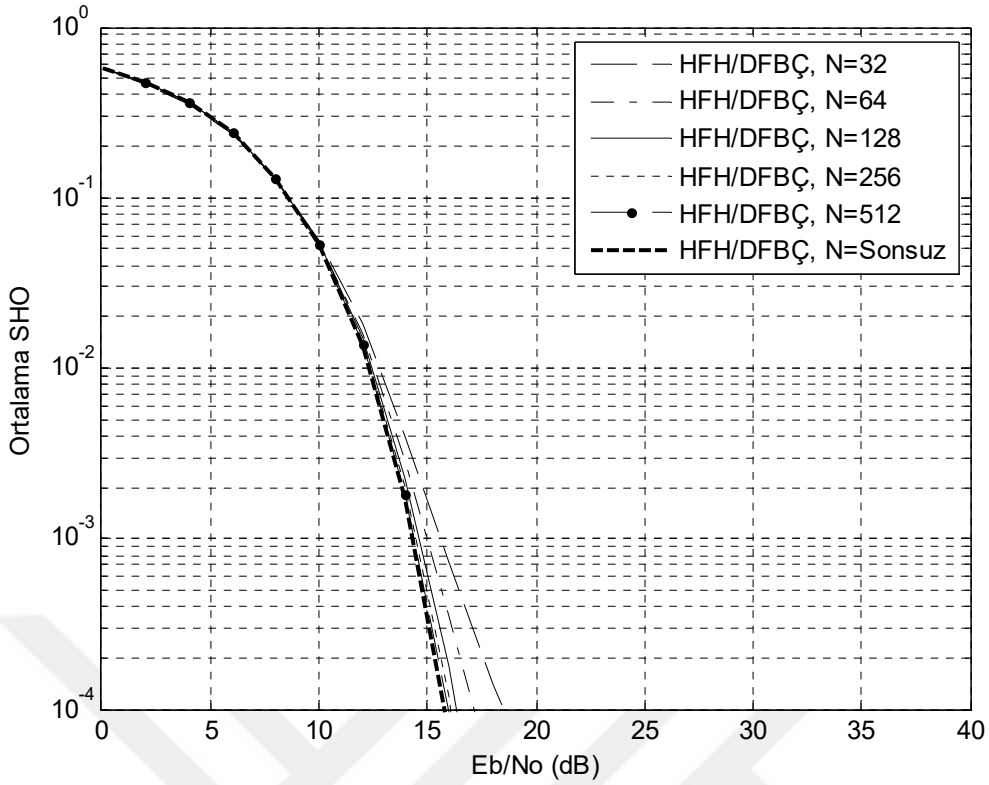
Şekil 6.8’de, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde 4, 16, 64 seviyeli DöGM modülasyonu kullanan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)’den elde edilen başarımları benzetimle doğrulanmıştır. Kanalin alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.8 HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, $N=128$, EKOKH denkleştirme, $m=2$.

Şekil 6.8'den görüldüğü gibi (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımların benzetimle elde edilen başarımlarla tam olarak örtüştüğü görülmektedir. Bununla birlikte modülasyon seviyesi arttıkça SHO başarımının azaldığı görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi $m=2$ alınması ile Nakagami- m kanal 2 farklı Rayleigh kanalın En Büyük Oranlı Birleştirme (EBOB) tekniği ile birleştirildiğinden çeşitleme derecesinin arttığı görülmektedir.

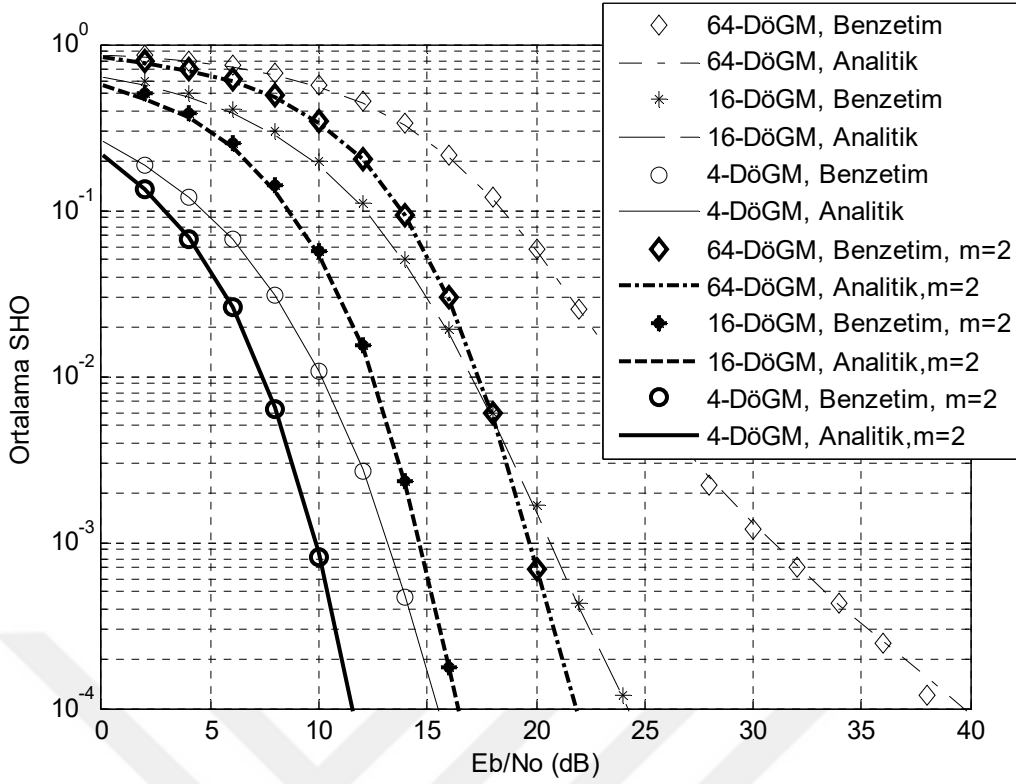
Şekil 6.9'da, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, 16-DöGM modülasyon seviyesi için HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları, çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N= 32, 64, 128, 256, 512$) için karşılaştırılmıştır. Kanalın alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır. Ayrıca karşılaştırmaya, (6.77)'den elde edilen sonsuz sayıda alt taşıyıcı için başarımların sonucu ilave edilmiştir.



Şekil 6.9 16-DöGM’li HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımları, EKOKH denkleştirme, $m=2$.

Şekil 6.9’den görüldüğü gibi alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO’nun 12 dB’den büyük değerlerinde alt-taşıyıcı sayısına bağlı olarak başarımın iyileştiği görülmektedir. Örneğin, 10^{-4} hata olasılığı elde edebilmek için $N=32$ alt taşıyıcı ile $N=64$ alt taşıyıcı arasında 1 dB’lik bir fark varken, $N=32$ ile $N=512$ alt-taşıyıcı arasında 3 dB’lik bir fark ortaya çıkmaktadır. Diğer taraftan Nakagami- m kanalda $N=512$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin başarımının sonsuz alt-taşıyıcılı teorik sınır ile tam olarak örtüştüğü görülmektedir.

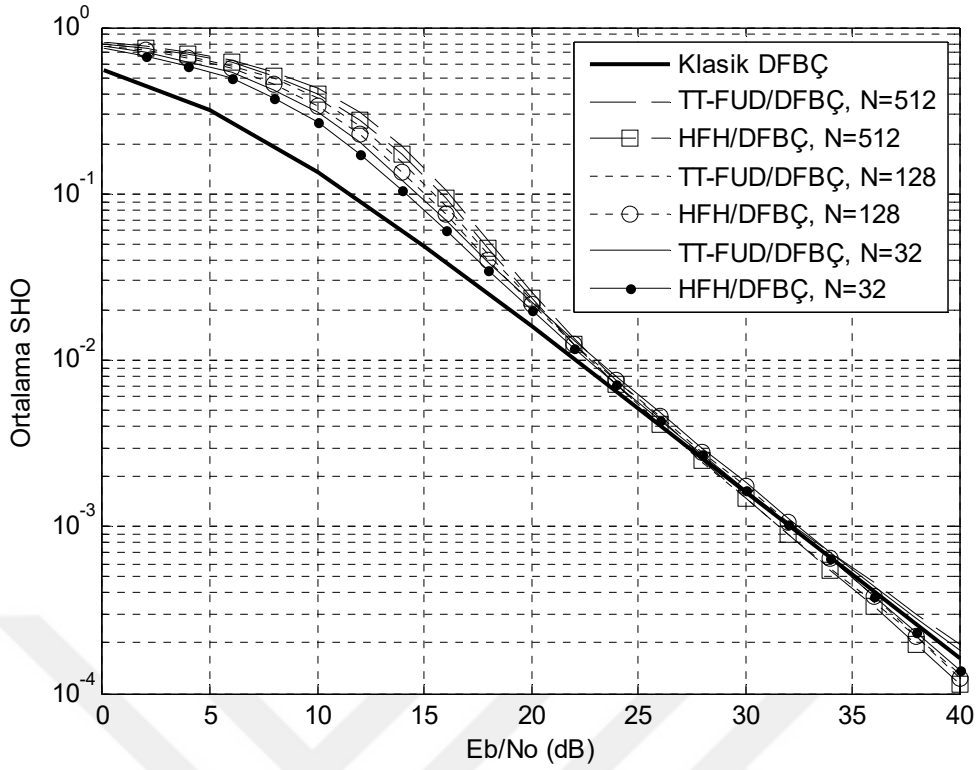
Şekil 6.10’da, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde 4, 16, 64 seviyeli DöGM modülasyonu kullanan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)’den elde edilen başarımları benzetimle doğrulanmıştır. Şekilde Rayleigh ve Nakagami- m kanalda karşılaştırma yapılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.10 HFH/DFBÇ işaretlerin frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalında SHO başarımları, $N=128$, EKOKH denkleştirme, $m=1$, $m=2$.

Şekil 6.10'dan görüldüğü gibi 2 yollu Nakagami- m kanaldaki başarımlar Rayleigh kanaldan elde edilen başarımları geride bırakmıştır.

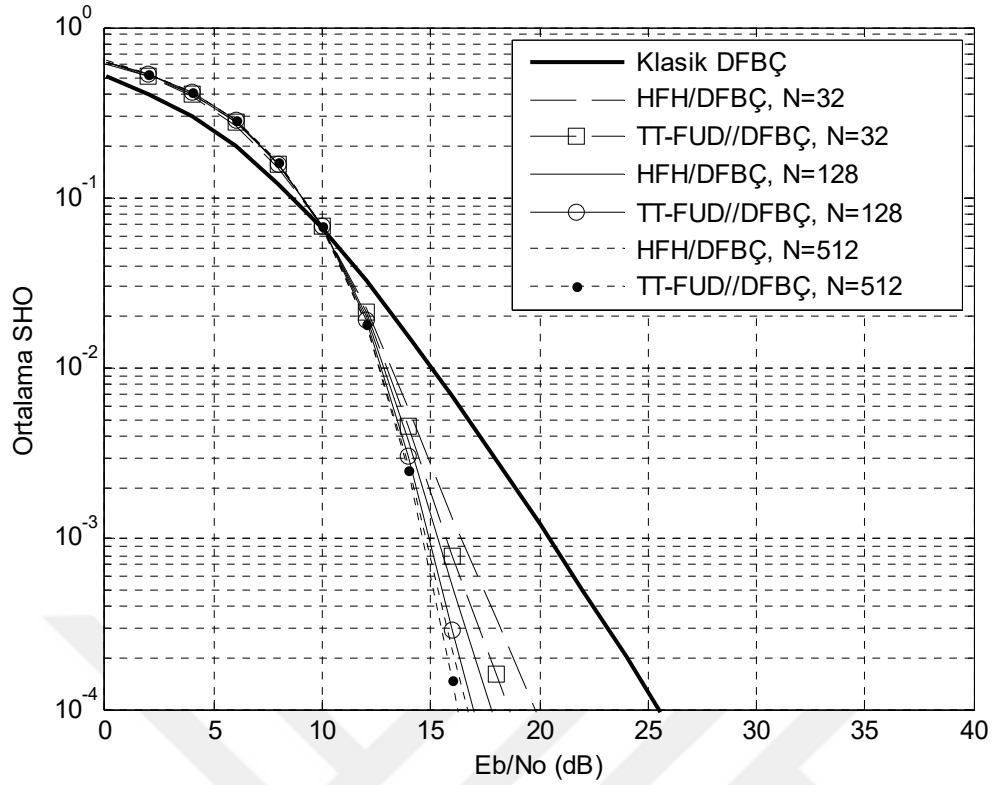
Şekil 6.11'de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, yine 16-DöGM modülasyon metodu için HFH/DFBÇ işaretlerin başarımları diğer DFBC işaretlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N=32, 128, 512$) için HFH/DFBÇ işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları, (Khan 2009)'da verilen (6.63) ifadesi ile (6.67) ve (6.68) kullanılarak elde edilen TT-FUD/DFBÇ'nin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca karşılaştırmaya klasik DFBC eklenmiştir.



Şekil 6.11 16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırmaları, SZ denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.11'den görüldüğü gibi alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO'nun 25 dB'den küçük değerlerinde klasik DFBC'nin hem HFH/DFBC'den hem de TT-FUD/DFBC'den daha iyi başarımlar gösterdiği görülmektedir. Yine İGO'nun 25 dB'den küçük değerlerinde HFH/DFBC'nin TT-FUD/DFBC'den biraz daha iyi bir başarımlar gösterdiğini söyleyebilir. Buna mukabil İGO'nun 25 dB'den büyük değerlerinde sonuçlar tüm sistemler için hemen hemen aynıdır.

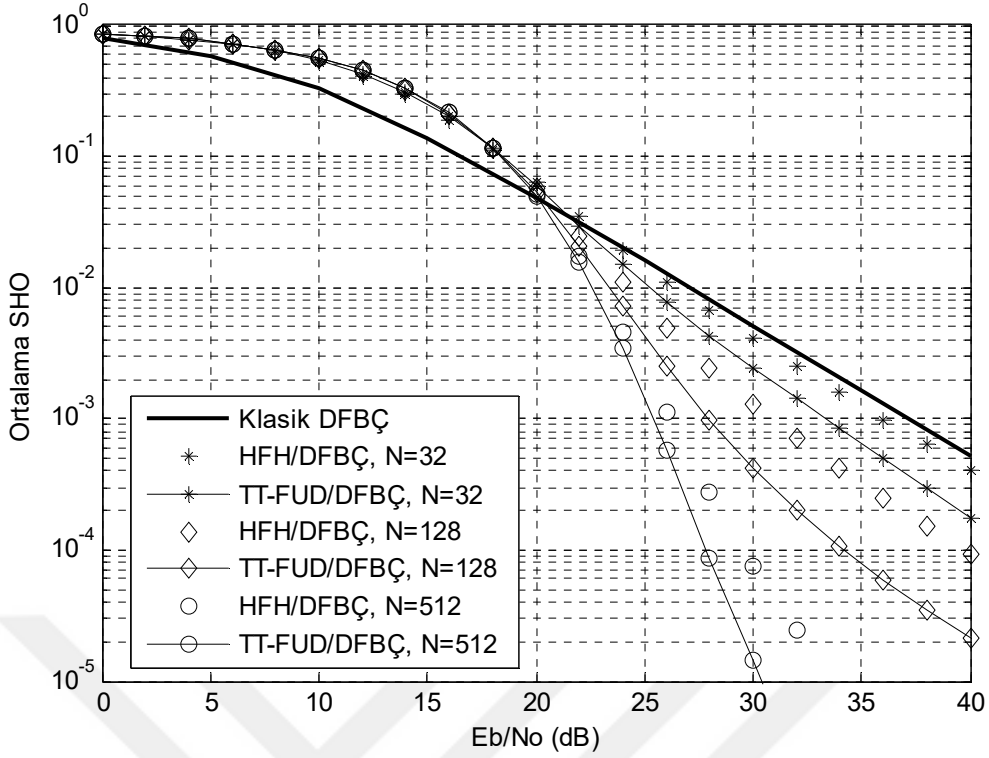
Şekil 6.12'de, alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, yine 16-DöGM modülasyon metodu için HFH/DFBC işaretlerin başarımları diğer DFBC işaretlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N=32, 128, 512$) için HFH/DFBC işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları, (Khan 2009)'da verilen (6.63) ifadesi ile (6.67) ve (6.68) kullanılarak elde edilen TT-FUD/DFBC'nin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca karşılaştırmaya klasik DFBC eklenmiştir. Şekilde Nakagami- m kanalda karşılaştırma yapılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.12 16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarının karşılaştırılması, SZ denkleştirme, $m=2$.

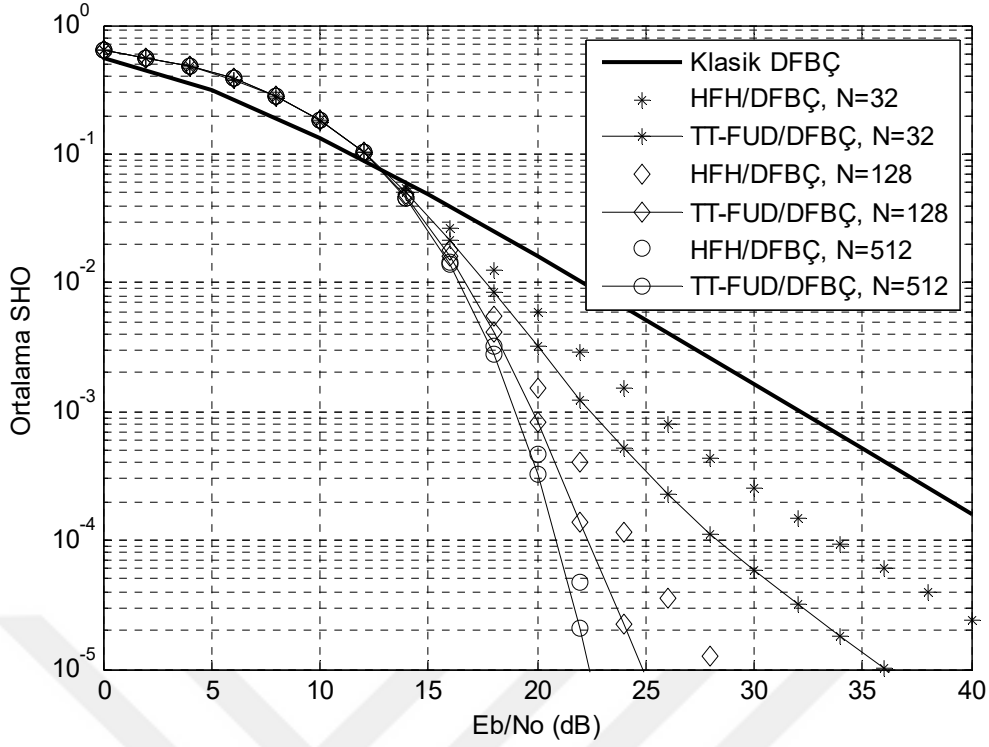
Şekil 6.12'den görüldüğü gibi alıcıda SZ denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO'nun 10 dB'den küçük değerlerinde klasik DFBC'nin hem HFH/DFBC'den hem de TT-FUD/DFBC'den daha iyi başarımlar gösterdiği görülmektedir. Yine İGO'nun 10 dB'den büyük değerlerinde HFH/DFBC'nin TT-FUD/DFBC'den yarısı kadar alt-taşıyıcı kullandığı için biraz daha kötü bir başarımlar gösterdiğini görülmektedir. Alt-taşıyıcı sayısı arttıkça başarımlar birbirine yaklaşmaktadır.

Şekil 6.13, Şekil 6.14 ve Şekil 6.15'de, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda sırasıyla 64,16 ve 4-DöGM modülasyon metotları için HFH/DFBC işaretlerin başarımları diğer DFBC işaretlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N=32, 128, 512$) için HFH/DFBC işaretlerin (6.50), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımları, (Khan 2009)'da verilen (6.51) ifadesi ile (6.67) ve (6.68) kullanılarak elde edilen TT-FUD/DFBC'nin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma Rayleigh kanalda yapılmıştır. Ayrıca karşılaştırmaya klasik DFBC eklenmiştir.



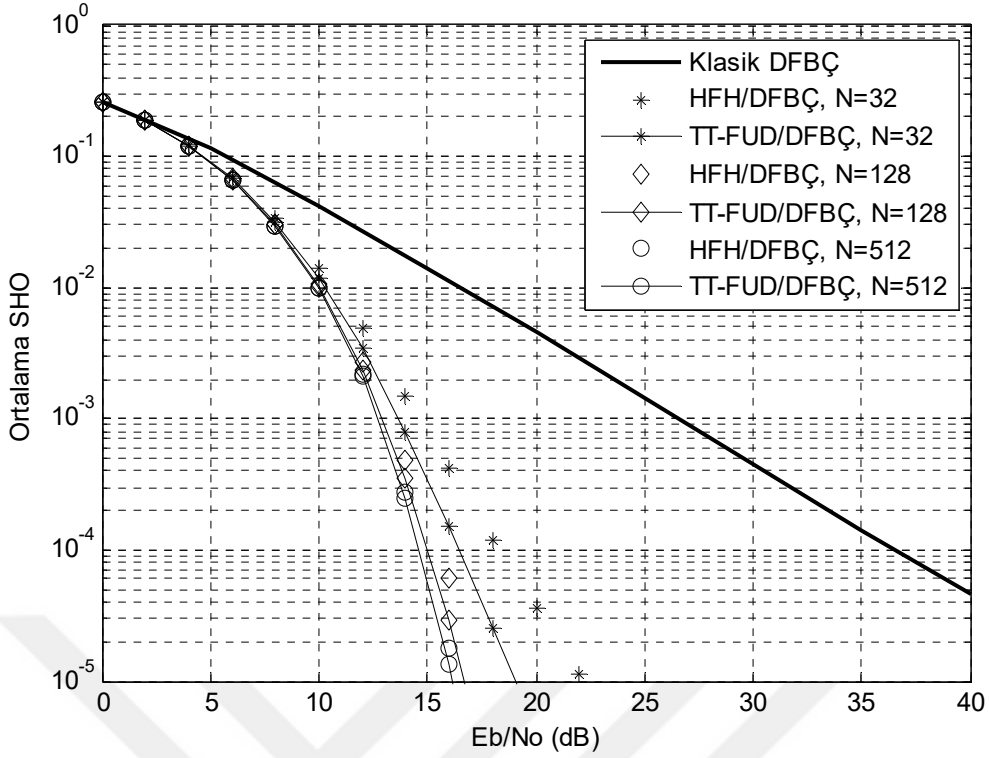
Şekil 6.13 64-DöGM’li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.13’den görüldüğü gibi alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO’nun 20 dB’den küçük değerlerinde klasik DFBC’nin hem HFH/DFBC’den hem de TT-FUD/DFBC’den daha iyi başarımlar gösterdiği görülmektedir. Yine İGO’nun 20 dB’den küçük değerlerinde HFH/DFBC’nin TT-FUD/DFBC ile aynı başarımlar gösterdiği söylenebilir. Buna mukabil İGO’nun 20 dB’den büyük değerlerinde en kötü başarımlar klasik DFBC’nindir. Ayrıca, tüm alt-taşıyıcı değerlerinde TT-FUD/DFBC, HFH DFBC’ye göre daha iyi başarımlar göstermekle birlikte alt-taşıyıcı sayısı arttıkça bu iki sistemin başarımlarının birbirine yaklaştığı da görülmektedir. Örneğin, 10^{-3} hata olasılığı elde edebilmek için TT-FUD/DFBC, HFH/DFBC’ye göre $N=32$ alt taşıyıcı için yaklaşık 3 dB daha az İGO değeri gerektirmektedir. $N=128$ alt taşıyıcı durumunda ise 3 dB’den biraz az ve $N=512$ alt taşıyıcı durumunda 1 dB’den daha az bir İGO değeri gerektirmektedir.



Şekil 6.14 16-DöGM’li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlenmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=1$.

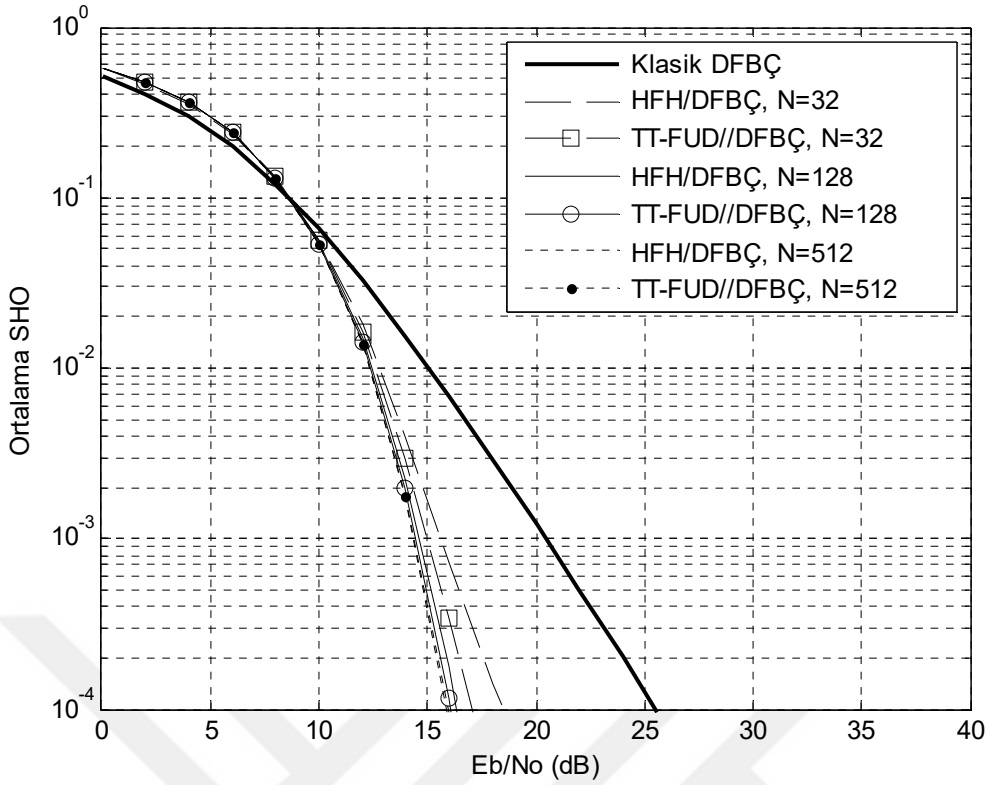
Şekil 6.14’den görüldüğü gibi alıcıda yine EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO’nun 13 dB’den küçük değerlerinde klasik DFBC’nin hem HFH/DFBC’den hem de TT-FUD/DFBC’den daha iyi başarımlar gösterdiği görülmektedir. Yine İGO’nun 13 dB’den küçük değerlerinde HFH/DFBC’nin TT-FUD/DFBC ile aynı başarımlar gösterdiği söylenebilir. Buna mukabil İGO’nun 13 dB’den büyük değerlerinde en kötü başarımlar klasik DFBC’nindir. Ayrıca, tüm alt-taşıyıcı değerlerinde TT-FUD/DFBC, HFH/DFBC’ye göre daha iyi başarımlar göstermekle birlikte alt-taşıyıcı sayısı arttıkça bu iki sistemin başarımlarının birbirine yaklaştığı da görülmektedir. Örneğin, 10^{-4} hata olasılığı elde edebilmek için TT-FUD/DFBC, HFH DFBC’ye göre $N=32$ alt taşıyıcı için yaklaşık 6 dB daha az İGO değeri gerektirirken, $N=128$ alt taşıyıcı durumunda yaklaşık 2 dB ve $N=512$ alt taşıyıcı durumunda hemen hemen aynı İGO değeri gerektirmektedir.



Şekil 6.15 4-DöGM’li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=1$.

Şekil 6.15’den görüldüğü gibi alıcıda yine EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO’nun tüm değerlerinde en kötü başarımların klasik DFBC’nindir. Ayrıca, tüm alt-taşıyıcı değerlerinde TT-FUD/DFBC, HFH DFBC’ye göre daha iyi başarımlar göstermekle birlikte alt-taşıyıcı sayısı arttıkça bu iki sistemin başarımlarının birbirine yaklaştığı da görülmektedir. Sonuçlar her iki sistem için de tüm alt-taşıyıcı değerlerinde birbirine çok yakın olmakla birlikte $N=512$ için tamamen aynıdır.

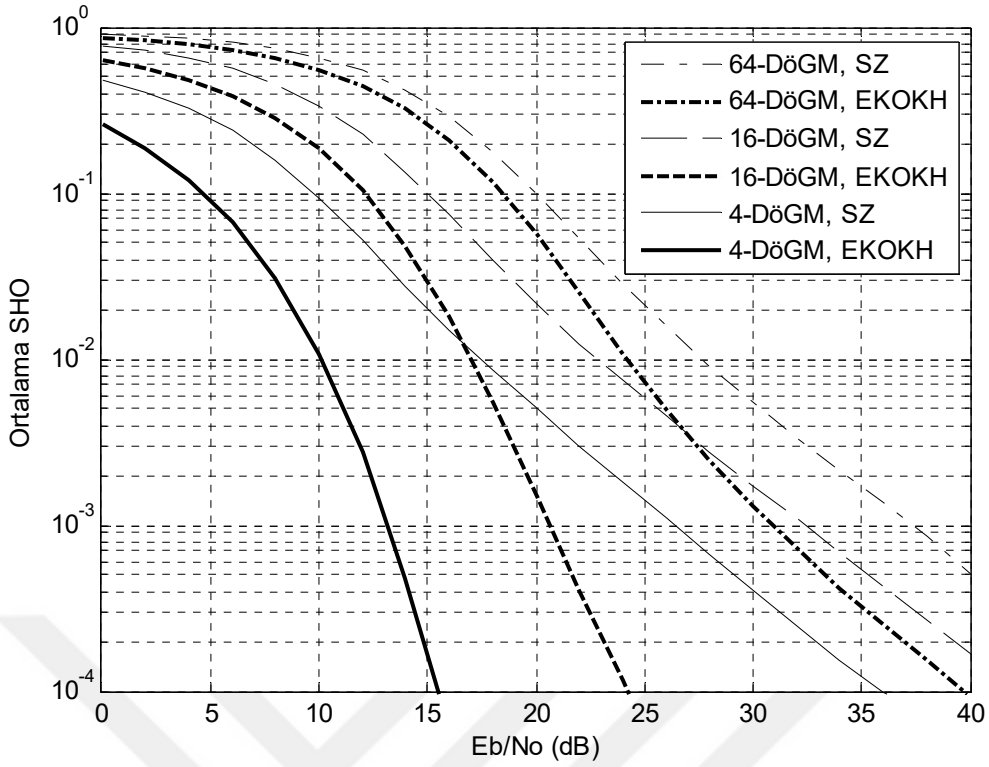
Şekil 6.16’da, alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, yine 16-DöGM modülasyon metodu için HFH/DFBC işaretlerin başarımları diğer DFBC işaretlerin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N= 32, 128, 512$) için HFH/DFBC işaretlerin (6.62), (6.67) ve (6.68)’den elde edilen başarımları, (Khan 2009)’da verilen (6.63) ifadesi ile (6.67) ve (6.68) kullanılarak elde edilen TT-FUD/DFBC’nin başarımları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca karşılaştırmaya klasik DFBC eklenmiştir. Karşılaştırma Nakagami- m kanalda yapılmıştır. Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 6.16 16-DöGM'li işaretlerin frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda SHO başarımlarını karşılaştırması, EKOKH denkleştirme, $m=2$.

Şekil 6.16'dan görüldüğü gibi alıcıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda, İGO'nun 9 dB'den küçük değerlerinde klasik DFBC'nin hem HFH/DFBC'den hem de TT-FUD/DFBC'den daha iyi başarımlar gösterdiği görülmektedir. Yine İGO'nun 9 dB'den büyük değerlerinde HFH/DFBC'nin TT-FUD/DFBC'den yarısı kadar alt-taşıyıcı kullandığı için biraz daha kötü bir başarımlar gösterdiğini görülmektedir. Alt-taşıyıcı sayısı arttıkça başarımlar birbirine yaklaşmaktadır. $N=512$ için iki teknik neredeyse aynı başarımları göstermiştir.

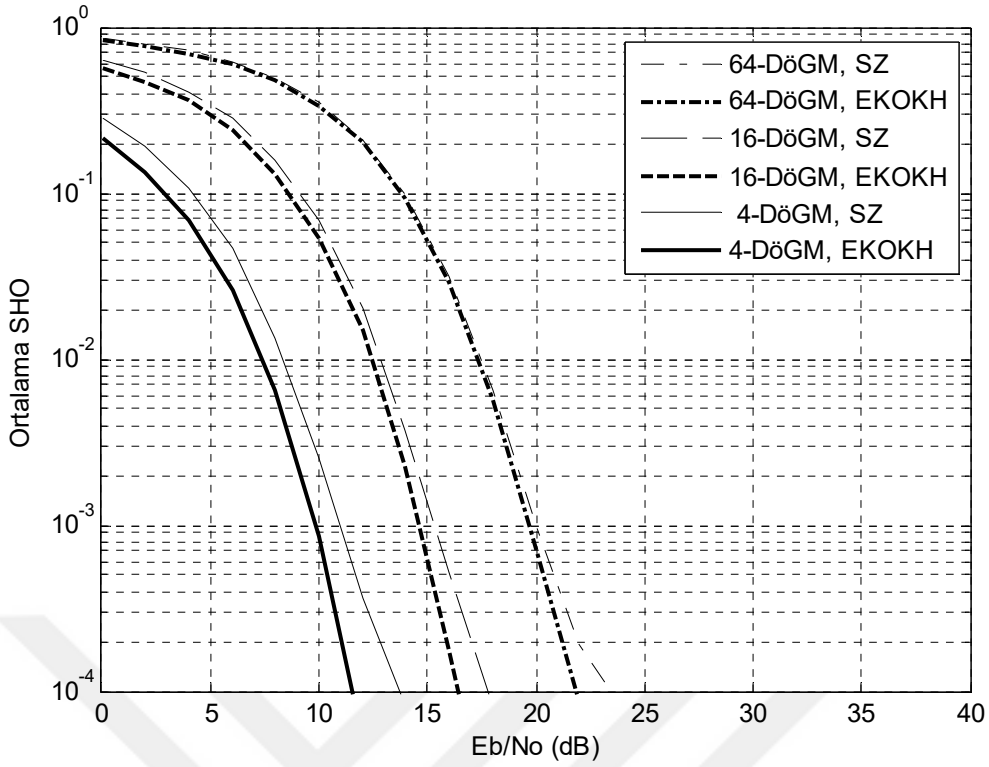
Şekil 6.17'de frekans seçici yavaş sönümlmeli Rayleigh kanalda HFH/DFBC sistemin orta sayıda alt-taşıyıcı ($N=128$) ve DöGM modülasyon metodunun 3 farklı seviyesi ($M=4, 16, 64$) için SZ ve EKOKH denkleştirme teknikleri karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.17 Frekans seçici yavaş sönümlmeli Rayleigh kanalda HFH/DFBÇ'nin SZ ve EKOKH denkleştirme için SHO başarımlarını karşılaştırması, ($N=128$).

Şekil 6.17'den görüldüğü gibi, frekans seçici yavaş sönümlmeli Rayleigh kanalda SZ denkleştirme tekniğinin çeşitleme derecesi 1'dir. Oysa EKOKH denkleştirme tekniğinin önemli derecede çeşitleme kazancı sağladığı, dolayısıyla iyi bir başarıml gösterdiği görülmektedir.

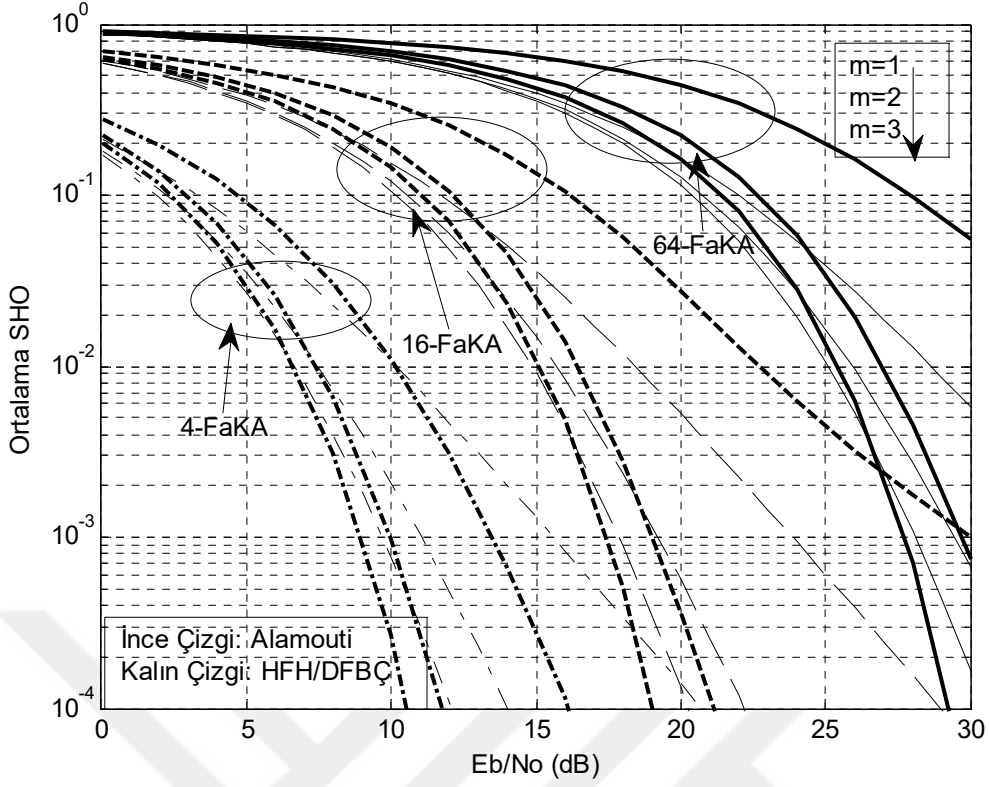
Şekil 6.18'de frekans seçici yavaş sönümlmeli ve $m=2$ olan Nakagami- m kanalda HFH/DFBÇ sistemin orta sayıda alt-taşıyıcı ($N=128$) ve DöGM modülasyon metodunun 3 farklı seviyesi ($M=4, 16, 64$) için SZ ve EKOKH denkleştirme teknikleri karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.18 Frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalında HFH/DFBÇ'nin SZ ve EKOKH denkleştirme için SHO başarımlarını karşılaştırmaları, ($N=128$, $m=2$).

Şekil 6.18'den görüldüğü gibi, frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalında SZ denkleştirme tekniğinin çeşitleme derecesi önemli ölçüde artarak EKOKH denkleştirme tekniğinin başarımlarını yakalamıştır. Modülasyon seviyesi arttıkça başarımların hemen hemen aynı olduğu görülmektedir. Dolayısıyla $m=2$ olan Nakagami- m kanalında her iki teknik de iyi bir çeşitleme kazancı sağlamıştır.

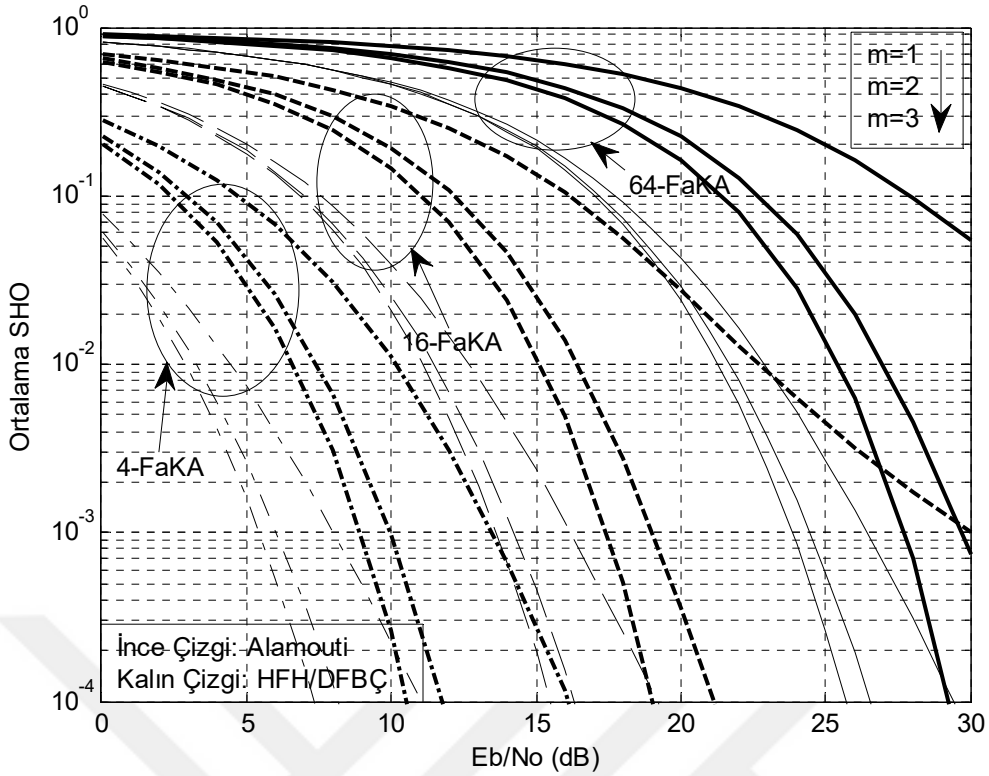
Şekil 6.19 ve Şekil 6.20'de HFH/DFBÇ sistem, Dopplersiz düz ve yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalında sırasıyla 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistem ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.19 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin HFH/DFBC sistem ile Frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda başarımı ($N=64$).

Şekil 6.19'dan görüldüğü gibi, 64 alt-taşıyıcı kullanılması durumunda HFH/DFBC sistem, 4-FaKA modülasyonu için belli bir İGO değerinden sonra Alamouti UZBK/DFBC sistemini Frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda tüm m değerlerinde geride bırakmaktadır. Buna mukabil $M=16$ 'dan büyük modülasyon seviyelerinde Nakagami- m kanalda $m=1$ için yüksek İGO değerlerine kadar Alamouti UZBK/DFBC sistemi diğer sistemi geride bırakırken $m > 1$ değerleri için HFH/DFBC sistem diğer sistemi geride bırakmıştır.

Diğer taraftan Alamouti yapısında denkleştirme tekniği olarak en büyük olabirlikli karar kuralı kullanılırken HFH/DFBC EKOKH denkleştirme tekniği kullanılmıştır.



Şekil 6.20 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin HFH/DFBC sistem ile frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda başarımı ($N=64$).

Şekil 6.20'den görüldüğü gibi, 64 alt-taşıyıcı kullanılması durumunda, frekans seçici yavaş sönmülemeli Nakagami- m kanalda tüm modülasyon sistemlerinde Alamouti UZBK/DFBC sistemi HFH/DFBC sistemini geride bırakmaktadır. Burada Alamouti sisteminin alıcıda iki anten kullanmasından dolayı kapasite artışı sağlayarak çok iyi çeşitleme kazancı sağladığını söyleyebiliriz.

Şekil 6.19'da verilen sonuçlardan, HFH/DFBC sistemin 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sistemini tüm m değerlerinde belirli bir İGO değerinden sonra geride bıraktığı görülmektedir. Diğer yandan 2×2 Alamouti UZBK/DFBC sisteminin uzay çeşitlemesinin avantajıyla HFH/DFBC sistemini ciddi derecede geride bıraktığı şekil 6.20'den görülmektedir. Ayrıca, Nakagami- m kanalda m değerinin artması tüm sistemlerde başarımı önemli ölçüde iyileştirmektedir.

6.4 SONUÇLAR

Bu bölümde frekans seçici yavaş sönümlmeli kanallarda HFH/DFBÇ'nin İKGO analizi yapılmış ve elde edilen SHO sonuçları benzetimlerle doğrulanmıştır. İlk önce, türetilen denklemler zamanla değişmeyen frekans seçici sönümlmeli Nakagami- m kanalda benzetimle doğrulanmıştır. EKOKH ve SZ alıcılar için HFH/DFBÇ 'nin SHO değerleri sırasıyla (6.50) ve (6.62) denklemlerinin (6.67)'de yerine yazılmasıyla elde edilmiştir. Ardından HFH/DFBÇ'nin başarımı, SZ ve EKOKH alıcılar için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ve çeşitli sayıda m değerleri için karşılaştırılmıştır. Daha sonra, HFH/DFBÇ 'nin başarımı, klasik DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ'nin başarımı ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada SZ ve EKOKH alıcılar kullanan sistemler için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar kullanılarak karşılaştırma yapılmıştır. Son olarak da 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sistemlerinin HFH/DFBÇ sistem ile frekans seçici yavaş sönümlmeli Nakagami- m kanalda başarımları karşılaştırılmıştır.

Yapılan karşılaştırmalarda Doppler yayılmasının olmadığı, yavaş sönümlmeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallar dikkate alınmıştır. Bu alt bölümde, HFH/DFBÇ sembolün iletimi boyunca tüm kanal katsayılarının değiştiği, dolayısıyla tüm alt-taşıyıcılardaki kanal katsayılarının farklı olduğu varsayılmıştır.

HFH/DFBÇ sistemde hem SZ denkleştirme kullanıldığında hem de EKOKH denkleştirme kullanıldığında sonuçlar klasik DFBÇ'den farklı çıkmaktadır. Bununla birlikte EKOKH denkleştirmenin genel olarak SZ denkleştirmeden daha iyi olduğu sonuçlardan görülmektedir. Diğer yandan SZ denkleştirme Rayleigh kanalda hiç çeşitleme avantajı sunamazken $m=2$ yollu Nakagami- m kanalda bile iyi başarımlar göstererek EKOKH denkleştirme seviyesine yaklaştığı görülmektedir. EKOKH denkleştirme ise Rayleigh kanalda çoktan elde ettiği başarımları daha da artırmaktadır. Bunun yanında $m=2$ yollu Nakagami- m kanalda SZ denkleştirmenin başarımının modülasyon seviyesi arttıkça EKOKH denkleştirme ile hemen hemen aynı sonuç verdiği görülmektedir. Alt-taşıyıcı sayısındaki artış Nakagami- m kanalda her iki sistemde de başarımları artırmaktadır. Ayrıca, Rayleigh kanalda $N=512$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin başarımının sonsuz alt-taşıyıcılı teorik sınıra son derece yaklaştığı görülürken, Nakagami- m kanalda $N=512$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBÇ işaretlerin başarımının sonsuz alt-taşıyıcılı teorik sınır ile tam olarak örtüştüğü görülmüştür.

Diğer yandan, klasik DFBC ve TT-FUD/DFBC'nin başarımı ile karşılaştırıldığında HFH/DFBC'nin başarımı, hem Rayleigh hem de Nakagami- m kanalda, her iki denkleştirme tekniği için de TT-FUD/DFBC'den düşük çıkarken klasik DFBC'den daha iyi çıkmaktadır. Klasik DFBC sistemden daha iyi olmasının sebebi, HFH/DFBC sistemin kullandığı ön-kodlama matrisi ile iletilen sembollerin klasik DFBC'den farklı olarak bütün frekansları kullanmasıdır. Bu sayede iletilen sinyal geniş bir banda yayılmakta ve sistem frekans çeşitleme avantajına sahip olmaktadır. TT-FUD/DFBC sistemden geri kalmasının sebebi ise kullandığı alt-taşıyıcı sayısının diğer sistemin yarısı kadar olmasından kaynaklanmaktadır. TT-FUD/DFBC sistem, TAFD işleminin alıcıda yapıldığı farklı bir teknik olmasına rağmen sinyali tüm frekans bandına yaydığı için iyi bir frekans çeşitlemesi sağlamaktadır. Her iki sistemde de Rayleigh kanalda alt-taşıyıcı artışı iyi bir başarımla artış sağlarken Nakagami- m kanaldaki artış oranı daha az olmaktadır.

Son olarak HFH/DFBC sistem, yavaş sönmeli Nakagami- m kanalda Alamouti yapısı ile karşılaştırıldığında, Şekil 6.19'da verilen sonuçlara göre, 4-FaKA modülasyon metodu için, HFH/DFBC sistemin 2×1 Alamouti UZBK/DFBC sistemini tüm m değerlerinde belirli bir İGO değerinden sonra geride bıraktığı görülmektedir. Diğer yandan 2×2 Alamouti UZBK/DFBC Sisteminin uzay çeşitlemesinin avantajıyla HFH/DFBC sistemini, tüm modülasyon ve m değerlerinde ciddi derecede geride bıraktığı şekil 6.20'den görülmektedir. Ayrıca, Nakagami- m kanalda m değerinin artması tüm sistemlerde başarımla önemli ölçüde iyileştirmektedir.

BÖLÜM 7

HFH/DFBÇ'NİN FREKANS SEÇİCİ HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA BAŞARIM ANALİZİ

Bu bölümde frekans seçici hızlı sönmlemeli kanallarda HFH/DFBÇ'nin İKGO analizi yapılmıştır. Yapılan analizde sönmlemeli kanalın zamanla değişimi Doppler yayılımı ile modellenmiştir. Ardından, HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarım analizi yapılmıştır. Kanal denkleştirme tekniği olarak EKOKH tekniği ele alınmıştır. Önceki bölümden elde edilen sonuçlara göre, EBOB ve SZ tekniğinin başarıma etkisi olmadığından bu bölümde incelenmemiştir. Ayrıca, klasik DFBÇ ve çeşitleme kazancı iyi bilinen TT-FUD/DFBÇ ile başarım karşılaştırması yapılmıştır.

7.1 HFH/DFBÇ İŞARETİN HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALDA İŞARET KARIŞIM ARTI GÜRÜLTÜ ORANI ANALİZİ

7.1.1 EKOKH Denkleştirme İçin İşaret Karışım Artı Gürültü Oranı Analizi

Şekil 5.3'de verilen sistem için, alıcıda EKOKH kanal denkleştirme tekniği kullanılması durumunda modülasyon sembol kestirimleri $\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{X}(0), \dots, \tilde{X}(N-1)]^T$ aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}} &= \mathbf{U}^H \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \gamma_I^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{Y} \\ &= \mathbf{U}^H \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \gamma_I^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{H} \mathbf{U} \mathbf{X} + \mathbf{U}^H \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \gamma_I^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{Z} \\ &= \mathbf{U}^H \frac{|\mathbf{H}|^2}{|\mathbf{H}|^2 + \gamma_I^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{U} \mathbf{X} + \mathbf{U}^H \frac{\mathbf{H}^H}{|\mathbf{H}|^2 + \gamma_I^{-1} \mathbf{I}} \mathbf{Z}\end{aligned}\tag{7.1}$$

(7.1) ifadesinde \mathbf{I} , $N \times N$ boyutlu birim matris, \mathbf{Y} , frekans uzayında alınan sinyaldir. γ_I , kanalda Doppler kayması durumunda denkleştirme öncesi işaret gürültü oranıdır ve $\gamma_I = E_s / (N_o + \sigma_I^2)$ olur (Russel and Stüber 1995). E_s , ortalama sembol enerjisidir. σ_I^2 , TAK'ın varyansı ve N_o , TAK'dan bağımsız ve sıfır beklenen değerli TBGG'nin varyansıdır. (Russel and Stüber 1995)'de verildiği gibi, yeteri kadar büyük N seçilmesi durumunda, MLT'ye göre, TAK'ın dağılımı Toplanır Gauss olur ve varyansı da σ_I^2 'dir.

EKOKH denkleştiricinin avantajı gürültüyü iyileştirmesidir. EKOKH denkleştirmede TAK ve TBGG'nin varyansının $(N_o + \sigma_I^2)$ bilinmesi gerekir.

Zamanla değişmeyen bir kanalda alt-taşıyıcıların dikliğinden dolayı $\sigma_I^2 = 0$ 'dır. Fakat, kanal zamanla değişirse, yani; normalize Doppler frekansı $f_d \cdot N \cdot T$ yüksek olursa, alt-taşıyıcıların dikliği bozulur ve $\sigma_I^2 \neq 0$ olur. Kanalin Geniş Anlamda Durağan ve İlintisiz Saçılmalı olduğu (Wide Sense Stationary–Uncorrelated Scattering, GADİS) varsayılırsa TAK'ın varyansı σ_I^2 , aşağıdaki gibi verilir (Russel and Stüber 1995).

$$\sigma_I^2 = E_s - \frac{E_s}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{N-1} J_0(2\pi \cdot f_d T(k - k')) \quad (7.2)$$

Burada $J_0(\cdot)$, sıfırıncı dereceden birinci tür Bessel fonksiyonudur. f_d en büyük Doppler frekansı, T sembol periyodu, N alt-taşıyıcı sayısı ve E_s sembol enerjisidir. (7.2)'den görülmektedir ki, her hangi bir alt-taşıyıcıdaki TAK'ın gücü sadece sembol enerjisi E_s , DFT uzunluğu N , en büyük Doppler frekansı f_d ve sembol periyodu T 'ye bağlıdır.

Doppler kayması durumunda denkleştirme öncesi işaret gürültü oranı aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\gamma_I = \frac{E_s}{N_o + \sigma_I^2} = \frac{\gamma}{1 + \gamma(1 - q)} \quad (7.3)$$

(7.3) ifadesinde γ , giriş işaret gürültü oranıdır ve $\gamma = E_s / N_o$ 'dır. q , alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti katsayısıdır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Russel and Stüber 1995).

$$q = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{N-1} J_o(2\pi.f_d T(k - k')) \quad (7.4)$$

Alicıda, denkleştirici çıkışında elde edilen semblollerden, çift numaralı semboller çift numaralı kanal katsayılarından ortaya çıkan bir çeşitlemeye sahip olurken tek numaralı semboller tek numaralı kanal katsayılarından ortaya çıkan bir çeşitlemeye sahip olurlar. Diğer yandan, çift numaralı semboller diğer çift numaralı semblollerden ortaya çıkan bir karışıma sahip olurken, tek numaralı semboller diğer tek numaralı semblollerden ortaya çıkan bir karışıma sahip olurlar (Oturak and Öztürk 2016). Çünkü, çift numaralı sütunlar ve tek numaralı sütunlar birbirine dik (orthogonal)'dirler. Bu yüzden birbirlerine herhangi bir karışım veya çeşitleme sunmazlar.

Diğer yandan, TT-FUD/DFBÇ'de ise tüm bu durumların aksine tüm kanal katsayıları farklı olduğu zaman, diğer tüm semblollerden bir karışım ve çeşitleme görürler. Yani, tek ve çift numaralı sütunlar birbirine dik değildir. Düz sönmleme durumunda, yani tüm kanal katsayılarının aynı olması durumu, kestirilen sembol ağırlıklar matrisi de dik olacaktır. Bu durumda hem karışım hem de çeşitleme ortadan kalkacaktır.

(7.1)'deki karar değişkeni vektörü N alt-taşıyıcı için aşağıdaki gibi genelleştirilebilir. Bunun yanında, genelleştirilmiş karar değişkeni vektörü çok büyük boyutludur. Bundan dolayı tek ve çift numaralı semboller için karar değişkenlerini matris çarpımından sonra ayrı ayrı yazmak daha iyi olur.

EKOKH denkleştirmede, tek ve çift numaralı semboller için karar değişkenleri önceki bölümde elde edildiği gibidir.

Böylece, EKOKH denkleştirici durumunda kestirilen sembollerinin İKGO aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\gamma_{E,EKOKH-Doppler} = \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{\gamma_I |H(2k)|^2 + 1}} - 1 \quad (7.5)$$

Tek taşıyıcılarda da aynı yöntem uygulanarak aynı sonuç bulunur ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\gamma_{O,EKOKH-Doppler} = \frac{1}{\frac{1}{N/2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \frac{1}{\gamma_I |H(2k+1)|^2 + 1}} - 1 \quad (7.6)$$

Son olarak bu çift ve tek taşıyıcılardaki İKGO ifadelerinin ortalaması alınarak her bir alt-taşıyıcıdaki ortalama İKGO ifadesi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\gamma_{HFH-DFBÇ,EKOKH-Dop} = (\gamma_{E,EKOKH-Doppler} + \gamma_{O,EKOKH-Doppler}) / 2 \quad (7.7)$$

Diğer yandan, EKOKH alıcılar için TT-FUD/DFBÇ sembolde İKGO tüm kanal katsayılarını içerir ve aşağıdaki gibi verilir (Khan 2009).

$$\gamma_{TT-FUD,EKOKH-Doppler} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\gamma_I |H(k)|^2 + 1}} - 1 \quad (7.8)$$

7.2 HFH/DFBÇ İŞARETLERİN SHO BAŞARIM ANALİZİ

Burada, kablosuz haberleşme sistemlerinde son zamanlarda daha çok kullanıldığı için SHO başarımlarının hesaplanmasında M-DöGM modülasyonu kullanılmıştır. M-DöGM için hata olasılığı, Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation, DGM)'nin hata olasılığından kolayca elde edilebilir (Proakis and Salehi 2002). M-DöGM sistemler için doğru karar olasılığı (6.66)'da verilmektedir. Bir önceki bölümde de bahsedildiği gibi, tek ve çift numaralı kanal katsayıları için SHO değerleri aynıdır. Yine M-DGM sistemi dikkate alındığında SHO ifadesi (6.67)'deki gibidir. Son olarak M-DöGM sistemler için SHO ifadesi (6.68) denklemi kullanılarak hesaplanabilir. Bu alt bölümde, SHO hesaplamalarında, önceki alt

bölümde (7.3) eşitliği ile verilen γ_l 'nin (7.5), (7.6) ve (7.8) eşitliklerinde yerine yazılmasıyla elde edilen yeni İKGO değerleri kullanılacaktır.

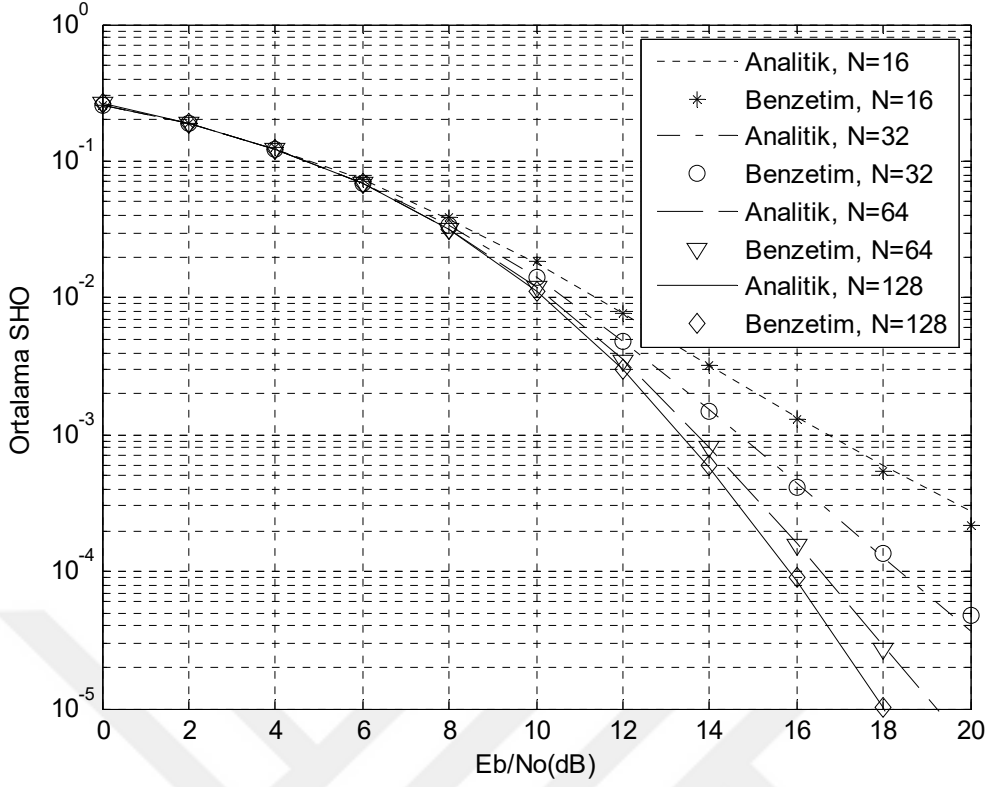
Bununla birlikte İKGO değişkeni, EKOKH alıcılarda tek ve çift numaralı kanal kazançlarının ayrı ayrı yazılmasıyla elde edilmektedir. Ayrıca kanal katsayılarının BAD rasgele değişken (random variable, RD) olmasına rağmen, SHO'lar tek ve çift numaralı alt-taşıyıcılar için aynı olmaktadır.

7.3 NÜMERİK ANALİZ SONUÇLARI

Bu alt bölümde ilk önce, türetilen denklemler Doppler etkili, frekans seçici Nakagami- m sönümlemeli kanalda benzetimle doğrulanmıştır. EKOKH alıcı için HFH/DFBÇ'nin SHO değerleri (7.7) denkleminin sırasıyla (6.67) ve (6.68)'de yerine yazılmasıyla elde edilmiştir. Daha sonra HFH/DFBÇ'nin başarımı, EKOKH alıcılar için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Son olarak da HFH/DFBÇ'nin başarımı, klasik DFBC ve TT-FUD/DFBÇ'nin başarımı ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada EKOKH alıcı kullanan sistemler için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar kullanılarak karşılaştırma yapılmıştır.

Alicıda EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanıldığı sistemde kanalın frekans seçici Nakagami- m sönümlemeli kanal olduğu varsayımıyla benzetimler yapılmıştır. Başarım ölçütü SHO'dur. Benzetimlerde M-DöGM kullanılmıştır. Ayrıca benzetimlerde daha doğru sonuç görebilmek için kullanılan DFBC sembol sayısı 160000'e varmaktadır.

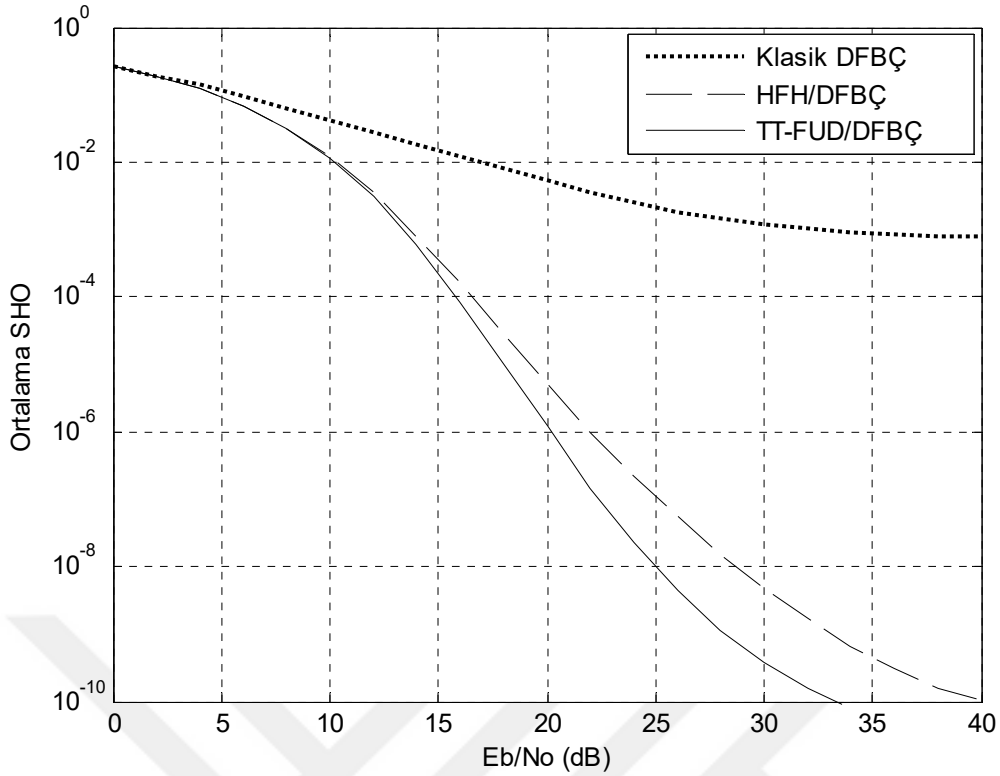
Şekil 7.1'de, 4-DöGM modülasyonu kullanan HFH/DFBÇ işaretlerin başarımları frekans seçici sönümlemeli Rayleigh kanalda benzetimle doğrulanmıştır. Kanalın alıcıda bilindiği ya da kusursuzca elde edildiği varsayılmıştır. Karşılaştırmada en büyük Doppler frekansı olarak 76 km/sa 'e karşılık gelen $f_d = 176 \times 2 \text{ Hz}$ kullanılmıştır.



Şekil 7.1 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

Şekil 7.1'den görüldüğü gibi (7.7), (6.67) ve (6.68)'den elde edilen başarımların benzetimle elde edilen başarımlarla tam olarak örtüştüğü görülmektedir. Bununla birlikte alt-taşıyıcı sayısı arttıkça SHO başarımının iyileştiği görülmektedir.

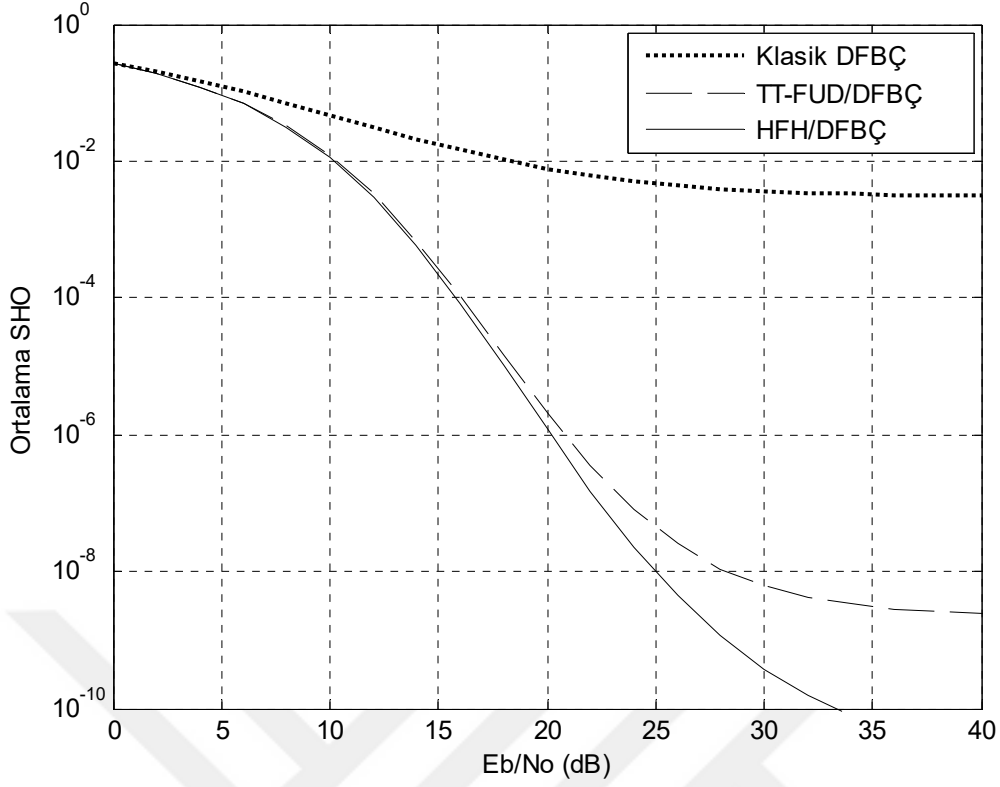
Şekil 7.2 ve 7.3'de, modülasyon metodu olarak yine 4-DöGM kullanılması durumunda sırasıyla HFH/DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ işaretler için (7.7) ve (7.8) ifadelerinin (6.67) ve (6.68)'de kullanılmasıyla elde edilen başarımları, sırasıyla $N=64$ ve $N=128$ alt-taşıyıcı için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada en büyük Doppler frekansı olarak 76 km/sa 'e karşılık gelen $f_d=176 \times 2$ Hz kullanılmıştır. Ayrıca karşılaştırmak amacıyla şekilde klasik DFBÇ analitik başarımlarını da dahil edilmiştir.



Şekil 7.2 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM'li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırması, $N=64$, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

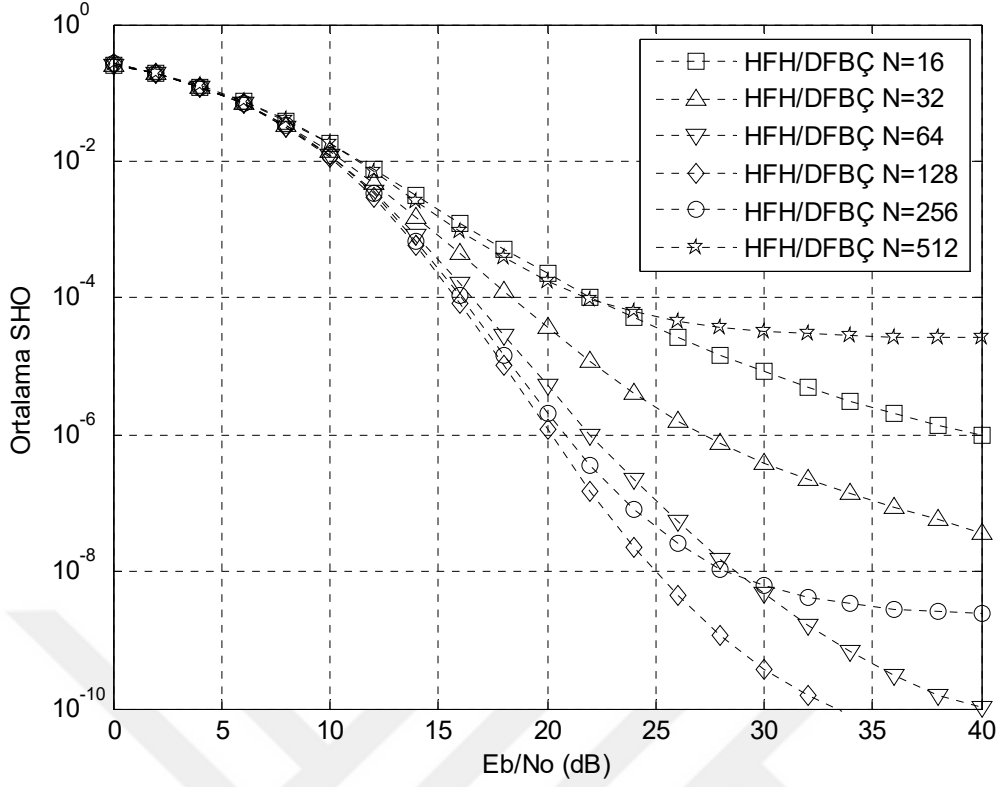
Şekil 7.2 ve 7.3'den görüldüğü gibi HFH/DFBC ve TT-FUD/DFBC işaretler klasik DFBC sistemi başarımlarından önemli ölçüde geride bırakmıştır. Bununla birlikte, Doppler kaymasından dolayı özellikle 20 dB'den sonra tüm sistemlerin başarımlarında bir kötüleşme söz konusudur.

Diğer taraftan Şekil 7.2'de $N=64$ alt-taşıyıcı için HFH/DFBC başarımlarını TT-FUD/DFBC başarımlarına yakın sonuç vermekle birlikte biraz daha kötü bir başarımlar ortaya koyarken, Şekil 7.3'de ise $N=128$ alt-taşıyıcı için HFH/DFBC başarımlarını TT-FUD/DFBC başarımlarından çok daha iyi bir başarımlar ortaya koymuştur.



Şekil 7.3 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM’li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırması, $N=128$, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

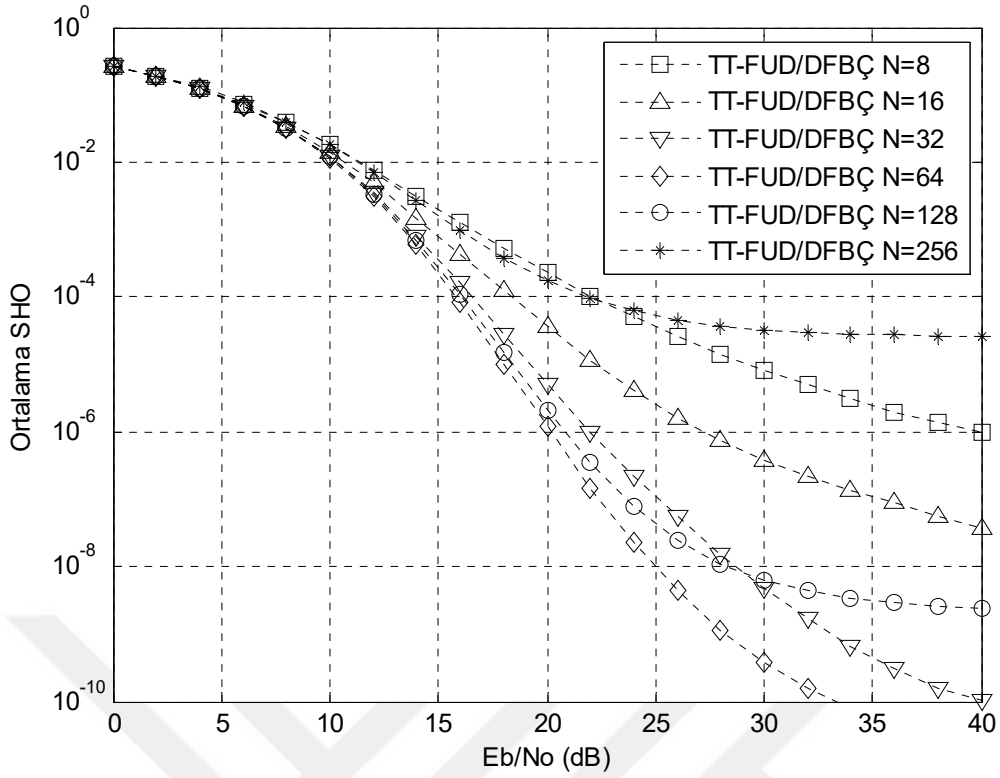
Şekil 7.4’de, modülasyon metodu olarak yine 4-DöGM kullanılarak HFH/DFBC işaretler için (7.7) ifadesinin (6.67) ve (6.68)’de kullanılmasıyla elde edilen başarımları, çeşitli sayıda alt- taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada en büyük Doppler frekansı olarak 76 km/sa’e karşılık gelen $f_d=176 \times 2$ Hz kullanılmıştır.



Şekil 7.4 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

Şekil 7.4'den görüldüğü gibi HFH/DFBÇ işaretler alt-taşıyıcı sayısı $N=128$ 'e kadar başarımlar yavaş yavaş iyileşirken $N=128$ 'den sonra Doppler sınırlamasından dolayı başarımlar hızla kötüleşmektedir. Bunun sebebi, özellikle büyük N değerlerinde Doppler kaymasının neden olduğu alt-taşıyıcılar arasındaki TAK, frekans toplamasının getirdiği çeşitleme avantajını ortadan kaldırmaktadır.

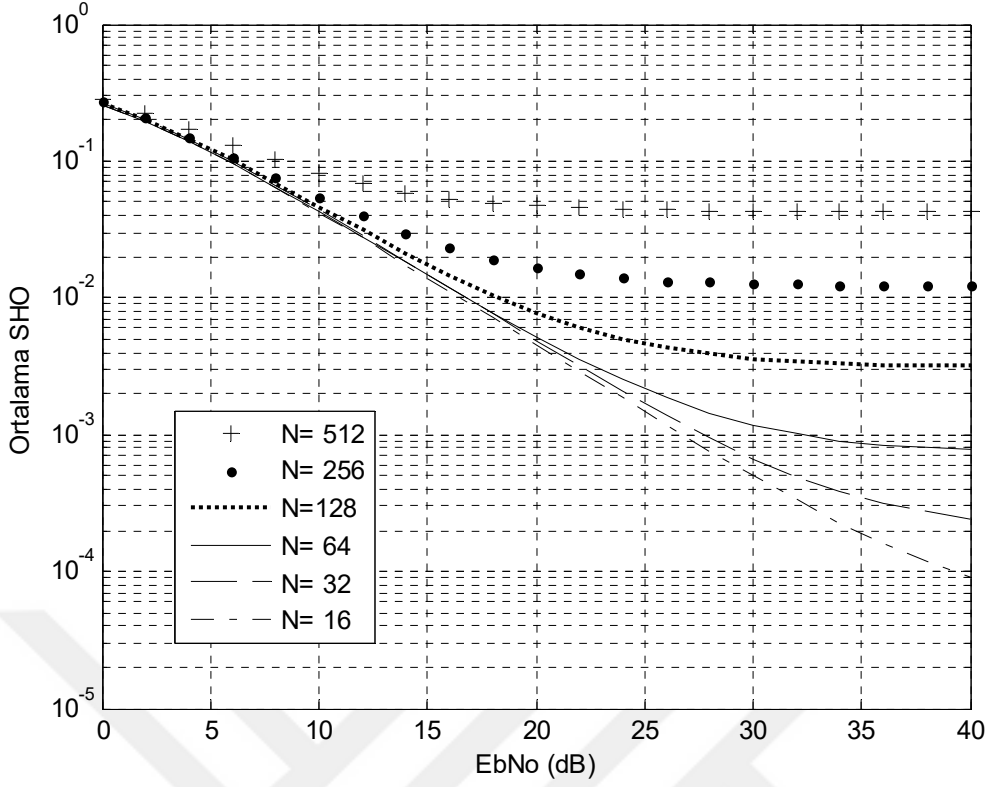
Şekil 7.5'de, modülasyon metodu olarak yine 4-DöGM kullanılarak TT-FUD/DFBÇ işaretler için (7.8) ifadesinin (6.67) ve (6.68)'de kullanılmasıyla elde edilen başarımları, çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada yine en büyük Doppler frekansı olarak 76 km/sa'e karşılık gelen $f_d=176 \times 2$ Hz kullanılmıştır.



Şekil 7.5 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM'li TT-FUD/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

Şekil 7.5'den görüldüğü gibi TT-FUD/DFBÇ işaretler alt-taşıyıcı sayısı $N=64$ 'e kadar başarımlar yavaş yavaş iyileşirken $N=64$ 'den sonra Doppler sınırlamasından dolayı başarımlar hızla kötüleşmektedir. Bunun sebebi, özellikle büyük N değerlerinde Doppler kaymasının neden olduğu alt-taşıyıcılar arasındaki diklik, frekans toplamasının getirdiği çeşitleme avantajını ortadan kaldırmaktadır.

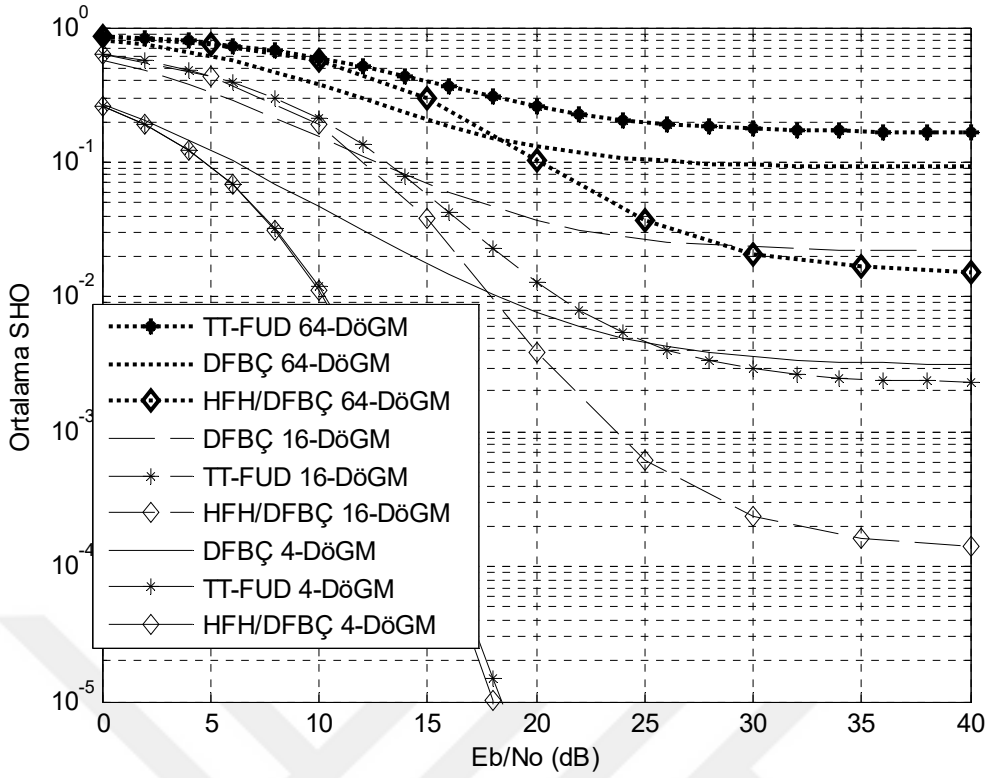
Şekil 7.6'da, yine 4-DöGM kullanılarak Klasik DFBÇ işaretlerin analitik başarımları, çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada yine en büyük Doppler frekansı olarak 76 km/sa'ye karşılık gelen $f_d=176 \times 2$ Hz kullanılmıştır.



Şekil 7.6 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM'li klasik DFBC işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

Şekil 7.6'dan görüldüğü gibi klasik DFBC işaretler her hangi bir frekans çeşitlemesi sağlamadığından dolayı, Doppler etkisi doğrudan başarımları kötüleşmektedir. Alt-taşıyıcı sayısı arttıkça başarımlar kötüleşmektedir.

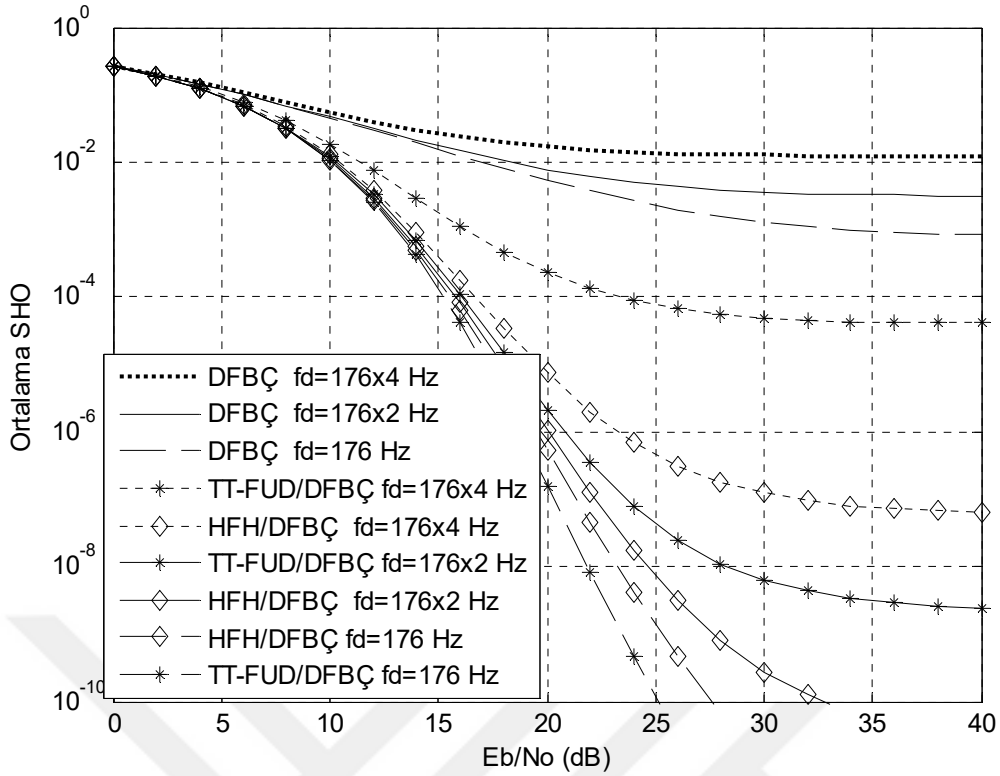
Şekil 7.7'de, 4, 16 ve 64-DöGM kullanılarak klasik DFBC, HFH/DFBC ve TT-FUD/DFBC işaretlerin analitik başarımları, $N=128$ alt-taşıyıcı için karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmada yine en büyük Doppler frekansı olarak 76 km/sa'e karşılık gelen $f_d=176 \times 2$ Hz kullanılmıştır.



Şekil 7.7 Frekans seçici, hızlı sönümlenmeli kanalda, işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $N=128$, $f_d=176 \times 2$ Hz (76 km/sa), $m=1$.

Şekil 7.7'den görüldüğü gibi Doppler etkisinin tüm sistemleri olumsuz yönde etkilediği görülmektedir. Diğer taraftan tüm modülasyon seviyelerinde en iyi başarımları HFH/DFBC'nin verdiği görülmektedir. 76 km/sa için en büyük Doppler frekansı olan $f_d=176 \times 2$ Hz frekansında $N=128$ alt-taşıyıcı için görüldüğü gibi en iyi başarımları HFH/DFBC 4-DöGM'de göstermekle birlikte TT-FUD/DFBC işaretlerin SHO Başarımlarını kıl payı geçmektedir. Buna mukabil en kötü başarımlar 64-DöGM için TT-FUD/DFBC sistemine aittir. Dolayısıyla 64-DöGM için TT-FUD/DFBC çok kötü bir başarımlar göstermektedir. HFH/DFBC sistem, 64-DöGM için 18 dB'den sonra başarılı bir sonuç verirken 16-DöGM için 12 dB'den sonra başarılı bir sonuç vermektedir. Diğer taraftan 4-DöGM için tüm İGO değerlerinde çok iyi bir başarımlar göstermektedir.

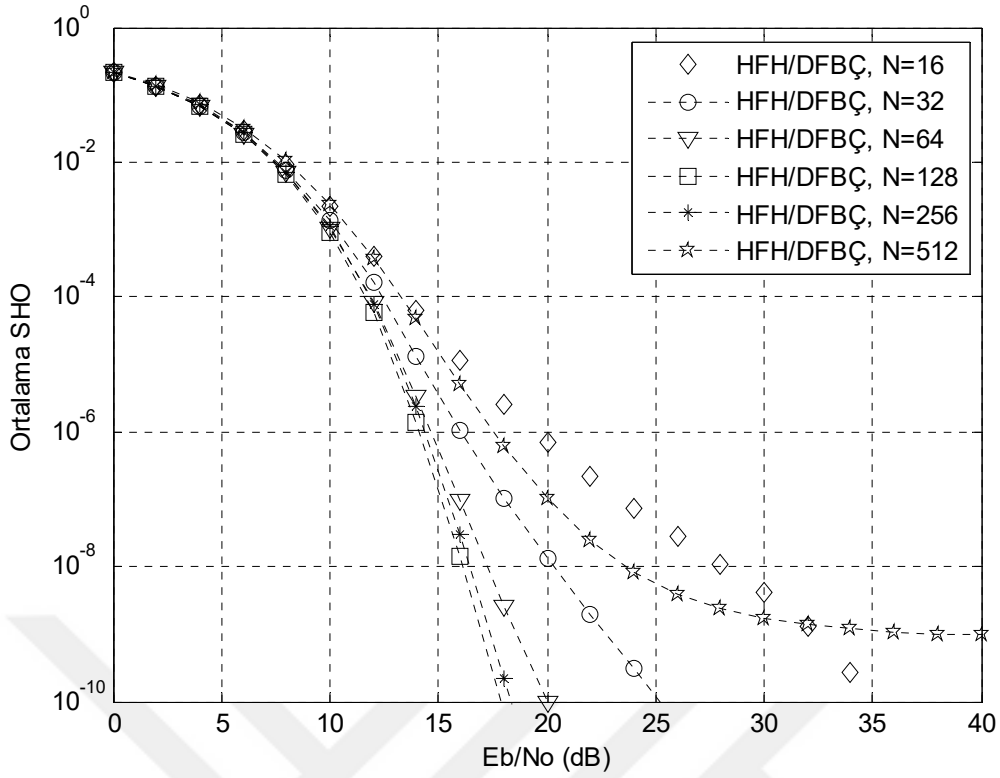
Şekil 7.8'de, 4-DöGM kullanılarak klasik DFBC, HFH/DFBC ve TT-FUD/DFBC işaretlerin analitik başarımları, $N=128$ alt-taşıyıcı için çeşitli Doppler frekanslarında karşılaştırılmıştır.



Şekil 7.8 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM’li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $N=128$, $m=1$.

Şekil 7.8’den görüldüğü gibi Doppler etkisinin tüm sistemleri olumsuz yönde etkilediği görülmektedir. Dopplerin olumsuz etkisi en az klasik DFBC’de görülürken en çok TT-FUD/DFBC sistemini etkilemektedir. Şekilden görülmektedir ki en iyi başarımları TT-FUD/DFBC sistemi düşük Doppler frekansında vermektedir. Diğer taraftan, 38 km/sa için en büyük Doppler frekansı olan $f_d=176 \text{ Hz}$ frekansında en iyi başarımları TT-FUD/DFBC sistemi verirken, 76 km/sa için en büyük Doppler frekansı olan $f_d=176 \times 2 \text{ Hz}$ frekansında görüldüğü gibi en iyi başarımları HFH/DFBC system vermektedir. Klasik DFBC tüm frekanslarda saf dışı kalmaktadır. Öte yandan, 152 km/sa için en büyük Doppler frekansı olan $f_d=176 \times 4 \text{ Hz}$ frekansında en kötü başarımları TT-FUD/DFBC sistemi vermektedir.

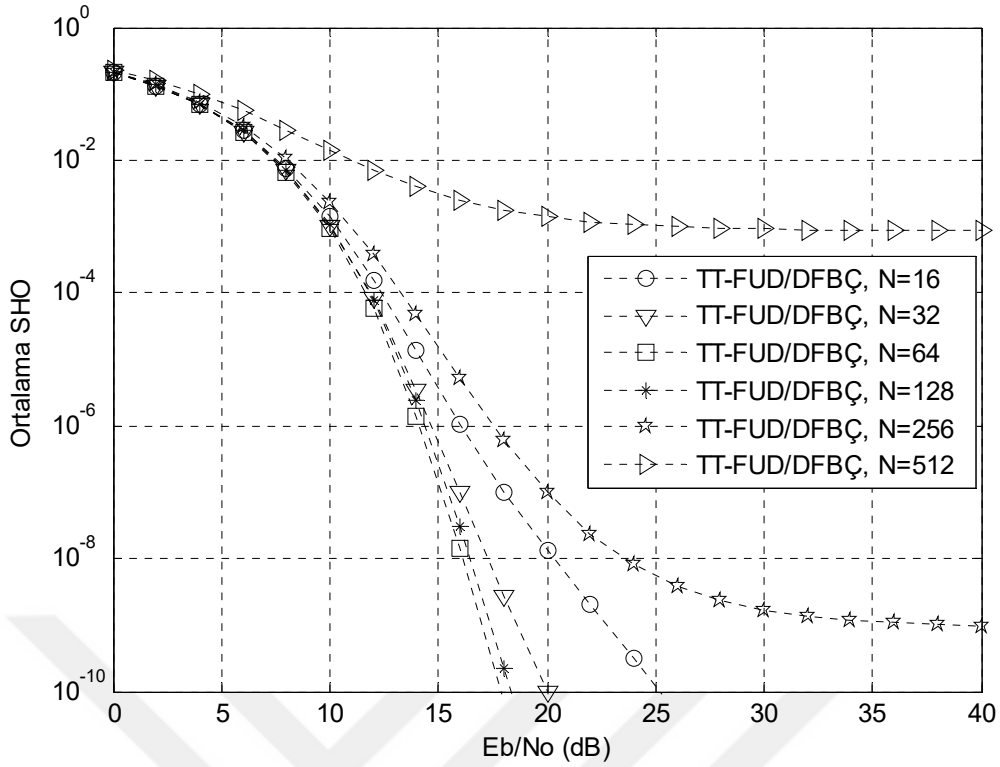
Şekil 7.9’da, 4-DöGM kullanan HFH/DFBC işaretlerin analitik başarımları, en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2 \text{ Hz}$ frekansında çeşitli alt-taşıyıcı sayıları için karşılaştırılmıştır. Frekans seçici sönmülemeli Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 7.9 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM'li HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $m=2$.

Şekil 7.9'dan görüldüğü gibi Nakagami- m kanalda $m=2$ için Doppler etkisinin şekil 7.4'de verilen Rayleigh kanala göre ciddi oranda azaldığı görülmektedir. Şekil 7.9'dan 4-DöGM için Doppler etkisinin sadece $N=512$ ya da daha fazla alt-taşıyıcı sayısında sistemin başarımını kötüleştirdiğini söyleyebiliriz. Bilindiği gibi zamanla değişmeyen kanallarda m değerinin artması başarımı TBGG başarımına götürecektir. Fakat kanal zamanla değişen bir kanal olduğu için Doppler frekansının büyüklüğü başarımı kötüleştirecektir.

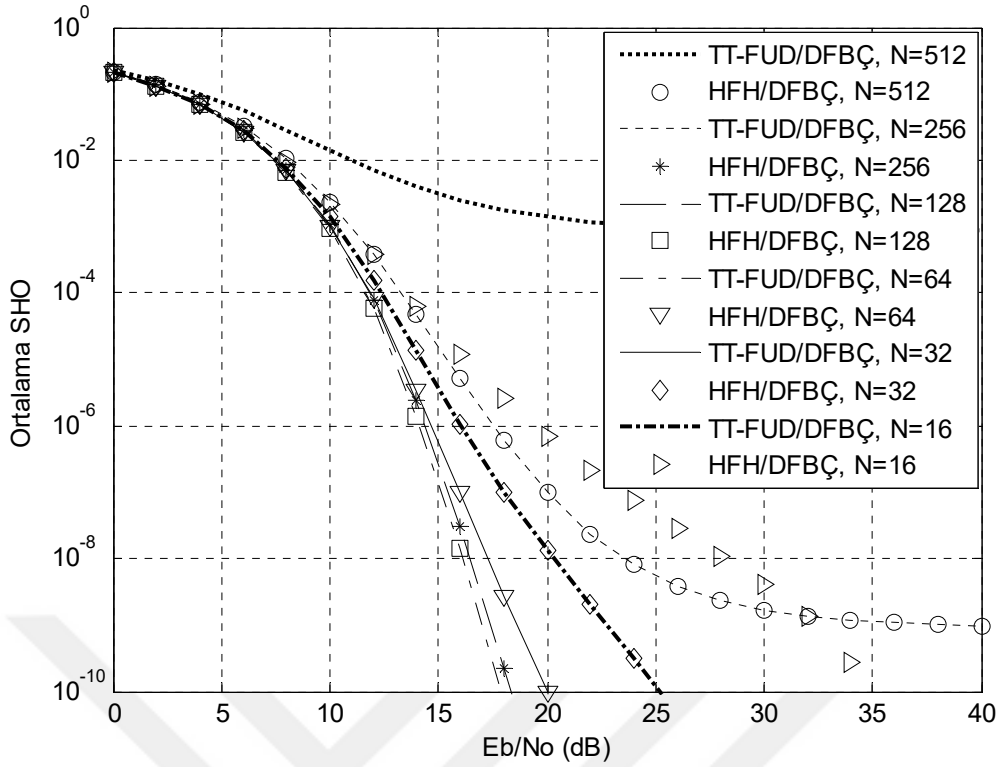
Şekil 7.10'da, 4-DöGM kullanan TT/FUD DFBC işaretlerin analitik başarımları, en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2$ Hz frekansında çeşitli alt-taşıyıcı sayıları için karşılaştırılmıştır. Frekans seçici sönmülemeli Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 7.10 Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda, 4-DöGM'li TT/FUD DFBC işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $m=2$.

Şekil 7.10'dan görüldüğü gibi Nakagami- m kanalda $m=2$ için Doppler etkisinin şekil 7.5'de verilen Rayleigh kanala göre ciddi oranda azaldığı görülmektedir. Şekil 7.10'dan 4-DöGM için Doppler etkisinin sadece $N=256$ ya da daha fazla alt-taşıyıcı sayısında sistemin başarımını kötüleştirdiğini söyleyebiliriz.

Şekil 7.11'de, 4-DöGM kullanan HFH/DFBC ve TT/FUD DFBC işaretlerin analitik başarımları, en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2$ Hz frekansında çeşitli alt-taşıyıcı sayıları için karşılaştırılmıştır. Frekans seçici sönmlemeli Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır.



Şekil 7.11 Frekans seçici, hızlı sönmülemeli kanalda, 4-DöGM’li işaretlerin SHO başarımlarının karşılaştırılması, $m=2$.

Şekil 7.11’den görüldüğü gibi Nakagami- m kanalda $m=2$ için Doppler etkisi, $N=512$ ya da daha fazla alt-taşıyıcı sayısında 4-DöGM kullanan TT/FUD DFBC sistemin başarımını kötüleştirdiğini söyleyebiliriz. Diğer taraftan $N=128$ alt-taşıyıcılı HFH/DFBC sistem ile $N=64$ alt-taşıyıcılı TT/FUD DFBC sistem en iyi başarımı göstermişlerdir. Bunun yanında $N=128$ ’den itibaren aynı sayıda alt-taşıyıcı için HFH/DFBC sistem TT/FUD DFBC sistemden daha iyi başarımlar göstermiştir. Ayrıca N değerinin artmasıyla bu fark daha da artmaktadır.

7.4 SONUÇLAR

Bu bölümde frekans seçici ve hızlı sönmülemeli kanallarda HFH/DFBC’nin İKGO analizine Doppler etkisi ilave edilmiş ve elde edilen sonuçlar benzetimlerle doğrulanmıştır. Yapılan benzetimlerde Doppler yayılmasının çok olduğu hızlı sönmülemeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallar dikkate alınmıştır. Önceki bölümden elde edilen sonuçlara göre, en iyi başarımları verdiği için kanal denkleştirme tekniği olarak EKOKH tekniği ele alınmıştır. EBOB ve SZ tekniğinin başarımlarına etkisi olmadığından bu bölümde incelenmemiştir.

İlk olarak, frekans seçici Nakagami- m sönümlemeli kanalda HFH/DFBÇ işaretler için türetilen ifadelerden elde edilen sonuçlar benzetimle doğrulanmıştır. Karşılaştırma belirli bir Doppler frekansında ($f_d=176 \times 2$ Hz) ve çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar ($N=16, 32, 64, 128$) için yapılmıştır. Nakagami- m kanal parametresi $m=1$ (Rayleigh kanal) alınmıştır. Sonuçların tam olarak örtüşmesi, elde edilen ifadelerin doğruluğunu göstermiştir.

Sonra, HFH/DFBÇ işaretler, klasik DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ işaretler ile bu bölümde elde edilen ifadeler kullanılarak $f_d=176 \times 2$ Hz Doppler frekansı için sırasıyla $N=64$ ve $N=128$ alt-taşıyıcı için karşılaştırılmıştır. Doppler kayması her üç sistemi de olumsuz yönde etkilemekle birlikte HFH/DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ işaretler klasik DFBÇ'yi önemli ölçüde bertaraf etmiştir.

Daha sonra, HFH/DFBÇ, TT-FUD/DFBÇ ve klasik DFBÇ işaretler, $f_d=176 \times 2$ Hz için çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için ayrı ayrı karşılaştırılmıştır. Klasik DFBÇ işaretlerde, Doppler etkisinden dolayı başarımlar alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla kötüleşmektedir. Ancak, HFH/DFBÇ işaretlerde başarımlar, alt-taşıyıcı sayısı $N=128$ 'e kadar yavaş yavaş iyileşirken $N=128$ 'den sonra Doppler sınırlamasından dolayı hızla kötüleşmektedir. Benzer şekilde, TT-FUD/DFBÇ işaretlerde başarımlar, alt-taşıyıcı sayısı $N=64$ 'e kadar yavaş yavaş iyileşirken $N=64$ 'den sonra Doppler sınırlamasından dolayı hızla kötüleşmektedir. Bunun sebebi, özellikle büyük N değerlerinde Doppler kaymasının neden olduğu alt-taşıyıcılar arasındaki TAK, frekans toplamasının getirdiği çeşitleme avantajını ortadan kaldırmaktadır. Ayrıca HFH/DFBÇ işaretler, bir sembol içinde TT-FUD/DFBÇ işaretlerin yarısı kadar modülasyon sembolü kullanmaktadırlar. Dolayısıyla, bir DFBÇ sembol için daha az karışım olmaktadır.

Ardından, 4, 16 ve 64-DöGM kullanan klasik DFBÇ, HFH/DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ işaretlerin analitik başarımları, $N=128$ alt-taşıyıcı ve $f_d=176 \times 2$ Hz Doppler frekansı karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlardan, klasik DFBÇ, modülasyon seviyesi arttıkça, belirli bir İGO değerine kadar diğer iki teknikten daha iyi başarımlar göstermeye başlamaktadır. Diğer iki tekniğin başarımları ise modülasyon seviyesi arttıkça azalmaktadır.

Daha sonra, 4-DöGM kullanılarak klasik DFBÇ, HFH/DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ işaretlerin analitik başarımları, $N=128$ alt-taşıyıcı için çeşitli Doppler frekanslarında karşılaştırılmıştır. En iyi başarımları $f_d=176 \times 2$ Hz Doppler frekansı için TT-FUD/DFBÇ gösterirken en kötü başarımları

klasik DFBC $f_d=176 \times 4$ Hz Doppler frekansı için göstermiştir. Yine sonuçlardan, HFH/DFBC işaretlerin $N=128$ alt-taşıyıcı için $f_d=176 \times 2$ Hz ve daha büyük Doppler frekanslarında TT-FUD/DFBC işaretlerden daha iyi başarımlar gösterdiği görülmektedir.

Ardından, 4-DöGM kullanan HFH/DFBC ve TT-FUD/DFBC işaretlerin analitik başarımları, en büyük Doppler frekansı $f_d=176 \times 2$ Hz frekansında çeşitli alt-taşıyıcı sayıları için önce ayrı ayrı sonra da birlikte karşılaştırılmıştır. Frekans seçici sönümlenmeli Nakagami- m kanalda $m=2$ alınmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, HFH/DFBC işaretler, alt-taşıyıcıların belli bir sayısına kadar iyi bir başarımlar gösterirken, sayının artmaya devam etmesiyle başarımlar hızla kötüleşmeye başlamaktadır. Genel olarak $N=512$ alt-taşıyıcıya kadar iyi bir başarımlar göstermektedir. Benzer şekilde, TT-FUD/DFBC işaretler de, alt-taşıyıcıların belli bir sayısına kadar iyi bir başarımlar gösterirken, sayının artmaya devam etmesiyle başarımlar hızla kötüleşmeye başlamaktadır. Genel olarak $N=256$ alt-taşıyıcıya kadar iyi bir başarımlar göstermektedir. $N=512$ alt-taşıyıcı için TT-FUD/DFBC işaretler klasik DFBC'ye benzer olarak çok kötü bir başarımlar göstermektedirler.

BÖLÜM 8

SONUÇLAR

HFH/DFBÇ sistem ile ilgili olarak literatürdeki çalışmalarda, Vehicular A ve Indoor Office A gibi gezgin kanallarda, kanal kodlaması veya çoklu anten kullanmaksızın HFH/DFBÇ 'nin başarımının klasik DFBC'den daha iyi olduğu belirtilmiştir. Diğer yandan bu çalışmalarda kullanılan kanallarda Doppler etkisi göz önüne alınmamıştır. Ayrıca, HFH/DFBÇ sistem ile ilgili olarak, literatürde belirtilen çalışmalarda başarımlar bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiştir.

Bu tezde, istatistiksel kanal modelleri üzerinde, özellikle frekans seçici Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar üzerinde HFH/DFBÇ sembolün sağladığı çeşitleme kazancı ve modülasyonlu semboller arasındaki karışım analitik olarak ortaya konmuştur. Bu hedefe ulaşmak için, alıcıda denkleştirici çıkışında alınan işaretlerin İKGO ifadeleri türetilmiş ve ardından SHO başarımları analizi yapılmıştır. Yapılan analizde, HFH/DFBÇ sistem, klasik DFBC ve TT-FUD/DFBÇ sistem ile çeşitli sayıda alt-taşıyıcılar için karşılaştırılmıştır. Daha sonra, Uzay çeşitlemesini kullanan ve çeşitleme avantajı iyi bilinen ve dördüncü bölümde analizi yapılan Alamouti UZBK/DFBÇ sistem ile HFH/DFBÇ sistemin SHO başarımları karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda, türetilen bütün ifadeler benzetimlerle doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, frekans seçici Rayleigh ve Nakagami- m sönümlenmeli kanallar üzerinde EKOKH denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda HFH/DFBÇ sistemin klasik DFBC sisteme göre çeşitleme avantajı sağladığı, ZF denkleştirme tekniğinin kullanılması durumunda ise sadece Nakagami- m kanallarda çeşitleme avantajı sağladığı analitik olarak ispatlanmıştır. Dahası, HFH/DFBÇ sistem, belirli bir İGO değerinden sonra Nakagami- m kanalda özellikle $m > 1$ değerlerinde Alamouti UZBK/DFBÇ sistemden daha iyi sonuç vermiştir. HFH/DFBÇ'nin diğer ön-kodlamalı DFBC sistemlerle başarımlarının bu tezin kapsamı dışında olduğunu belirtmekte fayda vardır. Son olarak, HFH/DFBÇ sistemin SHO başarımları, frekans seçici hızlı sönümlenmeli Nakagami- m kanallarda yeniden incelenmiştir. Yapılan tüm analizlerde, Analitik ve benzetim sonuçlarının tam olarak örtüşmesi, türetilen ifadelerin doğruluğunu göstermiştir. Sonuç olarak incelenen sistem, Alamouti UZBK/DFBÇ ve TT-

FUD/DFBÇ gibi sistemlerde sağlanan çeşitlemeyi getirmekle birlikte klasik DFBÇ sisteme göre önemli ölçüde çeşitleme avantajı sağladığı analitik olarak ispatlanmıştır.

İkinci bölümde, tezde kullanılan istatistiksel kanal modelleri incelenmiştir. Bu bölümde, düz sönümleme, frekans seçici sönümleme, yavaş ve hızlı sönümleme olayları verilmiştir. Ardından, Rayleigh ve Nakagami- m dağılımları verildikten sonra, her iki kanal modelinde Doppler kayması için (Xiao and Zheng 2009)'da verilen geliştirilmiş Jakes kanal modeli incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, çalışmaya alt yapı oluşturması açısından ve karşılaştırma yapabilmek için literatürde verilen klasik DFBÇ sinyal yapısı tekrar incelenmiştir. Bu bölümde, frekans seçici ve Rayleigh sönümlemeli kanallarda klasik DFBÇ sistemde TAK durumunda SHO ifadeleri verilmiştir. Alıcıda alınan işaretin sezilebilmesi için (Russel and Stuber 1996)'da verilen TAK'ın varyansı hesaplanmış ve hızlı sönümleme durumunda, ortalama SHO'yu hesaplamak için bu varyans değeri kullanılmıştır. Ardından, yavaş sönümlemeli kanalda ortalama SHO analizi yapılmıştır. Yavaş sönümlemeli kanallarda, ortalama SHO'yu hesaplamak için İGO'nun OYF'sini kullanmak hesapsal olarak zor olduğundan MÜF kullanılmıştır. Yavaş sönümleme durumunda TAK'ın varyansı sıfır olmaktadır. Daha sonra, hızlı sönümlemeli kanalda ortalama SHO analizi yapılmıştır. Son olarak klasik DFBÇ sisteminin hızlı sönümlemeli, frekans seçici ve Rayleigh sönümlemeli kanallarda elde edilen teorik başarımların sonuçları benzetimle elde edilen başarımların sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, hızlı sönümlemeli kanalda meydana gelen frekans kayması (Doppler yayılımı) DFBÇ gibi çok taşıyıcılı sistemlerde farklı modülasyon teknikleri için artan İGO'ya rağmen başarımın iyileşmemesine neden olmaktadır. Bunun nedeni, Çok taşıyıcılı sistemlerin spektrumun örtüşmesine müsaade etmesine rağmen taşıyıcılar arası karışıma müsaade etmeyen dik alt-taşıyıcılar kullanmasıdır. Dolayısıyla farklı alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti, herhangi bir frekans kayması yokken sıfırdır. Oysa Doppler kayması, alt-taşıyıcıların frekansını değiştirdiğinden (diklik bozulduğundan) alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti sıfır olmaz ve TAK olarak ortaya çıkan bir gürültü, başarımı belirli bir seviyeden öteye götürmez. Bir başka deyişle, İGO'nun belli bir değerinden sonra hata olasılığı, İGO'dan bağımsız olur.

Dördüncü bölümde, çeşitleme, denkleştirme, ÇGÇÇ sistemler incelenmiştir. Ardından UZK'nın blok kodlamalı yapısı olan Alamouti UZBK yapısı analiz edilmiştir. Literatürdeki çalışmalardan farklı olarak öncelikle 2×1 ve 2×2 Alamouti UZBK için, alıcı anten çıkışlarındaki

İGO'nun OYF'si türetilmiştir. Sonra, sırasıyla Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemeli kanallarda, elde edilen OYF kullanılarak MÜF elde edilmiştir. Daha sonra, türetilen MÜF ve OYF kullanılarak Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemeli kanallarda ortalama SHO ve SKO ifadeleri türetilmiştir. Ayrıca benzetimle SHO ve SKO değerleri hesaplanıp teorik ifadelerden elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Diğer taraftan, karşılaştırmak maksadıyla 2×1 Alamouti UFBK/DFBÇ işaretlerin başarımı benzetim yoluyla incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, 2×2 Alamouti uzay-zaman kodlama 2×1 'e göre çok daha iyi SHO ve SKO başarımları vermiştir. Bunun başlıca sebebi bir alıcı antene göre iki alıcı antende çeşitlenimin artması, dolayısıyla başarımın iyileşmesidir. Ayrıca, Nakagami- m sönümlemeli kanallarda, m değerinin artması çeşitleme sağladığından başarımı iyileştirmektedir. Çünkü m değeri, Nakagami- m kanaldaki bağımsız Rayleigh kanal sayısını vermektedir. Diğer taraftan belirli bir Doppler frekansı için, artan taşıyıcı sayısı başarımı önemli ölçüde düşürmüştür. Benzer şekilde, belirli bir alt-taşıyıcı sayısı için artan Doppler frekansı da başarımı aynı derecede düşürmüştür.

Beşinci bölümde, literatürdeki genel frekans hoplaması kullanan dijital çok taşıyıcılı DFBÇ verici ve alıcı yapıları incelenmiştir. Ardından HFH/DFBÇ sistem modeli verilmiştir.

Altıncı bölümde, frekans seçici ve yavaş sönümlemeli kanallarda HFH/DFBÇ sistemin İKGO analizi yapılmıştır. Bu bölümde, alıcıda EBOB denkleştirici kullanılması durumunda N alt-taşıyıcılı bir sistem için karar değişkeni çıkışında elde edilen modülasyon sembol ifadeleri elde edildikten sonra sırasıyla, EKOKH ve SZ denkleştirme durumunda, frekans seçici sönümlemeli istatistiksel kanal modelleri üzerinde HFH/DFBÇ'nin İKGO ifadeleri türetilmiştir. Elde edilen başarımlarına göre, Rayleigh kanalda, SZ denkleştirme tekniği kullanılması durumunda HFH/DFBÇ sistem klasik DFBÇ'ye göre her hangi bir başarımların avantajı göstermediği gibi, düşük İGO değerlerinde TT-FUD/DFBÇ ile birlikte klasik sistemden daha kötü başarımlar göstermiştir. Nakagami- m kanalda ise, SZ denkleştirme tekniğini kullanan HFH/DFBÇ sistem, TT-FUD/DFBÇ sistem ile birlikte iyi bir çeşitleme kazancı sağlamıştır. Bunun yanında, alt-taşıyıcı sayısının artmasıyla başarımlar biraz daha iyileşmiştir. Diğer yandan EKOKH denkleştirme tekniği kullanılması durumunda, her iki kanalda da HFH/DFBÇ sistem önemli derecede çeşitleme kazancı sağlamıştır. Alt-taşıyıcı sayısı arttıkça sistemin başarımı artmıştır. Bununla birlikte alt-taşıyıcı sayısının artmasının HFH/DFBÇ sisteminin başarımını TT-FUD/DFBÇ sisteminin başarımına yaklaştırdığı görülmüştür. Dolayısıyla, HFH/DFBÇ ve TT-FUD/DFBÇ sistemler alt-taşıyıcı sayısının büyük değerleri için aynı çeşitleme kazancına sahip olmaktadır. Ardından HFH/DFBÇ sistem, yavaş sönümlemeli Nakagami- m kanalda

Alamouti yapısı ile karşılaştırıldığında, 4-FaKA modülasyon metodu için, HFH/DFBÇ sistemi 2×1 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminden tüm m değerlerinde belirli bir İGO değerinden sonra daha iyi başarımlar göstermiştir. Diğer yandan 2×2 Alamouti UZBK/DFBÇ sisteminin uzay çeşitlemesinin avantajıyla HFH/DFBÇ sisteminden, tüm modülasyon ve m değerlerinde çok daha iyi başarımlar gösterdiği görülmüştür. Ayrıca, Nakagami- m kanalda m değerinin artması her iki sistemde de başarımları önemli ölçüde iyileştirmiştir. Sonuç olarak, çok-taşıyıcılı yapısını koruyan HFH/DFBÇ tekniği, özellikle derin sönümlenmeli frekans seçici kanallarda, nisbeten düşük veri hızları gerektiren kablosuz teknolojiler için iyi bir seçim olabilir.

Yedinci bölümünde, frekans seçici ve hızlı sönümlenmeli kanallarda HFH/DFBÇ'nin İKGO analizine Doppler etkisi ilave edilmiş ve elde edilen sonuçlar benzetimlerle doğrulanmıştır. Yapılan benzetimlerde Doppler yayılmasının çok olduğu hızlı sönümlenmeli Rayleigh ve Nakagami- m kanallar dikkate alınmıştır. EKOKH denkleştirme kullanıldığında, HFH/DFBÇ sistemin başarımlarının klasik DFBÇ'den çok daha iyi olduğu görülmüştür. Diğer yandan Doppler etkisi alt-taşıyıcıların dikliğini bozduğundan kanal katsayılarında değişim olmaktadır. Oysa alıcıda kanalın Dopplersiz durumu bilindiğinden alıcıda uygulanan denkleştirme katsayıları gerçek değerden farklı olmaktadır. Bunun sonucunda da alıcıdaki alınan verinin doğru olma olasılığı düşmektedir. Bunun yanında En büyük Doppler frekansının büyük olması, alt-taşıyıcı frekans sapmasını daha fazla artırdığından kanal katsayılarındaki değişim daha fazla olmaktadır ve hata olasılığı iyice artmaktadır. TT-FUD/DFBÇ genel olarak HFH/DFBÇ sistemden daha iyi iken, Dopplerden dolayı alt-taşıyıcı sayısının belirli bir değerinden sonra başarımlarını HFH/DFBÇ sisteme bırakmıştır. Normalize Doppler frekansının belli bir değerinden sonra TT-FUD/DFBÇ sistem tüm alt taşıyıcıları kullandığından Doppler kaymasından daha fazla etkilenmiştir. Bir başka deyişle, HFH/DFBÇ sistemdeki alt-taşıyıcı sayısı TT-FUD/DFBÇ sistemdeki alt-taşıyıcı sayısının yarısı kadar olduğundan TAK'dan kaynaklanan modülasyon sembolleri arasındaki karışım daha az olmuştur. Bu durum çok sayıda alt-taşıyıcının kullanıldığı sistemler için HFH/DFBÇ sistemini daha cazip kılmaktadır.

Bu tez çalışmasında, alıcı çıkışındaki HFH/DFBÇ sembolünün İKGO analizi yapıldıktan sonra, sonsuz sayıda alt-taşıyıcı durumu için ortalama SHO başarımlarının hesaplanmasında kanal katsayılarının rasgele üretilmesine gerek duymayan kapalı formda ifadeler türetilmiştir. Ancak bu tez çalışmasında az sayıda alt-taşıyıcı düşünüldüğü için SHO başarımlarının hesaplanmasında kanal katsayıları rasgele üretilerek nümerik başarımların sonuçları elde edilmiştir. Gelecekte bu

konu ile ilgili SHO başarım hesaplamasında, hesapsal olarak çok karmaşık olmakla birlikte türetilen İKGO ifadesi kullanılarak MÜF yöntemi ile başarım hesaplaması yapılabilir.

Diğer taraftan HFH/DFBÇ işaretlerin başarımları, klasik DFBÇ, TT-FUD/DFBÇ ve Alamouti UZBK/DFBÇ tekniklerinde olduğu gibi Doppler kaymasından ciddi derecede etkilenmektedirler. Gelecekteki çalışmalarda bu konular araştırılabilir. Ayrıca, bu tez çalışmasında alıcıda SZ ve EKOKH denkleştirme teknikleri kullanılarak başarım analizi yapılmıştır. EBOB alıcı yapısı, ÇGÇÇ sistemlerde, alıcıda çoklu anten kullanıldığında bir birleştirici olarak kullanılırsa bir çeşitleme avantajı sunarlar. Fakat, DFBÇ sistemlerde alıcıda tek bir anten kullanıldığında, denkleştirici olarak EBOB kullanılırsa, diğer alt-taşıyıcılardan gelen karışımdan dolayı İGO azalır ve dolayısıyla başarım azalır. Bu yüzden Tekli-Giriş Tekli-Çıkış (Single-Input Single-Output, TGTC) sistemlerde denkleştirili olarak kullanılması avantaj sağlamaz. Bu yüzden EBOB denkleştirme tekniği için alıcıda karar değişkeni çıkışındaki ifadeler türetilmiştir. Ancak, İKGO ifadelerinin türetilmesine gerek duyulmamıştır. Dolayısıyla, HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarım hesaplamaları için diğer alıcı denkleştirme teknikleri araştırılabilir.

Ayrıca bu tez çalışmasında, frekans hoplaması için lineer ön-kodlama matrisi kullanılmıştır. İlâveten, bu tezden türetilen bir çalışmada, Kayan Yazmaç Tabanlı Frekans Hoplamalı DFBÇ işaretlerin başarım analizi yapılmıştır. HFH/DFBÇ işaretlerin SHO başarım hesaplamaları için diğer ön-kodlama tekniklerinin kullanılması halen açık araştırma konularıdır.

Bu tez çalışmasından türetilen “SINR Analysis of FFH/OFDM over Frequency Selective Rayleigh Fading Channel” isimli makale aynı zamanda uluslararası hakemli SCI-E bir dergide yayınlanmıştır (Oturak and Öztürk 2016).



KAYNAKLAR

- Alamouti S M** (1998) A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 16 (8): 1451-1458.
- Alard M and Lassalle R** (1987) Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers. *European Broadcast Union Review*, Ağustos 1987, 224: 47-69.
- Berens F, Ruegg A, Scholand T, Hessamian-Alinejad A and Jung P** (2007) Fast Frequency Hopping Diversity Scheme for OFDM-Based UWB Systems. *IEEE Electronics Letters*, 43 (1): 41-42.
- Bingham J A C** (1990) Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come. *IEEE Communications Magazine*, 28: 5-14.
- Calderbank A R, Seshadri N and Tarokh V** (1997a) Space-Time Codes for Wireless Communication: Code Construction. in *IEEE Proceedings of Vehicular Technology Conference*, Phoenix, AZ, 2-A: 637-641.
- Calderbank A R, Seshadri N and Tarokh V** (1997b) Space-Time Codes for Wireless Communication. *International Symposium on Information Theory (ISIT) 1997*. Ulm, Germany, 146-146.
- Chang R W** (1966) Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multi-Channel Data Transmission. *Bell Labs Technical Journal*, Aralık 1966, 45: 1775-1796.
- Chang R W and Gibby R A** (1968) A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme. *IEEE Transactions on Communication Technology*, Ağustos 1968, 16: 529-540.
- Cheikh D, Kelif J-M, Coupechoux M and Godlewski P** (2010) Outage Probability in a Multi-Cellular Network Using Alamouti Scheme. *IEEE Sarnoff Symposium*, Princeton NJ, Nisan 2010, 52 (8).
- Cimini L J** (1985) Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Transactions on Communications*, Temmuz 1985, 33: 665-675.
- Ciochina C and Sari H** (2010) A Review of OFDMA and Single-Carrier FDMA and Some Recent Results. *Advances in Electronics and Telecommunications*, 1 (1): 35-40.
- Coşkun A F, Kucur O and Altunbaş İ** (2013) Performance Analysis of Alamouti Scheme with Transmit Antenna Selection in Non-Identical Nakagami- m Fading Channels. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 13 (7): 671-680.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- Fazel K and Kaiser S** (2008) *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. 2nd Edition, ISBN: 978-0-470-99821-2, Wiley, West Sussex, 360 pp.
- Goldsmith A** (2005) *Wireless Communications*. ISBN:0-521-83716-2, Cambridge University Press, New York, 561 pp.
- Gore D and Paulraj A** (2001) Space-Time Block Coding with Optimal Antenna Selection. *IEEE Communications Letters*, 2441-2444.
- Haykin S and Moher M** (2005) *Modern Wireless Communications*, ISBN:0-13-124697-6, Printice Hall International Edition, Upper Saddle River, NJ, 560 pp.
- Huang X** (2007) Diversity Performance of Precoded OFDM with MMSE Equalization. *7th International Symposium on Communications and Information Technologies, (ISCIT '07)*, Sydney, 16-19 Ekim 2007, 802-807.
- Khan F** (2009) *LTE for 4G Mobile Broadband*. 1st Edition, ISBN:978-0-521-88221-7, Cambridge University Press, New York, 492 pp.
- Lee K F and Williams D B** (2000a) A Space-Time Coded Transmitter Diversity Technique for Frequency Selective Fading Channels. *in Proceedings IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, 149-152.
- Lee K F and Williams D B** (2000b) A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems. *in Proceedings IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM '00)*, 3: 1473-1477.
- Lin D B, Chiang P H and Li H J** (2005) Performance Analysis of Two Branch Transmit Diversity Block-Coded OFDM Systems in Time Varying Multipath Rayleigh-Fading Channels. *IEEE Transactions Vehicular Technology*, Ocak 2005, 54: 136-148.
- Lindner J and Pietsch C** (2002) The Spatial Dimension in the Case of MC-CDMA. *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, Eylül-Ekim 2002, 13 (5): 431-438.
- Liu Z, Xin Y and Giannakis GB** (2003) Linear Constellation Precoding for OFDM with Maximum Multipath Diversity and Coding Gains. *IEEE Transactions on Communications*, 51 (3): 416-427.
- Molisch A F** (2003) MIMO Systems with Antenna Selection-an Overview. *Mitsubishi Research Laboratory*.
- Naguib A F and Calderbank R** (2000) Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, Mart 2000, 17 (3): 76-92.
- Oturak A, Kaya H, Öztürk E** (2011) Alamouti Uzay-Zaman Kodlu ve Kuvvetlendir-Aktar Röleli Çeşitlemelerin OFDM İşaretleri için Başarım Karşılaştırması. *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, 1 (1): 47-54.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- Oturak A ve Öztürk E** (2012) Alamouti Uzay-Zaman Kodlu DFBC işaretlerin Nakagami-*m* Kanallardaki Başarımları. *IEEE 20. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU12)*, 18-20 Nisan 2012, Fethiye/Muğla.
- Oturak A ve Öztürk E** (2013) Performance of Fast Frequency Hopping OFDM Under Doppler Spread. *The 9th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC 2013)*, 1-5 July 2013, Cagliari-Sardinia/Italy, 884-888.
- Oturak A ve Öztürk E** (2014) EKOKH Alıcılı HFH/DFBC'nin Yarı Analitik Başarım Analizi. *IEEE 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU14)*, 23-25 Nisan 2014, Trabzon/Türkiye, 1666-1669.
- Oturak A and Öztürk E** (2016) SINR Analysis of FFH/OFDM over Frequency Selective Rayleigh Fading Channel. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 25 Aralık 2016, 16 (18): 3244-3255.
- Oturak A, Öztürk E ve Yanık K** (2013) Kayan Yazmaç Tabanlı Frekans Hoplamalı DFBC'nin Doppler Yayılımı Altında Başarımı. *IEEE 21. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU13)*, 24-26 Nisan 2013, Girne/KKTC, 1-4.
- Pancaldi F, Vitetta G M, Kalbasi R, Al-Dhahir N, Uysal M and Mheidat H** (2008) Single Carrier Frequency Domain Equalization. *IEEE Signal Processing Magazine*, Eylül 2008, 25 (5): 37-56.
- Peebles P Z** (2001) *Probability, Random Variables, and Random Signal Principles*. 4th Edition, ISBN: 0-07-118181-4, McGraw-Hill International Edition, Singapore, 462 pp.
- Pereira J M** (1999) Beyond Third Generation. in *Proceedings International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'99)*, Eylül 1999, Amsterdam, The Netherlands.
- Pereira J M** (2000) Fourth Generation: Now It is Personal!, in *Proceedings IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2000)*, Eylül 2000, London, UK, 1009-1016.
- Proakis J G** (2001) *Digital Communications*. 4th Edition, ISBN:0-07-118183-0, McGraw-Hill International Edition, New York, 1002 pp.
- Proakis J G and Salehi M** (1994) *Communications Systems Engineering*, 1st Edition, ISBN: 978-0131589322, Prentice Hall International Edition, New Jersey, 889 pp.
- Proakis J G and Salehi M** (2002) *Communication Systems Engineering*, 2nd Edition, ISBN: 0-13-095007-6, Prentice Hall International Edition, New Jersey, 801 pp.
- Qian J** (2010) The Analysis and Implementation of FPGA for Precoding in FFH-OFDM. in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 6th International Conference*, 23-25 Eylül 2010.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- Rappaport T S** (2002) *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2nd Edition, ISBN: 0-13-042232-0, Prentice Hall, New Jersey, 707 pp.
- Rong Y, Vorobyov S A and Gershman A B** (2005) Linear Block Precoding for OFDM Systems Based on Maximization of Mean Cutoff Rate. *IEEE Transactions Signal Processing*, 53: 4691-4696.
- Russel M and Stüber G L** (1995) Interchannel Interference Analysis of OFDM in a Mobile Environment. *Vehicular Technology Conference*, 1995 IEEE 45th, 25-28 Temmuz 1995, 820-824.
- Russel M and Stuber G L** (1996) Interchannel Interference Analysis of OFDM in a Mobile Environment. *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference*, Chicago, IL, Temmuz 1996, 2: 820-824.
- Saltzberg B R** (1967) Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System. *IEEE Transactions on Communication Technology*, Aralık 1967, 15: 805-811.
- Scholand T, Faber T, Seebens A, Lee J, Cho J, Cho Y, Lee H W and Jung P** (2005a) Fast Frequency Hopping OFDM Concept. *IEE Electronics Letters*, 23 Haziran 2005, 41 (13): 748-749.
- Scholand T, Faber T, Lee J, Cho J, Cho Y and Jung P** (2005b) Physical Layer Performance of a Novel Fast Frequency Hopping OFDM Concept. *Proceedings of the IST Mobile Summit 2005*, Haziran 2005, Dresden, 19-23.
- Shi Q, Yang Z, He L and Peng K** (2008) All Digital Baseband Frequency Hopping OFDM System, *Communication Systems ICCS, 11th IEEE Singapore International Conference on*, Guangzhou, 661-665.
- Simon M K and Alouini M** (2005) *Digital Communications over Fading Channels*, 2nd Edition, ISBN: 0-471-64953-8, Wiley, New Jersey, 900 pp.
- Simon M K and Divsalar D** (1998) Some New Twists to Problems Involving the Gaussian Probability Integral. *IEEE Transactions on Communication*, Şubat 1998, 46 (2): 200-210.
- Stark H and Woods J W** (2002) *Probability and Random Processes with Applications to Signal Processing*. 3rd Edition, ISBN: 0-13-020071-9, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 689 pp.
- Tarasak P, Lin Z, Peng X and Chin F** (2008) Fast Frequency Hopping OFDM with QR-Based Receivers. *in Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 21-24 Eylül 2008, 1-5.
- Tarasak P, Lin Z, Peng X and Chin F** (2009) Performance Evaluation of Fast Frequency Hopping OFDM Over UWB Channels. *in Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 26-29 Nisan 2009, 1-5.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- Tarokh V, Jafarkhani H and Calderbank A R** (1999) Space–Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, Haziran 1999, 45: 1456-1467.
- Trivedi Y N and Chaturvedi J A** (2011) Performance Analysis of Alamouti Transmit Diversity with Transmit Antenna Selection for Reduced Feedback Rate. *International Conference on Devices and Communications (ICDeCom)*, 24-25 Şubat 2011, Mesra, India, 1-5.
- Trivedi Y N and Chaturvedi J A** (2010) Performance Analysis of Alamouti Scheme with Transmit Antenna Selection in MISO Systems. *National Conference on Communications (NCC)*, 29-31 Ocak 2010, IIT Madras, 1-5.
- Tsumura S, Mino R, Hara S and Hara Y** (2005) Performance Comparison of OFDM-FH and MC-CDM in Single- and Multi Cell Environments. *Vehicular Technology Conference IEEE 61st*, Stockholm, 3: 1730-1734.
- Vucetic B and Yuan J** (2003) *Space-time coding*. ISBN: 0-470-84757-3, John Wiley and Sons Ltd., West Sussex, 302 pp.
- Wang J, Wen O Y, Li S, Shu R and Cheng K** (2006a) Capacity of Alamouti Coded OFDM Systems in Time-Varying Multipath Rayleigh Fading Channels. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Melbourne Vic., 1923-1927.
- Wang T (Ronald), Proakis J G and Masry E** (2006b) Performance Degradation of OFDM Systems Due to Doppler Spreading. *IEEE Transactions On Wireless Communications*, Haziran 2006, 5 (6): 1422-1432.
- Weinstein S B and Ebert P M** (1971) Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, Ekim 1971, 19: 628-634.
- Xiao C and Zheng Y R** (2009) Improved Models for the Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms. *IEEE Commun., letters*, Haziran 2002, 6 (6): 256–258.
- Zhang J, Liu L and Li J** (2011) Performance Analysis of Space Time Block Code in MIMO-OFDM Systems. *IEEE 3rd International Conference on Comm. Soft. And Networks (ICCSN)*, Mayıs 2011, 13-16.



EK AÇIKLAMALAR

EK A: 2×1 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m kanal için alıcı anten çıkışındaki OYF'nin türetilmesi

Dördüncü bölümde eşitlik (4.21)'de verilen OYF ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir.

$$\begin{aligned}
 p_{z_i}(z_i) &= p_{\gamma_1}(\gamma_1) \otimes p_{\gamma_2}(\gamma_2) \quad , \quad z_i \geq 0 \quad , \quad i = 1,2 \\
 &= \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \left(\frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{z}_i^m} \gamma_1^{m-1} \cdot e^{-\frac{\gamma_1}{\bar{z}_i}} \right) \cdot \left(\frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{z}_i^m} (z_i - \gamma_1)^{m-1} \cdot e^{-\frac{-(z_i - \gamma_1)}{\bar{z}_i}} \right) d\gamma_1 \\
 &= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{m-1} (z_i - \gamma_1)^{m-1} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} d\gamma_1 \\
 &= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{m-1} (z_i - \gamma_1)^{m-1} d\gamma_1 \\
 &= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} \times \beta_1
 \end{aligned} \tag{A-1}$$

Eşitlik (A-1)'de β_1 'i eşitlik (A-2)'deki gibi tanımlayalım.

$$\beta_1 = \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{m-1} (z_i - \gamma_1)^{m-1} d\gamma_1 \tag{A-2}$$

Eşitlik (A-2)'deki integrale aşağıdaki gibi değişken dönüşümü uygulanabilir.

$$\begin{aligned}
 u &= (z_i - \gamma_1)^{m-1} \quad \Rightarrow \quad du = -(m-1)(z_i - \gamma_1)^{m-2} d\gamma_1 \\
 dv &= \gamma_1^{m-1} d\gamma_1 \quad \Rightarrow \quad v = \gamma_1^m / m
 \end{aligned}$$

$$\int_{\gamma_1=0}^{z_i} u dv = u.v \Big|_{\gamma_1=0}^{z_i} - \int_{\gamma_1=0}^{z_i} v du$$

$$\begin{aligned}
\beta_1 &= (z_i - \gamma_1)^{m-1} \cdot \frac{\gamma_1^m}{m} \Big|_{\gamma_1=0}^{z_i} + \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \frac{\gamma_1^m}{m} (m-1)(z_i - \gamma_1)^{m-2} d\gamma_1 \\
&= \frac{(m-1)}{m} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^m (z_i - \gamma_1)^{m-2} d\gamma_1
\end{aligned} \tag{A-3}$$

Daha sonra eşitlik (A-3)'de elde edilen integrale aşağıdaki gibi yeniden değişken dönüşümü uygulanırsa,

$$\begin{aligned}
u &= (z_i - \gamma_1)^{m-2} \quad \Rightarrow \quad du = -(m-2)(z_i - \gamma_1)^{m-3} d\gamma_1 \\
dv &= \gamma_1^m d\gamma_1 \quad \Rightarrow \quad v = \frac{\gamma_1^{m+1}}{m+1}
\end{aligned}$$

eşitlik (A-2)'de verilen β_1 ifadesi eşitlik (A-4)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\beta_1 &= \frac{(m-1)}{m} \left[(z_i - \gamma_1)^{m-2} \cdot \frac{\gamma_1^{m+1}}{m+1} \Big|_{\gamma_1=0}^{z_i} + \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \frac{\gamma_1^{m+1}}{m+1} (m-2)(z_i - \gamma_1)^{m-3} d\gamma_1 \right] \\
&= \frac{(m-1)}{m} \frac{(m-2)}{(m+1)} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{m+1} (z_i - \gamma_1)^{m-3} d\gamma_1 \\
&= \frac{(m-1)}{m} \frac{(m-2)}{(m+1)} \dots \frac{m-(m-1)}{m+(m-2)} \int_{\gamma_1=0}^{z_i} \gamma_1^{2m-2} (z_i - \gamma_1)^0 d\gamma_1 \\
&= \frac{(m-1)}{m} \frac{(m-2)}{(m+1)} \dots \frac{m-(m-1)}{m+(m-2)} \cdot \frac{z_i^{2m-1}}{(2m-1)} \\
&= \frac{(m-1)}{m} \frac{(m-2)}{(m+1)} \dots \frac{3 \cdot 2 \cdot 1}{(2m-3)(2m-2)} \cdot \frac{z_i^{2m-1}}{(2m-1)} \times \frac{(m-1)!}{(m-1)!} \\
&= \frac{[(m-1)!]^2}{(2m-1)!} z_i^{2m-1} \\
&= \frac{[\Gamma(m)]^2}{\Gamma(2m)} z_i^{2m-1}
\end{aligned} \tag{A-4}$$

Eşitlik (A-4)'de elde edilen β_1 ifadesinin eşitlik (A-1)'de yerine yazılmasıyla 2×1 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m kanal için alıcı anten çıkışındaki OYF eşitlik (A-5)'deki gibi elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned}
p_{z_i}(z_i) &= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} e^{\frac{-mz_i}{\bar{z}_i}} \times \beta_1 \\
&= \frac{m^{2m}}{(\Gamma(m))^2 \bar{z}_i^{2m}} e^{\frac{-mz_i}{\bar{z}_i}} \frac{[\Gamma(m)]^2}{\Gamma(2m)} z_i^{2m-1} \\
&= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m) \bar{z}_i^{2m}} z_i^{2m-1} e^{\frac{-mz_i}{\bar{z}_i}}
\end{aligned} \tag{A-5}$$



EK B: 2×1 Alamouti UZBK yapısında Rayleigh kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi

Dördüncü bölümde eşitlik (4.35)'de verilen SKO ifadesi eşitlik (B-1)'deki gibi türetilmiştir.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^i &= P(z_i < \gamma_e) = \int_{z_i=0}^{\gamma_e} p_{z_i}(z_i) dz_i \quad , \quad i=1,2 \\
 &= \int_{z_i=0}^{\gamma_e} \frac{z_i}{\bar{z}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} dz_i \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \int_{z_i=0}^{\gamma_e} z_i e^{\left(\frac{-1}{\bar{z}_i}\right)z_i} dz_i \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \left[e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} \left(\frac{z_i}{-1/\bar{z}_i} - \frac{1}{1/\bar{z}_i^2} \right) \right]_{z_i=0}^{\gamma_e} \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} e^{-\frac{z_i}{\bar{z}_i}} \left(-z_i \bar{z}_i - \bar{z}_i^2 \right) \Big|_{z_i=0}^{\gamma_e} \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \left[e^{-\frac{\gamma_e}{\bar{z}_i}} \left(-\gamma_e \bar{z}_i - \bar{z}_i^2 \right) - 1 \left(0 - \bar{z}_i^2 \right) \right] \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i^2} \left[-\gamma_e \bar{z}_i e^{-\frac{\gamma_e}{\bar{z}_i}} - \bar{z}_i^2 e^{-\frac{\gamma_e}{\bar{z}_i}} + \bar{z}_i^2 \right] \\
 &= \frac{1}{\bar{z}_i} \left[-\gamma_e e^{-\gamma_e/\bar{z}_i} - \bar{z}_i e^{-\gamma_e/\bar{z}_i} + \bar{z}_i \right]
 \end{aligned} \tag{B-1}$$

EK C: 2×1 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi

Dördüncü bölümde eşitlik (4.36)'da verilen SKO ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^i &= P(z_i < \gamma_e) = \int_{z_i=0}^{\gamma_e} p_{z_i}(z_i) dz_i, \quad i = 1, 2 \\
 &= \int_{z_i=0}^{\gamma_e} \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{z_i^{2m-1}}{\bar{z}_i^{2m}} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} dz_i \\
 &= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{1}{\bar{z}_i^{2m}} \int_{z_i=0}^{\gamma_e} z_i^{2m-1} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} dz_i
 \end{aligned} \tag{C-1}$$

Eşitlik (C-1)'deki integral, (Weinstein and Ebert 1971)'deki gibi hesaplanabilir. Eşitlik (C-1)'deki son integrali β_2 olarak tanımlayalım.

$$P_{out}^i = \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{1}{\bar{z}_i^{2m}} \times \beta_2 \tag{C-2}$$

Bu durumda eşitlik (C-2)'de tanımlanan β_2 eşitlik (C-3)'deki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
 \beta_2 &= e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} \left[\frac{z_i^{2m-1}}{\left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)} - \frac{(2m-1)z_i^{2m-2}}{\left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^2} + \frac{(2m-1)(2m-2)z_i^{2m-3}}{\left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^3} + \dots - \frac{(2m-1)!z_i^{2m-2m}}{\left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^{2m}} \right] \\
 &= \sum_{n=1}^{2m} e^{-\frac{mz_i}{\bar{z}_i}} \left[\frac{(2m-1)!z_i^{2m-n}}{(2m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^n} \right]_{z_i=0}^{\gamma_e}
 \end{aligned} \tag{C-3}$$

Eşitlik (C-3)'de elde edilen β_2 ifadesi, eşitlik (C-2)'de yerine yazılarak servis kesilme olasılığı eşitlik (C-4)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
P_{out}^i &= \frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)} \frac{1}{\bar{z}_i^{2m}} \times \sum_{n=1}^{2m} e^{\frac{-mz_i}{\bar{z}_i}} \left[\frac{(2m-1)! z_i^{2m-n}}{(2m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^n} \right]_{z_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \frac{\left(\frac{m}{\bar{z}_i}\right)^{2m}}{(2m-1)!} (2m-1)! e^{\frac{-mz_i}{\bar{z}_i}} \sum_{n=1}^{2m} \frac{z_i^{2m-n}}{(2m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^n} \Bigg|_{z_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \left(\frac{m}{\bar{z}_i}\right)^{2m} e^{\frac{-mz_i}{\bar{z}_i}} \sum_{n=1}^{2m} \frac{z_i^{2m-n}}{(2m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^n} \Bigg|_{z_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \left(\frac{m}{\bar{z}_i}\right)^{2m} e^{\frac{-m\gamma_e}{\bar{z}_i}} \sum_{n=1}^{2m} \frac{\gamma_e^{2m-n}}{(2m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{z}_i}\right)^n}
\end{aligned} \tag{C-4}$$

Eşitlik (C-4)'de $m=1$ yazılarak Rayleigh kanal için elde edilen servis kesilme olasılığı bulunabilir.

EK D: 2×2 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m kanal için alıcı anten çıkışındaki OYF'nin türetilmesi

Dördüncü bölümde eşitlik (4.45)'de verilen OYF ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir.

$$\begin{aligned}
 p_{v_i}(v_i) &= p_{z_i^1}(z_i) \otimes p_{z_i^2}(z_i) \quad , \quad v_i \geq 0 \quad , \quad i=1,2 \\
 &= \int_{z_i=0}^{v_i} \left(\frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)\bar{v}_i^{2m}} \cdot z_i^{2m-1} \cdot e^{-\frac{mz_i}{\bar{v}_i}} \right) \cdot \left(\frac{m^{2m}}{\Gamma(2m)\bar{v}_i^{2m}} \cdot (v_i - z_i)^{2m-1} \cdot e^{-\frac{m(v_i-z_i)}{\bar{v}_i}} \right) dz_i \\
 &= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m-1} (v_i - z_i)^{2m-1} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} dz_i \quad (D-1) \\
 &= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m-1} (v_i - z_i)^{2m-1} dz_i \\
 &= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \times \beta_3
 \end{aligned}$$

Eşitlik (D-1)'de β_3 'ü eşitlik (D-2)'deki gibi tanımlayalım.

$$\beta_3 = \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m-1} (v_i - z_i)^{2m-1} dz_i \quad (D-2)$$

Eşitlik (D-2)'deki integrale aşağıdaki gibi değişken dönüşümü uygulanabilir.

$$\begin{aligned}
 u &= (v_i - z_i)^{2m-1} \quad \Rightarrow \quad du = -(2m-1)(v_i - z_i)^{2m-2} dz_i \\
 dv &= z_i^{(2m-1)} dz_i \quad \Rightarrow \quad v = z_i^{2m} / 2m
 \end{aligned}$$

$$\int_{z_i=0}^{v_i} u dv = u \cdot v \Big|_{z_i=0}^{v_i} - \int_{z_i=0}^{v_i} v du$$

$$\begin{aligned}
\beta_3 &= (v_i - z_i)^{2m-1} \cdot \frac{z_i^{2m}}{2m} \Big|_{z_i=0}^{v_i} + \int_{z_i=0}^{v_i} \frac{z_i^{2m}}{2m} (2m-1)(v_i - z_i)^{2m-2} dz_i \\
&= \frac{(2m-1)}{2m} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m} (v_i - z_i)^{2m-2} dz_i
\end{aligned} \tag{D-3}$$

Daha sonra eşitlik (D-3)'de elde edilen integrale aşağıdaki gibi yeniden değişken dönüşümü uygulanırsa,

$$\begin{aligned}
u &= (v_i - z_i)^{2m-2} \quad \Rightarrow \quad du = -(2m-2)(v_i - z_i)^{2m-3} dz_i \\
dv &= z_i^{2m} dz_i \quad \Rightarrow \quad v = \frac{z_i^{2m+1}}{2m+1}
\end{aligned}$$

eşitlik (D-2)'de verilen β_3 ifadesi eşitlik (D-4)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\beta_3 &= \frac{(2m-1)}{2m} \left[(v_i - z_i)^{2m-2} \cdot \frac{z_i^{2m+1}}{2m+1} \Big|_{z_i=0}^{v_i} + \int_{z_i=0}^{v_i} \frac{z_i^{2m+1}}{2m+1} (2m-2)(v_i - z_i)^{2m-3} dz_i \right] \\
&= \frac{(2m-1)}{2m} \frac{(2m-2)}{(2m+1)} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{2m+1} (v_i - z_i)^{2m-3} dz_i \\
&= \frac{(2m-1)}{2m} \frac{(2m-2)}{(2m+1)} \dots \frac{2m-(2m-1)}{2m+(2m-2)} \int_{z_i=0}^{v_i} z_i^{4m-2} (v_i - z_i)^0 dz_i \\
&= \frac{(2m-1)}{2m} \frac{(2m-2)}{(2m+1)} \dots \frac{2m-(2m-1)}{2m+(2m-2)} \cdot \frac{v_i^{4m-1}}{(4m-1)} \\
&= \frac{(2m-1)}{2m} \frac{(2m-2)}{(2m+1)} \dots \frac{3 \cdot 2 \cdot 1}{(4m-3)(4m-2)} \cdot \frac{v_i^{4m-1}}{(4m-1)} \times \frac{(2m-1)!}{(2m-1)!} \\
&= \frac{[(2m-1)!]^2}{(4m-1)!} v_i^{4m-1} \\
&= \frac{[\Gamma(2m)]^2}{\Gamma(4m)} v_i^{4m-1}
\end{aligned} \tag{D-4}$$

Eşitlik (D-4)'de elde edilen β_3 ifadesinin eşitlik (D-1)'de yerine yazılmasıyla 2×2 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m kanal için alıcı anten çıkışındaki OYF eşitlik (D-5)'deki gibi elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned}
p_{v_i}(v_i) &= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \times \beta_2 \\
&= \frac{m^{4m}}{(\Gamma(2m))^2 \bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \frac{[\Gamma(2m)]^2}{\Gamma(4m)} v_i^{4m-1} \\
&= \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m) \bar{v}_i^{4m}} v_i^{4m-1} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}}
\end{aligned} \tag{D-5}$$



EK E: 2×2 Alamouti UZBK yapısında Rayleigh kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi

Dördüncü bölümde eşitlik (4.52)'de verilen SKO ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^i &= P(v_i < \gamma_e) = \int_{v_i=0}^{\gamma_e} p_{v_i}(v_i) dv_i, \quad i=1,2 \\
 &= \int_{v_i=0}^{\gamma_e} \frac{1}{\Gamma(4)} \frac{v_i^3}{\bar{v}_i^4} e^{-\frac{v_i}{\bar{v}_i}} dv_i \\
 &= \frac{1}{\Gamma(4)\bar{v}_i^4} \int_{v_i=0}^{\gamma_e} v_i^3 e^{-\frac{v_i}{\bar{v}_i}} dv_i
 \end{aligned} \tag{E-1}$$

Eşitlik (E-1)'deki integral, (Weinstein and Ebert 1971)'deki gibi hesaplanabilir. Eşitlik (E-1)'deki son integrali β_4 olarak tanımlayalım.

$$P_{out}^i = \frac{1}{\Gamma(4)\bar{v}_i^4} \times \beta_4 \tag{E-2}$$

Bu durumda eşitlik (E-2)'de tanımlanan β_4 eşitlik (E-3)'deki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
 \beta_4 &= e^{-\frac{\gamma_e}{\bar{v}_i}} \left[\frac{v_i^{4-1}}{\left(\frac{-1}{\bar{v}_i}\right)} - \frac{(4-1)v_i^{4-2}}{\left(\frac{-1}{\bar{v}_i}\right)^2} + \frac{(4-1)(4-2)v_i^{4-3}}{\left(\frac{-1}{\bar{v}_i}\right)^3} + \dots - \frac{(4-1)!v_i^{4-4}}{\left(\frac{-1}{\bar{v}_i}\right)^4} \right] \\
 &= \sum_{n=1}^4 e^{-\frac{\gamma_e}{\bar{v}_i}} \left[\frac{(4-1)!v_i^{4-n}}{(4-n)! \left(\frac{-1}{\bar{v}_i}\right)^n} \right]_{v_i=0}^{\gamma_e}
 \end{aligned} \tag{E-3}$$

Eşitlik (E-3)'de elde edilen β_4 ifadesi, eşitlik (E-2)'de yerine yazılarak servis kesilme olasılığı eşitlik (E-4)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
P_{out}^i &= \frac{1}{\Gamma(4)\bar{v}_i^4} \times \sum_{n=1}^4 e^{\frac{-v_i}{\bar{v}_i}} \left[\frac{(4-1)!v_i^{4-n}}{(4-n)! \left(\frac{-1}{\bar{v}_i}\right)^n} \right]_{v_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \frac{\left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^4}{(4-1)!} (4-1)! e^{\frac{-v_i}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^4 \frac{-v_i^{4-n}}{(4-n)! \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^n} \Bigg|_{v_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^4 e^{\frac{-v_i}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^4 \frac{-v_i^{4-n}}{(4-n)! \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^n} \Bigg|_{v_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^4 e^{\frac{-\gamma_e}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^4 \frac{-\gamma_e^{4-n}}{(4-n)! \left(\frac{1}{\bar{v}_i}\right)^n}
\end{aligned} \tag{E-5}$$

EK F: 2×2 Alamouti UZBK yapısında Nakagami- m kanal için servis kesilme olasılığının türetilmesi

Dördüncü bölümde eşitlik (4.53)'de verilen SKO ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^i &= P(v_i < \gamma_e) = \int_{v_i=0}^{\gamma_e} p_{v_i}(v_i) dv_i, \quad i=1,2 \\
 &= \int_{v_i=0}^{\gamma_e} \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)} \frac{v_i^{4m-1}}{\bar{v}_i^{4m}} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} dv_i \\
 &= \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)\bar{v}_i^{4m}} \int_{v_i=0}^{\gamma_e} v_i^{4m-1} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} dv_i
 \end{aligned} \tag{F-1}$$

Eşitlik (F-1)'deki integral, (Weinstein and Ebert 1971)'deki gibi hesaplanabilir. Eşitlik (F-1)'deki son integrali β_5 olarak tanımlayalım.

$$P_{out}^i = \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)\bar{v}_i^{4m}} \times \beta_5 \tag{F-2}$$

Bu durumda eşitlik (F-2)'de tanımlanan β_5 eşitlik (F-3)'deki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
 \beta_5 &= e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \left[\frac{v_i^{4m-1}}{\left(\frac{-m}{\bar{v}_i}\right)} - \frac{(4m-1)v_i^{4m-2}}{\left(\frac{-m}{\bar{v}_i}\right)^2} + \frac{(4m-1)(4m-2)v_i^{4m-3}}{\left(\frac{-m}{\bar{v}_i}\right)^3} + \dots - \frac{(4m-1)!v_i^{4m-4m}}{\left(\frac{-m}{\bar{v}_i}\right)^{4m}} \right] \\
 &= \sum_{n=1}^{4m} e^{-\frac{mv_i}{\bar{v}_i}} \left[\frac{(4m-1)!v_i^{4m-n}}{(4m-n)! \left(\frac{-m}{\bar{v}_i}\right)^n} \right]_{v_i=0}^{\gamma_e}
 \end{aligned} \tag{F-3}$$

Eşitlik (F-3)'de elde edilen β_5 ifadesi, eşitlik (F-2)'de yerine yazılarak servis kesilme olasılığı eşitlik (F-4)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
P_{out}^i &= \frac{m^{4m}}{\Gamma(4m)\bar{v}_i^{4m}} \times \sum_{n=1}^{4m} e^{\frac{-mv_i}{\bar{v}_i}} \left[\frac{(4m-1)! v_i^{4m-n}}{(4m-n)! \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^n} \right]_{v_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \frac{\left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^{4m}}{(4m-1)!} (4m-1)! e^{\frac{-mv_i}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^{4m} \frac{-v_i^{4m-n}}{(4m-n)! \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^n} \Big|_{v_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^{4m} e^{\frac{-mv_i}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^{4m} \frac{-v_i^{4m-n}}{(4m-n)! \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^n} \Big|_{v_i=0}^{\gamma_e} \\
&= \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^{4m} e^{\frac{-m\gamma_e}{\bar{v}_i}} \sum_{n=1}^{4m} \frac{-\gamma_e^{4m-n}}{(4m-n)! \left(\frac{m}{\bar{v}_i}\right)^n}
\end{aligned} \tag{F-4}$$

Eşitlik (F-4)'de $m=1$ yazılarak Rayleigh kanal için elde edilen servis kesilme olasılığı bulunabilir.



ÖZGEÇMİŞ

Ahmet OTURAK 1976'da Senirkent Isparta'da doğdu; lise öğrenimini Isparta Senirkent Lisesinde tamamladı. Süleyman Demirel Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden 2001 yılında, BEÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı yüksek lisans programından 2007 yılında mezun oldu. 2003 yılından beri BEÜ Alaplı Meslek Yüksekokulu, Elektronik ve Otomasyon Bölümü, Elektronik ve Haberleşme Teknolojisi programında Öğretim Görevlisi olarak, 2015 yılından beri aynı programda program koordinatörü olarak çalışmaktadır.

ADRES BİLGİLERİ:

Adres: Yenimahalle Mah. Esentepe Cad. No:3/8 (Alaplı Toki Sitesi, K1-7 Blok, Daire:8) 67850 Alaplı / ZONGULDAK.

Tel: (+90) 536 989 3312

E-posta: ahoturak@gmail.com